République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Yahia Fares de Médéa

Faculté de Technologie

Département du Génie Électrique



Mémoire Master

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de Master en Génie Électrique

Option : **Énergie Renouvelable en Eléctotechnique**

Thème

COMMANDE DTC D'UNE MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS, APPLICATION ÉNERGIE ÉOLIENNE

Réalisée par :

Mlle BOUAGAL Naima

Encadrés par :

Pr. MOUALDIA Abdelhafidh

Dr.BOULKHRACHEF Salah

Mlle LAGHOUATI Amira

Promotion 2024/2025

Remerciements

Avant tout, je remercie Dieu le Tout-puissant de m'avoir accordé le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'études. C'est grâce à lui que ce travail a pu être mené à bien.

En second lieu, j'exprime ma profonde gratitude à mon encadrant Monsieur le professeur MOUALDIA Abdelhafidh, ainsi qu'à mes co-encadrants, Monsieur le Docteur BOULKHRACHEF Salah et Mademoiselle LAGHOUATI Amira, pour leurs précieuses orientations et leur accompagnement tout au long de ce travail.Je remercie également Messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger ce travail. Mes remerciements vont aussi à l'ensemble des enseignants du Département de Génie Électrique, qui m'ont contribué à ma formation.Je n'oublie pas l'administration de l'université Dr. Yahia Fares de Médéa, qui m'a ouvert ses portes et donné l'opportunité d'atteindre ce niveau, ainsi que la population de Médéa pour son accueil chaleureux et sa bienveillance.

Dédicace

Je dédie ce travail :

A ma mère, à la mémoire de mon défunt père, à mes sœurs et à mes neveux, pour tous les sacrifices qu'ils ont faits pour moi et pour leur soutien constant tout au de ce travail. Que Dieu les protège.

À tous mes enseignants du Département de Génie Électrique de l'université Dr. Yahia Fares de Médéa .

Enfin, à toutes celles et ceux qui m'ont aidé de près ou de loin dans la réalisation de ce travail, ainsi qu'à tous les collègues de la promotion du Master Énergie Renouvelables.

Merci !

ملخص

يتناول هذا العمل التحكم المباشر في العزم (DTC) المطبق على آلة متزامنة ذات مغناطيس دائم تُستخدم في أنظمة تحويل الطاقة من الرياح. تتيح تقنية DTC تحكماً سريعاً ودقيقاً في العزم والتدفق دون الحاجة إلى تحويل بارك أو إلى التضمين بعرض النبضة، مما يُبسط بنية التحكم ويُحسن الأداء الديناميكي. يتم تقديم نموذج كامل لسلسلة تحويل طاقة الرياح، متبوعاً بمحاكاة باستخدام برنامج $MATLAB/Simulink$ لتقييم فعالية جهاز التنظيم تحت ظروف تشغيل مختلفة. تُظهر النتائج كفاءة عالية، واستجابة ديناميكية جيدة، والقدرة على تتبع النقطة القصوى للطاقة ($MPPT$).

كلمات مفتاحية: التحكم المباشر في العزم، الآلة المتزامنة المغناطيس الدائم، الطاقة الريحية، $MPPT$.

Abstract

This work focuses on Direct Torque Control (DTC) applied to a Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) used in wind energy conversion systems. The DTC strategy enables fast and accurate control of torque and flux without requiring Park transformation or PWM modulation, simplifying the control structure and improving dynamic performance. A complete model of the wind conversion chain is proposed, followed by simulations using MATLAB/Simulink to evaluate the controller's effectiveness under various operating conditions. The results demonstrate high efficiency, good dynamic response, and the ability to track the Maximum Power Point (MPPT).

Key words : *DTC, PMSM, wind energy, MPPT control.*

Résumé

Ce travail porte sur la commande directe du couple CDC appliquée à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) utilisée dans un système de conversion d'énergie éolienne. La stratégie CDC permet un contrôle rapide et précis du couple et du flux sans recours à la transformation de Park ni au modulateur MLI, ce qui simplifie la commande et améliore les performances dynamiques. Une modélisation complète de la chaîne de conversion éolienne est présentée, suivie d'une simulation sous MATLAB/Simulink afin d'évaluer l'efficacité du régulateur dans des conditions variables. Les résultats montrent une bonne réponse dynamique et une capacité poursuivre le point de puissance maximale (PPM).

Mots clés : *CDC, machine synchrone aimants permanents, énergie éolienne, PPM.*

Table des matières

Table des figures

Liste des tableaux

Liste des Abréviations

Liste des Symboles

General introduction **1**

I ÉTAT DE L'ART SUR LES SYSTÈMES DE SCEE A BASE DE LA MSAP **3**

I.1 Introduction 3
I.2 Définition de l'énergie éolienne 4
I.2.1 Utilisation directe 4
I.2.2 Utilisation indirecte 4
I.2.3 Catégories d'éoliennes 4
I.3 Principe de fonctionnement 4
I.4 Architecture d'une éolienne 5
I.5 Types de turbines éoliennes 6
I.5.1 Éoliennes à axe horizontal 6
I.5.2 Éoliennes à axe vertical 7
I.6 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne 7
I.6.1 Avantages 7
I.6.2 Inconvénients 8
I.7 Mode de fonctionnement du SCEE 8
I.7.1 Système autonome 8
I.7.2 SCEE raccordé au réseau 9

I.8 Vitesse fixe . . . 9
I.8.1 Machine asynchrone à cage . . . 9
I.8.2 Machine asynchrone à double stator . . . 10
I.9 Vitesse variable . . . 11
I.9.1 Introduction à la Machine Synchrone dans le Système . . . 11
I.9.2 Machines synchrones à aimants permanents . . . 12
I.9.3 Composition des turbines avec machine synchrone . . . 13
I.10 Conclusion . . . 14

II MODELISATION DU SCEE **15**
II.1 Introduction . . . 15
II.2 Modélisation physique de l'éolienne . . . 15
II.3 Vitesse spécifique et coefficient de puissance . . . 17
II.4 Modélisation de Machine synchrone . . . 19
II.4.1 Théorie de la machine synchrone . . . 19
II.4.2 Couple électromagnétique et comportement de la machine . . . 20
II.4.3 Génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) . . . 21
II.4.4 Transformation de Park et Concordia : . . . 23
II.4.5 Modèle MSAP dans le repère de Park . . . 24
II.5 Modélisation de l'onduleur de tension . . . 26
II.6 Conclusion . . . 28

III COMMANDE DTC du SCEE **30**
III.1 Introduction . . . 30
III.2 Stratégie de Maximisation de Puissance MPPT . . . 31
III.2.1 Stratégie de maximisation de la puissance avec asservissement de vitesse 34
III.3 Commande directe du couple (DTC) . . . 40
III.4 Limitations et avantages du DTC . . . 40
III.5 Principes généraux de la commande directe du couple . . . 41
III.6 Contrôle du flux statorique . . . 41
III.7 Contrôle du couple électromagnétique . . . 42
III.8 Choix du vecteur tension . . . 43
III.9 Estimation du flux et du couple . . . 44
III.9.1 Estimation du flux statorique . . . 45
III.10 Elaboration du vecteur de commande pour la DTC . . . 45

III.10.1Le correcteur du flux 45
III.10.2Le correcteur du couple 46
III.10.3Élaboration de la table de commutation 48
III.11Estimation du flux et régulation du couple 49
III.11.1Résultats de la stratégie MPPT 50
III.12Conclusion 52

IV ÉTUDE DU ROBUSTESSE DE COMMANDE DTC APPLIQUEE AU SCEE **53**
IV.1 Introduction 53
IV.2 Analyse de la robustesse de la commande DTC 54
IV.2.1 Variation de la résistance statorique R_s 54
IV.2.2 Variation du moment d'inertie J 56
IV.2.3 Variation du coefficient de frottement C_f 58
IV.2.4 Interprétation des résultats 61
IV.3 Conclusion 62

CONLUSION GENERALE **1**

Bibliographie **3**

Table des figures

I.1 Schéma de conversion de l'énergie éolienne en électricité 5
I.2 Schéma de l'architecture d'une éolienne 6
I.3 Éoliennes à axe horizontal : amont et aval 7
I.4 Éoliennes à axe vertical 7
I.5 Machine asynchrone à cage. 10
I.6 Connexion de la machine asynchrone à double stator au réseau. 11
I.7 Système à génératrice synchrone. 12
I.8 Machine synchrone à flux 13
I.9 Machine synchrone avec deux convertisseurs MLI en cascade. 13
I.10 MS à aimants permanents utilisant plusieurs modules de convertisseurs statiques à deux niveaux en parallèle. 14

II.1 Le système de conversion éolienne à base de la MSAP 16
II.2 Variation de la vitesse du vent par rapport à la puissance 16
II.3 Variation du coefficient de puissance C_p en fonction de λ pour différentes valeurs de β. 17
II.4 Profil du vent appliqué à la turbine pendant 5 secondes. 18
II.5 Vitesse mécanique et puissance mécanique 19
II.6 Couple Aérodynamique 19
II.7 Schéma représentatif de la MSAP à modéliser 22
II.8 Transformation triphasée en biphasée 23
II.9 Schéma structurel de l'onduleur de tension à deux niveaux. 26
II.10 Schéma-bloc de la commande MLI de l'onduleur 28
II.11 Signal de commande MLI appliqué à l'onduleur 28

III.1 Shéma de la Commande directe du couple (DTC) 31
III.2 Zones de fonctionnement d'une éolienne 32

III.3 Structure de la stratégie de maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse mécanique utilisant un contrôleur PI et un régulateur en mode glissant. 33
III.4 Contrôle MPPT avec Asservissement de la vitesse mécanique 35
III.5 Contrôle MPPT avec Asservissement du la régulateur de type classique PI . 36
III.6 Schéma bloc de la régulation de vitesse par régulateur PI 36
III.7 Contrôle MPPT avec Asservissement de la régulation de vitesse par régulateur en mode glissant 38
III.8 Résultats du MPPT obtenus avec le régulateur PI 39
III.9 Résultats du MPPT obtenus avec le régulateur en mode glissant. 39
III.10 Déplacement de l'extrémité du vecteur de flux statorique selon la direction du vecteur de tension appliqué $\vec{V}_s$. 42
III.11 Choix du vecteur de tension 44
III.12 Le correcteur du flux 46
III.13 Profil du vent appliqué au système 50
III.14 Résultats de la commande DTC avec régulateur PI 51
III.15 Résultats de la commande DTC avec régulateur en mode glissant 51

