



Université d'Oran 2
Institut de Maintenance et de sécurité Industrielle
Ingénierie de la Maintenance en Instrumentation

Pour l'obtention du diplôme de Master
En 2022/2023

**Commande avancé d'une Génératrice synchrone à aiment
permanent intégré dans un système éolienne**

Présentée et soutenue publiquement par :

**Laidani anouar
Litim omar abdelaziz**

Devant le jury composé de :

Mr. HAMIDA Abdallah	Maître assistant A	Université d'Oran 2	Président
Mr. BELABBES Abdallah	Maître conférence B	Université d'Oran 2	Encadreur
Melle. YACHIR Amina	Ingénieur principal de laboratoire	Université d'Oran 2	Co-encadreur
Mr. BELKACEM Belkacem	Maître conférence A	Université d'Oran 2	Examineur

Commande avancé d'une Génératrice synchrone à aimant permanent intégré dans un système éolienne

Résumé :

Ce travail rapporte une simulation d'un nouveau contrôle avancé dans le générateur synchrone à aimants permanents dans les applications éoliennes, nous avons d'abord défini un modèle du GSAP puis expliqué quatre méthodes de contrôle différentes, y compris MPC, le contrôle le plus utilisé est l'intégrateur proportionnel mais il a quelques problèmes comme la difficulté de contrôler un système non linéaire, mais au fil du temps, différentes méthodes sont découvertes qui offrent un meilleur contrôle aux meilleurs exécutants, la simulation a été réalisée dans MATLAB/SIMULINK.

Mots clés : Génératrice synchrone à aimants permanents, éolienne, commande orientée champ, commande par mode glissant, commande prédictive par modèle.

Advanced control of a synchronous generator with permanent magnets integrated into a wind turbine system

Abstract:

This work reports a simulation of a new advanced control in the permanent magnet synchronous generator in wind turbine applications, first we defined a model of the pmsg then explained four different control methods including MPC, the most used control is proportional integrator but it has some problems like the difficulty of controlling a non-linear system but over time different methods are discovered that provide better control to better performers, the simulation was done in MATLAB/SIMULINK.

Key words: Permanent magnet synchronous generator, wind turbine, field-oriented control, sliding mode control, model predictive control.

تحكم متقدم في مولد متزامن مع مغناطيس دائم مدمج في نظام توربينات الرياح

الملخص:

يشير هذا العمل إلى محاكاة لعنصر تحكم متقدم جديد في المولد المتزامن للمغناطيس الدائم في تطبيقات توربينات الرياح ، أولاً حددنا نموذجًا لـ pmsg ثم شرحنا أربع طرق تحكم مختلفة بما في ذلك MPC ، والتحكم الأكثر استخدامًا هو التكامل النسبي ولكن لديه بعض المشاكل مثل صعوبة التحكم في نظام غير خطي ولكن مع مرور الوقت تم اكتشاف طرق مختلفة توفر تحكمًا أفضل لأصحاب الأداء الأفضل ، تم إجراء المحاكاة في MATLAB / SIMULINK ،

كلمات مفتاحية: مولد تزامن المغناطيس الدائم ، توربينات الرياح ، التحكم الميداني ، التحكم في الوضع الانزلاقي ، التحكم التنبؤي في النموذج.

Remerciements

Tous mes remerciements s'adressent tous d'abord au tout puissant ALLAH, d'avoir guidé mes pas vers le chemin du savoir.

Ce mémoire a été pour nous une expérience riche qui ne peut s'achever sans remercier la personne qui nous a encadré, aidé et soutenu durant ces six derniers mois. Nous tenons à remercier notre encadreur de ce mémoire, Abdallah BELABBES et sa co-encadreur, Amina YACHIR. Merci de nous faire confiance et de nous donner l'opportunité de travailler avec vous.

Nous tenons à remercier les membres du jury qui ont gracieusement consacré leur temps à examiner ce travail et qui nous ont également honorés en acceptant de l'évaluer, et surtout, de nous avoir donné l'opportunité de bénéficier de leur expertise pour progresser et développer notre perspective.

Nous adressons nos sincères remerciements à monsieur Mawloud TITAH, pour ses conseils et ses encouragements lors de la réalisation de ce projet de recherche.

Nos remerciements aussi monsieur Nabil BOURADA pour être une figure paternelle

Nous remercions aussi tous nos collègues, nos amis d'enfance ; Fahd SADIKKI, Bilel BOUMEDIENE, Kader SEBTI, Aissa BOUDJEMAA, Amel HASSANE, Fatima BESSEH, Asmaa GUENDOZ, Keltoum BOUCEDRA, Mohammed AMMARI, Salaheddine MEDJAHED, Fouzi CHERIEF, Yasser FRIH BEN GABBOU, Mustapha DJAMA, qui nous ont aidés dès le premier jour.

Enfin nous remercions nous parent, la famille LAIDANI, LITIM, BOUHAFS, HAMIDA parce qu'ils étaient la principale raison de ce mémoire.

Sommaire

Remerciements.....	iii
Sommaire	iv
Liste des Figures	vi
Liste des Tableaux.....	ix
Liste des Abréviations et notations	x
Introduction Générale.....	13
Chapitre 1: Généralité sur système éolienne :	14
1.1 Introduction :.....	15
1.2 Types D'EOLIENNES :	16
1.2.1 Aérogénérateurs à axe vertical :.....	16
1.2.2 Aérogénérateurs à axe horizontal :	17
1.3 Principaux composants d'une éolienne à axe HORIZONTAL :.....	18
1.4 L'état d'art des system de commandes :	19
1.4.1 Contrôle proportionnel-dérivé-intégral (PID) :.....	19
1.4.2 La commande à champ orienté (FOC) :.....	20
1.4.3 La commande par mode glissant :	21
Développement initial :.....	22
Évolution et popularisation :.....	22
Avancées théoriques :	22
1.4.4 La commande prédictive (MPC) :	23
1.5 Conclusion	25
Chapitre 2: Modélisation de la chaine éolienne	26
2.1 Modélisation de la turbine	27
2.1.1 Modélisation de la turbine	27
2.1.2 Maximisation de la puissance et control de l'angle :.....	29
2.2 Modélisation de GSAP :	30
2.2.1 Les aimants permanents :.....	31
2.2.2 Structure des machines synchrones triphasées	32
2.2.3 Fonctionnement de la machine synchrone a aimant permanent (MSAP).....	34
2.2.4 Modélisation de la génératrice synchrone a aimants permanents :.....	34
2.3 Modélisation des convertisseurs dos à dos :	41
2.3.1 Modélisation du convertisseur cote génératrice (CCM) :.....	42
2.3.2 Modélisation du convertisseur cote réseau (CCR) :	45
2.4 simulation de la TURBINE, GSAP et convertisseur :	46
2.4.1 Simulation de la turbine éolienne	46
2.4.2 Simulation de la GSAP	49
2.4.3 Simulation du convertisseur	52
Simulation du convertisseur cote génératrice (CCM) :.....	52
Simulation du convertisseur cote réseau (CCR) :	52
2.5 Conclusion	53

Chapitre 3: Les commandes avancés dans la chaine éolienne.....	54
3.1 commande classic (PI)	55
3.1.1 Calcul du régulateur (PI) :	55
3.1.2 Modèle de contrôleur de convertisseur côté génératrice MSC :.....	56
3.1.3 Modèle de contrôleur de convertisseur côté réseau GSC :	56
3.2 La commande à champ orienté (FOC) :.....	58
3.2.1 Modèle de contrôleur de convertisseur côté génératrice :	58
3.2.2 Modèle de contrôleur de convertisseur côté réseau	58
3.3 commande par mode glissant (SMC)	59
3.3.1 Description du Modèle :	59
3.3.2 Conception du contrôleur (SMC) :	59
3.3.3 SMC-MSc coté génératrice :.....	60
3.3.4 SMC-GSC coté réseau :.....	62
3.4 Commande Prédictive (MPC).....	64
3.4.1 Historique de la commande prédictive	64
3.4.2 Principe de la commande prédictive.....	65
3.4.3 Application de la commande prédictive dans la GSAP	66
3.5 Conclusion	68
Chapitre 4: Simulation.....	69
4.1.1 Simulation de la commande (PI)	70
4.1.2 Simulation de la commande (FOC)	72
4.1.3 Simulation de la commande (SMC).....	74
4.1.4 Simulation de la commande (MPC).....	76
4.1.5 Comparaison.....	78
4.2 Conclusion	81
Conclusion générale et perspectives	82
Bibliographie.....	84
Annexes.....	88

Liste des Figures

Figure 1.1 Éoliennes à axe vertical (Modèle Darrieus).....	16
Figure 1.2 Éolienne à axe vertical (Modèle Savonius).....	17
Figure 1.3 Éolienne à axe horizontal	17
Figure 1.4 Éléments constituant une éolienne à axe horizontal	19
Figure 2.1 Coefficient de puissance C_p en fonction du ratio de vitesse λ	28
Figure 2.2 Schéma fonctionnel de la commande d'angle de l'orientation de pale.	29
Figure 2.3 Caractéristiques magnétiques de quelques matériaux.....	31
Figure 2.4 Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.....	32
Figure 2.5 Différents types de rotors d'une MSAP.....	33
Figure 2.6 Schéma représentatif de la GSAP	34
Figure 2.7 Représentation de la MSAP dans le repère (d, q) de Park	36
Figure 2.8 Passage de repère naturel du stator au repère (d, q) de Park.....	37
Figure 2.9 Modèle de Park pour la GSAP.....	39
Figure 2.10 Schéma équivalent de la GSAP dans le repère dq.	39
Figure 2.11 Schéma de principe d'un redresseur MLI.....	42
Figure 2.12 Schéma de principe d'un onduleur MLI	45
Figure 2.13 (a) la puissance P_t , (b) ratio de vitesse, (c) le coefficient de puissance ..	46
Figure 2.14 la vitesse du vent et la puissance.....	47
Figure 2.15 angle d'orientation des pales (°).....	47
Figure 2.16 coefficient de puissance C_p et le ratio de vitesse λ	48
Figure 2.17 vitesse ω_m et le couple	48
Figure 2.18 (a) couple moteur, (b) vitesse mécanique	49
Figure 2.19 (c) tension dans l'axe dq, (d) tension abc	49
Figure 2.20 (a) le courant dans l'axe dq, (b) le courant abc	50
Figure 2.21 (a) courant dans l'axe dq, (b) tension dans l'axe dq	51
Figure 2.22 (c) courant abc, (d) tension abc	51
Figure 2.23 La tension de redresseur V_{dc}	52
Figure 2.24 La tension V_{abc}	52
Figure 2.25 Le courant I_{abc}	52
Figure 3.1 la structure générale de la commande PI.....	55
Figure 3.2 Schéma bloc d'un système régulé par un PI.....	55
Figure 3.3 La structure générale du SMC.....	62

Figure 3.4 la structure de la commande par mode glissant	63
Figure 3.5 principe de commande prédictive.	66
Figure 3.6 MPC topologie.	66
Figure 4.1 vent perturbé.....	69
Figure 4.2 (a) Le couple (C_e) , (b) la vitesse mécanique (ω_m)	70
Figure 4.3 (a) le courant (i_{sd}) , (b) le courant (i_{gq})	70
Figure 4.4 (a) La puissance active (P_g) (b) la puissance réactive (Q_g)	70
Figure 4.5 (a)le facteur de puissance $\cos\varphi$ (b) le rendement (%)	71
Figure 4.6 (a) Les courant (I_{sabc}) , (b) Les courant (I_{gabc})	71
Figure 4.7 (a) la tension (V_{dc}) (b) analyse harmonique	71
Figure 4.8 (a) Le couple (C_e) , (b) la vitesse mécanique (ω_m)	72
Figure 4.9 (a) le courant (i_{sd}) , (b) le courant (i_{gq})	72
Figure 4.10 (a) La puissance active (P_g) (b) la puissance réactive (Q_g)	72
Figure 4.11 (a)le facteur de puissance $\cos\varphi$ (b) le rendement (%)	73
Figure 4.12 (a) Les courant (I_{sabc}) , (b) Les courant (I_{gabc})	73
Figure 4.13 (a) la tension (V_{dc}) (b) analyse harmonique	73
Figure 4.14 (a) Le couple (C_e) , (b) la vitesse mécanique (ω_m)	74
Figure 4.15 (a) le courant (i_{sd}) , (b) le courant (i_{gq})	74
Figure 4.16 (a) La puissance active (P_g) (b) la puissance réactive (Q_g)	74
Figure 4.17 (a)le facteur de puissance $\cos\varphi$ (b) le rendement (%)	75
Figure 4.18 Les courant (I_{sabc}) , (b) Les courant (I_{gabc}).....	75
Figure 4.19 (a) la tension (V_{dc}) (b) analyse harmonique	75
Figure 4.20 (a) Le couple (C_e) , (b) la vitesse mécanique (ω_m)	76
Figure 4.21 (a) le courant (i_{sd}) , (b) le courant (i_{gq})	76
Figure 4.22 (a) La puissance active (P_g) (b) la puissance réactive (Q_g)	76
Figure 4.23 (a)le facteur de puissance $\cos\varphi$ (b) le rendement (%)	77
Figure 4.24 Les courant (I_{sabc}) , (b) Les courant (I_{gabc}).....	77
Figure 4.25 (a) la tension (V_{dc}) (b) analyse harmonique	77
Figure 4.26 Le couple (C_e)	78
Figure 4.27 la vitesse mécanique (ω_m)	78
Figure 4.28 la tension (V_{dc})	78
Figure 4.29 Le courant (I_{sd}).....	79
Figure 4.30 le courant (I_{gq})	79
Figure 4.31 la puissance réactive (Q_g)	79
Figure 4.32 la puissance active (P_g)	80

Figure 4.33 le courant (I_{abc}).....	80
Figure 4.34 analyse harmonique.....	80

Liste des Tableaux

Tableau 2.1 Valeurs des tensions simples selon les états possibles des interrupteurs 43

Liste des Abréviations et notations

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanent.
GSAP	Génératrice Synchrone à Aimant Permanent.
PI	Proportionnel, integral control.
FOC	Field Oriented Control.
SMC	Sliding mode control.
MPC	Model de commande prédictive.
C_p	Le coefficient de puissance.
$C_{p_{max}}$	Le coefficient de puissance maximale.
λ	Le coefficient de vitesse réduite optimale.
λ_{opt}	Le coefficient de vitesse réduite optimale.
β	L'angle d'orientation des pales.
C_t	Le couple électromagnétique.
J	Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m ²).
f	Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).
$V_{s_{abc}}$	Tension de phases statoriques.
$I_{s_{abc}}$	Courant de phases statoriques.
d	Indice de l'axe direct.
q	Indice de l'axe en quadrature.
Ω_t	Vitesse de rotation avant multiplicatrice en rad/s.

R_S	La résistance des phases statoriques.
L_d, L_q	Inductances d'axes directe et en quadrature.
φ_f	Représente le flux des aimants.
$V_{g_{abc}}$	Tension de réseau.
$I_{g_{abc}}$	Courant de réseau.

Introduction Générale

Aujourd'hui, les machines synchrones constituent une partie importante du marché des convertisseurs électromécaniques d'énergie, couvrent une très large gamme d'énergie.

Les machines synchrones étaient principalement utilisées pour produire de l'énergie électrique à partir de sources mécaniques provenant de différentes sources, sous la forme de générateurs fonctionnant dans une gamme de puissance allant de quelques watts à quelques centaines de mégawatts.

Les Différents types de génératrices peuvent être utilisés pour convertir l'énergie mécanique produite par le mouvement de l'arbre éolien en énergie électrique. L'énergie de vent est une source d'énergie utilisée depuis des siècles. Le vent est une énergie naturelle capable de générer de l'électricité ou de l'énergie mécanique. Le vent tourne les pales qui est lui-même couplé avec rotor et générateur. Quand le vent est assez fort (Au moins 15 km / h), les pales tournent et le générateur produit de l'électricité.

La commande permet de contrôler la chaîne éolienne et d'obtenir des courant avec une fréquence fixe avec mois des perturbations et l'un des commandes c'est la commande prédictive, la plus récent et l'un des meilleures commandes.

Ce mémoire est structuré(e) en 4 chapitres :

Dans le premier chapitre ont na fait une généralité sur la chaine éolienne et un historique sur les commandes utilisé.

Le chapitre 2 vise à la modélisation de la turbine éolienne, génératrice a aimant permanent dans le plan de Park et les convertisseurs avec simulation.

Le chapitre 3 est consacré pour les quatre commandes utilisées.

Le chapitre 4 vise à une comparaison entre les quatre commandes.

Enfin, une conclusion est présentée avec quelques perspectives.

Chapitre 1: Généralité sur système éolienne :

Dans ce chapitre on va parler sur l'historique de la turbine éolienne avec des différents modes de contrôle comme (PI), champ orienté (FOC), mode glissant (SMC), modèle de prédiction (MPC).

1.1 INTRODUCTION :

L'énergie éolienne est une forme d'énergie renouvelable qui utilise la force du vent pour produire de l'électricité. Elle est considérée comme l'une des sources d'énergie les plus anciennes et les plus propres de l'histoire de l'humanité. L'énergie éolienne a gagné en popularité ces dernières décennies en raison de son potentiel à réduire les émissions de gaz à effet de serre et à diversifier le mix énergétique.

Le fonctionnement de l'énergie éolienne repose sur les éoliennes, qui sont des structures équipées de grandes pales rotatives. Lorsque le vent souffle, il entraîne la rotation des pales, qui transmettent ensuite ce mouvement à une génératrice. Cette génératrice convertit l'énergie cinétique du vent en énergie électrique utilisable.

L'énergie éolienne présente de nombreux avantages. Tout d'abord, elle est renouvelable, ce qui signifie que le vent est une ressource inépuisable et durable. Contrairement aux combustibles fossiles, l'énergie éolienne ne génère pas de pollution atmosphérique ni d'émissions de gaz à effet de serre, contribuant ainsi à la lutte contre le changement climatique et à la préservation de l'environnement. De plus, les éoliennes peuvent être installées sur des terres agricoles ou en mer, offrant une utilisation polyvalente des espaces.

L'énergie éolienne présente également quelques défis et considérations. Tout d'abord, la disponibilité du vent peut varier en fonction de la localisation géographique, de la topographie et des conditions météorologiques. Par conséquent, la planification et la sélection de sites appropriés pour l'installation des éoliennes sont cruciales. De plus, les éoliennes peuvent avoir un impact visuel et sonore sur l'environnement, ce qui peut susciter des préoccupations chez les populations locales. Il est donc important de mener des études d'impact environnemental et de prendre en compte les aspects sociaux lors de l'implantation des parcs éoliens.

Malgré ces défis, l'énergie éolienne connaît une croissance rapide dans de nombreux pays. Elle offre une solution durable pour répondre à la demande croissante en électricité, réduire la dépendance aux combustibles fossiles et stimuler le développement économique local. De plus, les avancées technologiques continuent d'améliorer l'efficacité et la performance des éoliennes, ouvrant la voie à de nouvelles opportunités dans le domaine de l'énergie éolienne.

L'énergie éolienne joue un rôle important dans la transition vers un système énergétique plus propre et plus durable. Elle représente une alternative prometteuse aux sources d'énergie traditionnelles, contribuant à la réduction des émissions de carbone et à la préservation de l'environnement. Avec une planification minutieuse et une intégration responsable, l'énergie

éolienne peut jouer un rôle clé dans la fourniture d'une électricité propre et abordable pour les générations futures.

1.2 TYPES D'ÉOLIENNES :

Les éoliennes se divisent en deux grandes familles :

1. éoliennes à axe vertical.
2. éoliennes à axe horizontal.

1.2.1 Aérogénérateurs à axe vertical :

Les aérogénérateurs à axe vertical ont été les premières structures utilisées pour la production de l'énergie électrique. Plusieurs prototypes ont vu le jour, mais rares sont ceux qui ont atteint le stade de l'industrialisation. Ils sont classés selon leurs caractéristiques aérodynamiques en deux familles ; les 2 aérogénérateurs conçus sur la base de la portance (Aérogénérateurs à rotor de Darrieus : conçu par l'ingénieur français George Darrieus) et ceux basés sur la traînée (Aérogénérateur à rotor de Savonius : inventé par le finlandais Sigurd Savonius en 1924)[1].

1.2.1.1 Aérogénérateurs à rotor de Darrieus :

Ce type d'aérogénérateur est basé sur le fait qu'un profil placé dans la direction d'écoulement de l'air est soumis à des forces de direction et d'intensité variables selon l'orientation de ce profil. La résultante de ces forces génère un couple moteur entraînant l'orientation du dispositif[1].

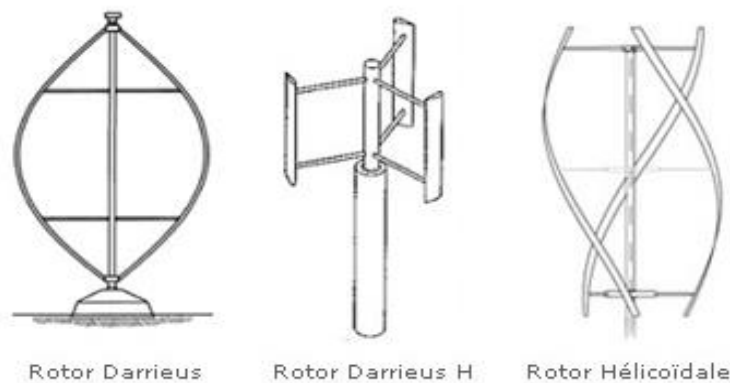


Figure 1.1 Éoliennes à axe vertical (Modèle Darrieus)

1.2.1.2 Aérogénérateurs à rotor de Savonius :

Ils sont basés sur le principe de la trainée différentielle qui stipule qu'un couple moteur peut être obtenu par une pression différente exercée par le vent sur les parties concaves et convexes de la structure[1].



Figure 1.2 Éolienne à axe vertical (Modèle Savonius)

1.2.2 Aérogénérateurs à axe horizontal :

Les turbines à axe horizontal sont les plus utilisées actuellement comparées à celles à axe vertical puisqu'elles présentent un coût moins important, en plus elles sont moins exposées aux contraintes mécaniques, Elles sont constituées de plusieurs pales pour générer un couple moteur entraînant la rotation. Le rotor tripale est le plus utilisé car il constitue un compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien.

Les turbines à axe horizontal sont généralement placées face au vent par un mécanisme d'asservissement de l'orientation ou par un phénomène d'équilibre dynamique naturel assuré par un gouvernail dans le cas d'une turbine sous le vent[1].

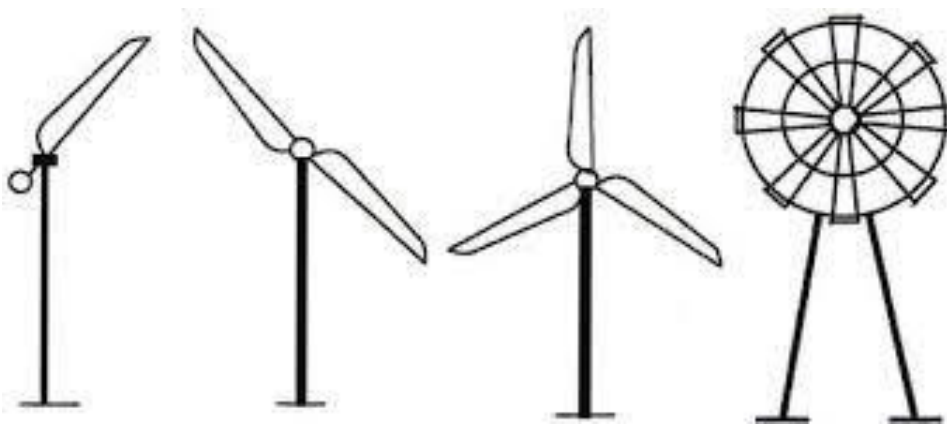


Figure 1.3 Éolienne à axe horizontal

1.3 PRINCIPAUX COMPOSANTS D'UNE EOLIENNE A AXE HORIZONTAL :

Il existe plusieurs configurations possibles d'aérogénérateurs qui peuvent avoir des différences importantes. Néanmoins, une éolienne "classique" est généralement constituée de trois éléments principaux :

- **Le mât** : généralement un tube d'acier ou éventuellement un treillis métallique, doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol. Toutefois, la quantité de matière mise en œuvre représente un coût non négligeable et le poids doit être limité
- **La nacelle** : qui regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbres lent et rapide, roulements, multiplicateur...[2]
- **Le multiplicateur** : sert à adapter la vitesse de la turbine éolienne à celle de la génératrice électrique
- **Le système de refroidissement** : se compose généralement d'un ventilateur électrique utilisé pour refroidir la génératrice, et d'un refroidisseur à l'huile pour le multiplicateur.
- **La génératrice électrique** : c'est l'élément principal de la conversion mécano-électrique qui est généralement une machine synchrone, asynchrone à cage ou à rotor bobiné. La puissance électrique de cette génératrice peut varier entre quelque kW à 10 MW.
- **Le système de commande** : qui contrôle en permanence le bon fonctionnement de l'éolienne et qui intervient automatiquement, en cas de défaillance pour l'arrêter.
- **L'arbre** : qui relie le moyeu au multiplicateur, il contient un système hydraulique permettant le freinage aérodynamique en cas de besoin.
- **Le système d'orientation des pâles** : qui sert à la régulation de la puissance (réglage aérodynamique).

En plus de ces éléments, la turbine est munie des pâles fixes ou orientables et qui tournent à des vitesses nominales inférieures à 40 tr/min.

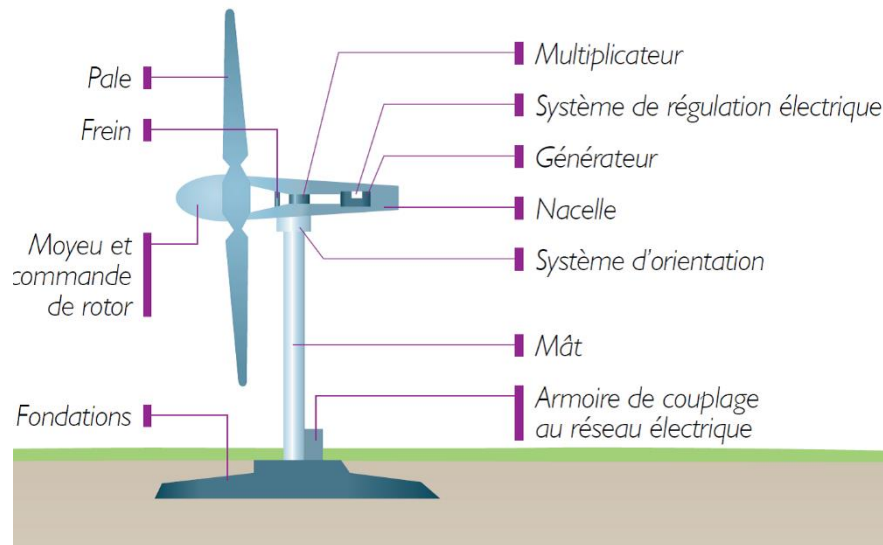


Figure 1.4 *Éléments constituant une éolienne à axe horizontal*

1.4 L'ÉTAT D'ART DES SYSTEMES DE COMMANDES :

1.4.1 Contrôle proportionnel-dérivé-intégral (PID) :

1.4.1.1 Introduction :

Le contrôle proportionnel-dérivé-intégral (PID) est l'une des méthodes de contrôle les plus couramment utilisées dans le domaine de l'automatique. Il s'agit d'un algorithme de rétroaction qui ajuste la commande d'un système en fonction de l'erreur entre la valeur souhaitée (consigne) et la valeur réelle (mesure). Le contrôle PID est largement utilisé dans diverses industries et applications, allant de l'automatisation industrielle aux systèmes de contrôle de température, de positionnement, de vitesse, et bien d'autres[3].

1.4.1.2 Historique :

L'histoire du contrôle PID remonte au début du 20^e siècle. Les premiers travaux sur le contrôle automatique ont été réalisés par l'ingénieur américain Nicolas Minorsky dans les années 1920. Minorsky a développé un algorithme de contrôle qui combinait des termes proportionnels et dérivés pour réduire les oscillations dans les systèmes de contrôle[4].

Au cours des décennies suivantes, d'autres chercheurs ont contribué à l'amélioration et à la compréhension du contrôle PID. Les travaux de Harold S. Black dans les années 1930 ont permis de mieux comprendre les aspects théoriques du contrôle PID. Dans les années 1940 et 1950, les travaux de Ziegler et Nichols ont introduit une méthode pour régler les paramètres du contrôleur PID de manière empirique, ce qui a simplifié sa mise en œuvre pratique[5].

Depuis lors, le contrôle PID a été largement utilisé dans de nombreux domaines industriels et de contrôle des processus. Il a été appliqué avec succès dans des domaines tels que le contrôle de la température, le contrôle de la vitesse des moteurs, le contrôle de position, le contrôle de niveau, etc. Sa popularité découle de sa simplicité de mise en œuvre, de sa robustesse et de sa capacité à s'adapter à différents types de systèmes.[6]

Il convient de noter que le contrôle PID a connu des développements et des améliorations continus au fil du temps. Des variantes du contrôleur PID ont été proposées, telles que le PID flou, le PID adaptatif, le PID avancé, qui cherchent à améliorer les performances du contrôleur dans des situations spécifiques.

1.4.1.3 Observation d'autres chercheurs :

Dans L'article par Mostafa Taghdisi et Saeed Balochian [7] le but était de comparer les performances de self-tuning contrôleur PID et le contrôleur PID classique, et tandis que les contrôleurs PID sont l'un des plus simples ,connus et les plus applicable dans l'industrie et peuvent fonctionner à proximité courbe de puissance, mais ils fonctionnent pas bien dans les systèmes hautement non linéaires et ils fluctuent avec une fréquence élevée autour la courbe souhaitée en raison de la nature non linéaire du système.