IV.1 Étude de la variation de la résistance statorique R_s pour deux cas différents. 55
IV.2 Effet de la variation de la résistance statorique R_s sur le comportement du système. 56
IV.3 Étude de la robustesse de la commande face à la variation du moment d'inertie J. 57
IV.4 Effet de la variation du moment d'inertie J sur le comportement du système. 58
IV.5 Étude de la variation du coefficient de frottement C_f pour deux cas différents. 59
IV.6 Effet de la variation du coefficient de frottement C_f sur le comportement du système. 60

Liste des tableaux

III.1 Table de commutation. 48
III.2 Table de commande du flux. 48
III.3 Table de commande du couple. 49
III.4 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls. 49
III.5 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls. 50

IV.1 Synthèse de la sensibilité du système DTC aux variations des paramètres . . 61

Liste des Abréviations

SCEE : Système de Conversion de l'Énergie Éolienne
MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents
PMSM : Machine Synchrone à Aimants Permanents (Permanent Magnet Synchronous Machine)
MPC : Model de la Commande Prédictive (Model Predictive Control)
GPC : Commande Prédictive Généralisée (Generalized Predictive Control)
DMC : Commande par Matrice Dynamique (Dynamic Matrix Control)
PFC : Commande Fonctionnelle Prédictive (Predictive Functional Control)
MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion
PWM : Pulse Width Modulation
FMM : Force Magnétomotrice
abc : Repère triphasé statorique
dq0 : Repère tournant lié au rotor (transformation de Park)
$\alpha\beta 0$: Repère fixe orthogonal (transformation de Concordia)
R_s : Résistance statorique
L_s : Inductance statorique
Ψ_f : Flux magnétique de l'aimant permanent
ω_r : Vitesse angulaire du rotor
C_{em} : Couple électromagnétique
U_c : Tension continue d'alimentation de l'onduleur
CK : Signal de commande d'un bras de l'onduleur
DTC : Commande Directe du Couple (Direct Torque Control)
MPPT : Suivi du Point de Puissance Maximale (Maximum Power Point Tracking)
PI : Correcteur Proportionnel-Intégral
C_p : Coefficient de puissance de la turbine éolienne
ω : Vitesse angulaire (rad/s)
VD : Vitesse de démarrage de l'éolienne

Vn : Vitesse nominale du vent

VM : Vitesse maximale admissible du vent

G : Rapport de transmission mécanique (multiplicateur)

sat : Fonction de saturation (commande en mode glissant)

J : Moment d'inertie

f : Coefficient de frottement

λ : Vitesse spécifique (rapport entre la vitesse en bout de pale et la vitesse du vent).

ρ : Densité de l'air (en kg/m^3).

R : Rayon du rotor de l'éolienne (en m).

V_v : Vitesse du vent en amont de l'éolienne (en m/s).

S : Surface balayée par les pales de l'éolienne (en m^2).

V_W : Vitesse du vent à l'entrée de l'éolienne (en m/s).

Liste des Symboles

R_s : Résistance statorique

L_s : Inductance statorique

Ψ_f : Flux magnétique de l'aimant permanent

ω_r : Vitesse angulaire du rotor

C_{em} : Couple électromagnétique

U_c : Tension continue d'alimentation de l'onduleur

C_p : Coefficient de puissance de la turbine éolienne

ω : Vitesse angulaire (rad/s)

J : Moment d'inertie

f : Coefficient de frottement

λ : Vitesse spécifique (rapport entre la vitesse en bout de pale et la vitesse du vent)

ρ : Densité de l'air (en kg/m^3)

R : Rayon du rotor de l'éolienne (en m)

V_v : Vitesse du vent en amont de l'éolienne (en m/s)

S : Surface balayée par les pales de l'éolienne (en m^2)

V_W : Vitesse du vent à l'entrée de l'éolienne (en m/s)

INTRODUCTION GENERALE

Dans un contexte mondial marqué par une demande croissante en énergie et la nécessité impérieuse de réduire les émissions de gaz à effet de serre, les énergies renouvelables occupent une place de plus en plus prépondérante. Parmi elles, l'énergie éolienne s'impose comme l'une des solutions les plus prometteuses, grâce à son potentiel abondant, sa maturité technologique et sa capacité à contribuer efficacement à la transition énergétique [1].

Le bon fonctionnement d'un système de conversion d'énergie éolienne repose essentiellement sur la performance de la chaîne de conversion électromécanique. Au cœur de cette chaîne se trouve la machine électrique, et plus particulièrement la *machine synchrone à aimants permanents* (MSAP), qui s'est imposée ces dernières années comme un choix de prédilection pour les générateurs éoliens, notamment en raison de sa densité de puissance élevée, de son rendement supérieur, de sa fiabilité accrue et de sa capacité à fonctionner sans excitation externe [2, 3].

Cependant, pour exploiter pleinement les performances de la MSAP, une commande adaptée et robuste est indispensable. Parmi les techniques de commande modernes, la *commande directe du couple* (Direct Torque Control – DTC) s'est distinguée par sa réponse dynamique rapide, sa structure simple et l'absence de modulateur de largeur d'impulsion (PWM) [4]. Appliquée la DTC à la MSAP permet un contrôle précis du couple et du flux magnétique, sans nécessiter de transformation de coordonnées complexe ni de boucle de régulation de courant, ce qui en fait une solution très attractive pour les systèmes de production éolienne [5, 6].

L'objectif de ce travail est donc d'étudier, de modéliser et de simuler la **commande directe du couple d'une MSAP utilisée comme génératrice dans un système éolien**, afin d'évaluer ses performances, sa robustesse et son efficacité dans un contexte de production d'énergie renouvelable.

Ce mémoire s'articule autour de quatre chapitres principaux :

— Le premier chapitre présente un état de l'art détaillé sur les systèmes éoliens, les différents types de turbines, les configurations de conversion, ainsi que les génératrices

utilisées, avec un accent particulier sur la MSAP.

— Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation complète du système éolien, en incluant la turbine, la génératrice synchrone à aimants permanents et l'onduleur de tension.

— Le troisième chapitre aborde la commande directe du couple à base d'un réglage classique PI et réglage non linière a savoir le mode glissant d'ordre un , son principe de fonctionnement, ses composants, ainsi que sa mise en œuvre dans un système éolien avec une MSAP.

— Enfin, le quatrième chapitre est dédié à l'étude de la robustesse de la commande DTC face à diverses perturbations, et à l'analyse des performances obtenues à travers des simulations.

Ce travail se conclura par une synthèse des résultats obtenus et des perspectives d'amélioration envisageables dans le cadre de systèmes éoliens intelligents et performants.

Chapitre I

ÉTAT DE L'ART SUR LES SYSTÈMES DE SCEE A BASE DE LA MSAP

I.1 Introduction

L'énergie éolienne, qui repose sur l'exploitation de la force du vent pour produire de l'électricité, est une pratique ancienne. Les premières utilisations des éoliennes remontent à la Perse antique. Durant le Moyen Âge, les moulins à vent étaient largement répandus en Europe pour diverses applications.

Au fil des siècles, les moulins à vent ont bénéficié d'améliorations techniques significatives. L'introduction de toits orientables a optimisé l'utilisation de l'énergie éolienne, tandis que les moulins montés sur pivot ont accru leur efficacité. L'adoption de pales profilées, inspirées de l'aérodynamique des ailes d'avion, a constitué une avancée majeure en augmentant la performance des installations.

En parallèle, les progrès réalisés dans les domaines de l'électrotechnique, de l'électronique et des matériaux ont contribué à l'élaboration d'éoliennes modernes plus performantes et moins impactantes pour l'environnement.

En résumé, l'énergie éolienne a suivi une évolution constante, passant des moulins à vent traditionnels aux éoliennes sophistiquées d'aujourd'hui, grâce aux avancées technologiques et à une meilleure compréhension des principes physiques sous-jacents [7].

I.2 Définition de l'énergie éolienne

Selon plusieurs ouvrages de référence tels que *Énergie éolienne : principes, conception et applications* de Jean-Marie Tarascon et Michel Muselli et *Wind Energy Handbook* de Tony Burton et al., l'énergie éolienne est une source d'énergie renouvelable qui repose sur la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique, puis en énergie électrique.

Elle utilise des éoliennes, à savoir des structures munies de pales qui, sous l'effet du vent, se mettent en mouvement. Cette rotation entraîne un générateur qui transforme l'énergie mécanique en électricité. L'utilisation de cette énergie peut être directe ou indirecte.

I.2.1 Utilisation directe

L'énergie éolienne directe repose sur l'exploitation de la force du vent pour réaliser un travail mécanique sans transformation électrique. Cette application historique est utilisée depuis des siècles pour diverses activités [8].

I.2.2 Utilisation indirecte

L'énergie éolienne indirecte consiste à transformer l'énergie mécanique en électricité. Les éoliennes sont accouplées à un générateur électrique qui produit un courant continu ou alternatif. Le système peut être connecté à un réseau électrique ou fonctionner de manière autonome [9].

I.2.3 Catégories d'éoliennes

Les éoliennes se classent en trois catégories en fonction de leur puissance nominale :

— **Éoliennes de petite puissance** : inférieure à 40 kW.
— **Éoliennes de moyenne puissance** : entre 40 kW et quelques centaines de kW.
— **Éoliennes de forte puissance** : supérieure à 1 MW.

I.3 Principe de fonctionnement

Une éolienne convertit l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique via un arbre de transmission. Cette énergie est ensuite transformée en électricité grâce à un générateur. Le courant produit est initialement alternatif, puis converti en courant continu à l'aide d'un

redresseur, avant d'être de nouveau transformé en courant alternatif par un onduleur. L'électricité obtenue peut être stockée dans des batteries ou injectée directement dans le réseau [9].

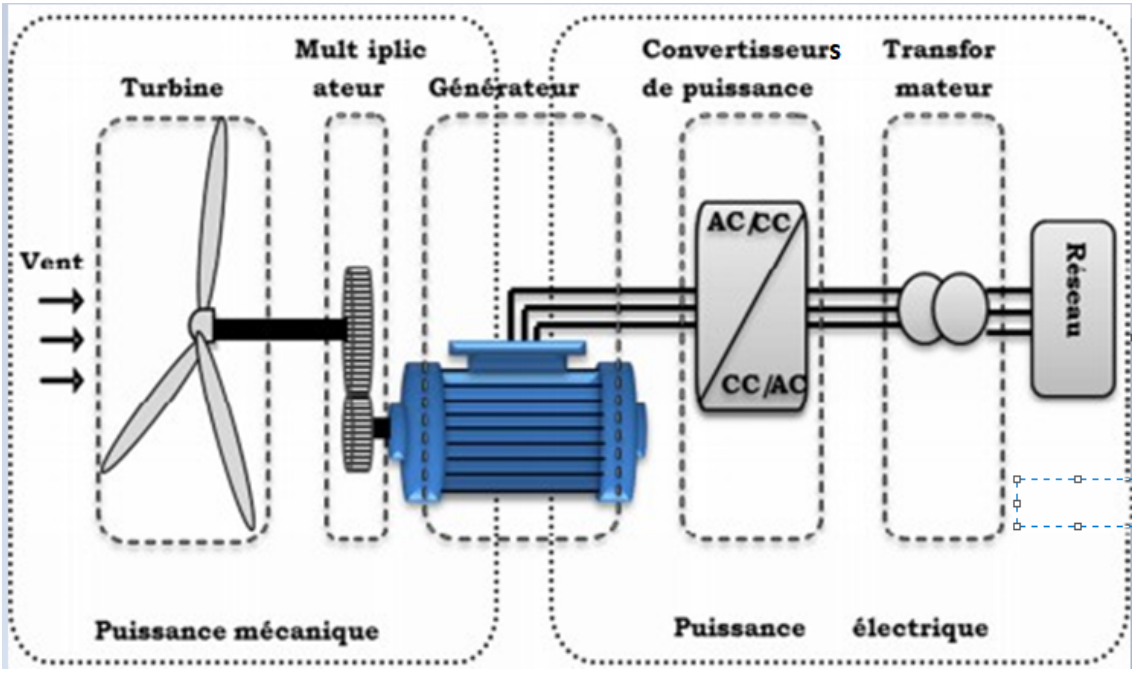


FIGURE I.1 – Schéma de conversion de l'énergie éolienne en électricité

I.4 Architecture d'une éolienne

Une éolienne est constituée de plusieurs sous-systèmes essentiels :

- **L'hélice (pales)** : partie rotative captant l'énergie cinétique du vent.
- **La nacelle** : contient :
  - un multiplicateur de vitesse.
  - un arbre secondaire avec frein.
  - une génératrice (asynchrone, synchrone ou MADA).
  - un contrôleur électronique.
  - des dispositifs de refroidissement.
  - un système d'orientation.
- **Le mât** : supporte la nacelle et permet de capter le vent à une altitude plus élevée[9].

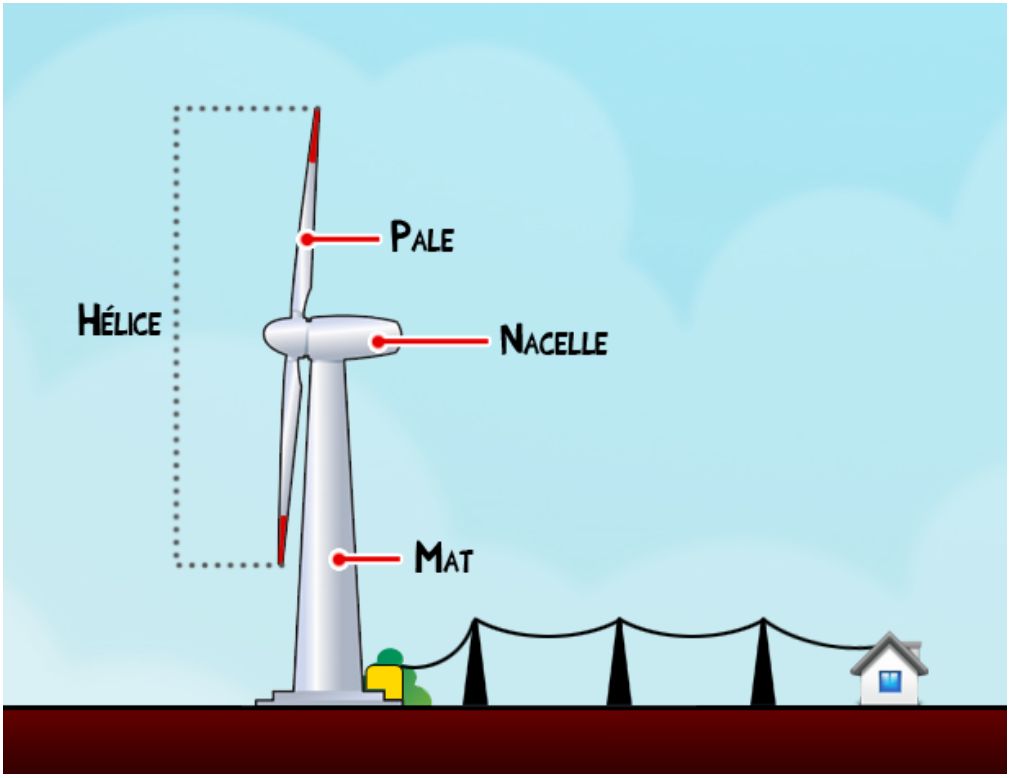


FIGURE I.2 – Schéma de l'architecture d'une éolienne

I.5 Types de turbines éoliennes

I.5.1 Éoliennes à axe horizontal

La majorité des éoliennes utilisent une turbine à axe horizontal [9]. Leur arbre de rotation est parallèle à la direction du vent. On distingue deux configurations principales :

- **Éolienne amont** : positionnée face au vent, elle nécessite un système d'orientation actif.
- **Éolienne aval** : placée derrière le mât, elle s'oriente de manière passive, mais est moins utilisée.

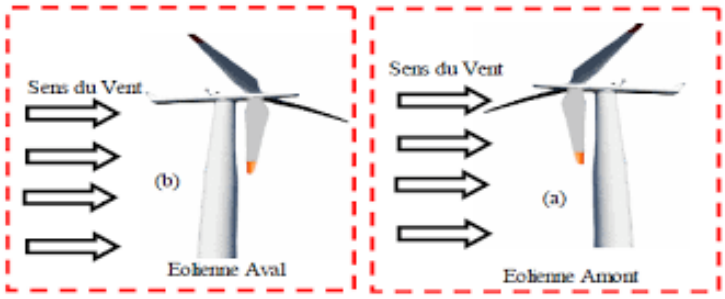


FIGURE I.3 – Éoliennes à axe horizontal : amont et aval

I.5.2 Éoliennes à axe vertical

Ces turbines présentent plusieurs avantages : la machinerie est au sol, elles fonctionnent sans orientation active et génèrent peu de bruit. Cependant, elles posent des défis mécaniques importants [10]. On distingue :

- les turbines Darrieus classiques,
- les turbines Darrieus à pales droites (type H),
- les turbines Savonius.



FIGURE I.4 – Éoliennes à axe vertical

I.6 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

I.6.1 Avantages

- Réduction des gaz à effet de serre .
- Ressource inépuisable .

— Aucun risque nucléaire .
— Énergie renouvelable parmi les plus économiques .
— Coûts d'investissement modérés [11].

I.6.2 Inconvénients

— Impact visuel important .
— Bruits aérodynamiques pouvant déranger .
— Risques pour la faune (oiseaux, chauves-souris) .
— Variabilité de la production en fonction du vent .
— Influence sur la stabilité du réseau électrique [12].

I.7 Mode de fonctionnement du SCEE

Plusieurs machines électriques sont utilisées. Le choix de la génératrice dépend des exigences spécifiques [13].

Deux types d'exploitation :

1. Mode autonome (consommation locale).
2. Raccordement au réseau (vente d'électricité).

I.7.1 Système autonome

Les éoliennes non raccordées au réseau fonctionnent en mode autonome et alimentent des charges isolées, éventuellement avec le soutien d'un ou plusieurs groupes électrogènes. Dans cette configuration, l'intégration d'un système de stockage est particulièrement avantageuse en l'absence de groupes électrogènes, notamment lors de faibles régimes de vent.

L'utilisation de batteries permet un stockage d'énergie à long terme, mais d'autres solutions sont également envisageables, comme le stockage inertiel à court terme. Ce dernier constitue une alternative aux batteries, qui présentent un impact environnemental non négligeable. L'énergie est alors stockée sous forme cinétique dans un volant d'inertie.

Concernant la génératrice, elle peut être soit une machine synchrone à aimants permanents, soit une machine asynchrone à cage équipée de capacités nécessaires à son excitation[14].

I.7.2 SCEE raccordé au réseau

Les aérogénérateurs connectés au réseau peuvent être classés selon leur vitesse de rotation, qui peut être fixe ou variable[15].

I.8 Vitesse fixe

Lorsqu'une éolienne est connectée au réseau, la vitesse de rotation de la génératrice doit rester quasi constante afin de maintenir son fonctionnement proche de la vitesse de synchronisme, un critère essentiel pour assurer sa stabilité. La fréquence du réseau impose ainsi la vitesse de rotation de la machine.

Dans le cas d'un générateur à vitesse fixe, directement couplé au réseau, l'utilisation d'un multiplicateur de vitesses est indispensable. L'éolienne fonctionne alors à une vitesse de rotation déterminée pour une plage restreinte de vitesses de vent, ce qui limite son champ d'application.

Ce type d'aérogénérateur utilise généralement deux génératrices asynchrones :

— Une première, dimensionnée pour les faibles puissances, adaptée aux vents faibles.

— Une seconde, conçue pour les fortes puissances, correspondant aux vitesses de vent plus élevées.

I.8.1 Machine asynchrone à cage

Les machines asynchrones à cage sont les plus simples à fabriquer et les plus économiques. Elles nécessitent peu d'entretien et présentent un taux de défaillance très faible. Elles sont particulièrement adaptées aux petites éoliennes, où la vitesse de rotation des pales est élevée, permettant un entraînement direct. Toutefois, pour les aérogénérateurs de grande dimension, un multiplicateur mécanique de vitesse est nécessaire.

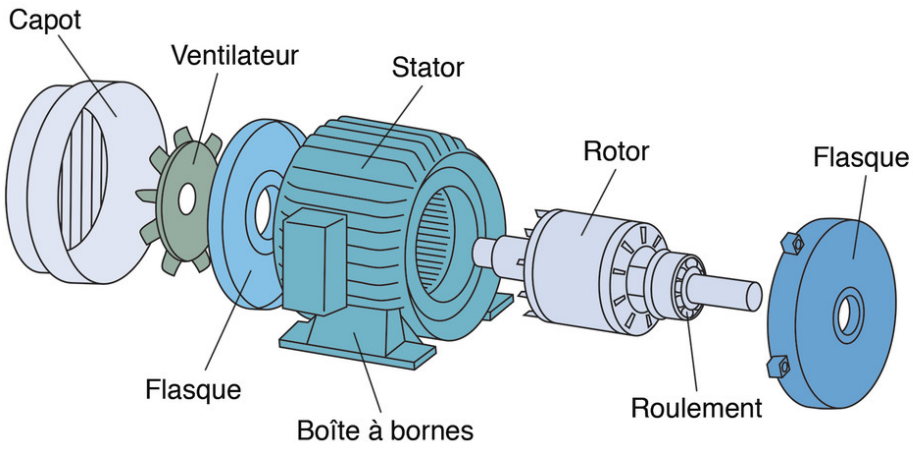


FIGURE I.5 – Machine asynchrone à cage.