Également dans ce travail de Silpa Baburajan [8] il a conclu que Bien que le contrôleur PID produit la réponse avec un temps de retard et montée inférieurs temps, il a des oscillations avec un dépassement maximal de 11,8 %, ce qui peut endommager le système.

Et dans cette revue effectuée par (Ernesto Chavero-Navarrete , Mario Trejo-Perea , Juan Carlos Jáuregui-Correa , Roberto Valentín Carrillo-Serrano and José Gabriel Ríos-Moreno) [9] il a été conclu que les systèmes de contrôle conventionnels basés sur des modèles mathématiques tels que les contrôleurs PID ont fait leurs preuves être très fiables avec des systèmes stables, mais ils présentent une réponse lente lorsqu'il est nécessaire de répondre aux perturbations majeures du système.

1.4.2 La commande à champ orienté (FOC) :

1.4.2.1 Introduction :

La commande à champ orienté est une méthode de commande qui vise à contrôler indépendamment le flux magnétique et le couple d'un moteur électrique. Elle permet de réguler la vitesse et la position du moteur de manière précise, tout en réduisant les pertes et en améliorant

l'efficacité énergétique. Cette approche est couramment utilisée dans les moteurs à courant alternatif (AC) tels que les moteurs asynchrones et les moteurs synchrones.

1.4.2.2 Historique :

La commande à champ orienté a été développée dans les années 1970 et 1980. L'une des premières contributions importantes a été celle de Blaschke, qui a proposé une méthode de commande de l'induction avec orientation de flux pour les moteurs asynchrones en 1972 [10]. Par la suite, plusieurs chercheurs ont apporté des améliorations et des variantes à la commande à champ orienté, notamment l'utilisation de la transformation de Park pour les moteurs synchrones.

1.4.2.3 Observation d'autres chercheurs :

Abdelkader HARROUZ, Ilhami COLAK, Korhan KAYISILI [11] ont présenté une étude comparative entre le contrôle FOC et le contrôle DPC, le résultat montre que les meilleures caractéristiques de qualité de l'alimentation et la plus petite erreur de tension continue sont données par la méthode FOC mais elle présente quelques inconvénients comme un dépassement plus élevé.

E.MOUSAREZAE A. POLAT L.T. ERGENE [12] dans leurs études a utilisé deux modèles de contrôle le FOC et le FOC flou et ils sont sortis avec le résultat que étant donné que le FOC nécessite un capteur pour le fonctionnement du contrôle, par contre FOC est un contrôleur linguistique pratique sans nécessité de le capteur et les descriptions mathématiques complexes du système non linéaire, les simulations de la méthode FOC conduisent également à plus d'ondulation par rapport à FOC, cela conduit également à moins souhaitable mise en œuvre de changements brusques de la vitesse réelle du vent.

1.4.3 La commande par mode glissant :

1.4.3.1 Introduction :

La technique des modes glissants est basée sur le phénomène de glissement qui consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement en le faisant commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriés pour atteindre le point d'équilibre, d'où.

La réussite de cette commande est dû à sa simplicité de mise en œuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes. Il faut d'abord définir une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée, ensuite synthétiser une loi de commande qui doit agir sur le système en deux phases.

En phase 1, on force le système à rejoindre cette surface, et en phase 2, on doit assurer le maintien de glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Dans le

présent chapitre nous présentons les fondements scientifiques de cette méthode puis les résultats de simulation de l'aérogénérateur en comparants la performance de la commande par mode glissant d'ordre deux à celle des Régulateurs PI. Notre choix pour la commande par mode glissant d'ordre est dû au phénomène de broutement (chattering) causé par le Mode glissant d'ordre 1.[13]

1.4.3.2 Historique :

Développement initial :

La commande par mode glissant a été initialement proposée par Lev S. Utkin dans les années 1960 en Union soviétique. Son travail pionnier a été publié dans un article intitulé "Variable structure systems with sliding mode" en 1978[14]. Utkin a développé une approche basée sur un concept de "mode glissant" qui permet de maintenir le système sur une surface de glissement prédéterminée.

Évolution et popularisation :

Au fil du temps, la commande par mode glissant a connu des avancées significatives et s'est répandue dans le domaine du contrôle automatique. Les travaux ultérieurs de Utkin et d'autres chercheurs ont permis de généraliser la technique pour divers types de systèmes et d'élargir son application à des domaines tels que la robotique, les systèmes électriques, les systèmes de communication, etc.

Avancées théoriques :

Les années 1980 et 1990 ont été marquées par des développements théoriques approfondis de la commande par mode glissant. Des chercheurs tels que Vadim I. Utkin, Leonid Fridman et Andrey Polyakov ont contribué à l'analyse mathématique approfondie de cette méthode de commande robuste. Des travaux sur la stabilité, la conception des lois de commande, la réduction des chocs et des perturbations ont été réalisés pour améliorer la performance du mode glissant.[15, 16]

Applications pratiques :

La commande par mode glissant a trouvé des applications concrètes dans divers domaines de l'ingénierie. Elle a été utilisée avec succès pour la commande de véhicules autonomes, de robots industriels, de systèmes de contrôle de processus, de convertisseurs d'énergie, de systèmes d'alimentation électrique, etc. Son attrait réside dans sa capacité à fournir une robustesse élevée face aux perturbations et aux incertitudes.

1.4.3.3 Observation d'autre chercheurs :

Dans cette revue [17] les auteurs ont déclaré que le contrôle par mode glissant (SMC) a suscité un intérêt substantiel en raison de l'efficacité de son organisation, de sa rapidité de réaction, de sa simplicité de mise en œuvre et de sa faible sensibilité aux changements de paramètres. Les résultats des simulations montrent également que le mode glissant a de fortes performances face aux incertitudes et aux perturbations et il offre une grande stabilité grâce à la fonction de Lyapunov. L'inconvénient fondamental des approches sliding mode est le chattering, produit par la loi de commande discontinue utilisée dans la construction du SMC et les interactions dynamiques parasites. Le broutage peut endommager le système car il réduit la précision de la commande, entraînant une perte de chaleur plus importante dans les circuits électriques et une usure plus importante des composants mécaniques en mouvement.

Dans un autre article de Youssef Krim, Dhaker Abbes, Saber Krimand Mohamed Faouzi Mimouni [18] qui propose une étude comparative entre différentes stratégies de contrôle d'un système de conversion d'énergie éolienne il a été conclu que :

Le contrôle par mode glissant présente plusieurs avantages tels que la robustesse, la grande précision, la stabilité, la simplicité, le temps de réponse très faible, l'insensibilité aux perturbations et aux fluctuations de la vitesse du vent. Mais, l'inconvénient majeur du SMC est le phénomène de chattering.

1.4.4 La commande prédictive (MPC) :

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Les systèmes de régulation capable est besoin de performances plus élevées que les contrôleurs classiques, à savoir PI, tout en respectant des contraintes de fonctionnement et de production toujours plus élevées.

Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. La commande prédictive fait partie des techniques de contrôle à modèle interne, Model predictive Control (MPC).

La commande prédictive se différencie des autres techniques de commande par le fait que à optimiser, à partir des entrées/sorties d'un système (état, couples,...), le comportement futur prédit du système considéré. La prédiction est faite à partir d'un modèle interne du système sur un intervalle de temps fini appelé horizon de prédiction. La solution du problème d'optimisation est un vecteur de commande dont la première entrée de la séquence optimale est injectée au système.

Le problème est à nouveau résolu sur l'intervalle de temps suivant en utilisant les données du système mises à jour [19].

La commande prédictive peut être utilisée pour commander des systèmes complexes comportant plusieurs entrées et sorties où le simple régulateur PI est insuffisant. Cette technique est particulièrement intéressante lorsque les systèmes possèdent des retards importants, des réponses inverses et de nombreuses perturbations[20].

1.4.4.1 Historique :

La commande prédictive est une technique relativement récente, qui n'a connu un réel essor que depuis années 80, grâce aux travaux de D.W. Clarke et de son équipe à Oxford. Toutefois cette technique de commande que l'on peut rattacher à la famille des commandes prédictives par modèle MPC (Model Predictive Control) suscite un intérêt dans le domaine industriel depuis la fin des années 70. En effet en 1978, J. Richalet publie les premiers résultats obtenus dans des applications industrielles et en 1979 des ingénieurs de la Shell, C.R Cutler et D.M. Prett font part de leur expérience sur un craqueur catalytique. En 1985, D.W. Clarke présente la première version de la commande prédictive généralisée GPC. Il faut attendre 1987, pour voir publier les premiers résultats obtenus par J. Richalet sur des systèmes électromécanique rapides, tels que des commandes d'axes d'un robot [21, 22].

La commande prédictive a connu engouement dans le secteur de l'industrie chimique et pétrolier, une des raisons tient en partie au fait que cette technique fournit une méthodologie susceptible de prendre en compte d'une façon systématique les contraintes lors de la conception et de l'implantation de la loi de commande.

1.4.4.2 Observation d'autres chercheurs :

Dans cette revue[17], les auteurs ont conclu après avoir présenté un aperçu des stratégies de contrôle les plus populaires qui ont été utilisées pour contrôler les PMSG basés sur les éoliennes (SMC, DPC, BSC et MPC), et après avoir vérifié les performances de chaque contrôle, en utilisant un test de simulation des quatre contrôles classiques réalisé dans l'environnement MATLAB/Simulink en utilisant un profil de vent variable. Les résultats de la simulation montrent que la commande prédictive surpasse les commandes conventionnelles en termes d'exactitude, de simplicité, de précision, de suivi des points de référence et de qualité des courants injectés. De plus, il a surmonté les inconvénients des techniques de contrôle traditionnelles, illustrés par les phénomènes de chattering de la commande par mode glissant, les ondulations de haute puissance causées par les comparateurs d'hystérésis du DPC et la complexité du Backstepping

Les propriétés remarquables qu'ils ont remarquées sont :

- Excellentes performances dans des conditions de vent variables
- Mise en œuvre plus facile
- Grande flexibilité.

Mais l'inconvénient était la charge de calcul excessive

Cet article [23] propose une stratégie de régulation de fréquence appliquée aux générateurs éoliens Afin de compléter la pénurie de puissance active causée par le changement de charge ou de vitesse du vent, Les résultats montrent que le contrôleur MPC génère des compensations de couple pour chaque WTG déchargé et a la capacité de prédiction de fréquence. Le contrôleur MPC améliore non seulement la capacité de régulation de fréquence, mais lisse également la puissance de sortie du parc éolien et minimise les fluctuations de puissance active. De plus, la dépendance aux paramètres du système pour la régulation de la fréquence est réduite par le MPC.

1.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur l'historique de la turbine éolienne Ainsi les différents types de commande utilise pour contrôler une génératrice synchrone à aimant permanent intégrer dans un système éolien et les avis des chercheurs précédents.

Ce deuxième chapitre sera consacré à la modélisation de la turbine éolienne, GSAP et les convertisseur dos à dos.

Chapitre 2: Modélisation de la chaîne éolienne

Dans ce chapitre, nous nous intéressons uniquement à la modélisation d'une turbine éolienne, GSAP et les convertisseur dos à dos , Tous les modèles ont été développés en vue d'une exploitation dans l'environnement MATLAB/SIMULINK, qui permet de mettre en place assez rapidement des modèles ainsi que les lois de commande associées et est bien adapté à la simulation des phénomènes de nature mécanique et électromécanique étudiés ici [24].

2.1 MODELISATION DE LA TURBINE

2.1.1 Modélisation de la turbine

La modélisation de la turbine consiste à exprimer la puissance extractible en fonction de la vitesse incidente du vent et des conditions de fonctionnement, sa vitesse de rotation en particulier. Cela permettra de connaître le couple éolien appliqué sur l'arbre lent de l'éolienne. La puissance du vent ou la puissance éolienne est définie de la manière suivante [25] [26]:

$$P_v = \frac{1}{2} \rho S V^3 = \frac{1}{2} \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot V^3 \quad (2.1)$$

ρ : Est la densité de l'air qui est égale à 1.22 kg/m^3 à la pression atmosphérique à 15°C . Selon la loi de Betz, cette puissance ne pourra jamais être extraite dans sa totalité.

S : Est la surface circulaire balayée par la turbine, le rayon du cercle est déterminé par la longueur de la pale R où $S = \pi R^2$.

V : Est la vitesse du vent.

En réalité, le dispositif de conversion (la turbine éolienne) extrait une puissance aérodynamique P_t inférieure à la puissance disponible P_v .

$$P_t = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho \pi R^2 V^3 \quad (2.2)$$

La turbine éolienne peut seulement convertir juste un certain pourcentage de la puissance capturée du vent. On représente ce pourcentage par $C_p(\lambda, \beta)$ qui est en fonction de ratio de vitesse λ et l'angle de l'orientation de pale β .

Le coefficient de puissance C_p , représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne (P_t / P_v). Il dépend de la caractéristique de la turbine. L'expression du coefficient de puissance est interpolée sous la forme suivante [27] [28]:

$$C_p(\beta, \lambda) = A_1 \left(\frac{A_2}{\lambda_i} \right) - A_3 \beta - A_4 e^{\frac{A_5}{\lambda_i}} + A_6 \lambda \quad (2.3)$$

Avec :

$$A_1 = 0.5.$$

$$A_2 = 116.$$

$$A_3 = 0.4.$$

$$A_4 = 5.$$

$$A_5 = -21.$$

$$A_6 = 0.0068.$$

Et :

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08 \times \beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (2.4)$$

La courbe réelle du coefficient de puissance C_p de la turbine éolienne étudiée dans cette thèse est illustrée dans la (Figure 2.1) C_p est $C_{p_max} = 0.48$ qui correspond à l'angle de l'orientation de pale $\beta = 0^\circ$ et la valeur optimale du ratio de vitesse $\lambda_{optim} = 8.1$. Pour extraire le maximum de la puissance générée, nous devons fixer le ratio de vitesse λ_{optim} et le coefficient de puissance maximal $C_{p_max} = 0.48$.

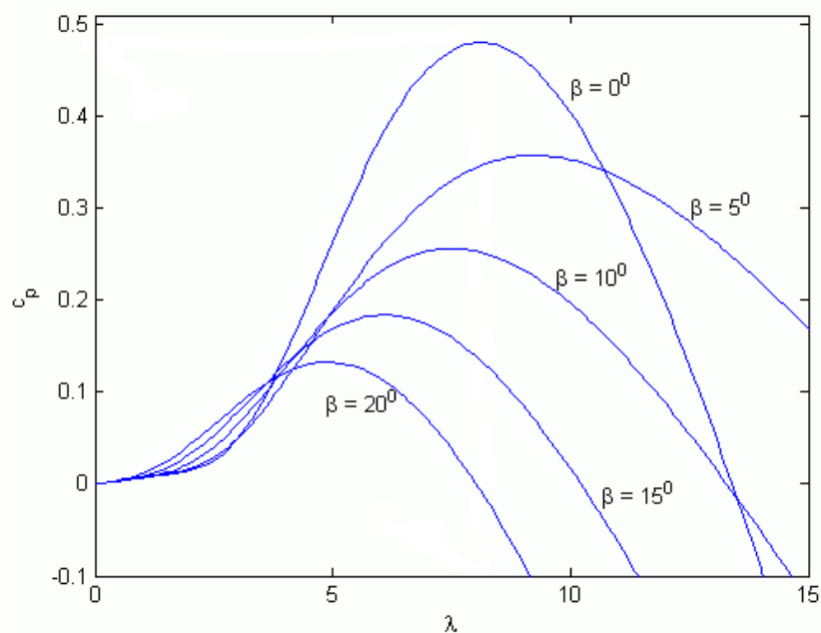


Figure 2.1 Coefficient de puissance C_p en fonction du ratio de vitesse λ .

Le couple de la turbine est le rapport de la puissance aérodynamique à la vitesse de rotation de la turbine Ω_t :

$$C_t = \frac{P_t}{\omega_t} \text{ avec } \omega_t = \omega_m \text{ car le multiplicateur } k = 1 \quad (2.5)$$

Ω_t : Vitesse de la turbine.

C_t : Couple aérodynamique.

Le ratio de vitesse λ est défini comme le rapport entre la vitesse linéaire des pales (la vitesse de rotation de la turbine) et la vitesse du vent [27]:

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{V} \quad (2.6)$$

On peut remarquer sur (la Figure 2.1) que le coefficient de puissance passe par un maximum pour une valeur particulière du rapport de vitesse que l'on appelle λ_{opt} . Pour laquelle on a coefficient de puissance C_p maximale, et par voie de conséquence une puissance captée maximale. Il est alors possible d'élaborer des lois de commande qui permettent de capter la puissance maximale quelque soit la vitesse du vent jusqu'à la puissance nominale de la génératrice où la puissance extraite est limitée à cette valeur. [29]

2.1.2 Maximisation de la puissance et control de l'angle :

La structure de la commande repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent. Dans ce cas, le couple éolien peut être déterminé à partir de la connaissance d'une estimation de la vitesse du vent et de la mesure de la vitesse mécanique.

$$C_t^* = \frac{P_{t_max}}{\omega_m^*} = \frac{1}{2\omega_m^*} C_{pmax} \rho S V_{ref}^3 \quad (2.7)$$

La mesure de la vitesse du vent apparaissant au niveau de la turbine étant délicate, une estimation de sa valeur peut être obtenue à partir de l'équation suivante.

$$V_{ref} = \frac{\omega_m^* R}{\lambda} \quad (2.8)$$

De plus, pour garantir la protection et la sécurité du système éolien et maintenir la puissance à sa valeur nominale, une technique mécanique appelée contrôle de l'angle de l'orientation de pale est généralement utilisée pour ajuster l'angle d'inclinaison des pales en fonction de la vitesse du vent. Cette technique limite la puissance de sortie et la vitesse une fois que la vitesse du générateur dépasse 30 % de sa valeur nominale vitesse [30-32]. La figure 2.4 montre la structure de contrôle de l'angle de l'orientation de pale [33].

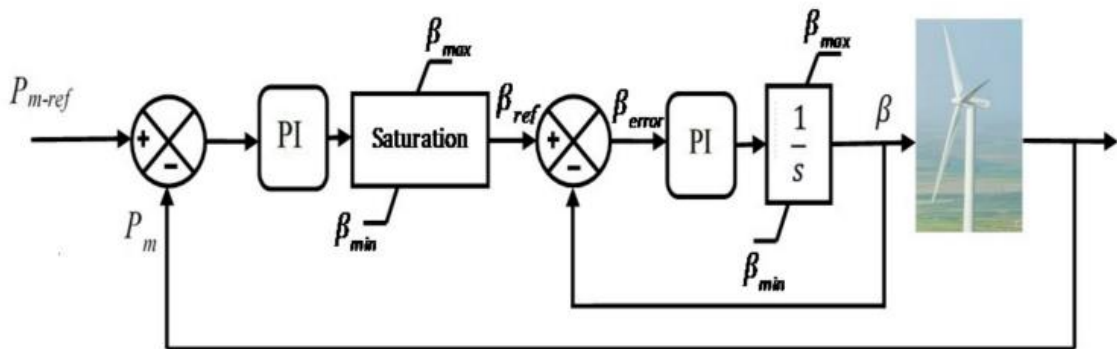


Figure 2.2 Schéma fonctionnel de la commande d'angle de l'orientation de pale.

2.2 MODELISATION DE GSAP :

Les machines électriques sont, en général, modélisées par des équations non linéaires. Cette non linéarité est due aux inductances et coefficients des équations dynamiques qui dépendent de la position rotorique, donc du temps. Un changement de variable est souvent utilisé afin de diminuer la complexité de ce modèle dynamique, par la réduction du nombre de variables et l'élimination de la position du rotor dans les coefficients des équations différentielles. Dans ce cas, les conditions du régime permanent peuvent être déterminées beaucoup plus facilement et l'analyse de stabilité se fait plus aisément, ainsi que la synthèse de la commande.

Une machine synchrone est une machine électrique qui :

- soit produit un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation du rotor : fonctionnement « génératrice » dans deux quadrants du plan couple – vitesse. L'alternateur est une application particulière de la machine synchrone, fonctionnant en génératrice dans un seul quadrant du plan couple – vitesse.
- soit absorbe un courant électrique dont la fréquence détermine la vitesse de rotation du rotor : fonctionnement « moteur ».

2.2.1 Les aimants permanents :

2.2.1.1 Définition Des Aimants Permanents :

On appelle un aimant permanent tout corps ayant la capacité ou la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente et qui est difficile de se désaimanter lorsqu'il est aimanté.

Un aimant permanent est un matériau magnétique qui a la particularité d'avoir une bonne résistance à la désaimantation, c'est-à-dire une aimantation rigide qui ne varie pas obligatoirement en présence d'un champ magnétique extérieure.

2.2.1.2 Matériaux Pour Aimants :

Selon les matériaux utilisés dans les aimants, on distingue deux types d'aimants permanents [34]:

Aimants « rigides » ou durs : bien adaptés aux aimants modernes à cause des caractéristiques linéaires.

Aimants « peu rigides » : Leurs caractéristiques non linéaires et les représentations associées sont plus complexes que celles des aimants rigides. On peut distinguer trois grandes catégories de matériaux utilisés pour la réalisation des aimants (Figure 2.3) :

1-Les alnicos : sont les alliages de fer, d'aluminium, de nickel, et de cobalt. Leur champ rémanent est élevé, mais leur excitation coercitive est faible. Sensibles aux champs antagonistes, leur part de marché est assez réduite et leur coût est moyen.

2-Les ferrites : sont des composés d'oxyde de ferrique et d'oxyde de strontium ou de baryum. Leurs champ rémanent n'est pas très élevé, mais leurs excitations coercitive est importante. Leurs faibles coût fait que les ferrites occupent aujourd'hui la majorité du marché des aimants.

3-Les composés de cobalt et de terres rares comme le samarium. Ces matériaux ont d'excellentes performances techniques. Leurs champs rémanent et leurs excitations Coercitive sont élevés, leur inconvénient reste le coût important [34].

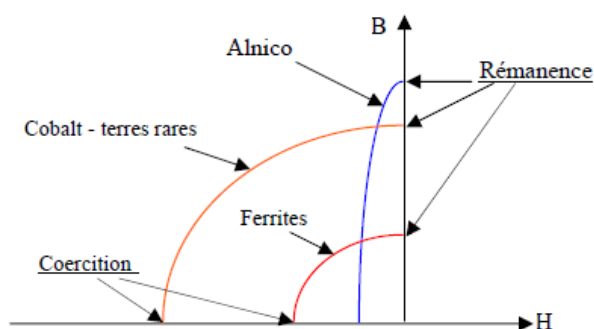


Figure 2.3 Caractéristiques magnétiques de quelques matériaux

2.2.2 Structure des machines synchrones triphasées

Les machines synchrones sont devenues compétitives vis-à-vis des machines asynchrones. Elles couvrent une très grande gamme de puissances, dans les systèmes d'entraînements, allant de quelques centaines de watts jusqu'à plus de 50MW.

A l'origine, les machines synchrones étaient essentiellement des alternateurs alimentés par un courant continu et qui produisaient plus de 99% de l'énergie électrique consommée dans le monde.

2.2.2.1 Le stator :

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identiques, décalés de 120° électriques dans l'espace. Lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de tensions, il y'a une création d'un champ tournant le long de l'entrefer.

2.2.2.2 Le rotor :

Le rotor de ces machines peut être à pôles lisses (figure 2.4.a), ou à pôles saillants (figure 2.4.b). Puisque l'entrefer est plus faible sur l'axe direct de la machine, alors l'inductance directe L_d dans la machine à pôles saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique) L_q .

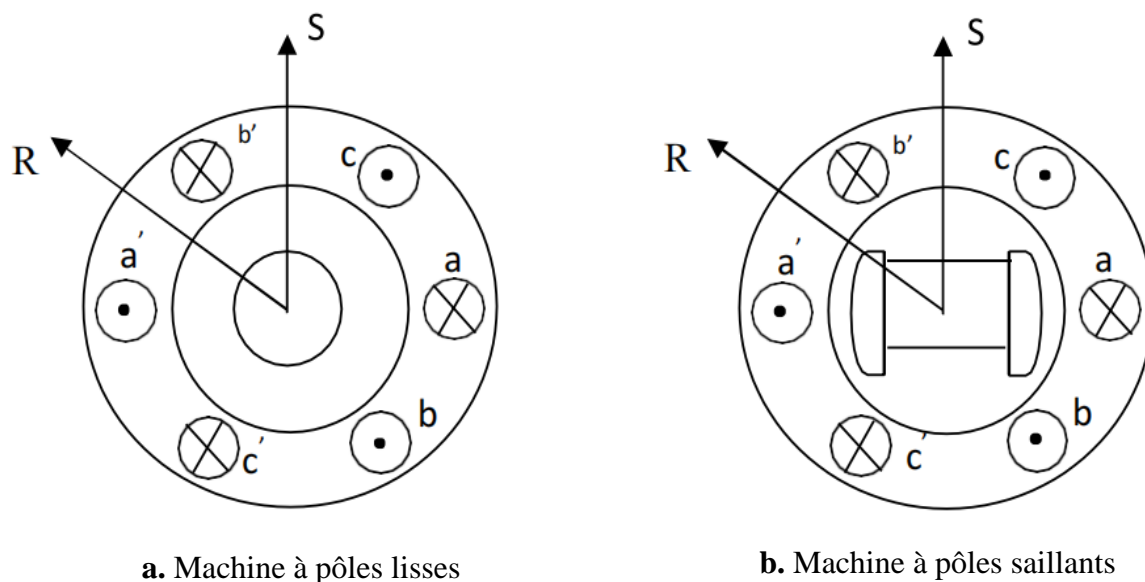


Figure 2.4 Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.

Avec la possibilité de commutation naturelle, les applications industrielles de ces machines dans les systèmes d'entraînement se sont d'abord développées dans le domaine des fortes puissances (0.5 MW à 50 MW). Elles sont utilisées comme moteurs de compresseurs ou ventilateurs de très fortes puissances, ainsi que dans les systèmes de traction. On peut aussi

rencontrer des applications de fortes puissances de ces machines avec les cyclo convertisseurs, dont l'intérêt essentiel de la machine est encore la possibilité d'utiliser la commutation naturelle [35].

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc des pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable. Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisées dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à l'absence des contacts glissants bagues-ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu.

Le rotor possède différentes configurations [36, 37], La figure 2.5 montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

- Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure 2.5.a. Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.
- Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure 2.5.b.
- Enfin la figure 2.5.c représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.

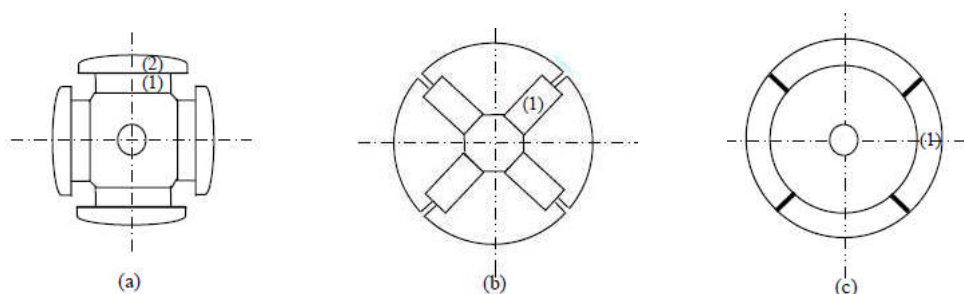


Figure 2.5 Différents types de rotors d'une MSAP.

2.2.3 Fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

La machine synchrone à aimant permanent est une machine réversible donc elle peut fonctionner en deux modes (mode génératrice et mode moteur)

2.2.3.1 Fonctionnement en mode moteur (MSAP) :

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements, le moteur synchrone à aimant permanent reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent à celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance.

Il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator [38].

2.2.3.2 Fonctionnement en mode génératrice (GSAP) :

Les alternateurs à base des machines synchrones sont la source primaire de toute énergie électrique. Entraînées par des turbines hydrauliques, à vapeur ou éoliennes, ces machines constituent les plus gros convertisseurs d'énergie au monde. [39].

L'inducteur de la génératrice synchrone, entraîné mécaniquement, crée un champ à répartition spatiale variable dans les bobinages statoriques. Les forces-électro-motrices (f-é-m) dans ces bobinages provoquent la circulation des courants induits qui créent à leur tour un champ statorique dans l'entrefer qui tourne à la même vitesse que celui de champ inducteur [38].

2.2.4 Modélisation de la génératrice synchrone à aimants permanents :

Cette machine comporte comme toutes les autres machines triphasées un stator bobiné. Mais, dans ce cas-là (GSAP) le rotor est remplacé par des aimants, et ceci présente l'avantage d'éliminer le système balais bague, les pertes rotoriques ainsi que la présence d'une source d'alimentation afin de fournir le courant d'excitation.[40]

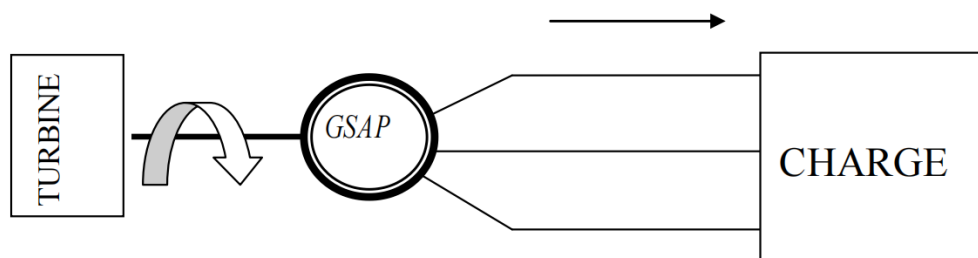


Figure 2.6 Schéma représentatif de la GSAP

2.2.4.1 Hypothèses simplificatrices :

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

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- La distribution sinusoïdale de le FMM créée par les enroulements du stator.
- L'hystérésis est négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.
- La structure de la machine synchrone à aimants permanents comporte un enroulement triphasé au stator. L'excitation rotorique est créée par des aimants permanents au rotor. Ces aimants sont supposés rigides et de perméabilité voisine de celle de l'air.[34]

2.2.4.2 Equations électrique de la GSAP :

Les équations électriques des machines électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [-R_s] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$: Vecteur tension de phases statoriques.