I.8.2 Machine asynchrone à double stator

La machine asynchrone à double stator est constituée d'un stator équipé de deux enroulements triphasés, décalés d'un angle électrique de 30°, et d'un rotor à cage d'écureuil.

— Le premier enroulement, directement connecté au réseau, assure la transmission de l'énergie générée.

— Le second enroulement, dit d'excitation, est de faible puissance et optimisé pour les vitesses de vent plus faibles.

Cette configuration permet deux modes de fonctionnement et réduit les nuisances sonores lorsque le vent est faible.

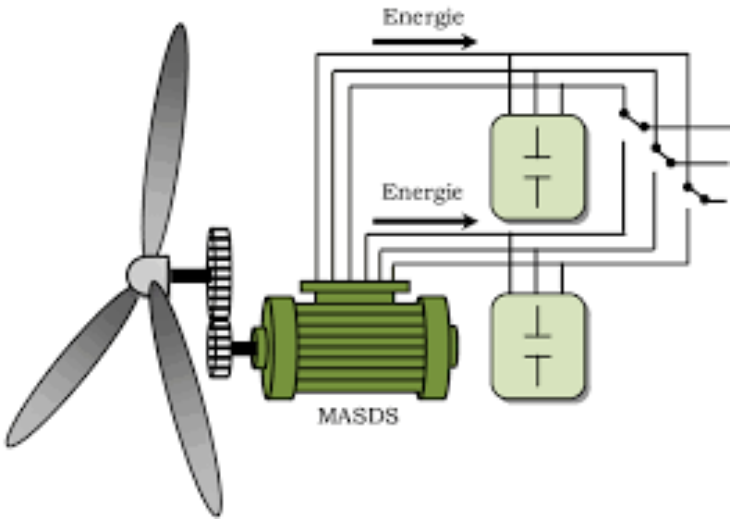


FIGURE I.6 – Connexion de la machine asynchrone à double stator au réseau.

I.9 Vitesse variable

Afin d'optimiser la puissance fournie en fonction des conditions de vent, il est essentiel d'ajuster la vitesse de rotation de l'éolienne. L'objectif est de concevoir un générateur fonctionnant à fréquence fixe tout en permettant une variation de vitesse.

Un générateur à vitesse variable permet d'exploiter un large éventail de vitesses de vent, maximisant ainsi la récupération d'énergie tout en réduisant les nuisances sonores par vent faible. Ce mode de fonctionnement repose sur un contrôle visant à assurer, pour chaque vitesse de vent, un fonctionnement optimal de l'éolienne. Ce principe est connu sous le nom de **Maximum Power Point Tracking** (MPPT).

La puissance maximale est obtenue lorsque la vitesse de rotation de la turbine correspond aux caractéristiques propres de l'éolienne, notée $P(\Omega)$.

I.9.1 Introduction à la Machine Synchrone dans le Système

L'un des principaux avantages du générateur synchrone est l'absence de consommation de courant réactif pour la magnétisation. Le champ magnétique est produit soit par des aimants permanents, soit par un bobinage d'excitation.

Dans une machine synchrone classique, la vitesse du rotor est identique à celle du champ statorique. Lorsqu'un alternateur est raccordé au réseau, sa vitesse de rotation doit être un multiple de la fréquence du courant statorique. Avec un nombre de pôles suffisant, il est possible d'utiliser un entraînement direct sans nécessiter de boîte de vitesses. Toutefois, dans

une application éolienne, le maintien d'une vitesse de rotation constante et la synchronisation avec le réseau constituent un défi. Pour surmonter ces contraintes, une interface électronique de puissance est insérée entre le stator et le réseau, autorisant ainsi un fonctionnement à vitesse variable.

Dans une éolienne équipée d'un générateur synchrone, le rotor contient généralement des électroaimants alimentés en courant continu. Comme le réseau fournit un courant alternatif, une conversion en courant continu est requise pour alimenter les bobines du rotor. Cette alimentation s'effectue via des balais et des bagues collectrices[16].

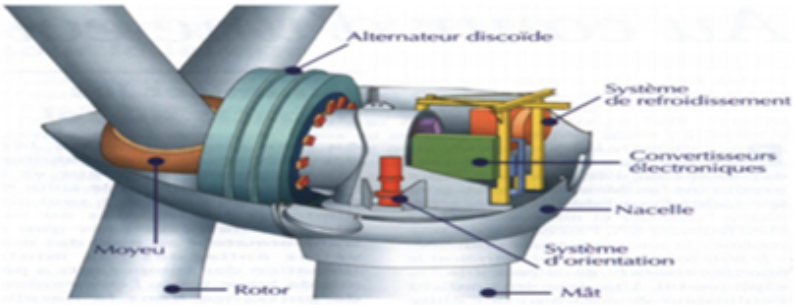


FIGURE I.7 – Système à génératrice synchrone.

I.9.1.1 Types de machines synchrones

— **Machine synchrone à rotor bobiné :** Sa connexion directe au réseau impose une vitesse constante. L'excitation peut être assurée par un système à balais ou un système *brushless*. L'intégration d'un convertisseur permet un entraînement direct à vitesse variable, bien que nécessitant une machine de grande taille et un convertisseur de puissance adapté.

— **Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) :** Ces générateurs sont privilégiés pour les petites éoliennes en raison de leur auto-excitation, de leur rendement élevé et de leur coût réduit.

I.9.2 Machines synchrones à aimants permanents

— **À flux radial I.8(a) :** Cette machine, de type « discoïde », peut être conçue avec différentes configurations, notamment avec un disque rotorique unique ou deux disques

rotoriques encadrant un disque statorique.

— **À flux axial I.8(b) :** Permet une conception modulaire en assemblant plusieurs étages côte à côte.

— **À flux transversal I.8(c) :** Technologie innovante avec un couple massique élevé, bien que complexe à commander.

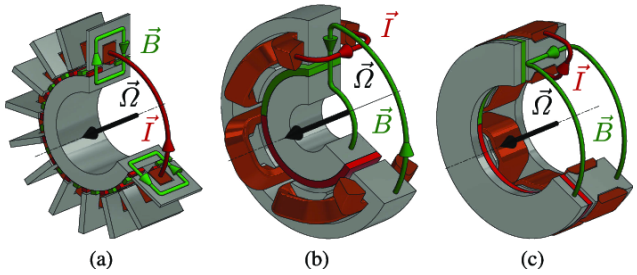


FIGURE I.8 – Machine synchrone à flux .

I.9.3 Composition des turbines avec machine synchrone

Plusieurs architectures sont envisageables :

— **Avec redresseur à diodes :** Solution économique mais avec une qualité de courant inférieure.

— **Avec deux convertisseurs MLI :** Permet un fonctionnement à vitesse variable et une meilleure optimisation de la puissance.

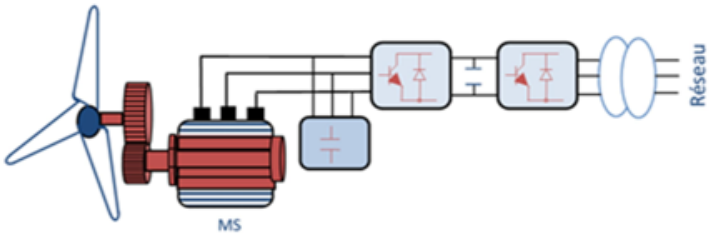


FIGURE I.9 – Machine synchrone avec deux convertisseurs MLI en cascade.

L'approche actuelle repose sur des convertisseurs *back-to-back* composés de modules parallèles, garantissant une production de puissance continue même en cas de défaillance d'un module.

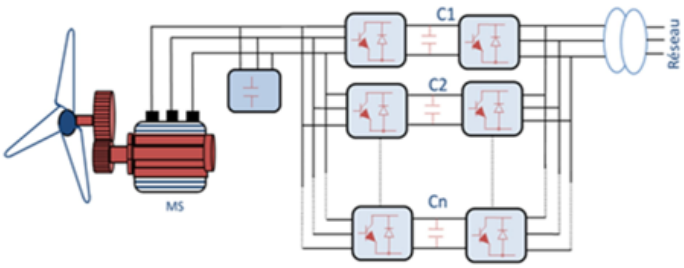


FIGURE I.10 – MS à aimants permanents utilisant plusieurs modules de convertisseurs statiques à deux niveaux en parallèle.

I.10 Conclusion

L'étude des systèmes éoliens basés sur des machines synchrones met en évidence leur potentiel en matière d'efficacité énergétique et de stabilité du réseau. Contrairement aux générateurs asynchrones, les générateurs synchrones offrent une meilleure maîtrise du facteur de puissance et réduisent la consommation de puissance réactive. Cependant, leur intégration nécessite une électronique de puissance plus sophistiquée pour gérer les variations de vitesse et de charge.

Les générateurs synchrones à aimants permanents (MSAP) se distinguent par leur haut rendement et leur simplicité d'entretien, ce qui les rend particulièrement adaptés aux petites et moyennes éoliennes. En revanche, les générateurs synchrones à rotor bobiné permettent un meilleur contrôle de l'excitation, mais impliquent des coûts et une complexité accrus.

Ainsi, le choix d'un système éolien optimal dépend de divers critères, notamment la puissance requise, les conditions environnementales et les contraintes économiques. Les progrès technologiques dans l'électronique de puissance et les matériaux magnétiques continueront d'améliorer les performances et la rentabilité des générateurs synchrones dans les applications éoliennes futures.

Chapitre II

MODELISATION DU SCEE

II.1 Introduction

Aujourd'hui, les systèmes de génération d'énergie éolienne de puissance moyenne et supérieure utilisent les machines synchrones . Celles-ci présentent des avantages déterminants pour la production électrique, notamment dans le marché des turbines éoliennes de grande puissance.Le système de conversion éolienne basé sur la MSAP II.1 est constitué des éléments suivants :

— une turbine éolienne,
— une génératrice synchrone à aiment permanant,
— un bus continu,
— un convertisseur statique de puissance.

La présentation des modèles dynamiques des sous-ensembles de ce système éolien ainsi constitué fera l'objet de ce deuxième chapitre. Les outils d'analyse adoptés à cet effet seront également exposés. il est essentiel de décrire et de représenter mathématiquement les systèmes pratiques, même si cela peut être complexe. Cette modélisation permet d'identifier les caractéristiques du système afin de concevoir un contrôle approprié[17].

II.2 Modélisation physique de l'éolienne

L'éolienne est un élément tridimensionnel aux formes complexes, en mouvement et immergé dans un flux d'air. Le modèle doit décrire avec précision la dynamique mécanique des pales, y compris leur mouvement et leur interaction avec le flux d'air.