$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$: Vecteur courant de phases statoriques.

$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}$: Vecteur des flux totaux traversant les bobines statoriques.

R_s : la résistance des phases statoriques.

Les enroulements statoriques de la machine synchrone considérés sont connectés en étoile à neutre isolé, d'où la somme instantanée des courants statoriques est nulle, et il n'y a pas de courant homopolaire. Par conséquent, s'il existe une composante homopolaire de tension ou flux, elle

n'intervient pas dans le couple. Le comportement de la machine est donc représenté par deux variables indépendantes.

2.2.4.3 Principe de la transformation de Park :

Le modèle diphasé de la GSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park.

Le repère (d, q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application. (La Figure 2.7) présente la MSAP en modèle vectoriel (modèle de Park). Le repère (oa) est fixe. Le repère (d, q) tourne avec la vitesse de synchronisme ωr .

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

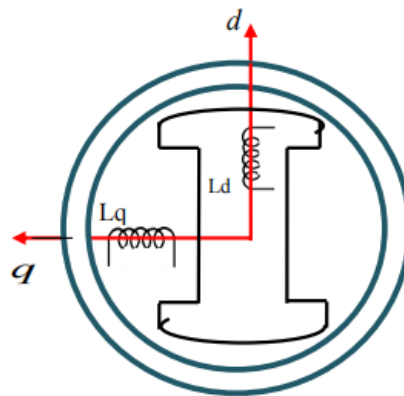


Figure 2.7 Représentation de la MSAP dans le repère (d, q) de Park

Les deux bobines d et q, tournent avec le rotor, produisant le même effet que les trois bobines fixes. Les variations exprimées dans ce nouveau repère (d, q), nous permettent de passer de repère naturel au repère de Park, et d'avoir ainsi un modèle relativement simple de la machine [34].

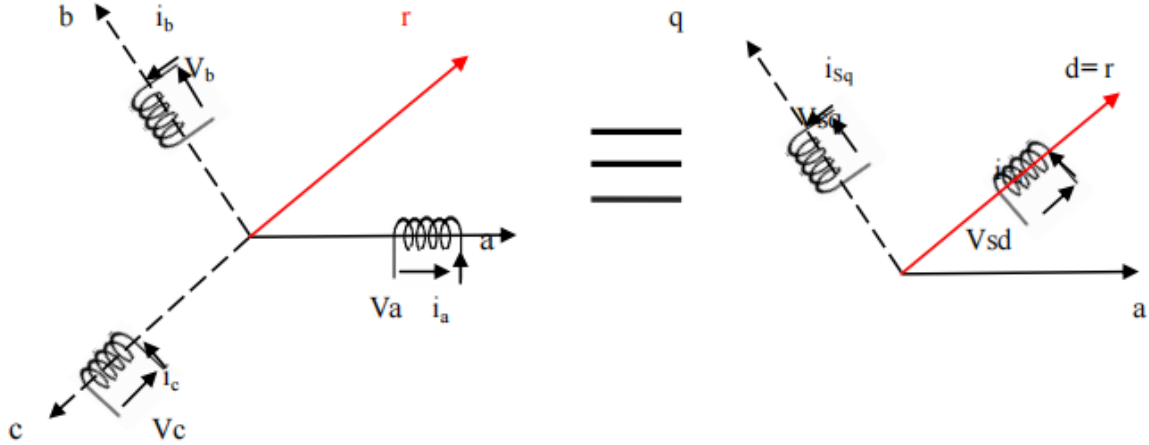


Figure 2.8 Passage de repère naturel du stator au repère (d, q) de Park

2.2.4.4 Passage direct triphasé au diphasé :

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système diphasé (d, q) est donnée par :

$$[X_{dq0}] = P(\theta)[X_{abc}]^T \quad (2.10)$$

Avec : $P(\theta)$ la matrice de passage direct de Park.

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Où, X représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux Alors:

$$[V_d \ V_q \ V_0]^T = [P(\theta)] [V_a \ V_b \ V_c]^T \quad (2.12)$$

$$[i_d \ i_q \ i_0]^T = [P(\theta)] [i_a \ i_b \ i_c]^T \quad (2.13)$$

$$[i_d \ i_q \ i_0]^T = [P(\theta)] [i_a \ i_b \ i_c]^T \quad (2.14)$$

$$[\varphi_d \ \varphi_q \ \varphi_0]^T = [P(\theta)] [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T \quad (2.15)$$

X_0 : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

2.2.4.5 Passage inverse diphasé au triphasé :

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}]^T = P(\theta)[X_{dq0}]^T \quad (2.16)$$

Et la matrice de passage inverse de Park $(\theta)^{-1}$ est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

2.2.4.6 Equation magnétiques :

Dans les machines synchrones à répartition sinusoïdale des conducteurs, φ_{ds} et φ_{qs} sont fonctions linéaires des courants i_d et i_q :

$$\begin{cases} \varphi_d = -L_d i_{sd} + \varphi_f \\ \varphi_q = -L_q i_{sq} \end{cases} \quad (2.18)$$

L_d et L_q sont les inductances directe et en quadrature, et elles sont supposées indépendantes de θ . φ_f : Représente le flux des aimants.

En utilisant la convention génératrice ; on inverse le sens des courant i_{sd} et i_{sq} dans les repères de Park (Figure 2.9), et le modèle de la génératrice synchrone à aimants permanents ainsi obtenu peut s'écrire sous la forme :

$$V_{sd} = -R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_d - \omega \varphi_q \quad (2.19)$$

$$V_{sq} = -R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_q - \omega \varphi_d \quad (2.20)$$

Par remplace l'équation du flux (2.18) en trouve

$$V_{sd} = -R_s i_{sd} - L_d \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega L_q i_{sq} \quad (2.21)$$

$$V_{sq} = -R_s i_{sq} - L_q \frac{d}{dt} i_{sq} - \omega L_d i_{sd} + \omega \varphi_f \quad (2.22)$$

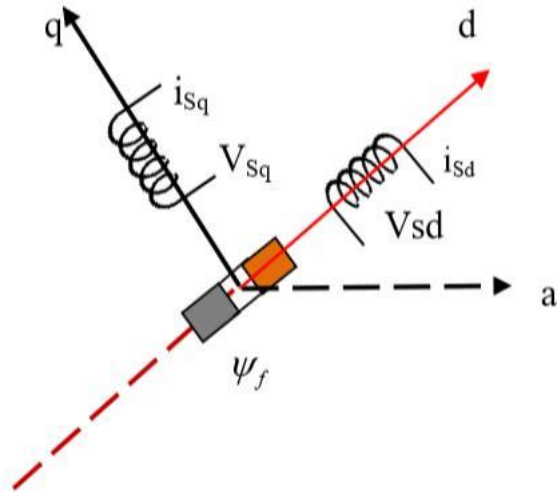


Figure 2.9 Modèle de Park pour la GSAP.

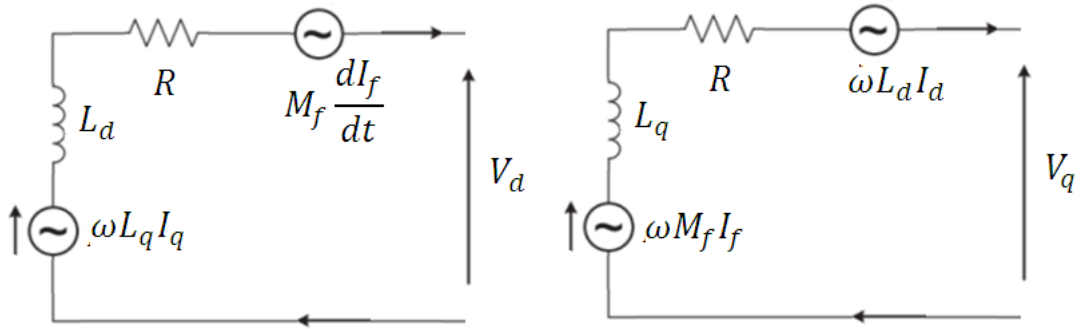


Figure 2.10 Schéma équivalent de la GSAP dans le repère dq.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -L_d & 0 & 0 \\ 0 & -L_q & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_f \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & L_q & 0 \\ -L_d & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} -L_d & 0 & 1 \\ 0 & -L_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -L_d & 0 \\ 0 & -L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \omega \left(\begin{bmatrix} 0 & L_q \\ -L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_f \end{bmatrix} \right) \quad (2.25)$$

$$[V] = -[R][I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + \omega([A][I] + [Phi]) \quad (2.26)$$

$$\omega = \omega_m P \quad (2.27)$$

2.2.4.7 Equation du couple électromagnétique :

Si on néglige le frottement sec, le couple électromécanique fourni est transmis à la charge et d'autre part, sert à l'accélération du rotor et à la comparaison du frottement visqueux. Selon la loi de Newton, l'équation fondamentale de la mécanique est :

Le couple électromagnétique C_t est exprimé par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [41]:

$$C_t = \frac{3}{2}P \left[\varphi_d i_{sq} - \varphi_q i_{sd} \right] \quad (2.28)$$

En remplaçant φ_d, φ_q par leurs expressions il vient

$$C_t = \frac{3}{2}P \left[(L_d - L_q) \times i_{sd} i_{sq} + i_{sq} \varphi_f \right] \quad (2.29)$$

Si la GSAP à rotor lisse ($L_d = L_q$):

$$C_t = \frac{3}{2}P I_{sq} \varphi_f \quad (2.30)$$

2.2.4.8 Model d'équation d'état :

Le modèle général de l'entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanents est lié au choix de vecteur d'état. Dans le cas des équations de la GSAP, dans le repère lié au rotor, les composantes des vecteurs d'entrées de la machine sont les tensions V_{sd}, V_{sq} et les courants i_{sd} et i_{sq} statoriques sont les composantes du vecteur de sortie. Notre objectif dans ce qui suit est de mettre les équations sous la forme d'équations d'état suivant :

$$[i] = [A][I] + [B][V] \quad (2.31)$$

$$\frac{d}{dt} i_{sd} = -\frac{V_{sd}}{L_d} - \frac{R_s}{L_d} i_{sd} - \omega \frac{L_q}{L_d} i_{sq} \quad (2.32)$$

$$\frac{d}{dt} i_{sq} = -\frac{V_{sq}}{L_q} - \frac{R_s}{L_q} i_{sq} - \omega \frac{L_d}{L_q} i_{sd} + \frac{\omega}{L_q} \varphi_f \quad (2.33)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} & \frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ \omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} & \frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$[A] = [A1] + \omega[A2] = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$[B] = [B1] + \omega[B2] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Donc la forme générale d'état de la GSAP est :

$$[I] = ([A1] + \omega[A2])[I] + ([B1] + \omega[B2])[V] \quad (2.39)$$

A partir des dernières équations d'état on peut résumer le schéma global de la GSAP qui se trouve à l'annexe A.d.

2.3 MODELISATION DES CONVERTISSEURS DOS A DOS :

La configuration de deux convertisseurs dos à dos à commande MLI est populaire dans les systèmes éoliens, placée soit au niveau du stator ou du rotor de la génératrice. L'un des deux convertisseurs est lié à la machine (CCM) et l'autre est lié au réseau électrique ou à une charge autonome via un filtre inductif de courant (CCR), les deux convertisseurs sont interconnectés par un bus continu qui autorise ainsi un transfert de puissance bidirectionnel entre une source à fréquence variable et l'autre à fréquence fixe. Supposons qu'on travaille en régime hyper-synchrone de la génératrice, cela veut dire que le CCM fonctionne en onduleur et le CCR prend la fonction d'un redresseur. [42]

2.3.1 Modélisation du convertisseur cote génératrice (CCM) :

L'onduleur triphasé à deux niveaux de tension possédant six cellules de commutation constituée chacune d'un IGBT et une diode antiparallèle est montré sur la (figure 2.11). On considère que la source continue (V_{dc}) est parfaite et les tensions simples alimentant, le bobinage triphasé couplé en étoile, présentent un système triphasé équilibré. [42]

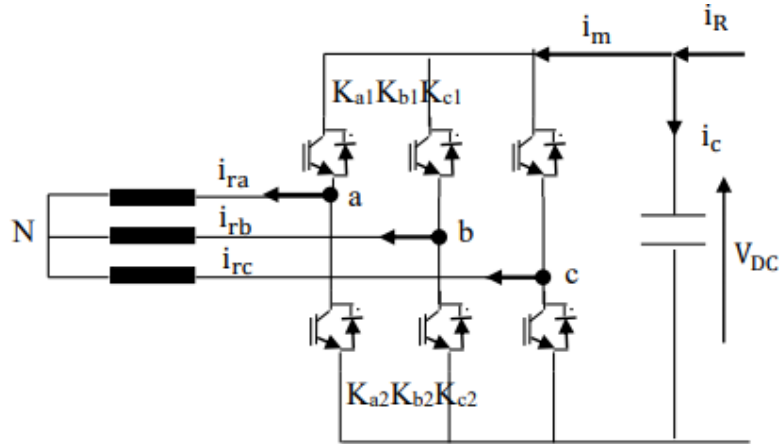


Figure 2.11 Schéma de principe d'un redresseur MLI.

on peut écrire les tensions d'entrée du redresseur d'une manière générale, comme suit [43]

$$\begin{cases} V_{ab} = (S_a - S)V_{dc} \\ V_{bc} = (S_b - S)V_{dc} \\ V_{ca} = (S_c - S)V_{dc} \end{cases} \quad (2.40)$$

D'où, on peut déduire les tensions simples :

$$\begin{cases} V_{ea} = f_a V_{dc} \\ V_{eb} = f_b V_{dc} \\ V_{ec} = f_c V_{dc} \end{cases} \quad (2.41)$$

Avec :

$$\begin{cases} f_a = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \\ f_b = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3} \\ f_c = \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3} \end{cases} \quad (2.42)$$

Tableau 2.1 Valeurs des tensions simples selon les états possibles des interrupteurs

k	S_a	S_b	S_c	V_{ea}	V_{eb}	V_{ec}
0	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
1	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$
2	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
3	0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
4	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$
5	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
6	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0

Les équations des tensions simples pour le système triphasé équilibré sans neutre peuvent être écrites comme suit :

$$V(t) = V_1 + V(t) \quad (2.43)$$

$$V(t) = Ri(t) + L \frac{di}{dt} + V(t) \quad (2.44)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ea} \\ V_{eb} \\ V_{ec} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Et la tension d'entrée du redresseur peut être écrite comme suit :

$$V_e = V_{dc} \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \quad (2.46)$$

Où $S_n = 0$ ou 1 , est l'état des interrupteurs, où ($n = a, b, c$), Par ailleurs, on peut écrire le courant du bus continu comme :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_c \quad (2.47)$$

Le courant dans la capacité peut aussi écrire

$$i_c = i_{dc} - i_{ch} \quad (2.48)$$

Aussi, le courant i_c est la somme du produit des courants de chaque phase par l'état de son interrupteur :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch} \quad (2.49)$$

Donc, du côté alternatif du redresseur, on a :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = V_a - V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = V_b - V_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = V_c - V_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \end{cases} \quad (2.50)$$

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = V_a - V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = V_b - V_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = V_c - V_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \end{cases} \quad (2.51)$$

Où les tensions du réseau sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_a = V_{max} \sin(\omega t) \\ V_b = V_{max} \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_c = V_{max} \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.52)$$

L'équation précédente peut s'écrire comme suit

$$\left(L \frac{d}{dt} + R\right) i_n = V_n - V_{dc} \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n\right) \quad (2.53)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \sum_{k=a}^c i_n S_n - i_{ch} \quad (2.54)$$

La combinaison des équations (2.53) et (2.54) permet de représenter un schéma fonctionnel triphasé (voir annexe A.e) :

2.3.2 Modélisation du convertisseur cote réseau (CCR) :

Le redresseur triphasé à deux niveaux de courant possédant six cellules de commutation constituée chacune transistors IGBT ou thyristor GTO pour les fortes puissances, en anti parallèle avec des diodes. Pour la commande on utilise la technique de la modulation de largeur d'impulsion. La figure 2.12 montré le schéma de principe d'un onduleur MLI :

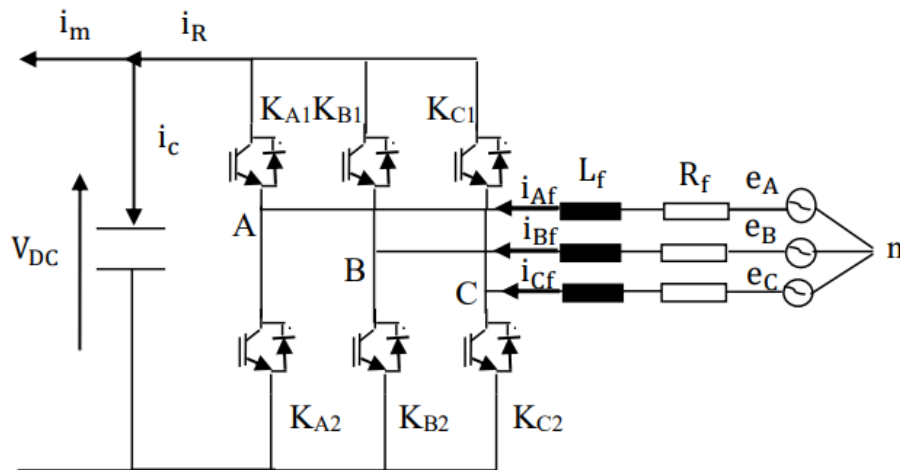


Figure 2.12 Schéma de principe d'un onduleur MLI

le modèle matriciel de l'onduleur en modulation MLI:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

Cette équation permet de représenter un schéma fonctionnel triphasé voir (annexe A.f) :

2.4 SIMULATION DE LA TURBINE, GSAP ET CONVERTISSEUR :

2.4.1 Simulation de la turbine éolienne

2.4.1.1 Vent fixe :

On lance la simulation de la turbine avec une vitesse fixe de vent (8 m/s) et on visualise la puissance P_t fournie par cette dernière, ratio de vitesse λ et le coefficient de puissance C_p

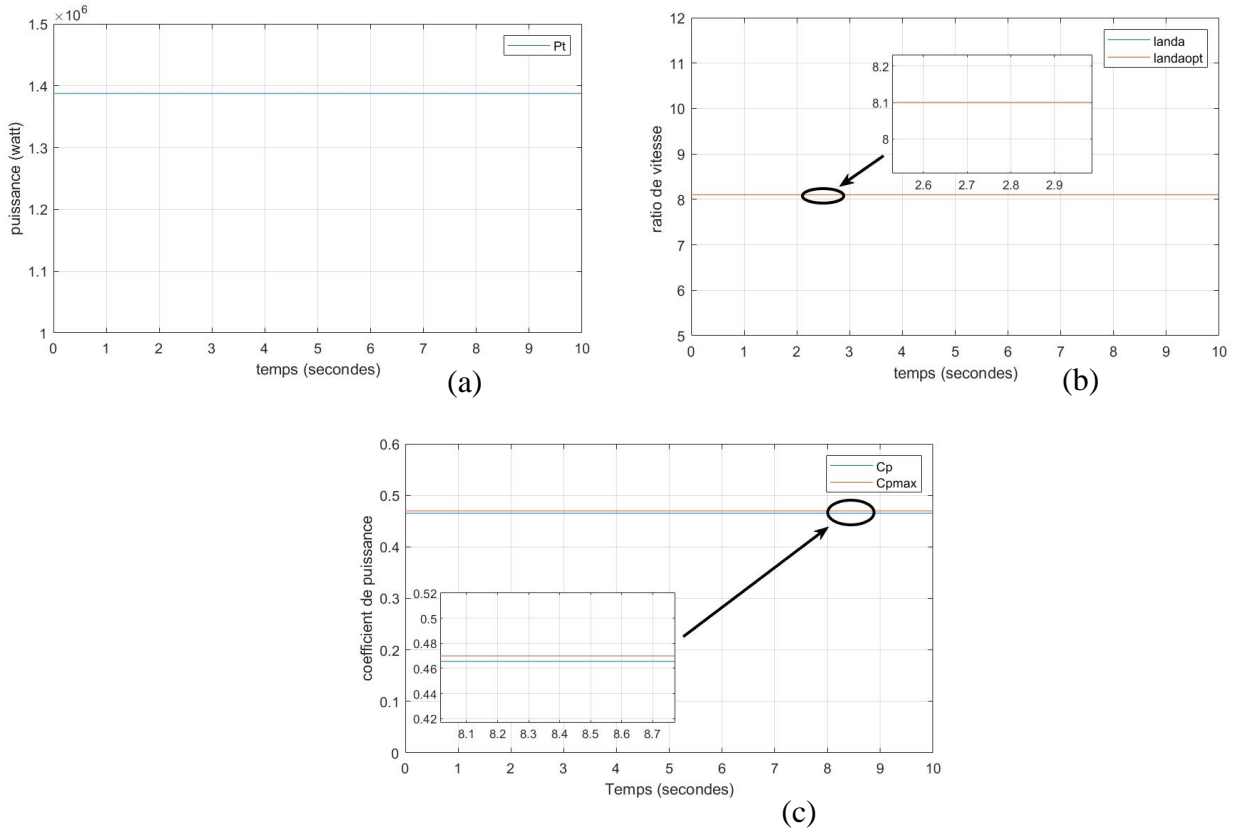


Figure 2.13 (a) la puissance P_t , (b) ratio de vitesse, (c) le coefficient de puissance

Si le vent est considéré fixe alors la puissance de cette turbine éolienne sera constant avec le coefficient de puissance C_p et le ratio de vitesse λ suivent leur valeur optimale qui signifie que la puissance maximale de cette turbine a été entracté avec la valeur du vent utilisé figure 2.13.

2.4.1.2 Vent perturbé :

On lance la simulation de la turbine avec une vitesse du vent qui varie et on visualise la puissance P_t fournie par cette dernière, ratio de vitesse λ et le coefficient de puissance C_p , le couple de la turbine, vitesse de rotation en (rad/s) et en utilisant une limite de puissance (2000kw) figure (2.14b) avec le control d'angle d'orientation des pales.

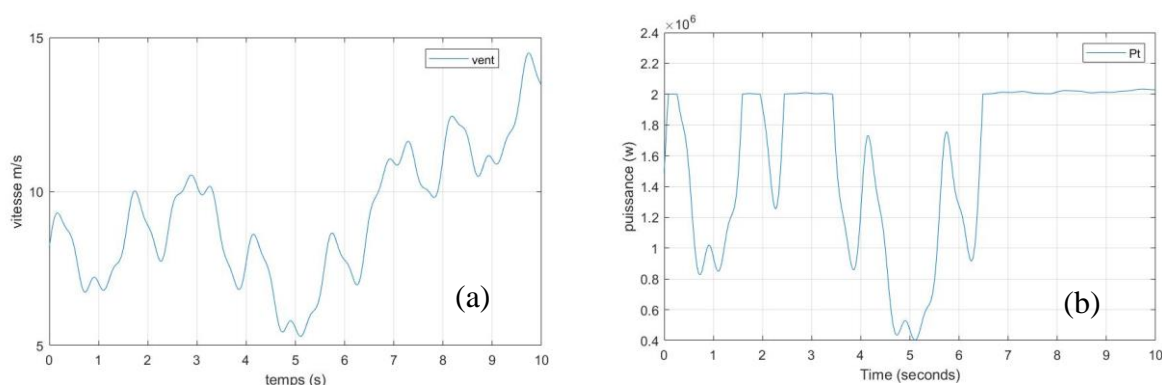


Figure 2.14 la vitesse du vent et la puissance

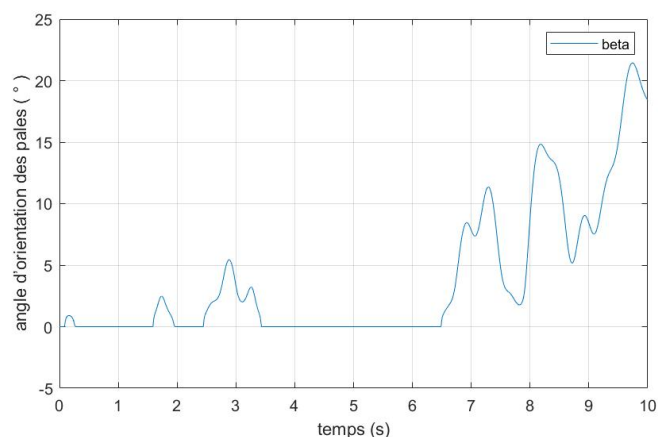


Figure 2.15 angle d'orientation des pales (°)

Avec le coefficient de puissance maximale égale a 0.47 et le ratio de vitesse optimal égale a 8.1 alors la turbine éolienne va générer une puissance de (2000kw) quand la vitesse du vent atteint ($V_{max} = 9 \text{ m/s}$)

Cette valeur est calculée à partir de l'équation suivante

$$V_{max} = \sqrt[3]{\frac{P_{max}}{(0.5 \times \rho \times C_{p_{max}} \times S)}} \quad (2.56)$$

Quand la vitesse du vent dépasse la valeur maximale alors angle d'orientation des pales s'ajuste pour maintenir la puissance désirée figure (2.15).

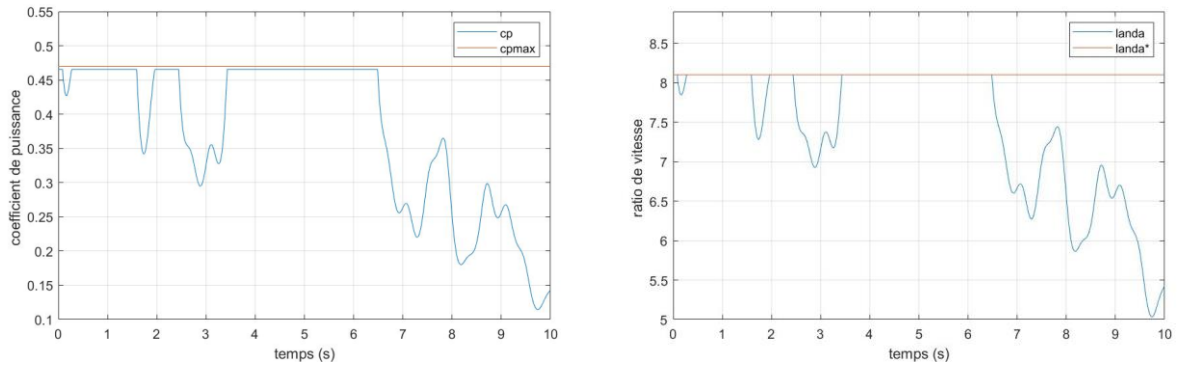


Figure 2.16 coefficient de puissance C_p et le ratio de vitesse λ

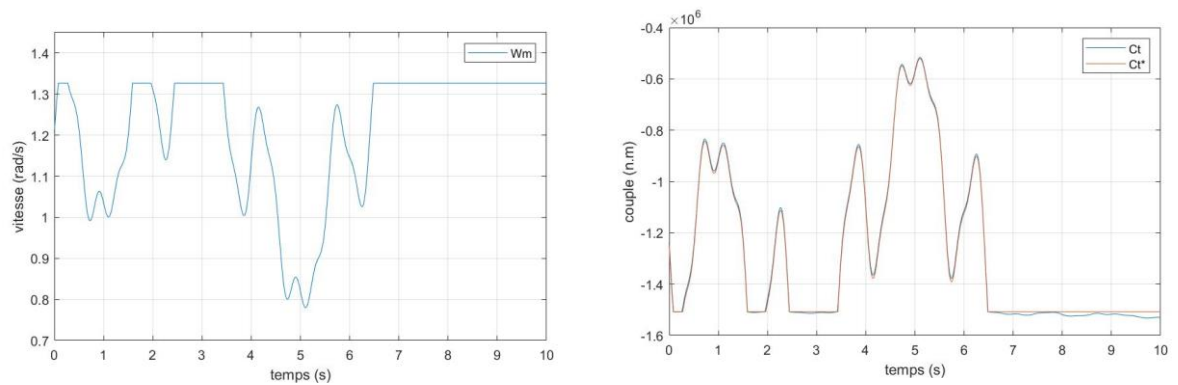


Figure 2.17 vitesse ω_m et le couple

Le couple de la turbine suit la valeur de référence, cette valeur est calculée a partir ce cette équation (2.7)

2.4.2 Simulation de la GSAP

Dans cette partie la GSAP nous présentons la simulation de la GSAP de trois cas distincts "à vide, en court-circuit et en charge". Dans le troisième cas, le stator de la machine est relié à une charge 'R, L' telle que : 'R_{ch}, L_{ch}'.

2.4.2.1 GSAP à vide :

$$\begin{cases} I_d = 0 \\ I_q = 0 \end{cases} \quad (2.57)$$

Les expressions des tensions et couple deviennent :

$$\begin{cases} V_d = 0 \\ V_q = \omega \varphi_f \\ C_{em} = 0 \end{cases} \quad (2.58)$$

On fait lancer la génératrice par un couple moteur égale à 1500000 Nm pour une durée de 0.01(s), puis, on la laisse tourner librement. Etant donné que le frottement considéré dans ce cas est nul, on constate sur la figure 2.18 que la vitesse est stabilisée à une valeur de 1.5 (rad/s). Alors que les tensions des phases sont parfaitement sinusoïdales en régime stable figure 2.19.d.