Une pale d'éolienne convertit l'énergie de la masse d'air en mouvement en puissance

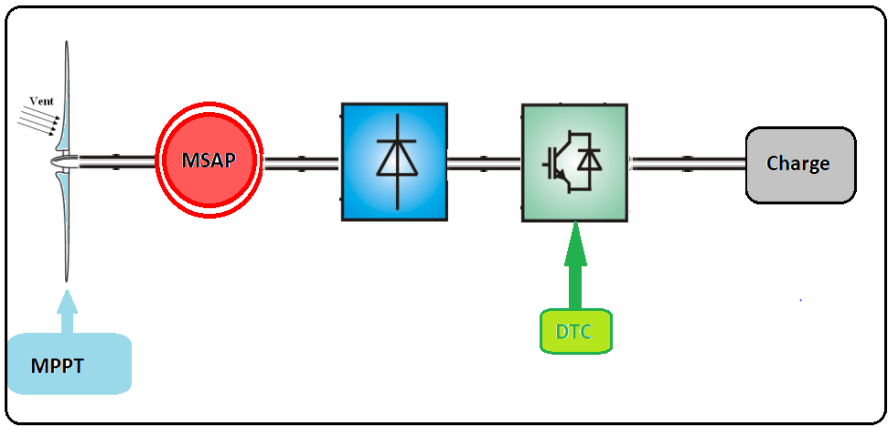


FIGURE II.1 – Le système de conversion éolienne à base de la MSAP

mécanique, caractérisée par la vitesse de rotation et le couple mécanique.

L'éolienne est un élément tridimensionnel aux formes complexes, en mouvement et immergé dans un flux d'air. Le modèle doit décrire avec précision la dynamique mécanique des pales, y compris leur mouvement et leur interaction avec le flux d'air.

Une pale d'éolienne convertit l'énergie de la masse d'air en mouvement en puissance mécanique, caractérisée par la vitesse de rotation et le couple mécanique.

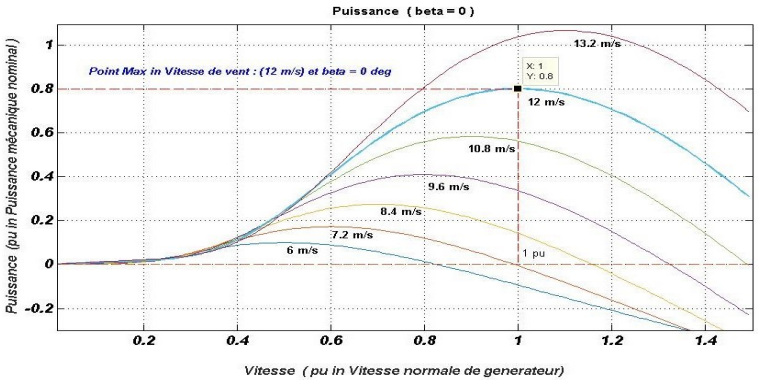


FIGURE II.2 – Variation de la vitesse du vent par rapport à la puissance

La puissance mécanique P_m disponible sur l'arbre d'un générateur éolien est exprimée comme suit :

$$P_m = C_p(\lambda) \cdot P_v \tag{II.1}$$

$$P_m = C_p(\lambda) \cdot P_v = \frac{1}{2} \cdot C_p(\lambda) \cdot \rho \pi R^2 V_v^3 \tag{II.2}$$

La puissance extraite par une éolienne est donnée par la relation suivante :

$$P_{éol} = \frac{1}{2} \cdot C_p(\lambda) \cdot \rho S V_W^3 \tag{II.3}$$

II.3 Vitesse spécifique et coefficient de puissance

La vitesse spécifique λ représente le rapport entre la vitesse linéaire à l'extrémité d'une pale et la vitesse du vent, donnée par :

$$\lambda = \frac{\Omega R}{V_w} \tag{II.4}$$

Plusieurs approximations numériques ont été développées dans la littérature pour déterminer une expression du coefficient de puissance C_p.Pour l'expression utilisée c'est :

$$C_p = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda'} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{21}{\lambda'}} + 0.0068\lambda \tag{II.5}$$

avec :

$$\frac{1}{\lambda'} = \frac{1}{\lambda} + 0.08\beta - 0.035\beta^3 + 1 \tag{II.6}$$

Cette dernière expression fait partie de la bibliothèque SIMULINK et sera utilisée pour valider le modèle de notre système éolien. Plusieurs courbes sont représentées selon l'angle d'attaque β, mais pour des raisons économiques, nous intéressons uniquement à celle correspondant à $\beta = 0$. L'expression du couple correspondant à la puissance extraite précédemment

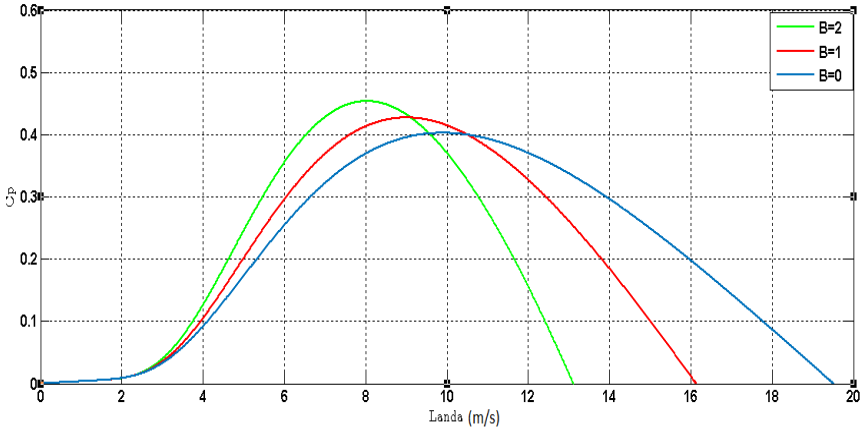


FIGURE II.3 – Variation du coefficient de puissance C_p en fonction de λ pour différentes valeurs de β.

est donnée par :

$$C_{\text{éol}} = \frac{P_{\text{éol}}}{\Omega} = \frac{1}{2} \cdot C_p(\lambda) \cdot \rho S V_W^3 \cdot \frac{1}{\Omega} \tag{II.7}$$

Le couple mécanique vu par la machine synchrone est différent du couple de l'éolienne, car il est nécessaire de prendre en compte l'inertie J de l'éolienne et le frottement visqueux f propre à la structure de l'éolienne. Cela peut s'exprimer mathématiquement par l'équation suivante :

$$T_{\text{mech}} = T_{\text{wt}} \cdot \frac{1}{\eta_{\text{gen}}} \cdot \frac{1}{\eta_{\text{trans}}} + J \cdot \frac{d\omega_{\text{wt}}}{dt} + f \cdot \omega_{\text{wt}} \tag{II.8}$$

Cette équation permet de modéliser la dynamique du système éolien en prenant en compte les pertes et l'inertie du rotor [17]. Un essai de simulation a été effectué en utilisant le profil de vent présenté à la Figure II.4.

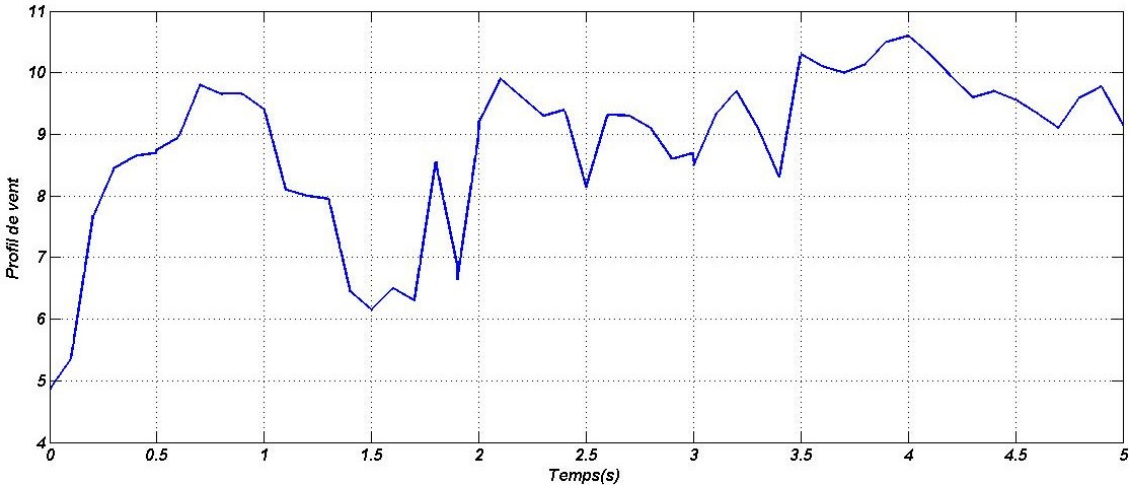


FIGURE II.4 – Profil du vent appliqué à la turbine pendant 5 secondes.

La vitesse de la turbine, la vitesse mécanique de l'arbre, ainsi que le couple de l'éolienne sont illustrés respectivement à la Figure II.6.

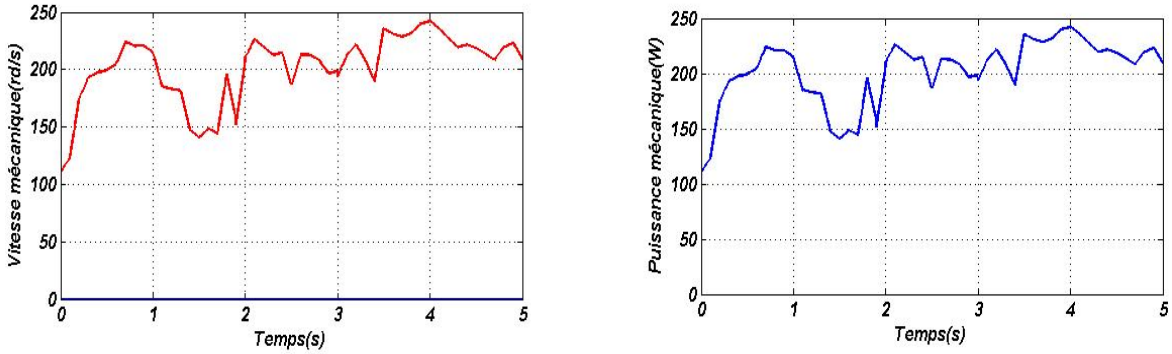


FIGURE II.5 – Vitesse mécanique et puissance mécanique

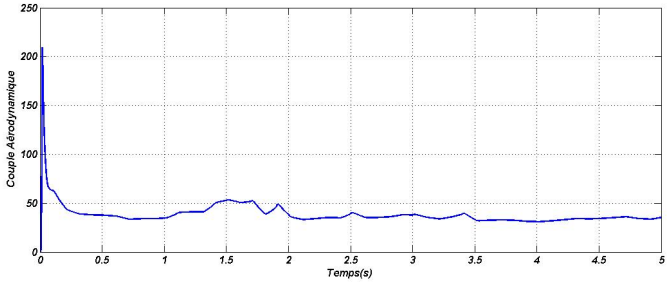


FIGURE II.6 – Couple Aérodynamique

II.4 Modélisation de Machine synchrone

pour modélisés comme des générateurs synchrones, car ils possèdent des caractéristiques opérationnelles relativement similaires. Par conséquent, l'expression mathématique du générateur synchrone .