Les résultats de simulation

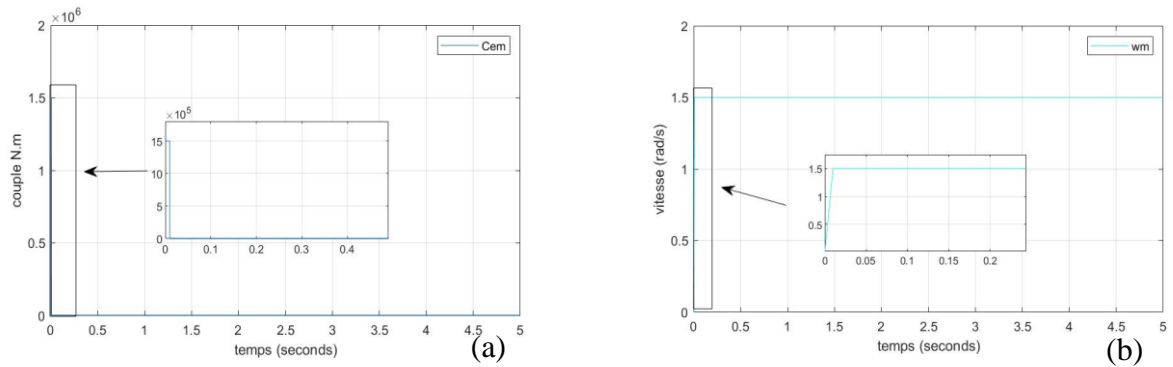


Figure 2.18 (a) couple moteur, (b) vitesse mécanique

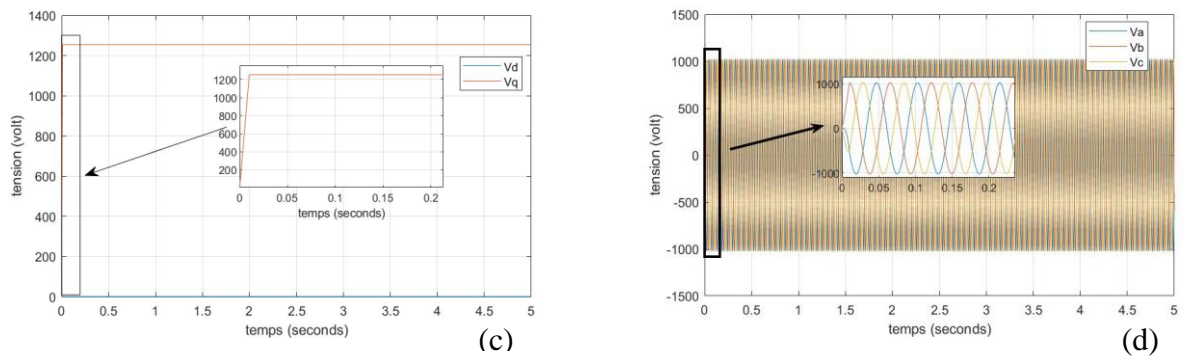


Figure 2.19 (c) tension dans l'axe dq, (d) tension abc

2.4.2.2 GSAP en court-circuit :

Dans ce cas on suppose que :

$$\begin{cases} V_d = 0 \\ V_q = 0 \end{cases} \quad (2.59)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -L_d & 0 \\ 0 & -L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} 0 & L_q \\ -L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_f \end{bmatrix} \right) \quad (2.60)$$

Les résultats de simulation de la GSAP en court-circuit sont montrés dans les figures suivantes :

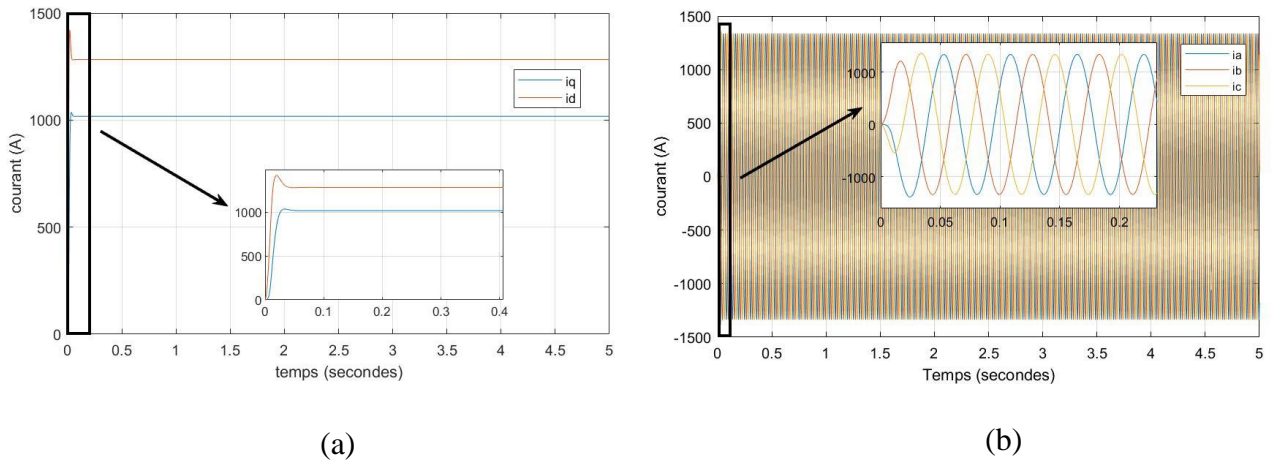


Figure 2.20 (a) le courant dans l'axe dq, (b) le courant abc

2.4.2.3 GSAP en charge séparée :

La génératrice alimente dans ce cas une charge électrique (R_{ch} , L_{ch}) Pour avoir les tensions et les courants résultants de l'application de cette charge sur la génératrice, on applique d'une part, les équations données par (2.21 2.22) :

$$\begin{cases} V_d = -R_s i_d - L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega L_q i_q \\ V_q = -R_s i_q - L_q \frac{d}{dt} i_q - \omega L_d i_d + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (2.61)$$

D'autre part, l'application des tensions V_d et V_q sur la charge donne :

$$\begin{cases} V_d = R_{ch} i_d + L_{ch} \frac{d}{dt} i_d - \omega L_{ch} i_q \\ V_q = R_{ch} i_q + L_{ch} \frac{d}{dt} i_q - \omega L_{ch} i_d \end{cases} \quad (2.62)$$

En remplaçant les expressions de V_d et V_q dans (2.61), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_d = -(R_s + R_{ch})i_d - (L_d + L_{ch})\frac{d}{dt}i_d + \omega(L_q + L_{ch})i_q \\ V_q = -(R_s + R_{ch})i_q - (L_q + L_{ch})\frac{d}{dt}i_q + \omega(L_d + L_{ch})i_d + \omega\phi_f \end{cases} \quad (2.63)$$

On fait lancer la génératrice par un couple moteur égale à 6.28Nm pour une durée de 0.1(s), puis, on la laisse tourner librement. Etant donné que le frottement considéré dans ce cas est nul.

Les résultats de simulation (figure 2.23 et 2.24) :

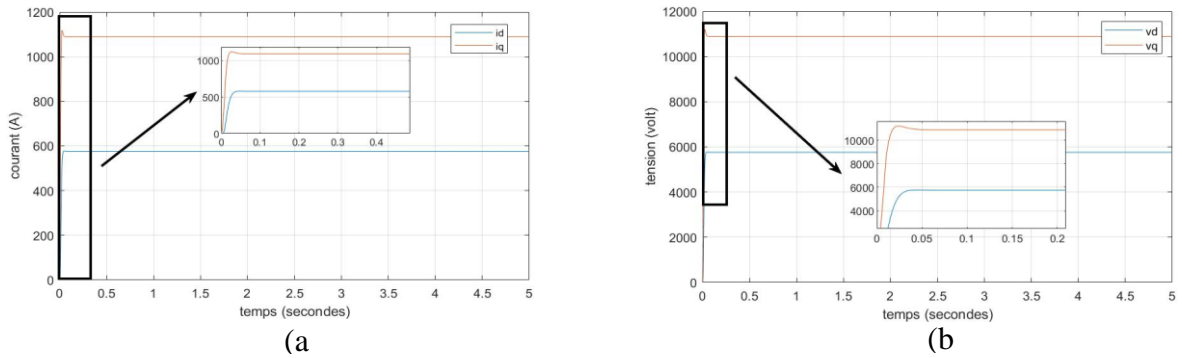


Figure 2.21 (a) courant dans l'axedq, (b) tension dans l'axe dq .

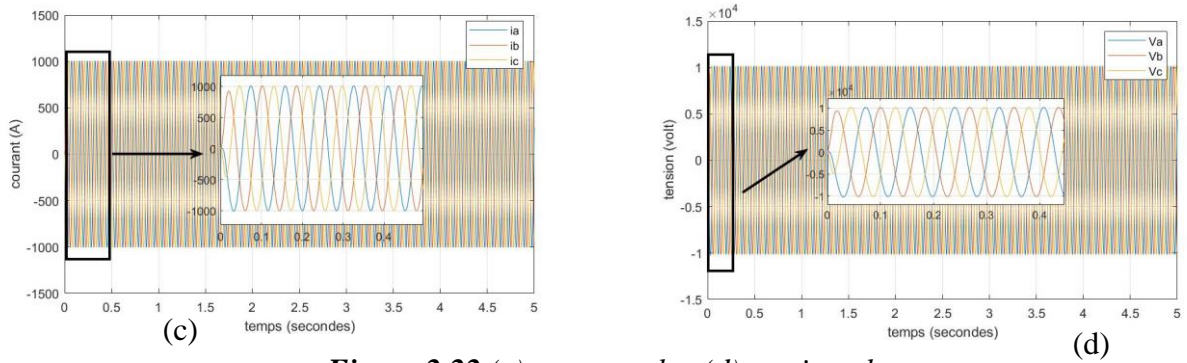


Figure 2.22 (c) courant abc, (d) tension abc

2.4.3 Simulation du convertisseur

Simulation du convertisseur cote génératrice (CCM) :

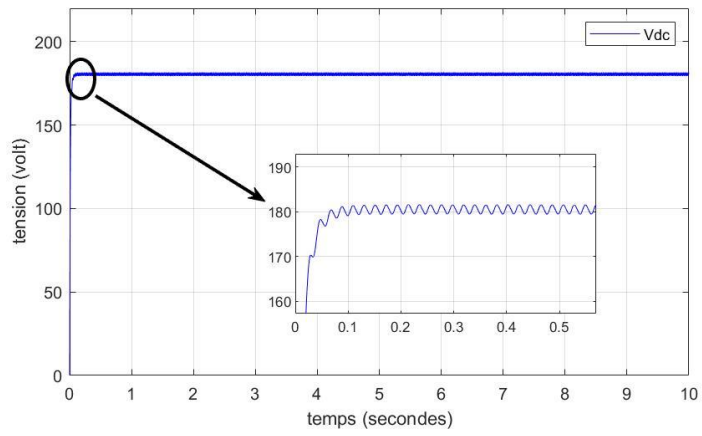


Figure 2.23 La tension de redresseur V_{dc}

Simulation du convertisseur cote réseau (CCR) :

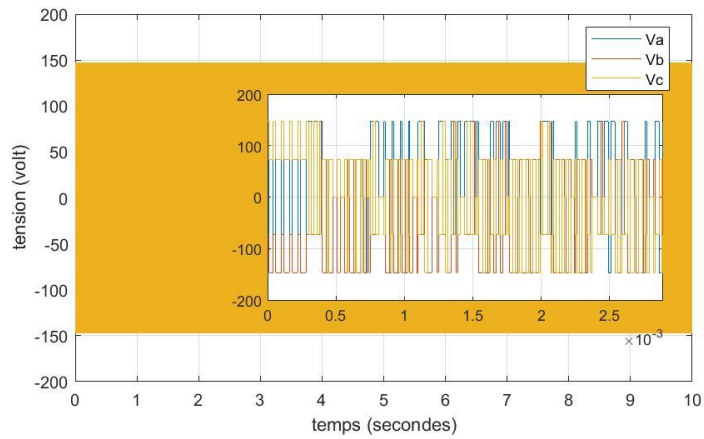


Figure 2.24 La tension V_{abc}

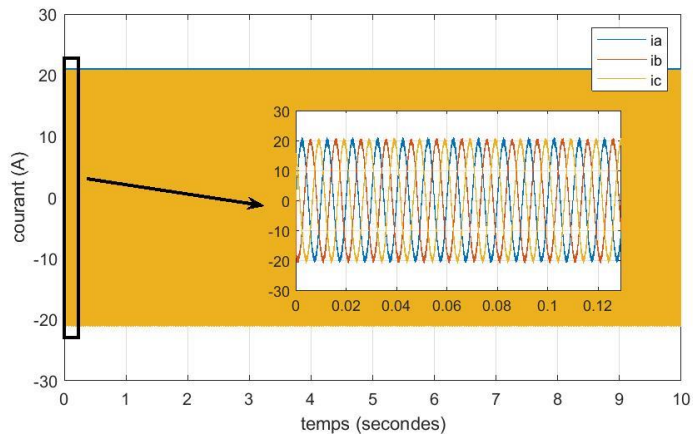


Figure 2.25 Le courant I_{abc}

2.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons modélisé la turbine éolienne, La GSAP et les convertisseurs statiques de plus nous avons validé notre modèle en les reproduisant sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. Nous avons également établi un schéma de commande qui permet de contrôler la puissance fournie par l'éolienne grâce à une commande sans asservissement de la vitesse de la turbine éolienne. Les résultats obtenus ont permis de comparer l'efficacité de la turbine dans les deux cas du vent.

Dans le chapitre suivant on va expliquer les différentes commandes que nous pouvons utiliser pour améliorer les performances de notre chaîne éolienne.

Chapitre 3: Les commandes avancés dans la chaîne éolienne

Dans ce chapitre on va expliquer et modéliser quatre types de commandes qu'on va utiliser pour contrôler les convertisseur dos à dos déjà expliquer dans le chapitre précédent pour améliorer les performances de notre chaîne éolienne, les quatre commandes sont (PI-FOC-SMC-MPC).

3.1 COMMANDE CLASSIC (PI)

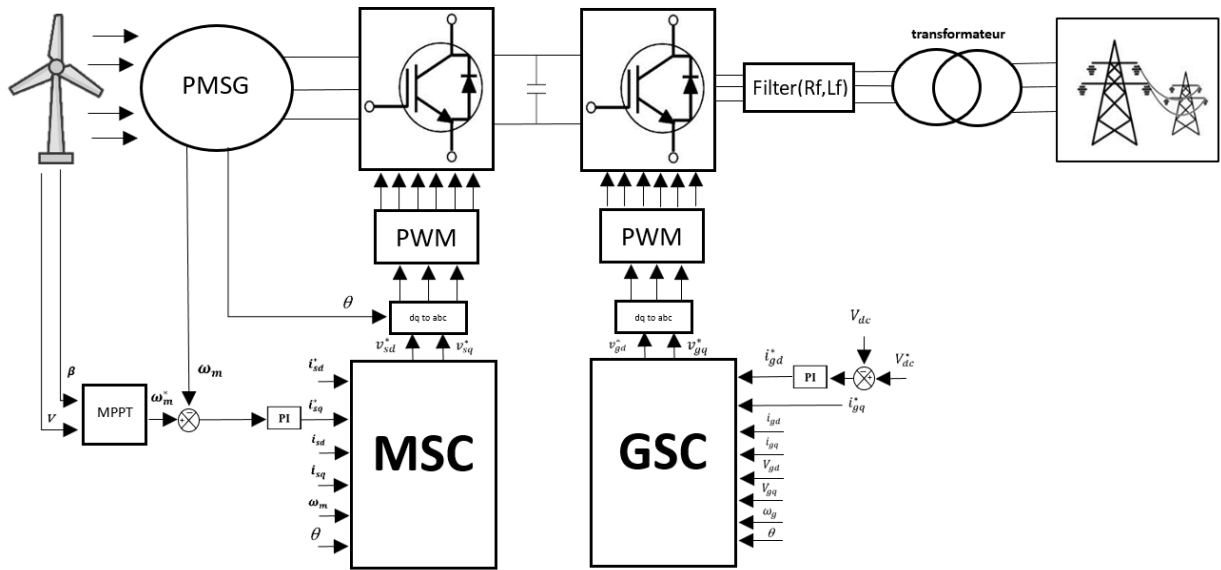


Figure 3.1 la structure générale de la commande PI

3.1.1 Calcul du régulateur (PI) :

C'est un régulateur simple et rapide à mettre en œuvre. La figure 3.2 montre un système en boucle fermée corrigé par un régulateur PI.

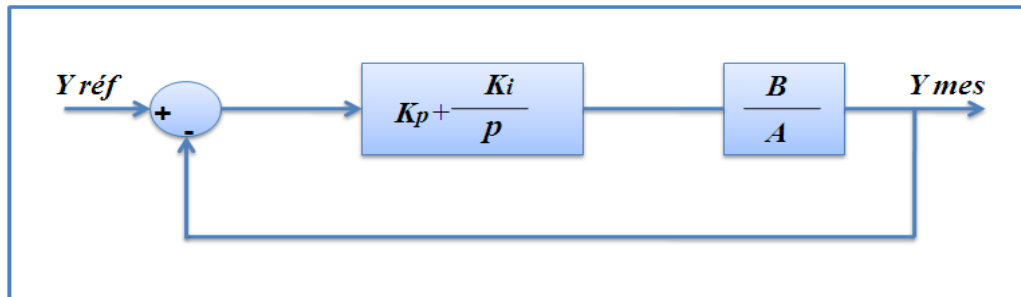


Figure 3.2 Schéma bloc d'un système régulé par un PI.

Pour le calcul des gains k_p et k_i nous choisissons la méthode de compensation des pôles pour la synthèse du régulateur, Nous notons ici que l'intérêt de la compensation des pôles ne se manifeste uniquement que si les paramètres de la machine sont identifiés avec précision puisque les gains k_p et k_i sont établies en fonction de ces mêmes paramètres. Si les paramètres réels sont différents de ceux utilisés dans la synthèse, la compensation est inefficace.

3.1.2 Modèle de contrôleur de convertisseur côté génératrice MSC :

La structure de commande du côté génératrice est illustré dans l'annexe B.a. Elle se compose de deux régulateurs PI dont chacun contrôle respectivement le courant i_{sd} i_{sq} . L'exposant * indique la valeur de référence des entrées du régulateur PI. À partir des équations (2.21), (2.22) et (2.30) nous pouvons déterminer expressions pour le contrôleur côté génératrice pertinent comme suit :

$$i_{sd}^* = 0 \text{ A} \quad (3.1)$$

$$R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} = K_{p1}(i_{sd}^* - i_{sd}) + K_{i1}\varphi_1 \quad (3.2)$$

$$\frac{d\varphi_1}{dt} = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (3.3)$$

$$R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} = K_{p2}(i_{sq}^* - i_{sq}) + K_{i2}\varphi_2 \quad (3.4)$$

$$\frac{d\varphi_2}{dt} = i_{sq}^* - i_{sq} \quad (3.5)$$

où K_{p1} – K_{p2} et K_{i2} – K_{i2} sont les gains des contrôleurs PI, φ_1 – φ_2 sont les variables d'état intermédiaires introduites par les contrôleurs PI, i_{sd} et i_{sq} sont le courant de l'axe dq de la partie machine, Imposant $i_{sd}^* = 0$ est une approche optimale pour éviter la non-linéarité de l'équation (2.29) et pour minimiser couplage de courant [44, 45].

Régulation $i_{sd}^* = 0$ garantit des courants stator minimum pour un couple donné, ce qui améliore la rendement mécanique [45].

3.1.3 Modèle de contrôleur de convertisseur côté réseau GSC :

La structure de commande du côté réseau est illustré dans l'annexe B.b, L'équilibre de tension aux bornes du filtre RL peut être exprimé comme [46] :

$$V_d = R_f i_{gd} + L_f \frac{di_{gd}}{dt} - \omega_g L_f i_{gq} + V_{gd} \quad (3.6)$$

$$V_q = R_f i_{gq} + L_f \frac{di_{gq}}{dt} - \omega_g L_f i_{gd} + V_{gq} \quad (3.7)$$

Où V_d et V_q sont respectivement la tension des axes d et q côté réseau, R_f et L_f sont la résistance et l'inductance du filtre RL, respectivement, et ω_g est la fréquence angulaire du filtre RL tension aux bornes.

(L'annexe B.b) montre la structure du contrôleur coté réseau. Il comprend deux contrôleurs PI, qui contrôlent i_{gd} , i_{gq} , respectivement. Comme celui du contrôleur coté génératrice, exposant * désigne les valeurs de référence des entrées du régulateur PI. Basé sur l'équation (3.11) et (3.12), les équations pertinentes pour le contrôleur coté réseau peuvent être exprimées comme suit :

$$R_f i_{gd} + L_f \frac{di_{gd}}{dt} = K_{p3}(i_{gd}^* - i_{gd}) + K_{i3}\varphi_3 \quad (3.8)$$

$$\frac{d\varphi_3}{dt} = i_{gd}^* - i_{gd} \quad (3.9)$$

$$R_f i_{gq} + L_f \frac{di_{gq}}{dt} = K_{p4}(i_{gq}^* - i_{gq}) + K_{i4}\varphi_4 \quad (3.10)$$

$$\frac{d\varphi_4}{dt} = i_{gq}^* - i_{gq} \quad (3.11)$$

$$Q_g^* = 0 \text{ Kvar} \quad (3.12)$$

$$i_{gq}^* = K_{pq}(Q_g^* - Q_g) + K_{iq}\varphi_q \quad (3.13)$$

$$\frac{d\varphi_q}{dt} = Q_g^* - Q_g \quad (3.14)$$

Où K_{p3} K_{p4} K_{pq} et K_{i3} K_{i4} K_{iq} sont respectivement les gains p et i des contrôleurs PI, et φ_3 φ_4 φ_q sont les variables d'état intermédiaires introduites par les régulateurs PI.

3.2 LA COMMANDE A CHAMP ORIENTE (FOC) :

3.2.1 Modèle de contrôleur de convertisseur côté génératrice :

La structure de commande coté génératrice se compose de deux régulateurs PI dont chacun contrôle respectivement le courant $i_{sd}i_{sq}$. L'exposant * indique les valeurs de référence des entrées du régulateur PI. À partir des équations (2.21), (2.22) et (2.30) nous pouvons déterminer expressions pour le contrôleur coté génératrice pertinent comme suit :

$$V_{sd}^* = K_{p5}(i_{sd}^* - i_{sd}) + K_{i5}\varphi_5 \quad (3.15)$$

$$\frac{d\varphi_5}{dt} = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (3.16)$$

$$V_{sq}^* = K_{p6}(i_{sq}^* - i_{sq}) + K_{i6}\varphi_6 \quad (3.17)$$

$$\frac{d\varphi_6}{dt} = i_{sq}^* - i_{sq} \quad (3.18)$$

K_{p5} – K_{p6} et K_{i5} – K_{i6} sont les gains des contrôleurs PI, φ_5 – φ_6 sont les variables d'état intermédiaires introduites par les contrôleurs PI, i_{sd} et i_{sq} sont le courant de l'axe dq de la partie machine, Imposant $i_{sd}^* = 0$ est une approche optimale pour éviter la non-linéarité de l'équation (2.29) et pour minimiser couplage de courant [44, 45].

3.2.2 Modèle de contrôleur de convertisseur côté réseau

La référence de courant d'axe d est obtenue par la sortie du régulateur de bus CC, et la référence de courant d'axe q est 0. Encore une fois, un simple régulateur PI peut contrôler les composantes du courant du réseau. L'équation suivante présente les sorties des contrôleurs.

$$V_{gd}^* = K_{p7}(i_{gd}^* - i_{gd}) + K_{i7}\varphi_7 \quad (3.19)$$

$$\frac{d\varphi_7}{dt} = i_{gd}^* - i_{gd} \quad (3.20)$$

$$V_{gq}^* = K_{p8}(i_{gq}^* - i_{gq}) + K_{i8}\varphi_8 \quad (3.21)$$

$$\frac{d\varphi_8}{dt} = i_{gq}^* - i_{gq} \quad (3.22)$$

3.3 COMMANDE PAR MODE GLISSANT (SMC)

3.3.1 Description du Modèle :

Lorsque la vitesse du vent change, la puissance active et réactive, la tension et la fréquence injecté dans le réseau doit être ajusté en contrôlant les convertisseurs de fréquence, qui se composent d'un redresseur à modulation de largeur d'impulsion (PWM) et d'un onduleur PWM [47-49], afin pour atteindre les objectifs de contrôle souhaités. En conséquence, le vecteur d'état et le vecteur de contrôle sont sélectionnés de la manière suivante :

$$[X] = [I_{sd}, I_{sq}, \Omega_{mec}, I_{gd}, I_{gq}]^T \text{ est le vecteur d'état.} \quad (3.23)$$

$$[U] = [V_{sd}, V_{sq}, \Omega_{mec}, V_{fd}, V_{fq}]^T \text{ est la variable contrôler.} \quad (3.24)$$

3.3.2 Conception du contrôleur (SMC) :

Généralement, le contrôle du mode glissant vise à forcer le système à glisser le long de la surface de mode glissant préconçue en un temps fini, puis à y rester malgré les incertitudes, par exemple, les incertitudes de la vitesse du vent ou les incertitudes des paramètres du système, lorsque le système est dynamique. Ce dernier permet au système de basculer entre les différenciateurs et est modifié par à l'aide d'une structure de signal de commande discontinue à tout moment. Dans ce cas, la dynamique du système combine les propriétés bénéfiques de chacune de ces structures pour obtenir le système souhaité comportement [50, 51]. Cependant, le SMC ordinaire souffre de bavardages et d'atteindre le problème d'instabilité de phase [52, 53]. Par conséquent, une stratégie de contrôle SMC a été proposée pour résoudre les problèmes courants de SMC et améliorer les performances du système [47, 48]. Cette technique se caractérise par sa simplicité et son efficacité.

Dans le schéma de contrôle SMC proposé, la surface de glissement choisie est la suivante :

$$S(X) = \left(\frac{d}{dt} + \sigma \right)^{n-1} \times e(x) \quad (3.25)$$

Où n désigne l'ordre du système, δ est une constante positive et $e(x)$ est l'erreur entre le signal désiré X_{ref} et la variable d'état x .

En choisissant $n = 1$, la dynamique de l'erreur de suivi de la surface de glissement proposée devient ce qui suit :

$$S(X) = e(x) = X_{ref} - x \quad (3.26)$$

De plus, le SMC de premier ordre comprend deux termes (U_{eq} et U_n), où U_{eq} est un contrôle équivalent qui caractérise le comportement du système sur la surface de glissement, alors que U_n est une commande de commutation basée sur une fonction discontinue (signe). Il est utilisé pour satisfaire la condition d'attractivité et de stabilisation [32, 52, 54, 55]. Par conséquent, pour atteindre la commutation autour de la surface de PSMC, chaque composante de l'approche de contrôle est calculée comme la ajout de deux termes [55], comme suit :

$$U_c = U_{eq} + U_n \quad (3.27)$$

Où l'expression du signal de commutation U_n est déterminée comme suit :

$$U_n = K_n \operatorname{sgn}(S_n) \quad (3.28)$$

K_n est un gain de commutation positif qui est sélectionné pour atteindre les performances optimales et minimiser la perturbation dynamique du système. $\operatorname{sgn}(S_n)$ est une mathématique discontinue fonction caractérisée par une commutation imparfaite qui fait vibrer le signal de commande [55]. Pour réduire ce phénomène, une nouvelle commande de commutation continue douce a été proposé de lisser le signal. Le principe de cette technique repose sur le remplacement du fonction discontinue ordinaire (Sign) dans la commande de commutation avec un continu lisse fonctionnent comme suit [55, 56] :

$$U_n = K_n \times \operatorname{Smooth}(S_n) \quad (3.29)$$

Où $\operatorname{Smooth}(S_n)$ est une fonction continue lisse définie par :

$$\operatorname{Smooth}(\lambda', S) = \frac{\lambda' S}{|\lambda' S| + \varepsilon} \quad (3.30)$$

ε est un petit positif de la largeur de la couche limite et λ' est une constante positive utilisée pour régler le taux de syntonisation de la fonction. Ces deux paramètres (ε , λ') déterminent la pente de la fonction continue. De plus, la couche limite dépendante de l'état ε est conçue comme suit :

$$\varepsilon = (1 - |\operatorname{Smooth}(\lambda', S)|) + \delta_1 \quad (3.31)$$

where δ_1 is a small positive constant.

3.3.3 SMC-MSM coté génératrice :

De ce côté, trois contrôleurs, utilisant le mode glissant, sont destinés à contrôler les composantes de courant continu et en quadrature du stator (I_{sd} , I_{sq}) et de la vitesse (Ω_{mec}). Les surfaces de glissement ont été fixées comme suit[57] :

$$S(I_{sd}) = e(I_{sd}) = I_{sd}^* - I_{sd} \quad (3.32)$$

$$S(I_{sq}) = e(I_{sq}) = I_{sq}^* - I_{sq} \quad (3.33)$$

$$S(\Omega_{mec}) = e(\Omega_{mec}) = \Omega_{mec}^* - \Omega_{mec} \quad (3.34)$$

Où I_{sd}^* et I_{sq}^* sont les références du courant stator continu et en quadrature, respectivement, et Ω_{mec}^* est la référence de vitesse mécanique.