II.4.1 Théorie de la machine synchrone

Les générateurs synchrones constituent la principale source d'énergie électrique dans les systèmes électriques. Chaque machine synchrone se compose de deux éléments essentiels :

— **L'armature** : la partie stationnaire qui comporte trois enroulements permettant de transporter une tension induite en trois phases.

— **Le rotor** : la partie rotative qui comprend un enroulement de champ alimenté par un courant continu afin de produire un champ magnétique qui induit une tension alternative dans les enroulements de l'armature. Il contient également des enroulements d'amortissement courts-circuités qui stabilisent le fonctionnement électrique de la machine et fournissent un couple de démarrage au générateur.

La figure I.8 illustre une coupe transversale d'une machine synchrone triphasée avec une paire de pôles de champ. Les rectangles avec des points et des croix indiquent les enroulements triphasés a, b et c. Le sens du courant est supposé entrer dans le "x" et sortir du "point" situé du côté opposé. Les axes sont déterminés en fonction de la polarité de la tension des bobines, supposée être du "x" vers le "point". Un angle arbitraire δ est défini entre l'axe de la phase a et l'axe q.

Lorsque le rotor de la machine synchrone est entraîné par un moteur primaire (par exemple, une éolienne) et qu'une tension d'excitation est appliquée aux enroulements du rotor, un courant continu circule dans l'enroulement de champ du rotor, créant ainsi un champ magnétique tournant dans l'entrefer. Ce champ magnétique traverse ensuite les enroulements de l'armature, induisant une tension dans le stator.

II.4.2 Couple électromagnétique et comportement de la machine

Le couple électromagnétique appliqué sur le rotor agit dans le sens d'aligner les champs magnétiques du rotor et de l'armature.

— Si le champ du rotor **précède** celui de l'armature, le couple agit en opposition à la rotation, et la machine fonctionne comme un **générateur**.

— À l'inverse, si le champ du rotor **retarde** par rapport au champ du stator, le couple agit dans le sens de la rotation, et la machine fonctionne alors comme un **moteur**.

En d'autres termes :

— Pour un fonctionnement en générateur, le champ du rotor **devance** celui de l'armature sous l'effet du couple moteur appliqué par la source d'entraînement (ex : turbine éolienne).

— Pour un fonctionnement en moteur, le champ du rotor **retarde** par rapport au champ de l'armature sous l'effet du couple résistant appliqué par la charge mécanique sur l'arbre.

II.4.3 Génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP)

L'alternateur utilisé dans cette étude est une génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP), comportant 6 paires de pôles montés en surface sur le rotor. Ce type de génératrice, avec un grand nombre de pôles, rend les systèmes à vitesse variable plus attractifs. Cette machine permet une extraction maximale de l'énergie tout en réduisant les contraintes mécaniques, en supprimant la nécessité d'un multiplicateur de vitesse, ce qui améliore la fiabilité du système et réduit les coûts de maintenance. Contrairement à la machine asynchrone à double alimentation, qui nécessite un multiplicateur de vitesse mécanique [17].

II.4.3.1 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation de la PMSM consiste à construire un modèle mathématique de la machine, traduisant les phénomènes électromagnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement. Cette modélisation permet une étude pertinente du comportement des différentes variables, aussi bien en régime dynamique qu'en régime statique, et elle est exploitée dans les simulations [17].

II.4.3.2 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la machine synchrone, les hypothèses suivantes sont retenues :

- Le stator est connecté en étoile avec un point neutre isolé, ce qui permet d'éliminer la composante homopolaire des courants.
- La saturation du circuit magnétique est négligée, ce qui permet d'exprimer les flux magnétiques comme des fonctions linéaires des courants de phase.
- La distribution de la force magnétomotrice (FMM) dans l'entrefer est supposée sinusoïdale, ce qui implique la négligence des harmoniques spatiales.
- Les pertes par hystérésis et par courants de Foucault sont négligées.
- Les effets de peau et les effets de température sont également négligés.

II.4.3.3 Formulation du modèle unifié des machines électriques

Les modèles les plus couramment utilisés pour les machines électriques sont basés sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie repose sur la transformation de Park, qui permet de relier les équations électriques du stator et du rotor à un système de coordonnées cartésien, d et q.

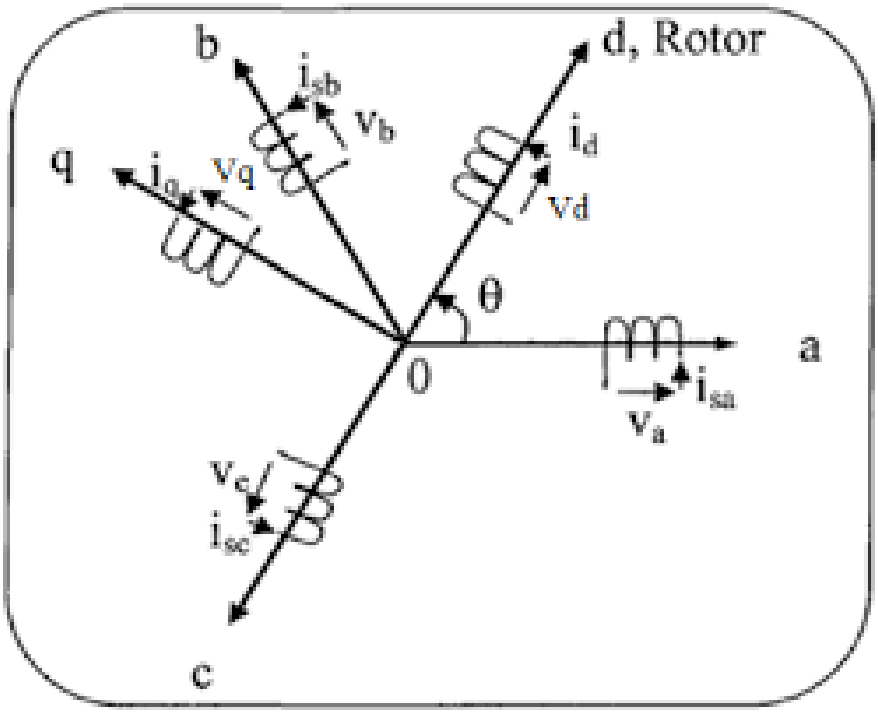


FIGURE II.7 – Schéma représentatif de la MSAP à modéliser

Dans le repère classique, on distingue trois axes (a_s, b_s, c_s) orientés selon les enroulements triphasés du stator. En général, l'axe a_s est pris comme référence pour les transformations ultérieures. Étant donné que les stators des machines synchrones et asynchrones sont similaires, les repères statoriques des deux types de machines sont identiques.

En ce qui concerne les rotors :

— Pour les machines asynchrones (MA), il existe trois axes (a_r, b_r, c_r) correspondant aux trois enroulements du rotor.

— Pour la PMSM, un seul axe (F) est défini, correspondant à la direction de l'aimantation.

L'angle θ_r représente la position angulaire du rotor par rapport au stator [17].

Le modèle de la MSAP qui sera développé dans notre travail est basé sur le schéma de la figure suivante :

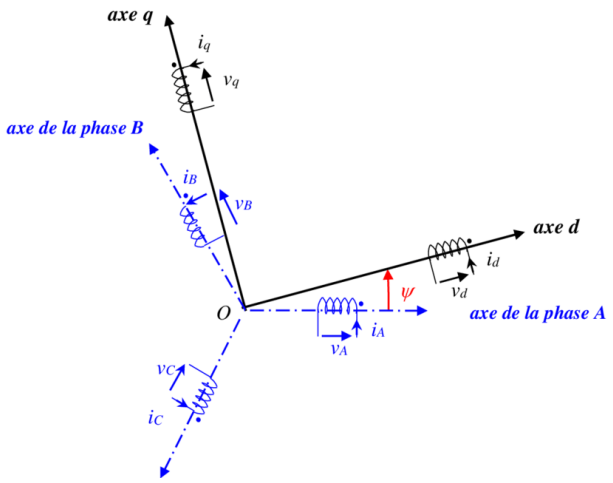


FIGURE II.8 – Transformation triphasée en biphasée

Electrical equations

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \tag{II.9}$$

II.4.4 Transformation de Park et Concordia :

Afin de simplifier le modèle dynamique de la machine, on applique un changement de repère. Cette transformation mathématique permet de convertir les trois enroulements statoriques, décalés de $\frac{2\pi}{3}$, en deux enroulements fictifs équivalents, décalés de $\frac{\pi}{2}$, et placés dans le repère tournant lié au rotor (voir Figure II.8).

La transformation de Park $P(\theta)$ est définie par la matrice suivante :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{II.10}$$

$P(\theta)$ définit le passage du repère a, b, c au repère d, q, o.

L'inverse de la transformation de Park est donné par :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}^T \tag{II.11}$$

$P(\theta)^{-1}$ définit le passage du repère d, q, o au repère a, b, c.

Nous définissons également une autre transformation, la transformation de Concordia, qui définit d'autres axes fictifs α et β, de sorte que l'axe α soit aligné avec l'axe a_s, ce qui revient à poser $\theta_r = 0$ dans la transformation de Park. La transformation de Concordia est donnée par :

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{II.12}$$

II.4.5 Modèle MSAP dans le repère de Park

Le diagramme simplifié du GSAP dans le repère de Park est montré dans la Figure II.8. Le modèle du MSAP est défini par les différentes équations électriques, magnétiques et mécaniques suivantes :

Équations électriques

Les équations électriques du moteur MSAP dans la convention de moteur sont données par :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r L i_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r L i_{ds} + \omega_r \Psi_f \end{aligned} \tag{II.13}$$

Dans la convention de génération, nous inverserons la direction des courants, et nous obtiendrons donc les équations électriques du GSAP comme suit :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= -R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \omega_r L i_{qs} \\ V_{qs} &= -R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} - \omega_r L i_{ds} + \omega_r \Psi_f \end{aligned} \tag{II.14}$$

Cette convention de signes sera conservée tout au long de cette modélisation.