Application de la dérivée temporelle à $S(I_{sd})$, $S(I_{sq})$ et $S(\Omega_{mec})$ donne :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sd}^* + \frac{R_s}{L_d} \times I_{sd} - \omega_e \times \frac{L_q}{L_d} \times I_{sq} - \frac{V_{sd}}{L_d} \quad (3.35)$$

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{I}_{sq}^* + \frac{R_s}{L_q} \times I_{sq} + \omega_e \times \frac{L_d}{L_q} \times I_{sd} + \omega_e \times \frac{\Phi_f}{L_q} - \frac{V_{sq}}{L_q} \quad (3.36)$$

$$\dot{S}(\Omega_{mec}) = \dot{\Omega}_{mec}^* + \frac{f}{j_{tot}} \times \Omega_{mec} + \frac{\mu}{j_{tot}} \times I_{sq} - \frac{1}{j_{tot}} \times T_{turb} \quad (3.37)$$

Avec $\mu = \frac{3}{2} \times p \times \Phi_f$. Le mode de glissement se produit sur la surface de glissement lorsque l'invariance les conditions de la surface de glissement sont assurées, ($\dot{S}(X) = 0$) et ($V_{sdq_N} = 0$) [58]. D'où l'expression de contrôle équivalente $V_{sdq_{eq}}$ pour chaque axe se déduit des équations (*) et (**). Ainsi,

$$V_{sd_{eq}} = L_d \left[\dot{I}_{sd}^* + \frac{R_s}{L_d} \times I_{sd} - \omega_e \times \frac{L_q}{L_d} \times I_{sq} \right] \quad (3.38)$$

$$V_{sq_{eq}} = L_q \left[\dot{I}_{sq}^* + \frac{R_s}{L_q} \times I_{sq} + \omega_e \times \frac{L_d}{L_q} \times I_{sd} + \omega_e \times \frac{\Phi_f}{L_q} \right] \quad (3.39)$$

Alors que les expressions de commande de commutation V_{sd_N} , V_{sq_N} sont définis comme suit :

$$V_{sd_N} = K_d \times \text{Smooth}(S(I_{sd})) \text{ avec } K_d > 0 \quad (3.40)$$

$$V_{sq_N} = K_q \times \text{Smooth}(S(I_{sq})) \text{ avec } K_q > 0 \quad (3.41)$$

Le contrôle global de chaque axe est le suivant :

$$V_{sd_{ref}} = V_{sd_{eq}} + V_{sd_N} \quad (3.42)$$

$$V_{sq_{ref}} = V_{sq_{eq}} + V_{sq_N} \quad (3.43)$$

En utilisant les équations ci-dessus, la conception du contrôleur du convertisseur côté moteur peut être formé comme suit :

$$V_{sdref} = L_d \left[\dot{I}_{sd}^* + \frac{R_s}{L_d} \times I_{sd} - \omega_e \times \frac{L_q}{L_d} \times I_{sq} \right] + K_d \times \text{Smooth}(S(I_{sd})) \quad (3.44)$$

$$V_{sqref} = L_q \left[\dot{I}_{sq}^* + \frac{R_s}{L_q} \times I_{sq} + \omega_e \times \frac{L_d}{L_q} \times I_{sd} + \omega_e \times \frac{\Phi_f}{L_q} \right] + K_q \times \text{Smooth}(S(I_{sq})) \quad (3.45)$$

$$I_{sq}^* = I_{sq_{eq}} + I_{sq_N} \quad (3.46)$$

Avec

$$I_{sq_{eq}} = -\frac{j_{tot}}{\mu} \left[\Omega_{mec}^* + \frac{f}{j_{tot}} \times \Omega_{mec} - \frac{1}{j_{tot}} \times T_{turb} \right] \quad (3.47)$$

$$I_{sq_N} = K_{\Omega_{mec}} \times \text{Smooth}(S(\Omega_{mec})) \text{ avec } K_{\Omega_{mec}} > 0 \quad (3.48)$$

3.3.4 SMC-GSC coté réseau :

Pour maintenir la tension du circuit intermédiaire à une valeur constante, un contrôleur PI a été appliqué pour réguler la tension mesurée V_{dc} pour suivre sa référence V_{dcref} . De plus, pour ajuster la fréquences de courant de réseau et atteindre un facteur de puissance unitaire [59], deux contrôleurs utilisant le mode sont conçus pour contrôler les composants de courant continu et en quadrature (I_{gq} , I_{gd}) du GSC, comme le montre la (figure 3.3).

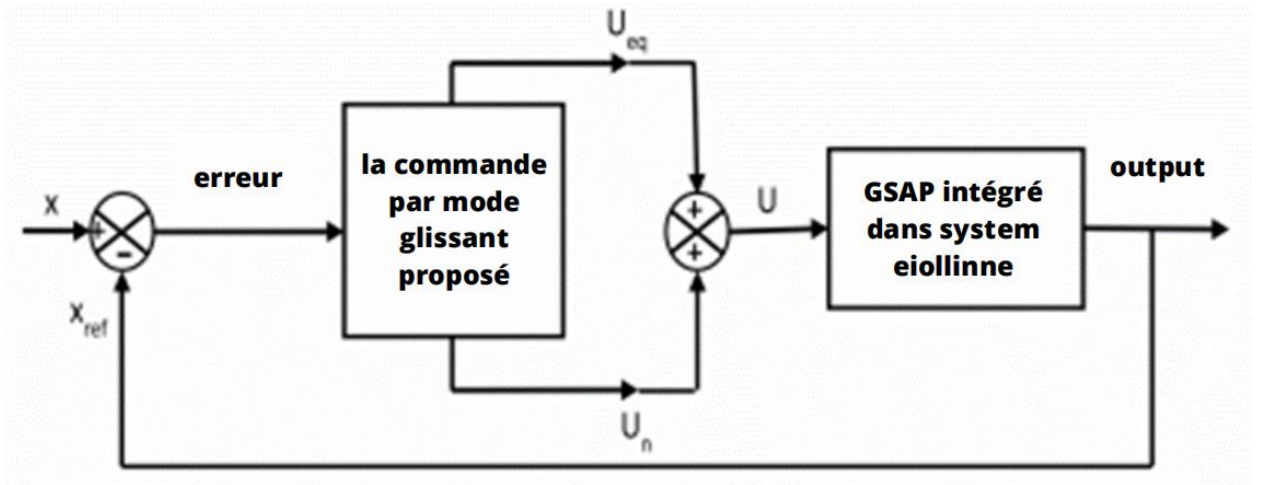


Figure 3.3 La structure générale du SMC.

De ce côté, les surfaces de glissement ont été fixées comme suit :

$$S(I_{gd}) = e(I_{gd}) = I_{gd}^* - I_{gd} \quad (3.49)$$

$$S(I_{gq}) = e(I_{gq}) = I_{gq}^* - I_{gq} \quad (3.50)$$

I_{gd} et I_{gq} sont les références des courants de réseau direct et en quadrature. Encore une fois, en utilisant la méthode similaire utilisée pour le contrôle MSC, le contrôleur la conception du convertisseur côté réseau sera la suivante :

$$V_{fd_{ref}} = V_{fd_{eq}} + V_{fd_N} \quad (3.51)$$

$$V_{fq_{ref}} = V_{fq_{eq}} + V_{fq_N} \quad (3.52)$$

$$V_{fd_{eq}} = L_f \left[I_{gd}^* + \frac{R_f}{L_f} \times I_{gd} - \omega_g \times I_{gq} + \frac{V_{gd}}{L_f} \right] \quad (3.53)$$

$$V_{fq_{eq}} = L_f \left[I_{gq}^* + \frac{R_f}{L_f} \times I_{gq} + \omega_g \times I_{gd} + \frac{V_{gq}}{L_f} \right] \quad (3.54)$$

$$V_{fd_N} = K_{fd} \times \text{Smooth}(S(I_{gd})) \text{ avec } K_{fd} > 0 \quad (3.55)$$

$$V_{fq_N} = K_{fq} \times \text{Smooth}(S(I_{gq})) \text{ avec } K_{fq} > 0 \quad (3.56)$$

Où I_{gq}^* est produit par la puissance Q_g^* qui est fixée à zéro pour atteindre l'unité contrôle du facteur de puissance, tandis que I_{gd}^* est généré par le régulateur de tension du circuit intermédiaire, comme indiqué dans (Figure 3.4).

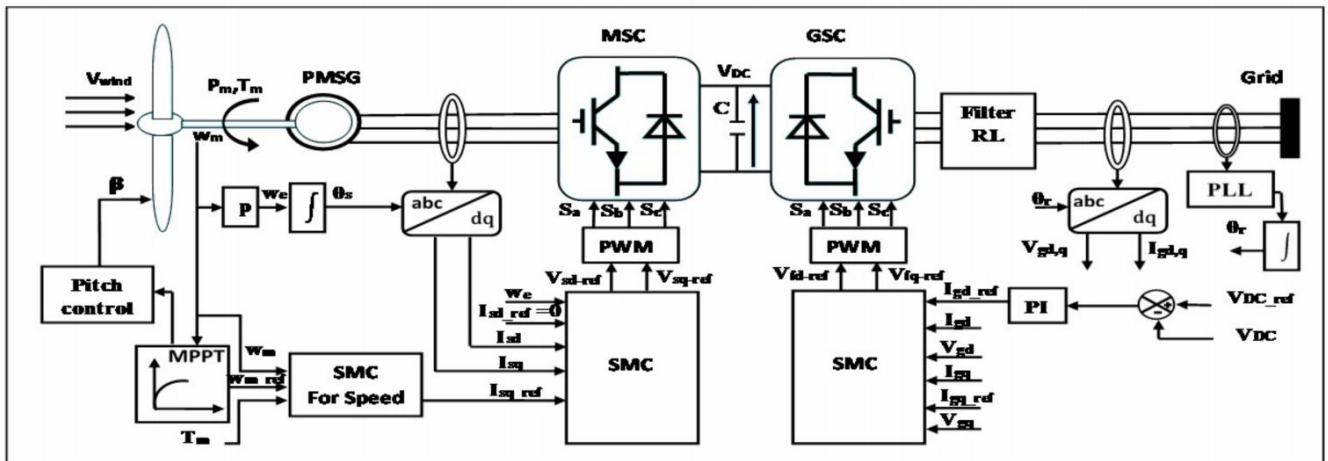


Figure 3.4 la structure de la commande par mode glissant

3.4 COMMANDE PREDICTIVE (MPC)

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Les systèmes de régulation capable est besoin de performances plus élevées que les contrôleurs classiques, à savoir PI, tout en respectant des contraintes de fonctionnement et de production toujours plus élevées.

Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. La commande prédictive fait partie des techniques de contrôle à modèle interne, Model prédictive Control (MPC).

La commande prédictive se différencie des autres techniques de commande par le fait que à optimiser, à partir des entrées/sorties d'un système (état, couples,), le comportement futur prédit du système considéré. La prédiction est faite à partir d'un modèle interne du système sur un intervalle de temps fini appelé horizon de prédiction. La solution du problème d'optimisation est un vecteur de commande dont la première entrée de la séquence optimale est injectée au système. Le problème est à nouveau résolu sur l'intervalle de temps suivant en utilisant les données du système mises à jour [19] [21].

La commande prédictive peut être utilisée pour commander des systèmes complexes comportant plusieurs entrées et sorties où le simple régulateur PI est insuffisant. Cette technique est particulièrement intéressante lorsque les systèmes possèdent des retards importants, des réponses inverses et de nombreuses perturbations. Les principaux utilisateurs de la commande prédictive sont les raffineries de pétroles, l'industrie chimique et agroalimentaire, la métallurgie, l'aérospatiale...

3.4.1 Historique de la commande prédictive

La commande prédictive est une technique relativement récente, qui n'a connu un réel essor que depuis années 80, grâce aux travaux de D.W. Clarke et de son équipe `a Oxford. Toutefois cette technique de commande que l'on peut rattacher `a la famille des commandes prédictives par modèle MPC (Model Predictive Control) suscite un intérêt dans le domaine industriel depuis la fin des années 70. En effet en 1978, J. Richalet publie les premiers résultats obtenus dans des applications industrielles et en 1979 des ingénieurs de la Shell, C.R Cutler et D.M. Prett font part de leur expérience sur un craqueur catalytique. .En 1985, D.W. Clarke présente la première version de la commande prédictive généralisée GPC. Il faut attendre 1987, pour voir publier les premiers

résultats obtenus par J. Richalet sur des systèmes électromécanique rapides, tels que des commandes d'axes d'un robot [21, 22].

La commande prédictive a connu engouement dans le secteur de l'industrie chimique et pétrolier, une des raisons tient en partie au fait que cette technique fournit une méthodologie susceptible de prendre en compte d'une façon systématique les contraintes lors de la conception et de l'implantation de la loi de commande.

3.4.2 Principe de la commande prédictive

La commande prédictive, appelée aussi compensation ou correction anticipatrice, est une technique de commande avancée. Elle a pour objectif la commande des systèmes industriels complexe comportant plusieurs entrées et sorties ou le simple régulateur PI est insuffisant. Le principe de cette commande est d'utiliser un modèle dynamique du processus commandé à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. La commande prédictive fait partie des techniques de commande à modèle interne. Elle est particulièrement intéressante lorsque les systèmes possèdent des retards importants ou des réponses inverses et subissent de nombreuses perturbations. Cette technique de commande a été inventée par J.RICHALET en 1978 et généralisée par D.W.Clarke en 1987 en collaboration avec de grands groupes industriels [60].

Dans ses fondements, la commande prédictive définit à chaque instant la meilleure commande à appliquer au processus, en considérant la référence souhaitée, l'état actuel du système et une prédiction du futur proche obtenue à l'aide d'un modèle comportemental. Cette caractéristique de prédiction que l'on peut étendre d'ailleurs aux perturbations connues confère au système commandé un fort potentiel dynamique.

D'une manière générale, l'algorithme de la commande prédictive à modèle interne réalise à chaque instant d'échantillonnage les mêmes étapes, comme le montre la (Figure 3.5).

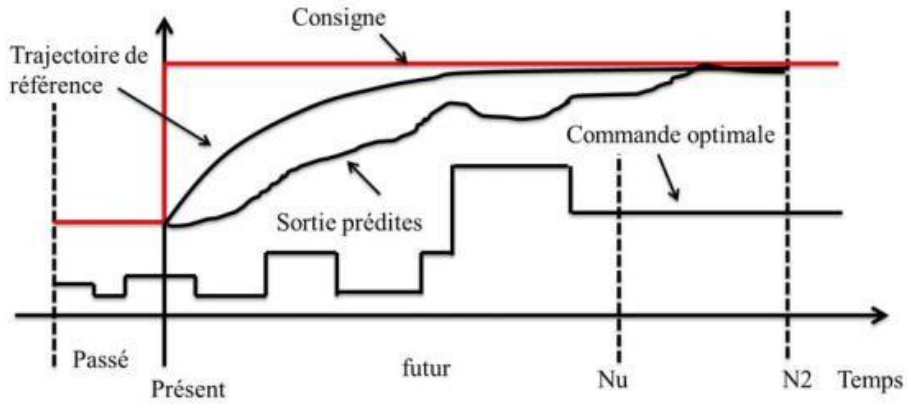


Figure 3.5 principe de commande prédictive.

Calcul des prédictions des variables commandées jusqu'à un horizon de temps $N2$ grâce au modèle interne du processus.

- Elaboration d'une trajectoire de référence à suivre.
- Calcul d'une séquence d'échantillonnages futurs de commandes optimales minimisant une fonction de coût sur horizon temporel Nu .
- Seul le premier élément de la séquence de commande calculée est appliqué sur le système au cours du prochain échantillonnage. Toutes ces étapes se répéteront ensuite, c'est le principe d'horizon fuyant[60].

3.4.3 Application de la commande prédictive dans la GSAP

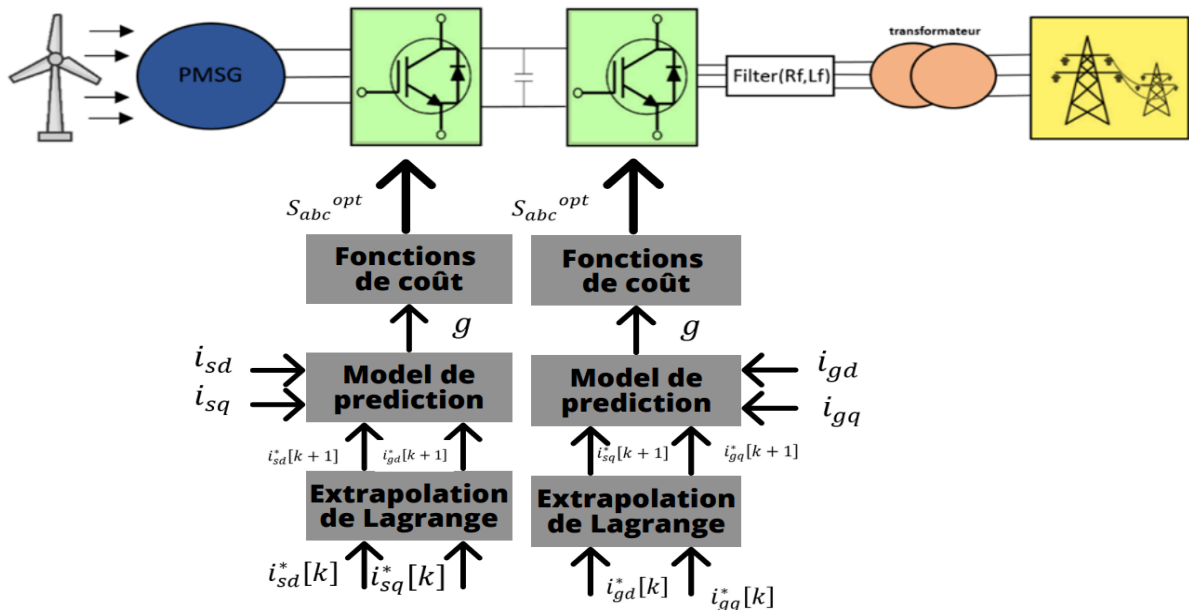


Figure 3.6 MPC topologie.

3.4.3.1 MPC-MSM coté génératrice :

Pour dériver les expressions requises pour le MPC ont utilisé les équations suivantes :

$$\frac{d}{dt} i_{sd} = -\frac{R_s}{L_d} i_{sd} + \omega \frac{L_q}{L_d} i_{sq} + \frac{V_{sd}}{L_d} \quad (3.57)$$

$$\frac{d}{dt} i_{sq} = -\frac{R_s}{L_q} i_{sq} - \omega \frac{L_d}{L_q} i_{sd} + \frac{\omega}{L_q} \varphi_f + \frac{V_{sq}}{L_q} \quad (3.58)$$

Selon cet équation , et en utilisant l'Euler vers l'avant méthode de discrétisation, les équations de prédiction numérique suivantes sont obtenu [61]:

$$i_{sd}[k+1] = \left(\frac{1 - R_s T_s}{L_{sd}} \right) i_{sd}[k] + \left(\frac{T_s}{L_{sd}} \right) V_{sd}[k] + T_s \omega_s[k] i_{sq}[k] \quad (3.59)$$

$$i_{sq}[k+1] = \left(\frac{1 - R_s T_s}{L_{sq}} \right) i_{sq}[k] + \left(\frac{T_s}{L_{sq}} \right) V_{sq}[k] - T_s \omega_s[k] i_{sd}[k] - \omega_s[k] \varphi_f[k] \quad (3.60)$$

Avec T_s est la période d'échantillonnage, $i_{sd}[k+1]$ et $i_{sq}[k+1]$ sont les composantes prédites du courant du stator d et q à la période $[k+1]$ respectivement.

La fonction de coût choisie est définie par :

$$g = \left| (i_{sd_ref}[k+1] - i_{sd}[k+1]) \right|^2 + \left| (i_{sq_ref}[k+1] - i_{sq}[k+1]) \right|^2 \quad (3.61)$$

Avec $i_{sd_ref}[k+1]$ et $i_{sq_ref}[k+1]$ sont les valeurs de référence des courants des axes d et q.

Pour l'algorithme de prédiction, la fonction de coût est évaluée pour chacun des sept vecteurs de tension possibles, donnant sept prédictions de courant différentes. Le vecteur de tension dont la prédiction de courant minimise la fonction de coût est appliqué à l'instant d'échantillonnage suivant[62].

Cependant, La valeur futur courant de référence $i_{s_ref}[k+1]$ est inconnue. Par conséquent, il doit être prédit à partir du présent et du passé. valeurs de la référence actuelle par extrapolation de Lagrange comme suit [63]:

$$i_{s_ref}[k+1] = 3i_{s_ref}[k] - 3i_{s_ref}[k-1] + i_{s_ref}[k-2] \quad (3.62)$$

3.4.3.2 MPC-GSC coté réseau :

Encore une fois, la méthode d'Euler directe est appliquée au GSC, le modèle discret du côté réseau peut s'écrire comme suit [61]:

$$i_{gd}[k+1] = \left(\frac{1 - R_f T_s}{L_{fd}} \right) i_{gd}[k] + \left(\frac{T_s}{L_{fd}} \right) \times (V_{gd}[k]) + T_s \omega_g[k] i_{gq}[k] \quad (3.63)$$

$$i_{gq}[k+1] = \left(\frac{1 - R_s T_s}{L_{fq}} \right) i_{gq}[k] + \left(\frac{T_s}{L_{fq}} \right) \times (V_{gq}[k]) - T_s \omega_g[k] i_{gd}[k] \quad (3.64)$$

Avec V_{gd}, V_{gq} sont tension du réseau sur l'axe dq. i_{gd}, i_{gq} Sont les courants de l'axe dq de la réseau et ω_g est la fréquence angulaire de réseau. L_f est l'inductance du filtre, R_f est la résistance du filtre et T_s est le temps d'échantillonnage. Les fonctions de coût pour le GSC sont les suivantes :

$$g = \left| \left(i_{gd_{ref}}[k+1] - i_{gd}[k+1] \right)^2 \right| + \left| \left(i_{gq_{ref}}[k+1] - i_{gq}[k+1] \right)^2 \right| \quad (3.65)$$

Les courants dans Equation (3.63) et (3.64) sont calculés pour chaque huit vecteurs de tension possibles, donnant huit courants différents prédictions. Le contrôleur sélectionne celui qui a le moins coûte par rapport à l'autre fonction de coût, Equation (3.65).

3.5 CONCLUSION

De ce chapitre ont na fait un brief aperçu des quatre commandes et leur modélisation et dans le chapitre suivante ont va simuler notre chaine éolienne avec les quatre commandes pour faire une comparaison des résultat de simulation.

Chapitre 4: Simulation

Dans ce chapitre on va simuler le model d'une GSAP intégré dans un system éolienne déjà expliqué sur le 2 ème chapitre et les control proposer sur le chapitre dernier dans l'environnement MATLAB/Simulink pour évaluer ses interprètes dans un régime dynamique avec un vent perturber, qui varie de 5 m/s a 14.5 m/s comme montré sur la figure (4.1) pour une durée de 10s, après la simulation de ces moderne control, une comparaison a été faite.

Le vent perturbé utiliser :

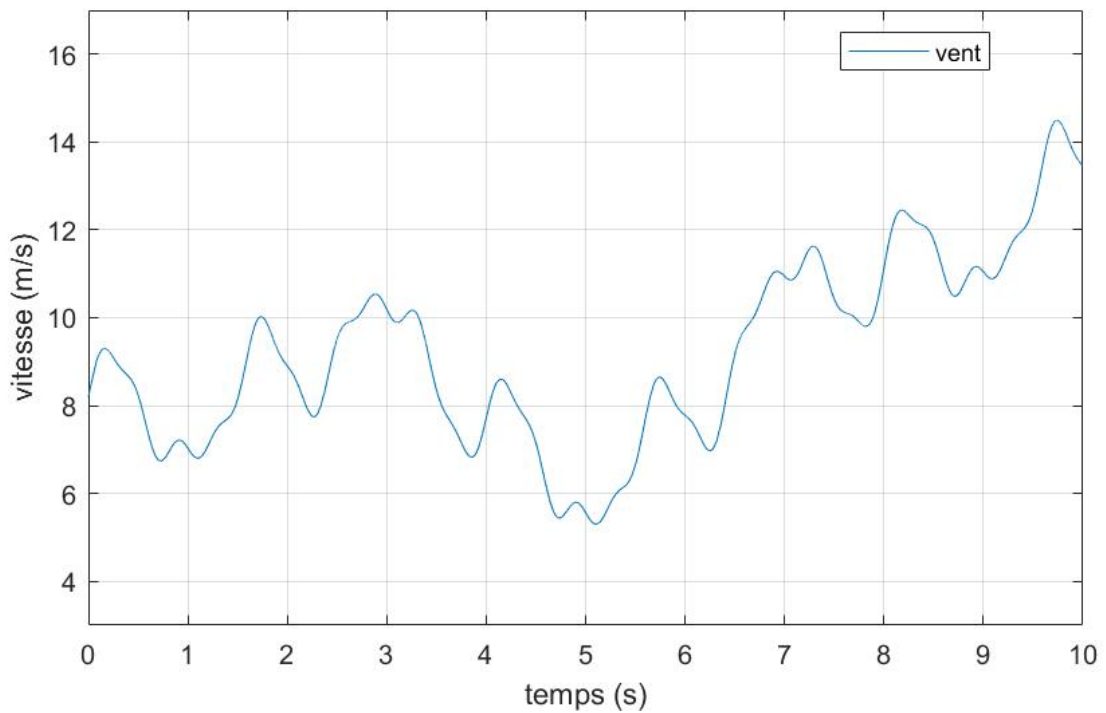


Figure 4.1 vent perturbé

4.1.1 Simulation de la commande (PI)

Premièrement on va simuler cette commande qui était déjà expliquer dans le chapitre précédent avec un vent comme montré é dans la figure (4.1), ont va obtenue les résultats suivants :

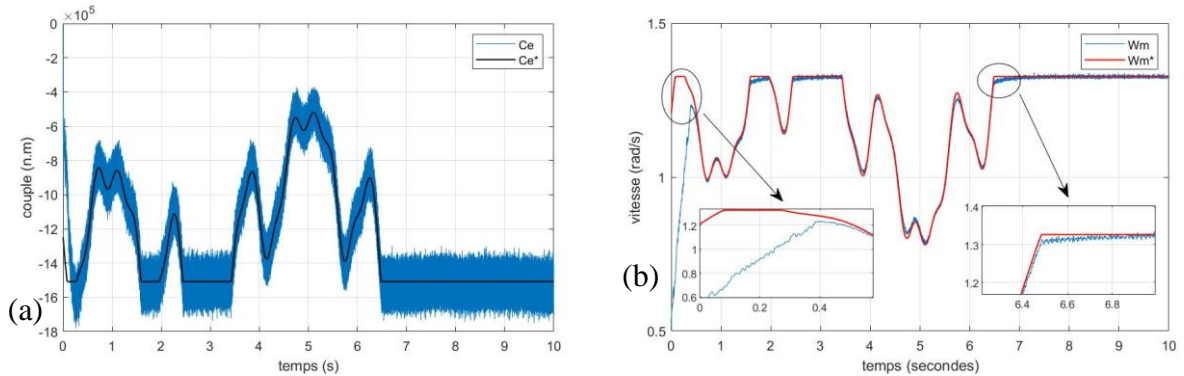


Figure 4.2 (a) Le couple (C_e), (b) la vitesse mécanique (ω_m)

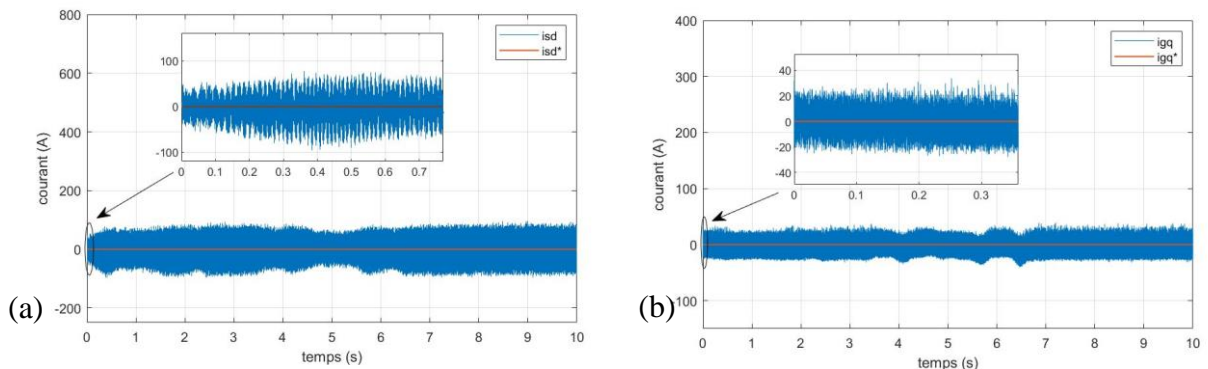


Figure 4.3 (a) le courant (i_{sd}), (b) le courant (i_{gq})

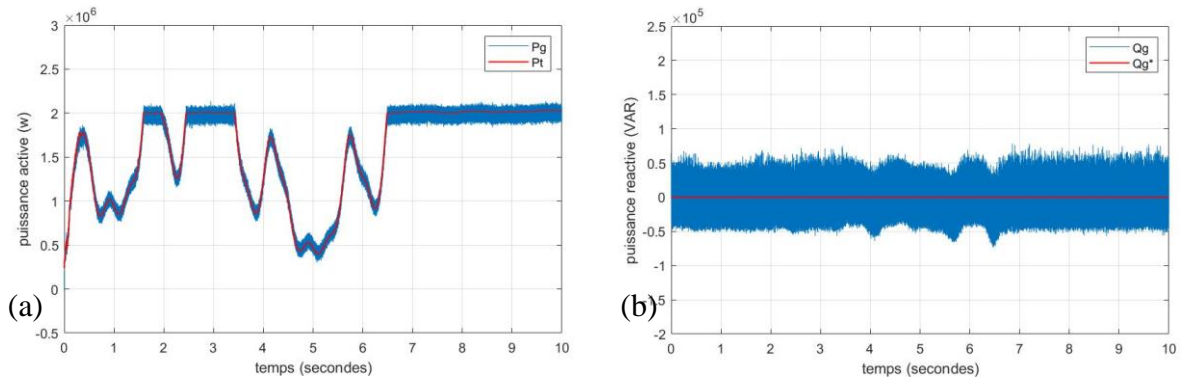


Figure 4.4 (a) La puissance active (P_g) (b) la puissance réactive (Q_g)

Le figure 4.2a montre le couple (C_e) suivie sa valeur de référence avec une petite perturbation au début de la simulation, le même avec la vitesse mécanique (ω_m) figure 4.2b, aussi ces 2 derniers ont remarqué qu'il y a une valeur qu'ils ne dépassent pas grâce à l'angle de l'orientation des pales β qui limite la puissance de la turbine à 2MW. Le figure 4.3 montre les courants (i_{sd}) et (i_{gq}) suivent la valeur de référence 0, figure 4.4a montre la puissance de réseau et elle suit la

valeur de référence qui à son tour est la puissance fournie par la turbine, la puissance réactive est montré dans la figure 4.4b.

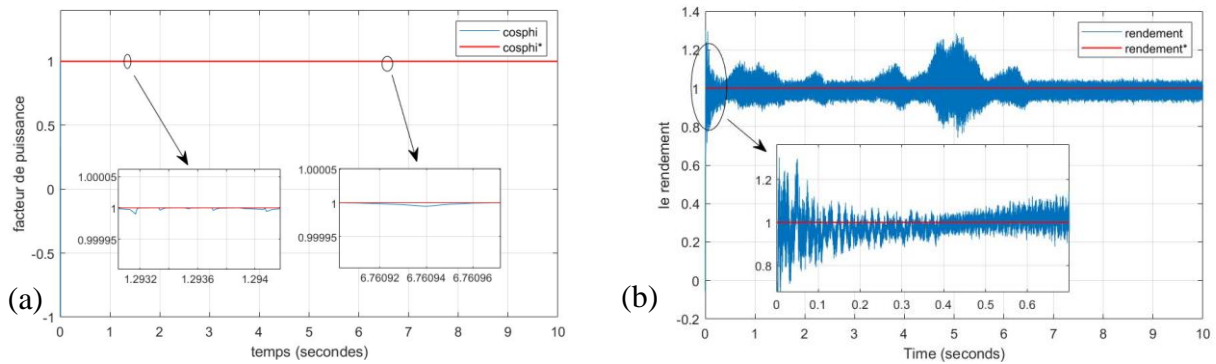


Figure 4.5 (a) le facteur de puissance ($\cos\phi$) (b) le rendement (%)

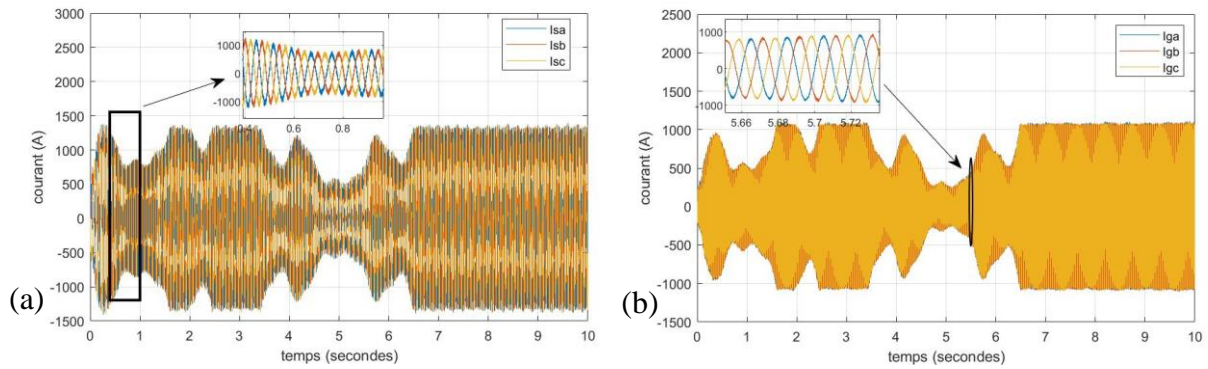


Figure 4.6 (a) Les courant ($I_{s_{abc}}$), (b) Les courant ($I_{g_{abc}}$)

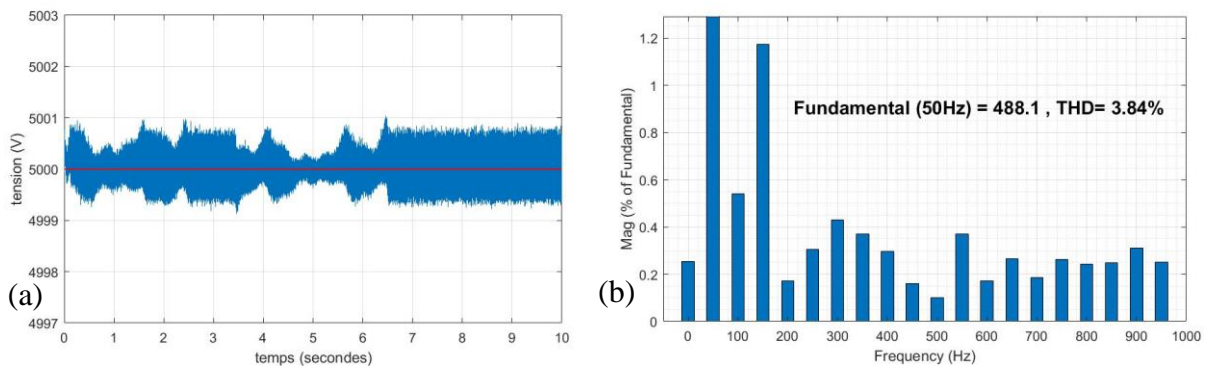


Figure 4.7 (a) la tension (V_{dc}) (b) analyse harmonique

Depuis figure 4.5a et 4.5b on peut voir que le facteur de puissance et le rendement respectivement reste constante a la valeur 1 , aussi on remarque que l'amplitude du courant stator ($I_{s_{abc}}$) et courant réseau ($I_{g_{abc}}$) varies avec la variation de la vitesse du vent avec une fréquence fixe (50hz) figure 4.6b. figure 4.7a montre la valeur de tension V_{dc} de bus continue, d'autre part pour étudier les effets du contrôle sur la qualité du signal fourni au réseau , une analyse harmonique du courant du réseau a été effectuée , comme montré dans figure 4.7b.

4.1.2 Simulation de la commande (FOC)

Comme la commande PI on va simuler la commande FOC qui est déjà expliquer dans le chapitre précédent avec un vent comme montré é dans la figure (4.1), ont va obtenue les résultats suivants :

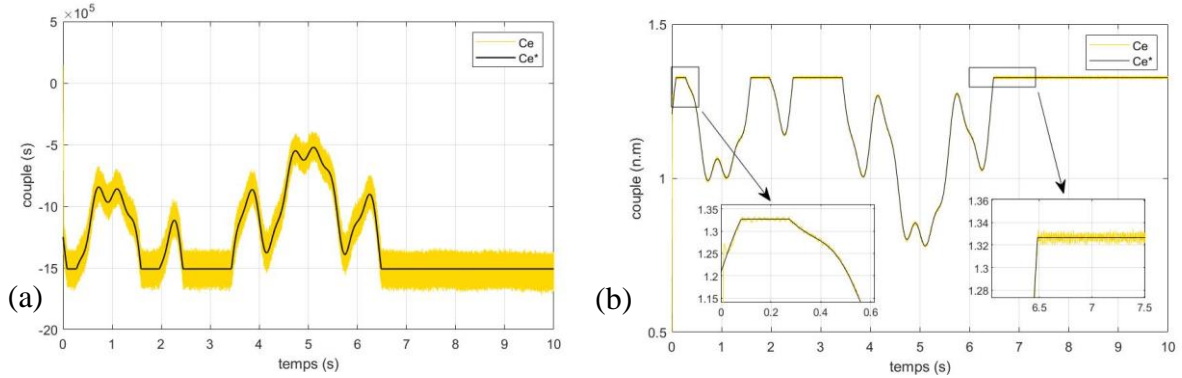


Figure 4.8 (a) Le couple (C_e) , (b) la vitesse mécanique (ω_m)

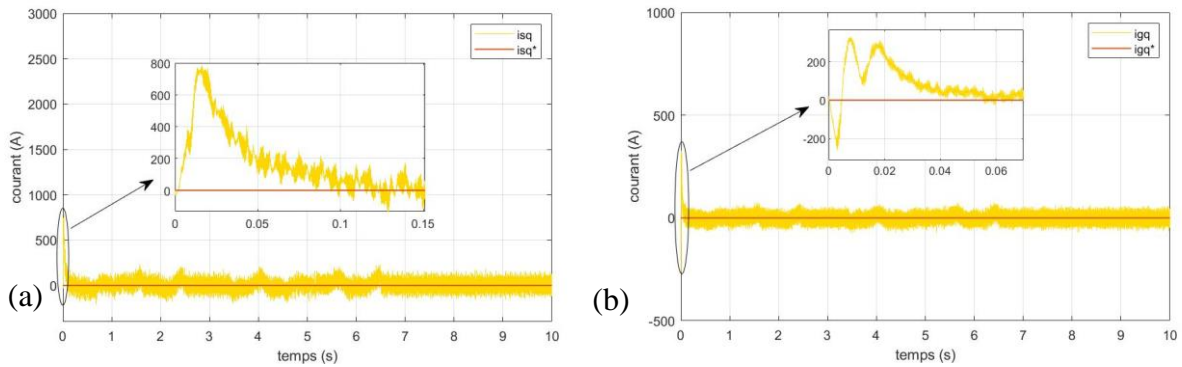


Figure 4.9 (a) le courant (i_{sd}) , (b) le courant (i_{gq})

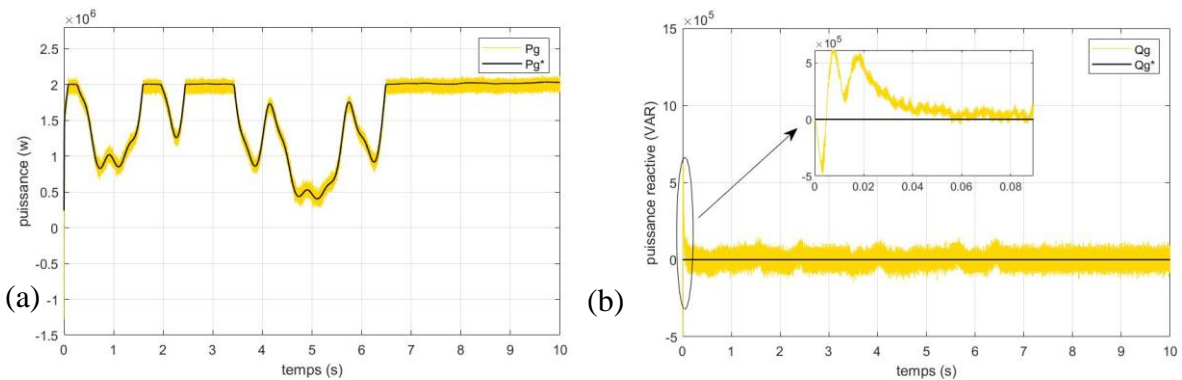


Figure 4.10 (a) La puissance active (P_g) (b) la puissance réactive (Q_g)

Le figure 4.8a montre le couple (C_e) suivie sa valeur de référence sans perturbation a le début de la simulation, le même avec la vitesse mécanique (ω_m) figure 4.8b, aussi ces 2 dernier ont remarqué qu'il y'a une valeur qu'ils ne dépasse pas grâce aux l'angle du l'orientation des pales beta qui limite la puissance de la turbine à 2MW. Le figure 4.9 montre les courant (i_{sd}) et (i_{gq}) suivent la valeur de référence 0, mais en remarque qu'il y'a un retard de réponse, figure 4.10a

montre la puissance de réseau et elle suit la valeur de référence qui à son tour est la puissance fournie par la turbine, la puissance réactive est montré dans la figure 4.10b

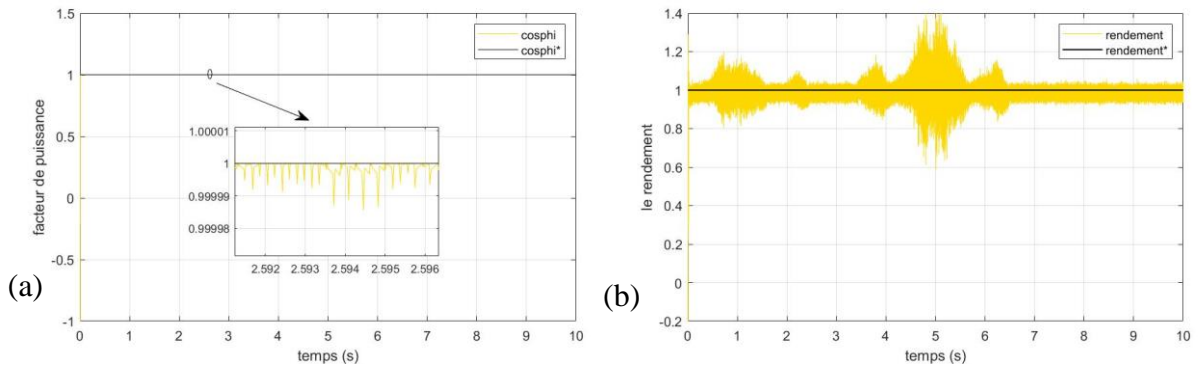


Figure 4.11 (a) le facteur de puissance ($\cos\phi$) (b) le rendement (%)

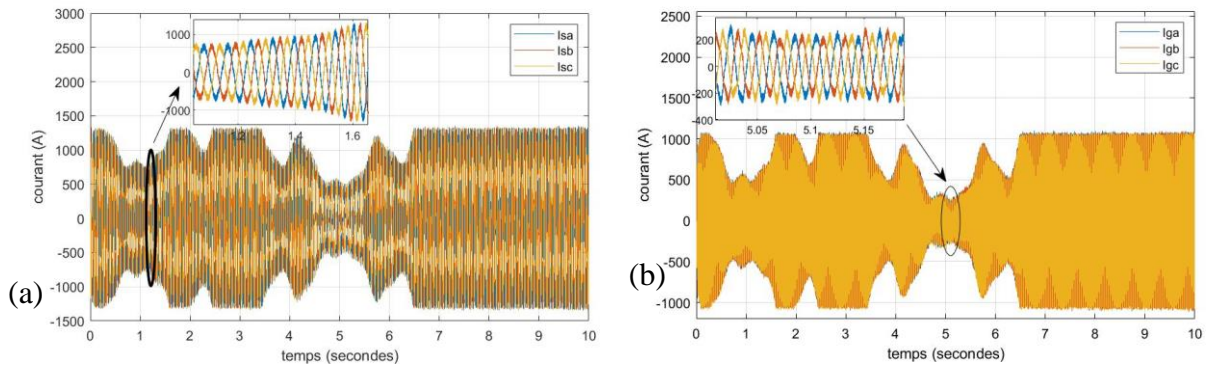


Figure 4.12 (a) Les courant ($I_{s_{abc}}$) , (b) Les courant ($I_{g_{abc}}$)

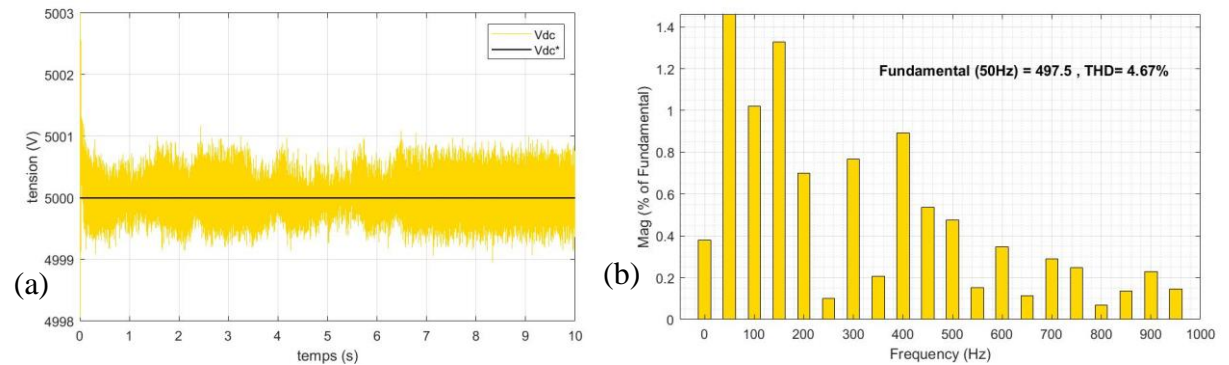
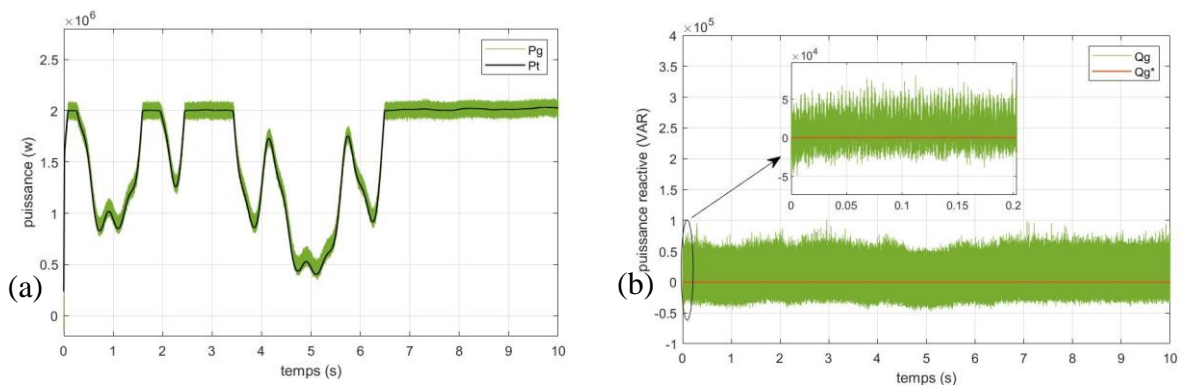
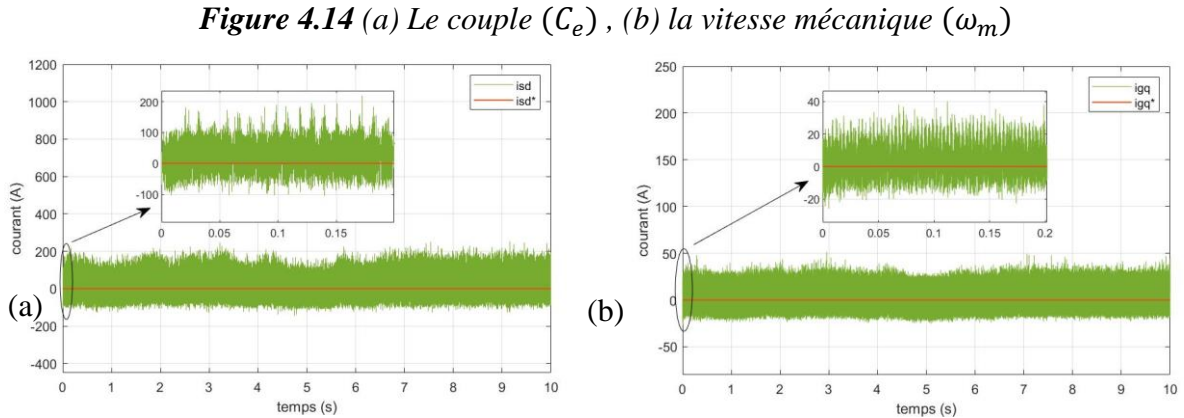
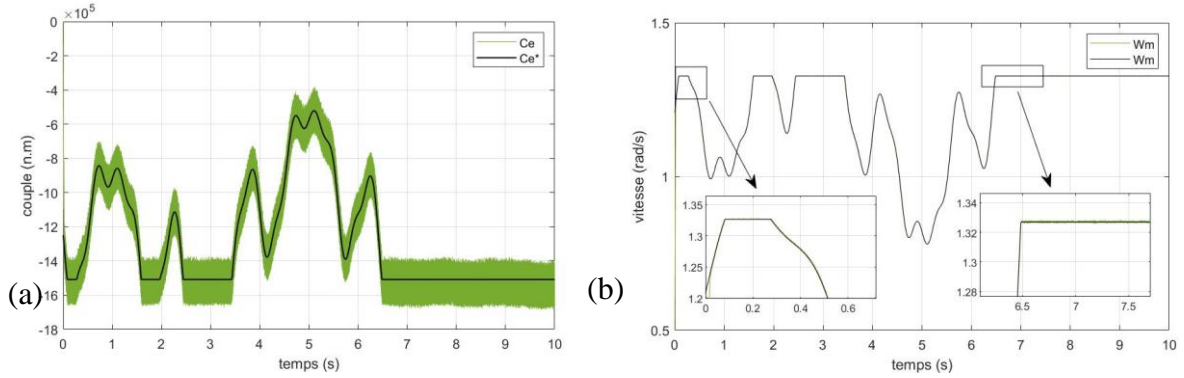


Figure 4.13 (a) la tension (V_{dc}) (b) analyse harmonique

Depuis figure 4.11a et 4.11b on peut voir que le facteur de puissance et le rendement respectivement reste constante a la valeur 1 , aussi on remarque que l'amplitude du courant stator ($I_{s_{abc}}$) et courant réseau ($I_{g_{abc}}$) varies avec la variation de la vitesse du vent avec une fréquence fixe (50hz) figure 4.12b. figure 4.13a montre la valeur de tension V_{dc} de bus continue, d'autre part pour étudier les effets du contrôle sur la qualité du signal fourni au réseau , une analyse harmonique du courant du réseau a été effectuée , comme montré dans figure 4.13b.

4.1.3 Simulation de la commande (SMC)

On va simuler la commande SMC qui est déjà expliquée dans le chapitre précédent avec un vent perturbé figure (4.1), on va obtenir les résultats suivants :



Le figure 4.14a montre le couple (C_e) suit sa valeur de référence sans perturbation à le début de la simulation, le même avec la vitesse mécanique (ω_m) figure 4.14b, aussi ces 2 derniers ont remarqué qu'il y a une valeur qu'ils ne dépassent pas grâce à l'angle de l'orientation des pales β qui limite la puissance de la turbine à 2MW. Le figure 4.15 montre les courants (i_{sd}) et (i_{gq}) suivent la valeur de référence 0, figure 4.16a montre la puissance de réseau et elle suit la valeur

De référence qui à son tour est la puissance fournie par la turbine, la puissance réactive est montrée dans la figure 4.16b

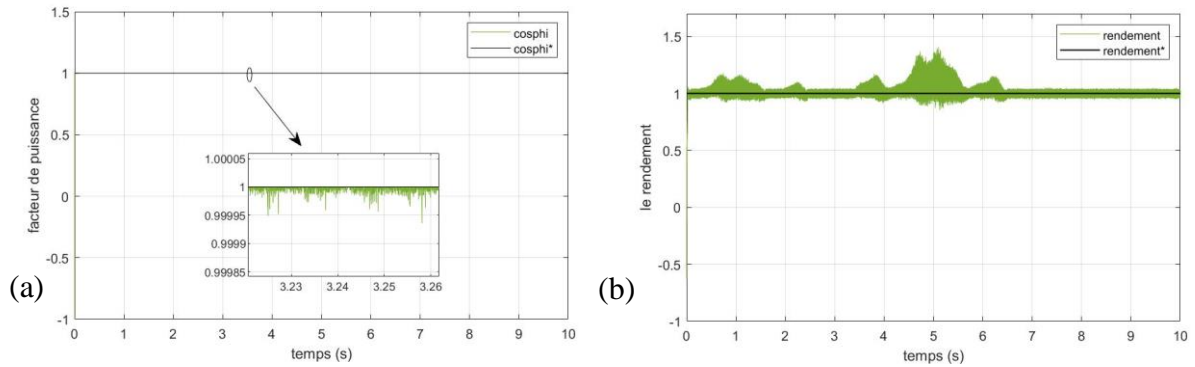


Figure 4.17 (a) le facteur de puissance ($\cos\phi$) (b) le rendement (%)

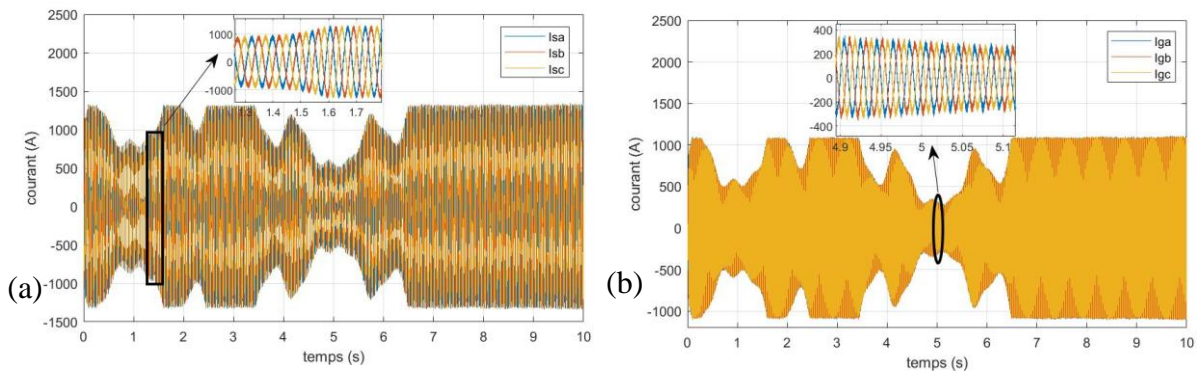


Figure 4.18 Les courant ($I_{s_{abc}}$), (b) Les courant ($I_{g_{abc}}$)

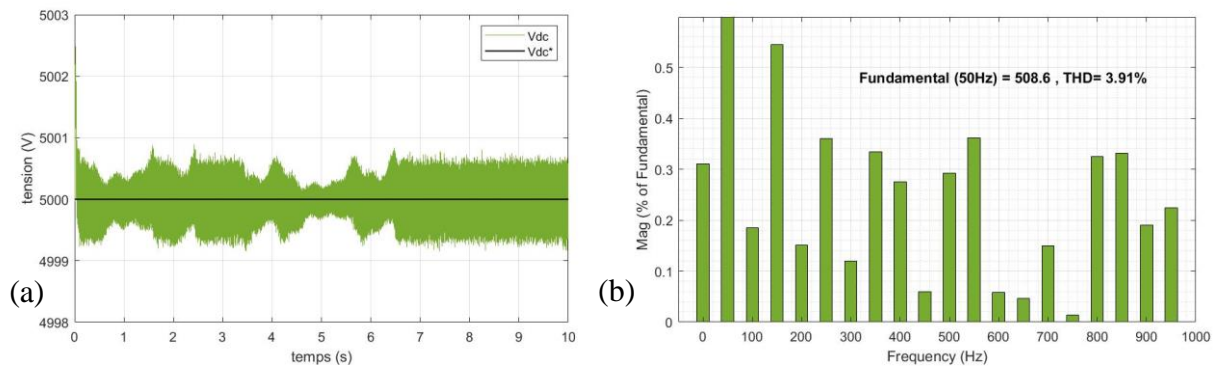


Figure 4.19 (a) la tension (V_{dc}) (b) analyse harmonique

Depuis figure 4.17a et 4.17b on peut voir que le facteur de puissance et le rendement respectivement reste constante a la valeur 1 , aussi on remarque que l'amplitude du courant stator ($I_{s_{abc}}$) et courant réseau ($I_{g_{abc}}$) varies avec la variation de la vitesse du vent avec une fréquence fixe (50hz) figure 4.18b. figure 4.19a montre la valeur de tension V_{dc} de bus continue, d'autre part pour étudier les effets du contrôle sur la qualité du signal fourni au réseau , une analyse harmonique du courant du réseau a été effectuée , comme montré dans figure 4.19b.