Équations magnétiques

Dans le modèle MSAP, les équations magnétiques reliant les tensions et les courants aux flux de liaison sont données par :

$$\begin{aligned} \Psi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + \Psi_f \\ \Psi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} \end{aligned} \tag{II.15}$$

Dans les machines synchrones à distribution sinusoïdale, les flux de l'axe direct Ψ_{ds} et de l'axe quadratique Ψ_{qs} sont des fonctions linéaires des courants de l'axe direct i_{ds} et de l'axe quadratique i_{qs}, respectivement.

Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique stockée par rapport à l'angle géométrique de la rotation du rotor :

$$C_{em} = \frac{dW_e}{d\theta_{geo}} = \frac{dW_e}{d\theta_r} p \tag{II.16}$$

L'expression de la puissance transmise est donnée par :

$$P(t) = \frac{3}{2}\left(v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}\right) \tag{II.17}$$

En remplaçant v_d et v_q par leurs expressions, nous obtenons :

$$P(t) = \frac{3}{2}\left[-R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) - \left(i_{ds}\frac{d\psi_{ds}}{dt} + i_{qs}\frac{d\psi_{qs}}{dt}\right) + \frac{d\psi_f}{dt}(v_{ds} i_{qs} - v_{qs} i_{ds})\right] \tag{II.18}$$

Où :

— $\frac{3}{2}R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)$: Puissance dissipée par l'effet Joule.
— $\frac{3}{2}\left(i_{ds}\frac{d\psi_{ds}}{dt} + i_{qs}\frac{d\psi_{qs}}{dt}\right)$: Variation de l'énergie stockée dans les enroulements du stator.
— $\frac{3}{2}\left(\frac{d\psi_f}{dt}(v_{ds} i_{qs} - v_{qs} i_{ds})\right)$: Puissance électromagnétique.

Sachant que $P = C_{em}\Omega$ et $\Omega = \frac{d\theta}{dt}$ (Ω étant la vitesse mécanique), nous avons :

$$C_m = \frac{3}{2} p\left(\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}\right) \tag{II.19}$$

Et après avoir affecté les valeurs des flux, nous avons :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p\left[(L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} + i_{qs}\psi_f\right] \tag{II.20}$$

II.5 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension à deux niveaux est un convertisseur statique permettant d'alimenter le stator d'une machine électrique en générant des tensions alternatives à partir d'une source continue. Il est constitué de cellules de commutation, généralement basées sur des transistors ou des thyristors GTO pour les applications de forte puissance.

Le séquencement des interrupteurs statiques permet de sélectionner précisément le vecteur de tension appliqué aux enroulements statoriques de la machine. L'onduleur comporte trois bras, chacun constitué de deux interrupteurs, montés en antiparallèle avec des diodes de récupération pour assurer la continuité du courant.

Les interrupteurs (T_a, T'_a), (T_b, T'_b) et (T_c, T'_c) sont commandés de manière complémentaire afin d'éviter tout court-circuit de la source d'alimentation [18, 19].

La figure II.9 illustre le schéma structurel de cet onduleur de tension alimentant le stator de la machine [19].

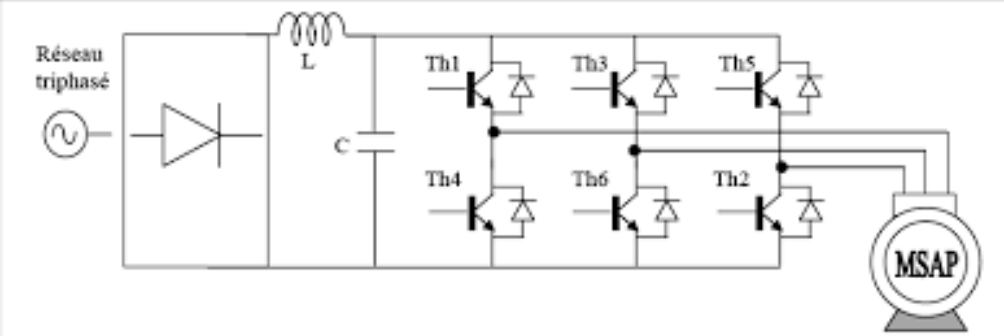


FIGURE II.9 – Schéma structurel de l'onduleur de tension à deux niveaux.

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur, on supposera que les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, pertes négligeables). La charge triphasée est équilibrée et couplée en étoile avec un neutre isolé [20].

L'objectif de la commande est de déterminer la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs afin de reconstituer trois signaux sinusoïdaux. Soit C_K les signaux de commande des bras K de l'onduleur, avec $K \in \{1, 2, 3\}$ [20].

— $C_K = 1$ si l'interrupteur en haut du bras est fermé et celui en bas est ouvert.

— $C_K = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé.

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée, alors la somme des tensions de sortie vérifie :

$$V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0$$

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{sa} = \frac{U_c}{3}(2C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{bN} = V_{sb} = \frac{U_c}{3}(2C_2 - C_1 - C_3) \\ V_{cN} = V_{sc} = \frac{U_c}{3}(2C_3 - C_1 - C_2) \end{cases} \tag{II.21}$$

Sous forme matricielle :

$$[C_k] = \begin{bmatrix} C_1 & C_2 & C_3 \end{bmatrix}^T, \quad [V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} & V_{sb} & V_{sc} \end{bmatrix}^T \tag{II.22}$$

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \tag{II.23}$$

II.5.0.1 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle)

Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique de **Modulation de la Largeur d'Impulsion** (MLI). Cette technique consiste à imposer aux bornes de la machine des tensions hachées à fréquence fixe, évoluant en fonction des références de tension obtenues à partir des régulateurs de courant.

À l'aide d'un signal triangulaire, appelé **porteuse**, ces tensions sont modulées en largeur d'impulsion afin de déterminer les instants de commutation ainsi que la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur.

À chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction, tandis que l'autre est bloqué [17].

Le schéma-bloc de la commande MLI de l'onduleur est donné ci-dessous :

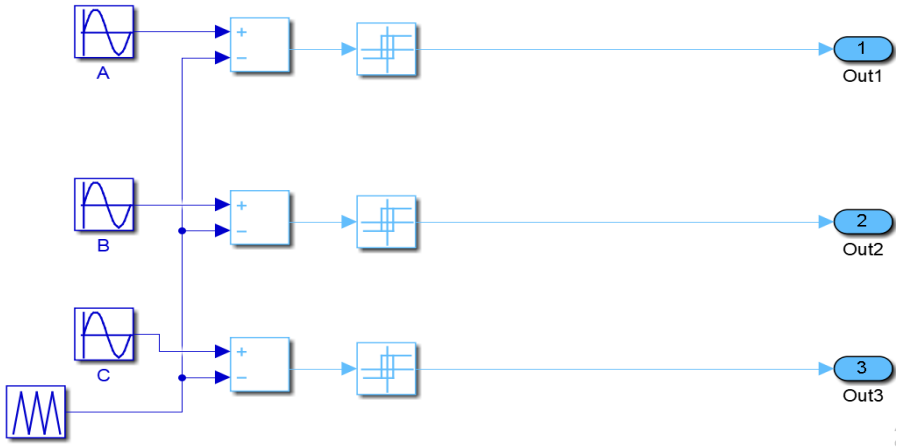


FIGURE II.10 – Schéma-bloc de la commande MLI de l'onduleur

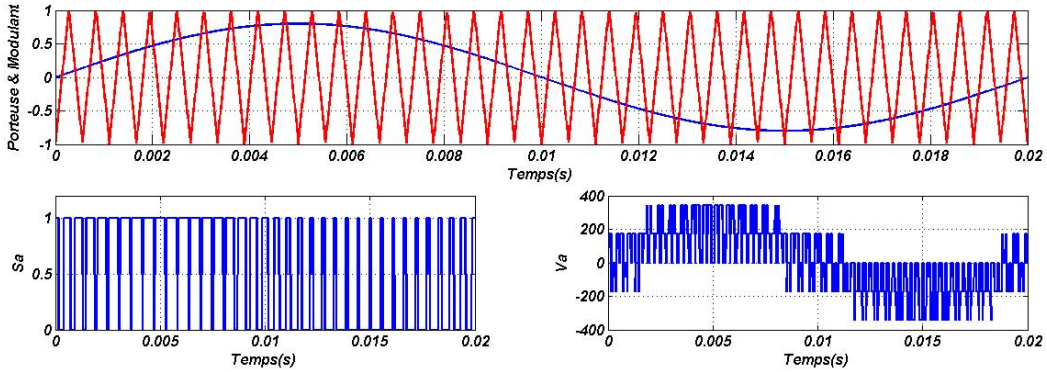


FIGURE II.11 – Signal de commande MLI appliqué à l'onduleur

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé la modélisation de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne, en mettant l'accent sur les différentes étapes permettant de transformer l'énergie cinétique du vent en électricité exploitable. Nous avons débuté par l'analyse du générateur synchrone, un élément central de cette chaîne, en particulier le générateur synchrone à aimants permanents (PMSG). Ce type de générateur est largement utilisé dans les systèmes éoliens modernes en raison de ses nombreux avantages : un meilleur rendement, une maintenance réduite, ainsi qu'une capacité à fonctionner à des vitesses variables sans recourir à une source d'excitation externe.

Nous avons approfondi la théorie des machines synchrones, notamment en expliquant leur fonctionnement dans le référentiel de Park. Cette représentation permet de simplifier les équa-

tions dynamiques en les exprimant dans un repère tournant, facilitant ainsi la modélisation et le contrôle du PMSG.

Ces éléments de modélisation constituent une base indispensable pour la mise en œuvre de stratégies de commande avancées, comme la commande directe du couple (DTC), qui sera étudiée en détail dans le chapitre suivant.

Chapitre III

COMMANDE DTC du SCEE

III.1 Introduction

La technique de commande directe du couple (*Direct Torque Control* ou *DTC*) a été introduite en 1985 par Takahashi. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle, à savoir le flux statorique et le couple électromagnétique, à partir des mesures des courants statoriques, sans utilisation de capteurs mécaniques.

Les méthodes de commande directe du couple *DTC* consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur, à partir des valeurs précalculées du flux statorique et du couple. Les changements d'état des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence, comme dans la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne.

Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple appliqué à une MSAP (Machine Synchrone à Aimants Permanents), ainsi que les résultats de simulation obtenus[19].