4.1.4 Simulation de la commande (MPC)

On va simuler la commande MPC qui est déjà expliquer dans le chapitre précédent avec un vent perturbée figure (4.1), ont va obtenue les résultats suivants :

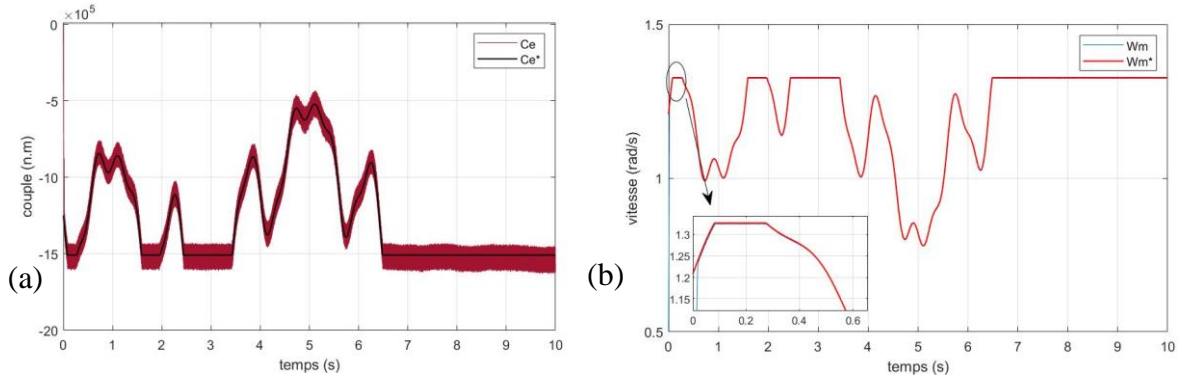


Figure 4.20 (a) Le couple (C_e), (b) la vitesse mécanique (ω_m)

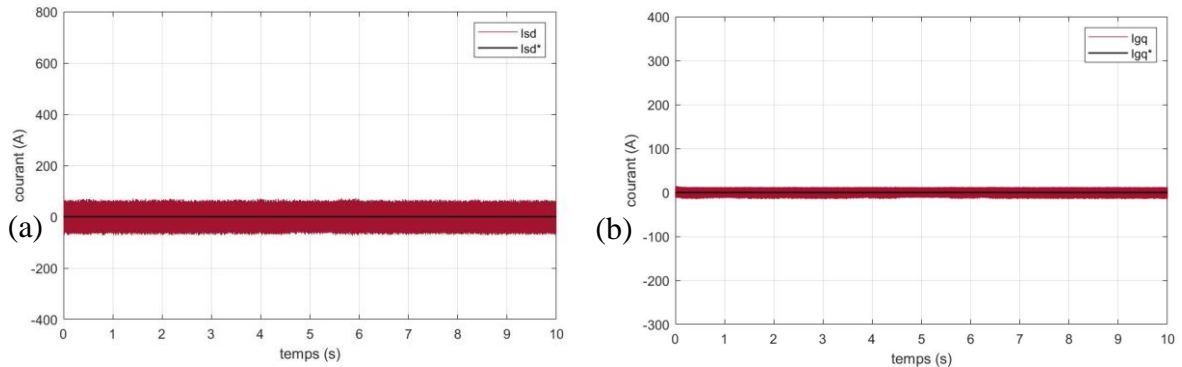


Figure 4.21 (a) le courant (i_{sd}), (b) le courant (i_{gq})

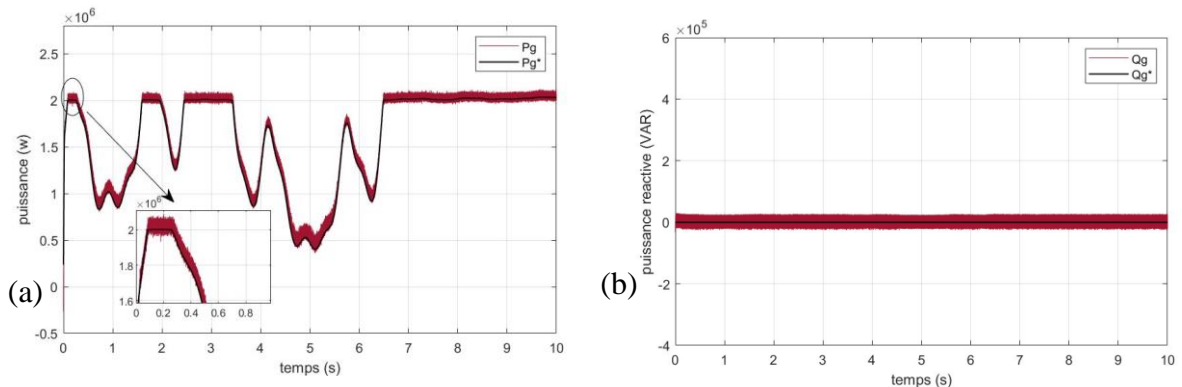


Figure 4.22 (a) La puissance active (P_g) (b) la puissance réactive (Q_g)

Le figure 4.20a montre le couple (C_e) suivre sa valeur de référence sans perturbation a le début de la simulation, le même avec la vitesse mécanique (ω_m) figure 4.20b, aussi ces 2 dernier ont remarque qu'il y'a une valeur qu'ils ne dépasse pas grâce aux l'angle du l'orientation des pales beta qui limite la puissance de la turbine à 2MW. Le figure 4.21 montre les courant (i_{sd}) et (i_{gq}) suivent la valeur de référence 0, figure 4.22a montre la puissance de réseau et elle suivre la valeur

de référence qui à son tour est la puissance fournie par la turbine, la puissance réactive est montré dans la figure 4.22b

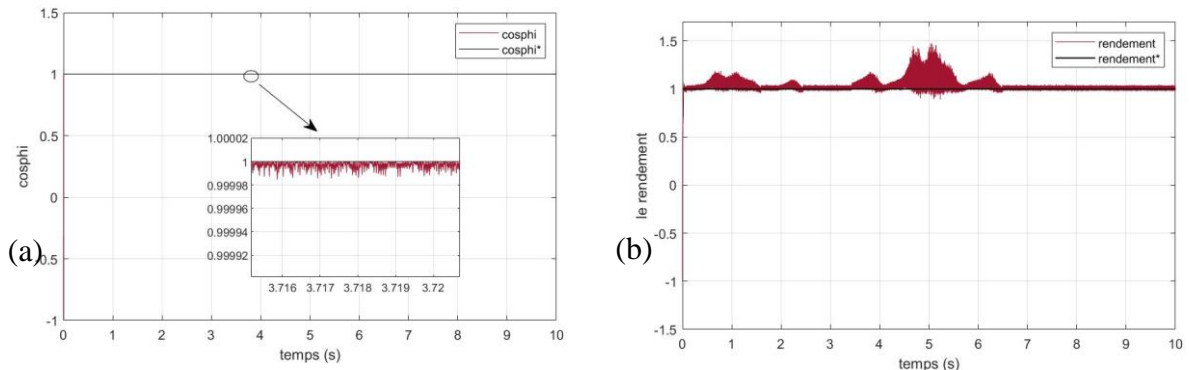


Figure 4.23 (a) le facteur de puissance ($\cos\phi$) (b) le rendement (%)

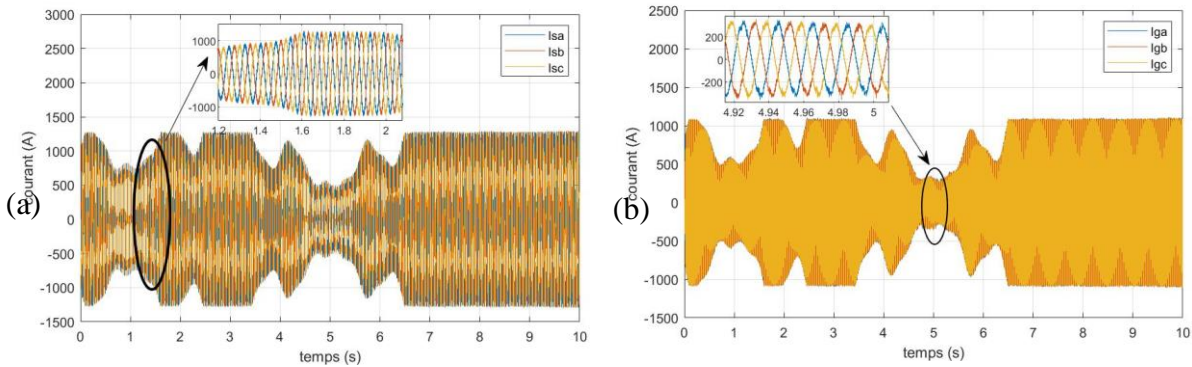


Figure 4.24 Les courant (I_{sabc}), (b) Les courant (I_{gabc})

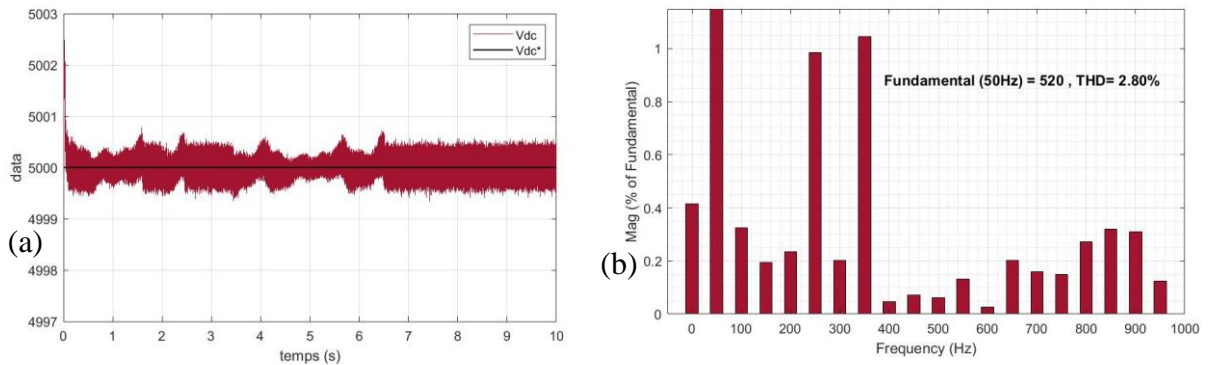


Figure 4.25 (a) la tension (V_{dc}) (b) analyse harmonique

Depuis figure 4.23a et 4.23b on peut voir que le facteur de puissance et le rendement respectivement reste constante a la valeur 1 , aussi on remarque que l'amplitude du courant stator (I_{sabc}) et courant réseau (I_{gabc}) varies avec la variation de la vitesse du vent avec une fréquence fixe (50hz) figure 4.24b. figure 4.25a montre la valeur de tension V_{dc} de bus continue, d'autre part pour étudier les effets du contrôle sur la qualité du signal fourni au réseau , une analyse harmonique du courant du réseau a été effectuée , comme montré dans figure 4.25b.

4.1.5 Comparaison

Pour faire la comparaison des quatre commandes utilisées dans notre chaîne éolienne, on a simulé les commandes dans le même environnement.

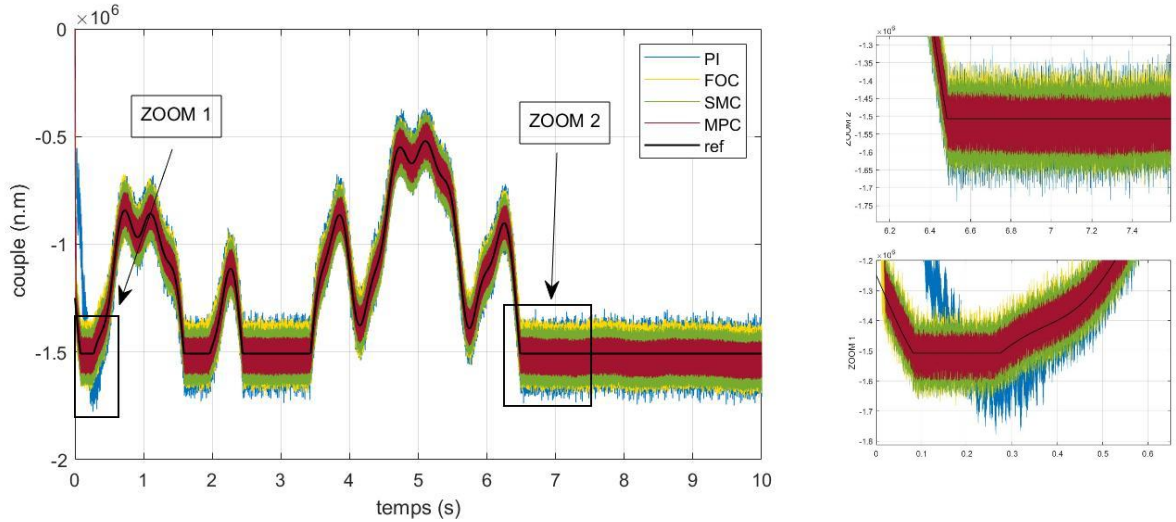


Figure 4.26 Le couple (C_e)

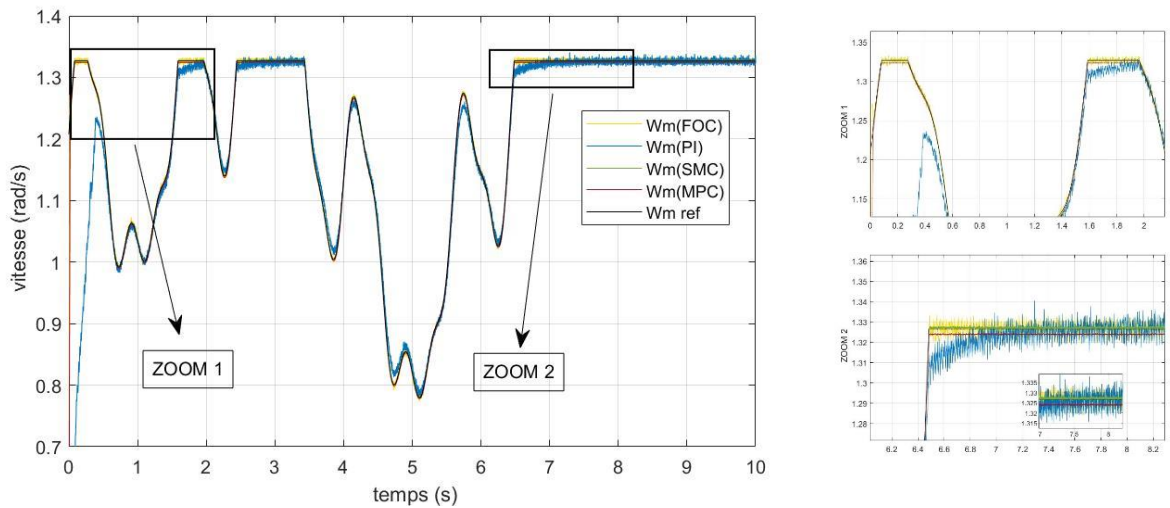


Figure 4.27 la vitesse mécanique (ω_m)

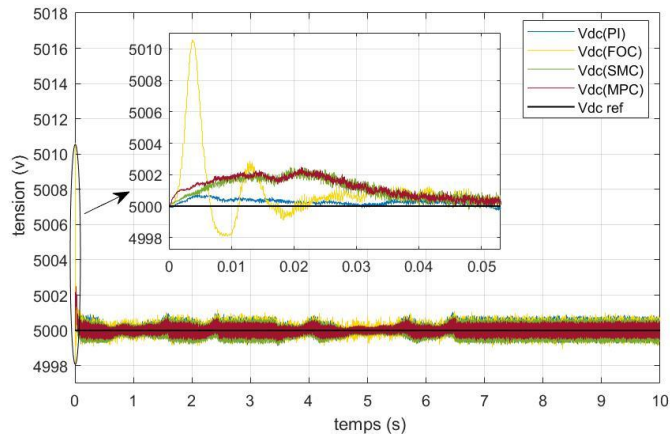


Figure 4.28 la tension (V_{dc})

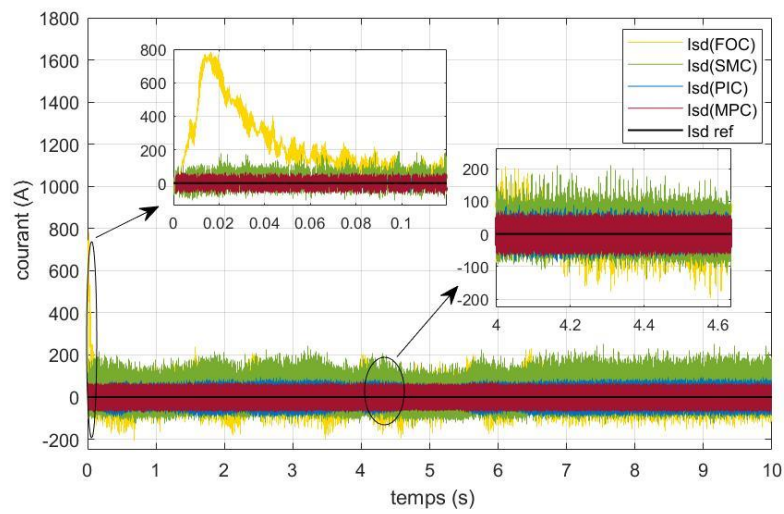


Figure 4.29 Le courant (I_{sd})

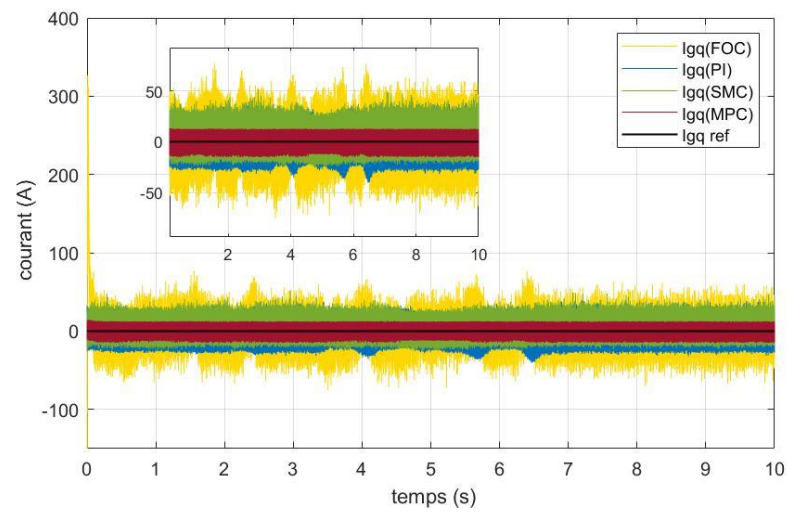


Figure 4.30 le courant (I_{gq})

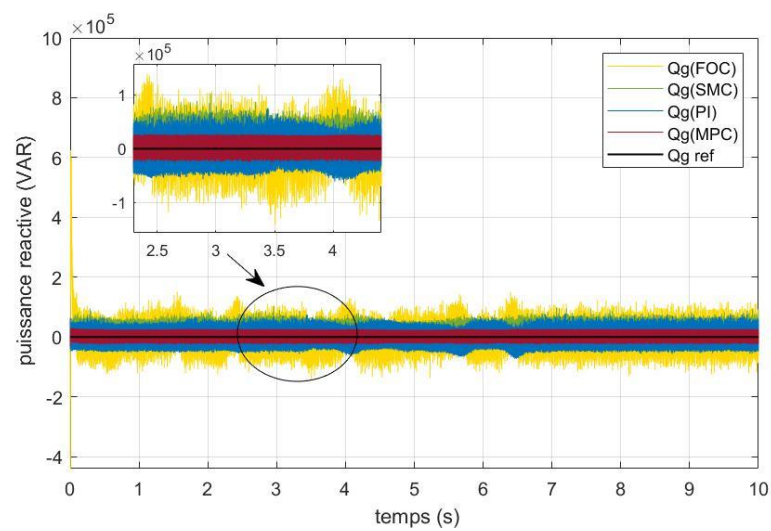


Figure 4.31 la puissance réactive (Q_g)

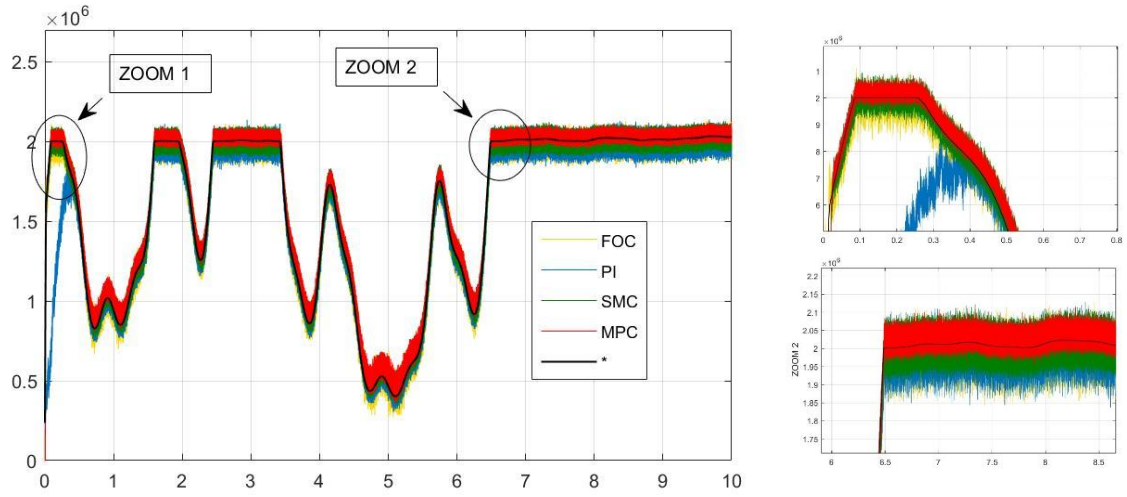


Figure 4.32 la puissance active (P_g)

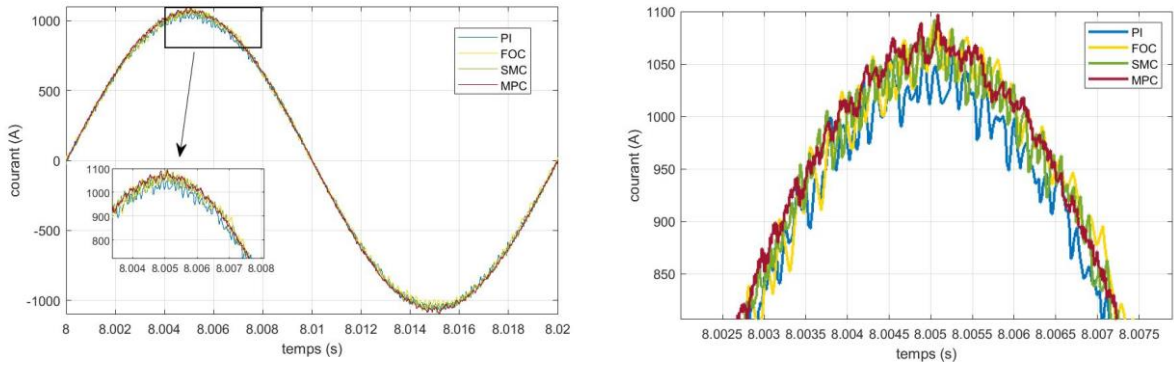


Figure 4.33 le courant (I_{abc})

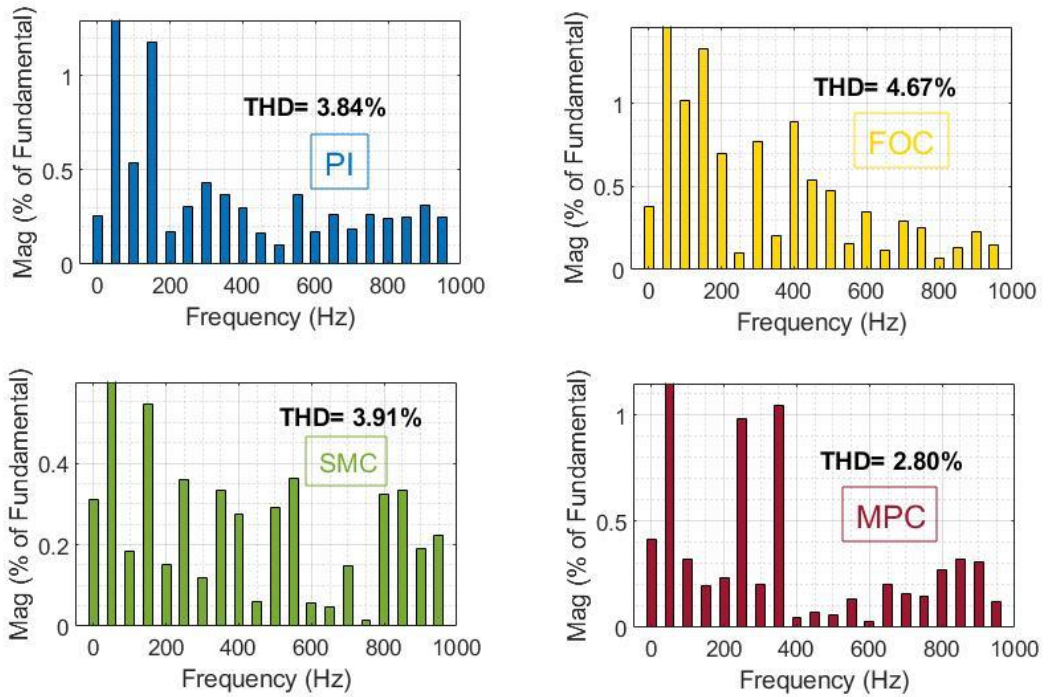


Figure 4.34 analyse harmonique

Figure 4.26 montre le couple qui suit sa valeur de référence avec les quatre commandes simulées, figure 4.27 on peut voir la vitesse mécanique qui suit sa valeur de référence avec les quatre méthodes, figure 4.28 montre la tension V_{dc} contrôlée, figure (4.29 et 4.30) on remarque que le modèle (MPC) offre un contrôle du courant I_{sd} et I_{gq} plus précis que les autres modèles (SMC-FOC-PI) la valeur ne suit pas par le vent perturbé et comme on aura une précision sur la puissance active P_g et la puissance réactive Q_g figure (4.31 et 4.32),

D'autre part figure 4.32 montre que le courant de réseau $I_{g_{abc}}$ a une meilleure forme sinusoïdale et une ondulation inférieure sous contrôle (MPC),

Pour comparer la qualité du signal fourni au réseau, une analyse harmonique du courant du réseau a été effectuée, comme montré dans figure 4.34.

4.2 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons simulé notre chaîne éolienne avec les quatre commandes dans l'environnement MATLAB/SIMULINK et on a fait une comparaison pour savoir la meilleure commande.

Conclusion générale et perspectives

Dans notre mémoire on a été étudié une chaîne de conversion éolienne basée sur une génératrice synchrone à aimant permanent. Cette chaîne est composée d'une turbine associée à une génératrice synchrone à aimant permanent, avec convertisseur statique à MLI du côté de la génératrice et un autre dans le côté de réseau. Dans le but d'améliorer les performances et la maîtrise de l'exploitation de la génératrice synchrone à aimant permanent ; le travail présenté dans cette thèse vise les objectifs suivants :

- La première porte présentée sur l'utilisation de la machine synchrone à aimant permanent pilotée par son convertisseur coté génératrice (CCG) et convertisseur coté réseau (CCR) à travers l'exploitation de l'énergie éolienne.
- Le second objectif concernait sur l'amélioration des performances de notre chaîne éolienne, pour améliorer ces performances nous avons appliqué une technique de commande prédictive, afin d'optimiser la valeur de tension de réseau avec pour but de minimiser l'erreur entre la valeur de référence et la valeur mesurée. Les résultats de simulation et présenté de bonne amélioration au niveau des tensions, courant, couple, puissance active et réactive.

Pour atteindre ces objectifs, dans le premier chapitre, on à présenter une généralité sur les systèmes éoliens, les types des éolienne et un état de l'art sur les system des commandes.

Le deuxième chapitre a été consacré sur, la modélisation mathématique des différents éléments du système globale basée sur un générateur synchrone à aimant permanent GSAP à savoir la turbine, la GSAP et le convertisseur statique. On a présenté le profil du vent qui est la source principale de l'énergie, en suit on modélise la turbine qu'elle possède toujours un point de fonctionnement pour lequel, la turbine est connectée à la génératrice à travers une vitesse et à la fin de ce chapitre on n'a fait une simulation pour valider notre chaîne éolienne dans l'environnement MATLAB/SIMULINK.

Dans le troisième chapitre, on na fait une brève explication sur les quatre commandes avancées utiliser sur notre chaîne éolienne avec la modélisation de chaque commande.

Le quatrième chapitre a été consacré pour la simulation de la commande PI, FOC, SMC et MPC avec un vent perturbé dans l'environnement MATLAB/SIMULINK après une comparaison a été faite.

Face à ces observations et aux résultats obtenus, et pour donner un avis définitif sur ces techniques de réglage, des perspectives de recherche pouvant contribuer à mieux exploiter le système de conversion d'énergie éolienne :

- Il faudrait simuler le model appliqué avec un simulateur en temps réel.
- Afin d'améliorer les performances des system éolienne on suggère d'utiliser le model de prédiction sur l'angle d'orientation des pales.

Bibliographie

1. Ghennam, T., *Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation*. 2011.
2. Poitiers, F., *Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne-machine asynchrone a cage autonome-machine asynchrone a double alimentation reliée au réseau*. 2003, Université de Nantes.
3. Astrom, K. and T. Haggglund, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, Instrument Society of America: Research Triangle Park, NC, 1995. Google Scholar There is no corresponding record for this reference, 1954.
4. Minorsky, N., *Directional stability of automatically steered bodies*. Journal of the American Society for Naval Engineers, 1922. **34**(2): p. 280-309.
5. Ziegler, J.G. and N.B. Nichols, *Optimum settings for automatic controllers*. Transactions of the American society of mechanical engineers, 1942. **64**(8): p. 759-765.
6. Ogata, K., *Modern control engineering*. Vol. 5. 2010: Prentice hall Upper Saddle River, NJ.
7. Taghdisi, M. and S. Balochian, *Maximum power point tracking of variable-speed wind turbines using self-tuning fuzzy PID*. Technology and Economics of Smart Grids and Sustainable Energy, 2020. **5**(1): p. 13.
8. Baburajan, S. *Improving the efficiency of a wind turbine system using a fuzzy-pid controller*. in *2018 Advances in Science and Engineering Technology International Conferences (ASET)*. 2018. IEEE.
9. Chavero-Navarrete, E., et al., *Expert control systems for maximum power point tracking in a wind turbine with PMSG: State of the art*. Applied Sciences, 2019. **9**(12): p. 2469.
10. Blaschke, F., *The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop system for rotating-field machines*. Siemens review, 1972. **34**(3): p. 217-220.
11. Harrouz, A., I. Colak, and K. Kayisili, *Control Strategy of PMSG Generator in Small Wind Turbine System*. AJRES, 2022. **4**(01): p. 69-83.
12. Mousarezaee, E., A. Polat, and L. Ergene. *Wind turbine emulator based on small-scale PMSG by fuzzy FOC*. in *2020 21st international symposium on electrical apparatus & technologies (SIELA)*. 2020. IEEE.
13. حواس, et al., *Amélioration De La Commande Par Mode Glissant D'un Générateur Asynchrone A Double Alimentation*. 2019.
14. Utkin, V., *Variable structure systems with sliding modes*. IEEE Transactions on Automatic control, 1977. **22**(2): p. 212-222.
15. Utkin, V.I., *Sliding mode control design principles and applications to electric drives*. IEEE transactions on industrial electronics, 1993. **40**(1): p. 23-36.
16. Perruquetti, W. and J.P. Barbot, *Sliding mode control in engineering*. Vol. 11. 2002: Marcel Dekker New York.
17. Majout, B., et al., *A Review on Popular Control Applications in Wind Energy Conversion System Based on Permanent Magnet Generator PMSG*. Energies, 2022. **15**(17): p. 6238.
18. Krim, Y., et al., *Classical vector, first-order sliding-mode and high-order sliding-mode control for a grid-connected variable-speed wind energy conversion system: A comparative study*. Wind Engineering, 2018. **42**(1): p. 16-37.
19. Benbrahim, A., *Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents*. 2009, Université de Batna 2.

20. محمد, et al., *Commande prédictive d'une Génératrice Synchrone à aimant permanent (GSAP)*. 2021.
21. Granado, E., *Commande prédictive à base de programmation semi définie*. 2004, INSA de Toulouse.
22. Vivas, O.A., *Contribution à l'identification et à la commande des robots parallèles*. 2004, Université Montpellier II-Sciences et Techniques du Languedoc.
23. Wang, H., et al., *Model predictive control of PMSG-based wind turbines for frequency regulation in an isolated grid*. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018. **54**(4): p. 3077-3089.
24. Camblong, H., *Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable*. 2003, Paris, ENSAM.
25. Saget, C., *La variation électronique de vitesse au service de la production d'énergie électrique par éolienne: Production décentralisée et couplage au réseau*. REE. Revue de l'électricité et de l'électronique, 1998(7).
26. Bechouche, A., *Utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande d'une machine asynchrone: application à une éolienne*. 2013, Université Mouloud Mammeri.
27. El Aimani, S., *Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension*. 2004, Ecole Centrale de Lille.
28. Abdin, E.S. and W. Xu, *Control design and dynamic performance analysis of a wind turbine-induction generator unit*. IEEE Transactions on energy conversion, 2000. **15**(1): p. 91-96.
29. Davigny, A., *Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie*. Thèse de Doctorat. Ecole Doctorale Sciences Pour L'ingénieur, Université des Sciences et Technologie de Lille, 2007.
30. Pan, L. and C. Shao, *Wind energy conversion systems analysis of PMSG on offshore wind turbine using improved SMC and Extended State Observer*. Renewable Energy, 2020. **161**: p. 149-161.
31. Yang, B., et al., *Robust sliding-mode control of wind energy conversion systems for optimal power extraction via nonlinear perturbation observers*. Applied Energy, 2018. **210**: p. 711-723.
32. Benamor, A., et al., *A new rooted tree optimization algorithm for indirect power control of wind turbine based on a doubly-fed induction generator*. ISA transactions, 2019. **88**: p. 296-306.
33. Majout, B., et al., *Improvement of PMSG-based wind energy conversion system using developed sliding mode control*. Energies, 2022. **15**(5): p. 1625.
34. MAYOUF, M., *Etude comparative des architectures et stratégies de contrôle d'un aérogénérateur synchrone à aimants permanents*. 2014, Université de Batna 2.
35. Bensaadi, H., *Commande DTC-SVM d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents*. 2012, Université de Batna 2.
36. Bounasla, N., *Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents*. 2018.
37. Louar, F., *Modélisation et simulation d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à base d'une machine synchrone à aimant permanent*. 2016, Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar d'Annaba.
38. Hamichi, A., F. Benkerrou, and K. Alitouche, *Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent*. 2015, Université de Bejaia.
39. Laverdure, N., *Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires*. 2005, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG.

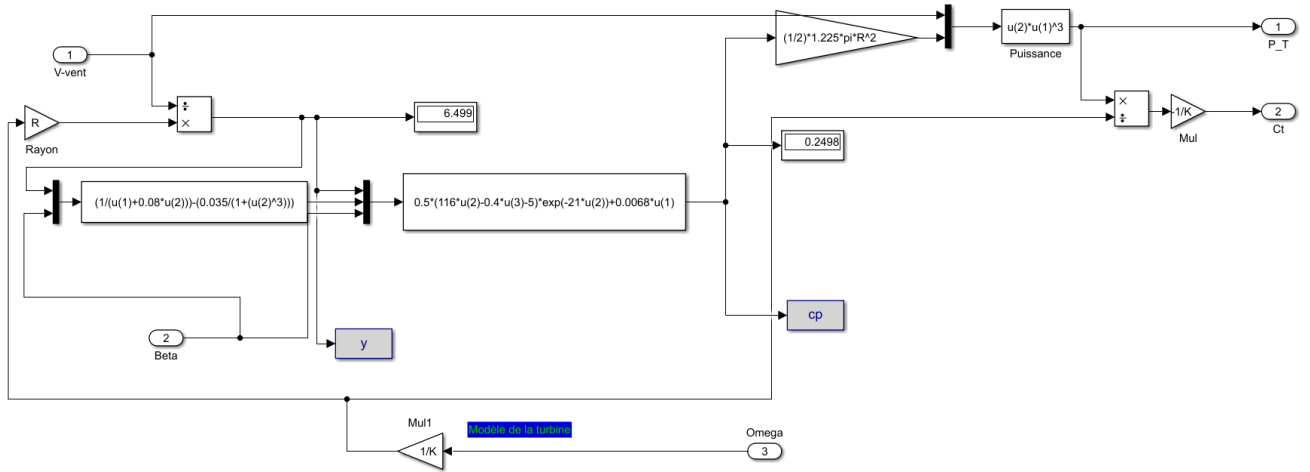
40. Meghlaoui, I., *Modélisation et simulation d'une chaine de conversion éolienne de petite puissance a axe hirizontal*. 2009, Annaba.
41. Rekioua, T., *Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des MSAP*. 1991, thèse de doctorat, institut national polytechnique, lorraine.
42. ABDEDDAIM, S., *Optimisation de deux systèmes de génération renouvelable (photovoltaïque et éolienne) connectés au réseau*. 2013, Université Mohamed Khider-Biskra.
43. Boulahia, A., *Etude des Convertisseurs Statiques destines a la Qualité de l. Energie Electrique*, Thèse Magister, Université de Constantine, 2009.
44. Novotny, D.W. and T.A. Lipo, *Vector control and dynamics of AC drives*. Vol. 41. 1996: Oxford university press.
45. Leonhard, W., *Control of electrical drives*. 2001: Springer Science & Business Media.
46. Yazdani, A. and R. Iravani, *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. 2010: John Wiley & Sons.
47. Jena, N.K., et al. *A comparison between PI & SMC used for decoupled control of PMSG in a variable speed wind energy system*. in *2015 International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE)*. 2015. IEEE.
48. Jin, N., X. Wang, and X. Wu, *Current sliding mode control with a load sliding mode observer for permanent magnet synchronous machines*. *Journal of Power Electronics*, 2014. **14**(1): p. 105-114.
49. Bossoufi, B., et al., *Observer backstepping control of DFIG-Generators for wind turbines variable-speed: FPGA-based implementation*. *Renewable Energy*, 2015. **81**: p. 903-917.
50. Yin, X.-x., et al., *A novel fuzzy integral sliding mode current control strategy for maximizing wind power extraction and eliminating voltage harmonics*. *Energy*, 2015. **85**: p. 677-686.
51. Rhaili, S.E., et al., *Robust sliding mode control with five sliding surfaces of five-phase PMSG based variable speed wind energy conversion system*. *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, 2020. **13**(4): p. 346-357.
52. Freire, N., J. Estima, and A. Cardoso, *A comparative analysis of PMSG drives based on vector control and direct control techniques for wind turbine applications*. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2012. **88**(1): p. 184-187.
53. Mousa, H.H., A.-R. Youssef, and E.E. Mohamed, *Optimal power extraction control schemes for five-phase PMSG based wind generation systems*. *Engineering science and technology, an international journal*, 2020. **23**(1): p. 144-155.
54. Zribi, M., M. Alrifai, and M. Rayan, *Sliding mode control of a variable-speed wind energy conversion system using a squirrel cage induction generator*. *Energies*, 2017. **10**(5): p. 604.
55. González, L., et al., *Maximum-power-point tracking with reduced mechanical stress applied to wind-energy-conversion-systems*. *Applied Energy*, 2010. **87**(7): p. 2304-2312.
56. Badre-Bossoufi, M.K., et al., *Rooted Tree Optimization for Backstepping Power Control of DFIG Wind Turbine: dSPACE Implementation*.
57. Aroussi, H.A., et al., *Enhancement of the direct power control applied to DFIG-WECS*. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2020. **10**(1): p. 35.
58. Hammoumi, D., et al., *Direct controls for wind turbine with PMSG used on the real wind profile of Essaouira-Morocco city*. *Indones. J. Electr. Eng. Comput. Sci*, 2019. **16**(3): p. 1229-1239.
59. Aroussi, H.A., et al., *Improvement of direct torque control applied to doubly fed induction motor under variable speed*. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2020. **11**(1): p. 97.

60. Merabet, A., *Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone*. 2007: Université du Québec à Chicoutimi.
61. Youssef, A.-R., E.E. Mohamed, and A.I. Ali. *Model predictive control for grid-tie wind-energy conversion system based PMSG*. in *2018 International Conference on Innovative Trends in Computer Engineering (ITCE)*. 2018. IEEE.
62. Abdelrahem, M., C. Hackl, and R. Kennel, *Model predictive control of permanent magnet synchronous generators in variable-speed wind turbine systems*. Proceedings of Power and Energy Student Summit (PESS 2016), 2016.
63. Rodriguez, J. and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. 2012: John Wiley & Sons.

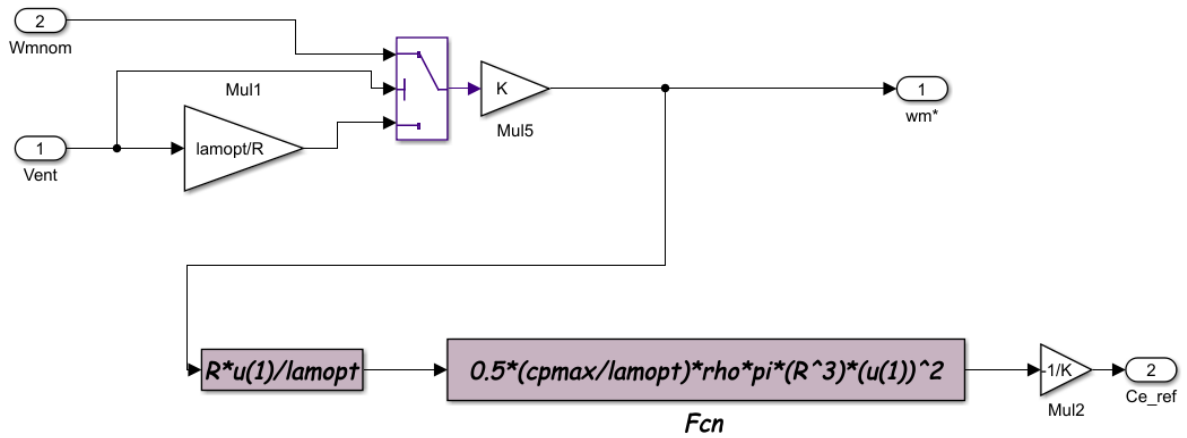
Annexes

Annexe A

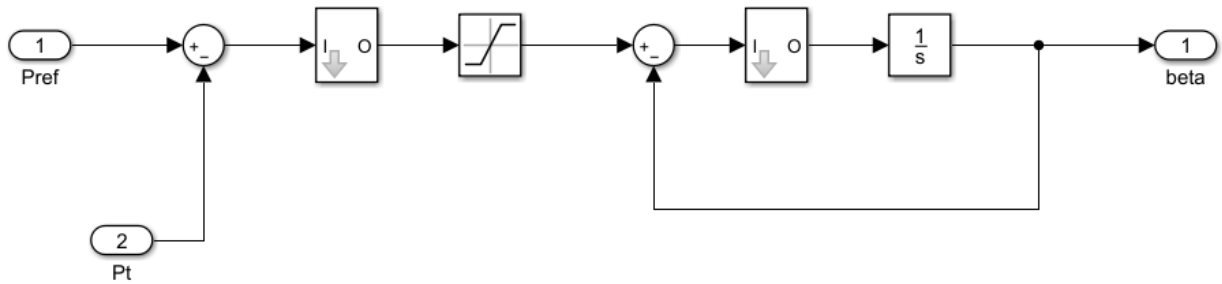
Annexe A.a



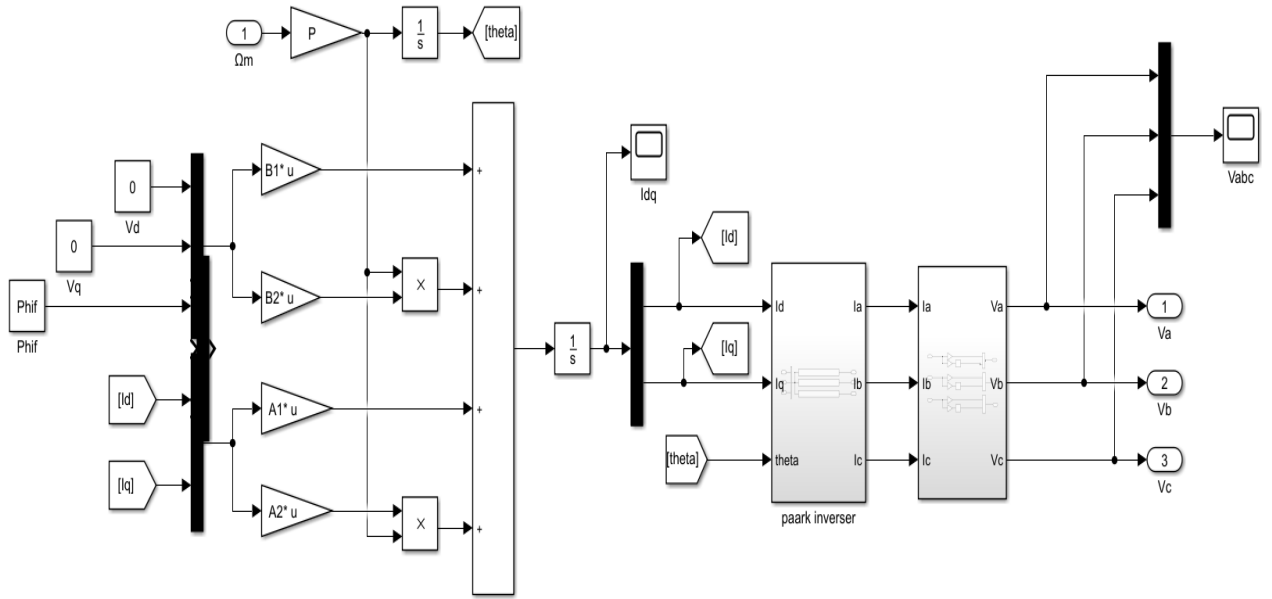
Annexe A.b



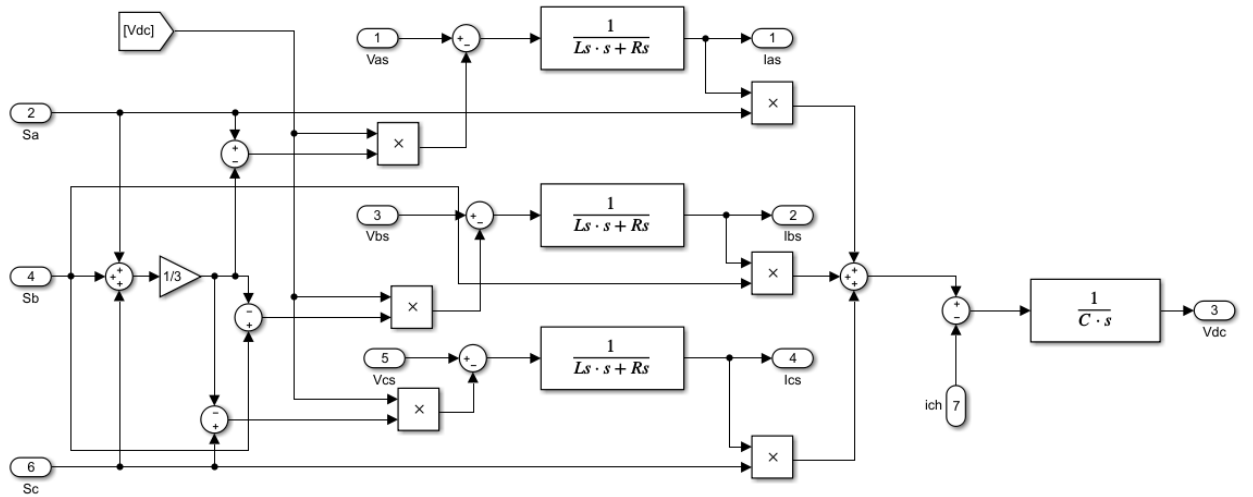
Annexe A.c



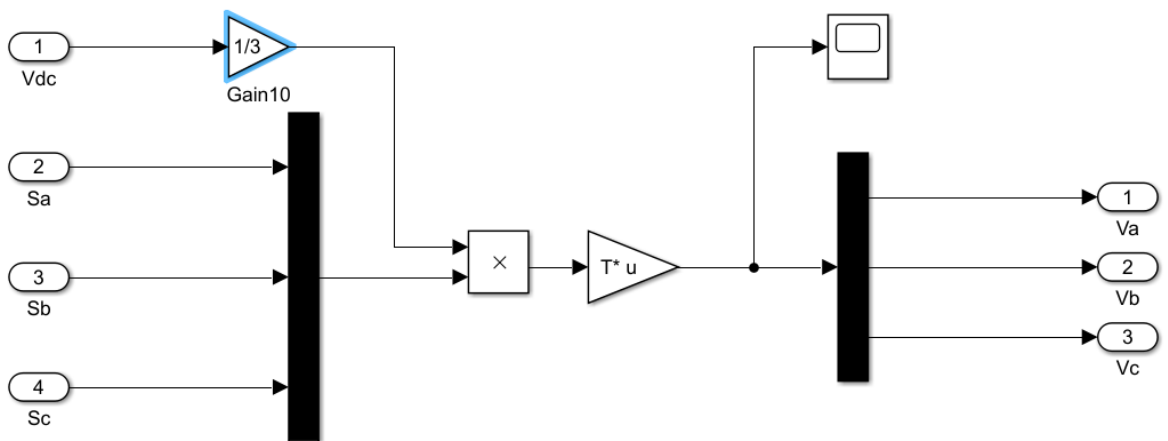
Annexe A.d



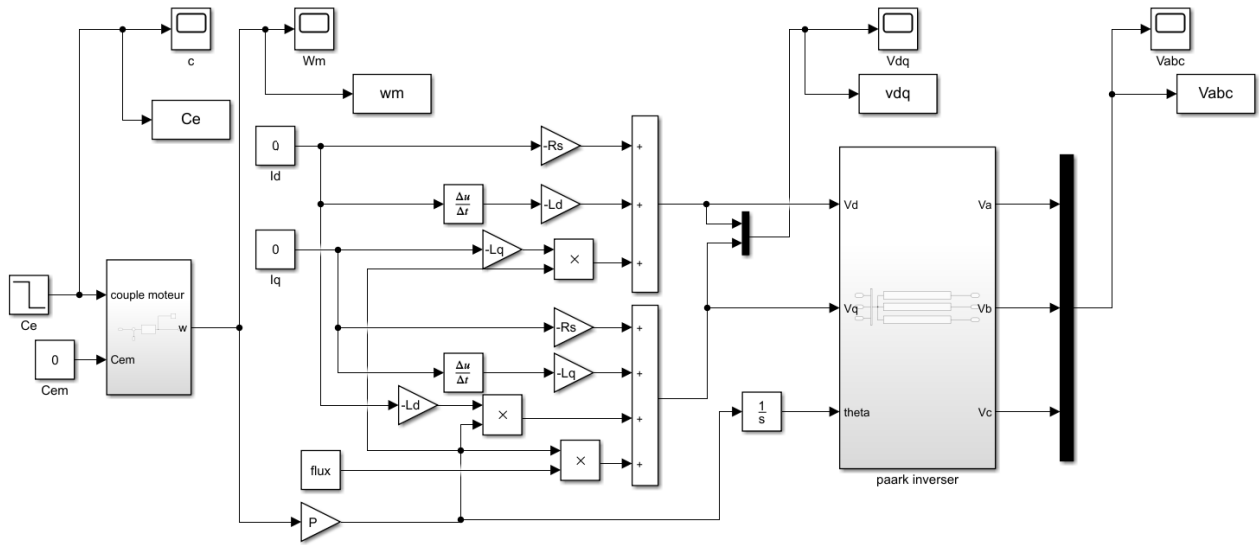
Annexe A.e



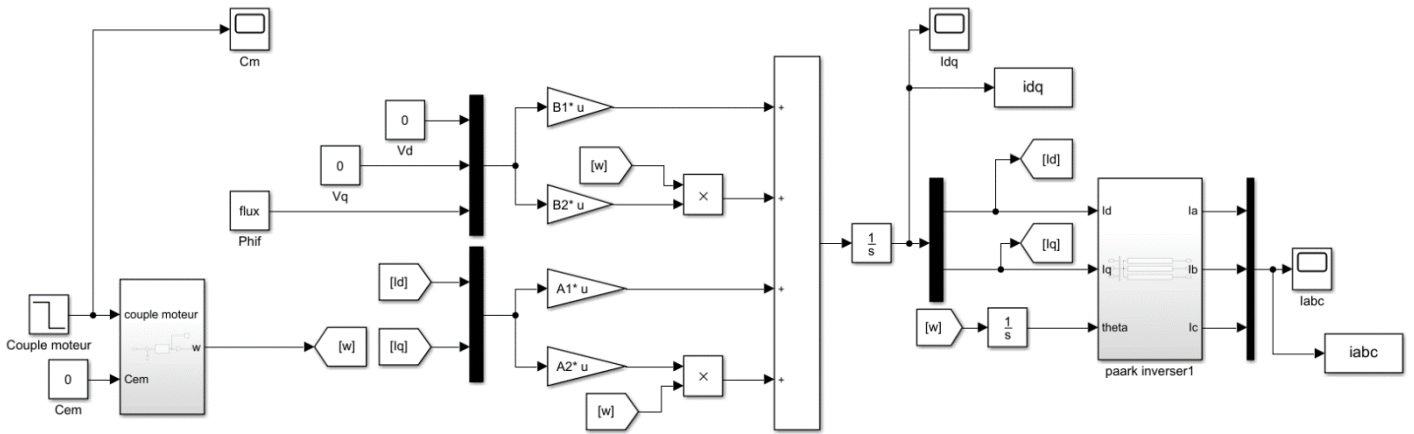
Annexe A.f



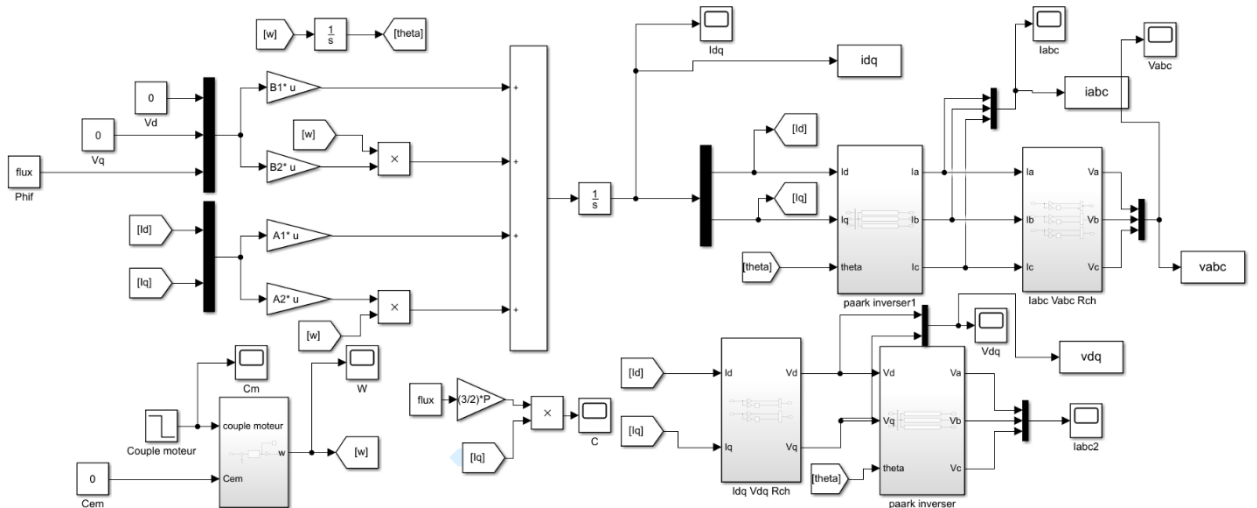
Annexe A.g



Annexe A.h

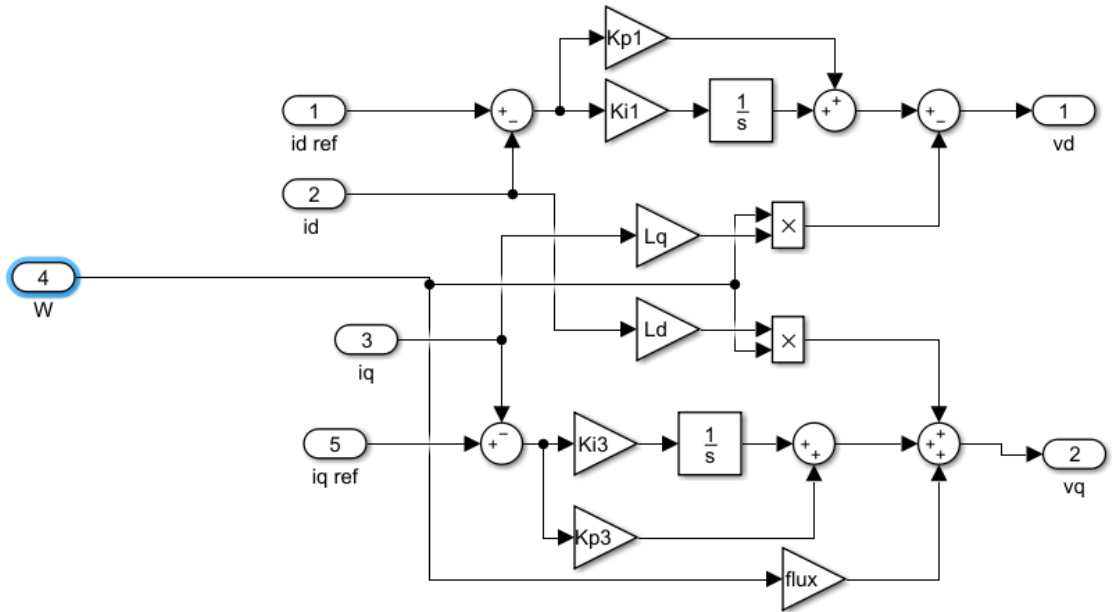


Annexe A.i

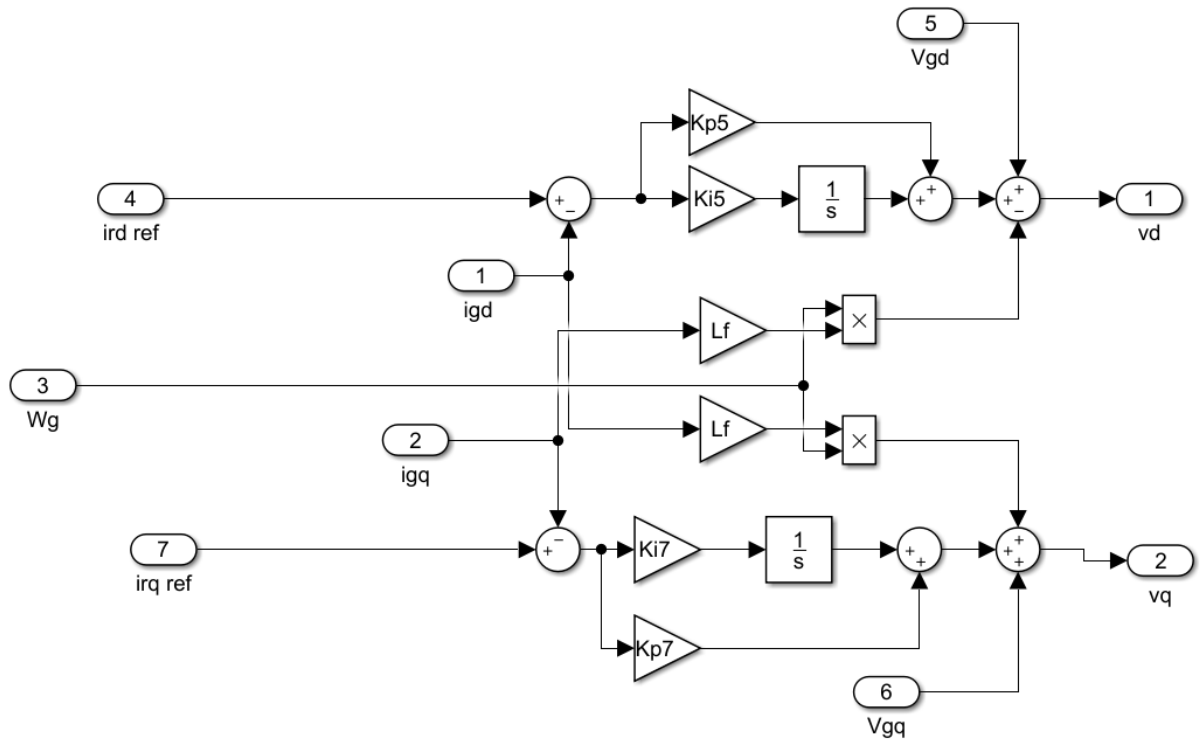


Annexe B

Annexe B.a



Annexe B.b



Annexe C

Nom et symboles des paramètres	Volume numérique
La puissance nominal P	1.5 KW
La tension nominal V	5000 V
La résistance de la phase statorique R_s	0.00625 Ω
Inductance directe L_d	0.004229 H
L'inductance quadrature L_q	0.004229 H
Moment d'inertie total de la machine J	10000 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux f	0.0142 N.m
Le nombre des des pôles P	75
Flux d'excitation des aiment φ_f	11.1464 Wb
R_f	0.002
L_f	0.004
T_s	10 ⁻⁶
Longueur de la pale R	55
La densité de l'air ρ	1.225
λ_{opt}	8.1
Coefficient de puissance $C_{p_{max}}$	0.47
Gain du multiplicateur k	1

Annexe D

Nom et symboles des paramètres	Volume numérique
K_{p1}	4.14
K_{p2}	0.73
K_{p3}	17.46
K_{p4}	2.12
K_{i1}	4.10
K_{i2}	2.57
K_{i3}	17.15
K_{i4}	0.21
K_{pv}	5×10^8
K_{pd}	2.91
K_{pq}	4.61
K_{iv}	1×10^7
K_{id}	3.78
K_{iq}	3.82
K_{mec}	7000
K_{dn}	10
K_{qn}	30
K_{gd_n}	500
K_{gq_n}	2000