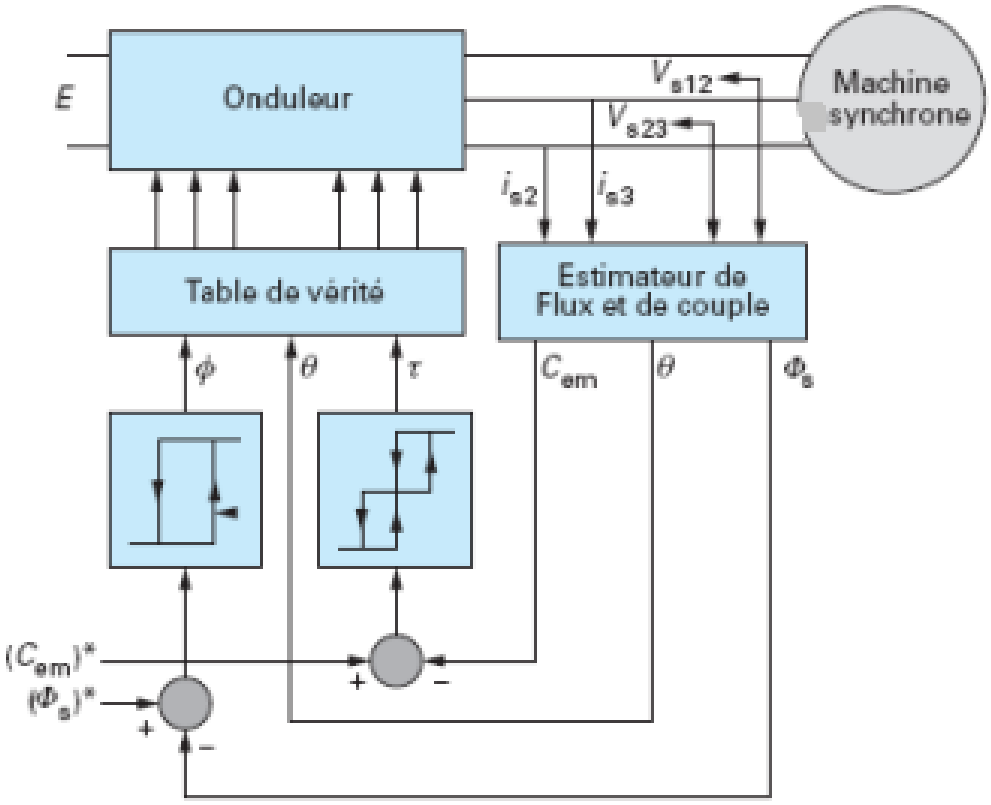


FIGURE III.1 – Shéma de la Commande directe du couple (DTC)

III.2 Stratégie de Maximisation de Puissance MPPT

L'objectif de cette stratégie est double : d'une part, de protéger l'éolienne contre le vent fort, et d'autre part, de délimiter la puissance. En effet, la turbine éolienne est dimensionnée pour fournir une puissance nominale P_n à une vitesse de vent nominale V_n.

Au-delà de cette vitesse, les paramètres de la turbine doivent évoluer afin de maintenir la puissance nominale, et éviter de produire au-delà d'une vitesse maximale V_M qui pourrait endommager la turbine.

On peut ainsi définir quatre zones de fonctionnement, comme illustré dans la Figure III.2.

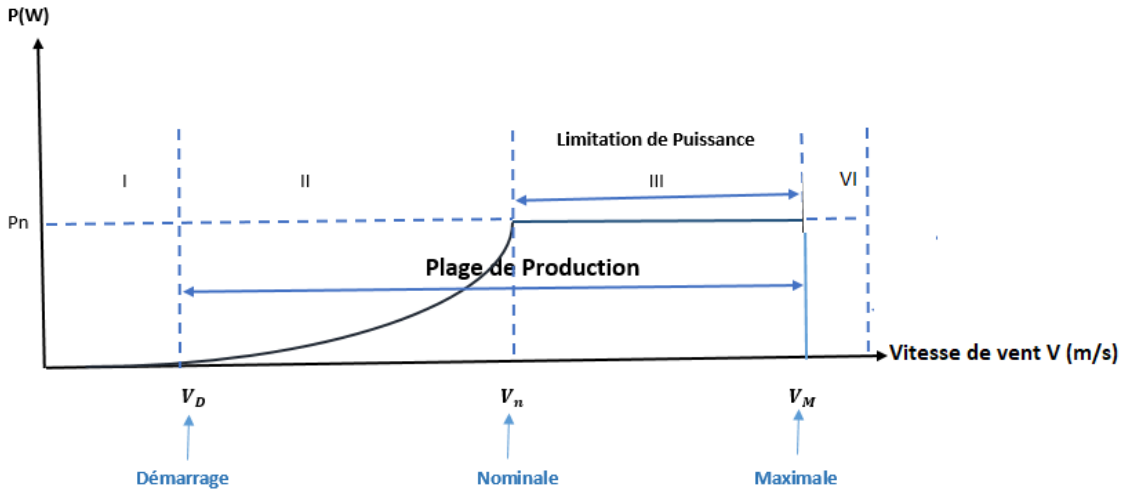


FIGURE III.2 – Zones de fonctionnement d'une éolienne

— **Zone I :** zone de démarrage de la machine où la vitesse du vent est inférieure à la vitesse de démarrage V_D de l'éolienne. Dans ce cas, la turbine ne fonctionne pas et ne produit pas d'énergie ($P = 0$).

— **Zone II :** dans cette zone, la puissance fournie sur l'arbre dépend de la vitesse du vent V.

— **Zone III :** la vitesse de rotation est généralement maintenue constante par un dispositif de régulation, et la puissance fournie reste sensiblement égale à la puissance nominale P_n.

— **Zone IV :** le système de sûreté du fonctionnement arrête la rotation et le transfert de l'énergie lorsque la vitesse du vent dépasse la vitesse maximale admissible V_M. Il faut alors limiter la puissance captée par l'aérogénérateur lorsque le vent devient trop important.

Le caractère aléatoire du vent pose le problème de la régulation de l'énergie fournie aux consommateurs par les aérogénérateurs. L'optimisation de la puissance dans la charge, ou le réseau récepteur, peut s'effectuer par des commandes sur la turbine, soit sur le générateur électrique lui-même et/ou sur les paramètres de commande du convertisseur électronique de puissance.

Si la vitesse de rotation de l'éolienne est en permanence adaptée à la vitesse du vent, le lieu des points de fonctionnement à puissance maximale décrit la courbe de puissance de la zone II. L'objectif de la commande dans cette zone est de suivre la courbe de puissance maximale entre la vitesse de vent au démarrage et la vitesse de vent nominale. Cette dernière

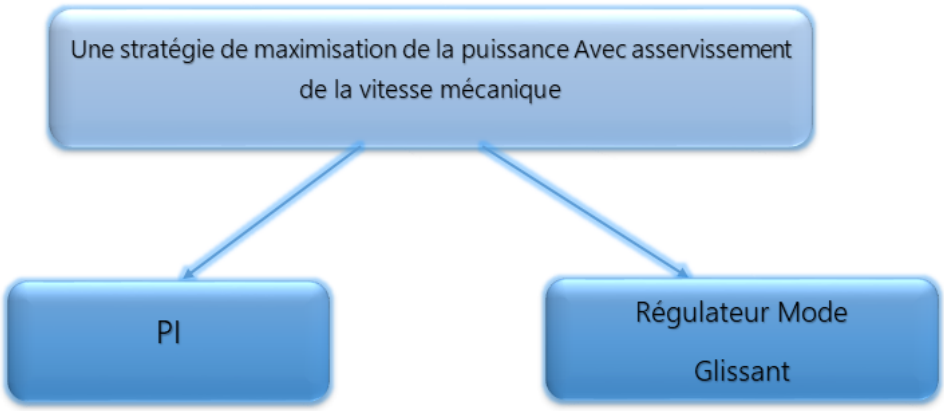


FIGURE III.3 – Structure de la stratégie de maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse mécanique utilisant un contrôleur PI et un régulateur en mode glissant.

correspond à une vitesse de rotation maximale, une puissance extraite nominale et un couple maximal. L'angle de calage des pales β est alors maintenu constant.

Pour l'éolienne utilisée dans notre travail, la valeur maximale du coefficient de puissance $C_p(\lambda, \beta)$, notée $C_{p_{\max}} = 0{,}45$, est atteinte pour $\beta = 0$ et $\lambda = 8{,}1$ (voir Figure II.3). Cette valeur particulière de λ est définie comme étant la valeur nominale λ_n.

Les éoliennes utilisées pour la production d'électricité doivent permettre de produire un maximum de puissance en exploitant au mieux l'énergie disponible dans le vent. C'est pour cela que de nombreux systèmes de commande de l'éolienne — agissant soit au niveau de la partie mécanique par l'intermédiaire de l'angle de calage des pales, soit au niveau électrique par la commande de la machine via l'électronique de puissance — sont développés pour maximiser la conversion d'énergie [21, 3].

Actuellement, les stratégies adoptées visent à extraire le maximum de puissance du vent [3]. Cette puissance est extraite lorsque la turbine fonctionne au coefficient de puissance maximale $C_{p_{\max}}$. La recherche du maximum se fait en permanence et l'éolienne s'adapte à chaque variation de vent pour se placer dans une configuration d'extraction maximale de puissance [21, 3]. Dans notre travail, nous présentons une stratégie de maximisation de la puissance, basée sur le principe suivant :

— **Stratégie de maximisation de la puissance avec asservissement de vitesse**, utilisant un contrôle en *mode glissant* associé à un correcteur *PI*.

III.2.1 Stratégie de maximisation de la puissance avec asservissement de vitesse

Cette technique consiste à ajuster la vitesse de rotation de la turbine à sa valeur de référence, quel que soit la vitesse du vent (considérée comme grandeur perturbatrice), afin d'obtenir le maximum de puissance générée, donc le maximum du couple électromagnétique, ce qui correspond à la zone II de la caractéristique de fonctionnement de l'éolienne [21].

La puissance mécanique de la génératrice est donnée par :

$$P_m = T_e \cdot \omega_m \tag{III.1}$$

On suppose que la machine électrique et son variateur sont idéaux ; ainsi, quelle que soit la puissance générée, le couple électromagnétique développé est à tout instant égal à sa valeur de référence $T_{e,ref}$.

Le couple électromagnétique de référence permettant d'obtenir une vitesse mécanique de la génératrice égale à la vitesse de référence est donné par la relation suivante :

$$T_{e,ref} = \frac{P_{opt}}{\omega_m} \tag{III.2}$$

Cette vitesse de référence dépend de la vitesse de la turbine à fixer pour maximiser la puissance extraite. En tenant compte du gain du multiplicateur G, on a donc :

$$\omega_{m,ref} = G \cdot \omega_{t,ref} \tag{III.3}$$

La référence de la vitesse de la turbine permettant d'obtenir une valeur maximale du couple (et donc un coefficient de puissance maximal) est obtenue à partir de l'équation suivante :

$$\omega_{t,ref} = \frac{\lambda_{opt} \cdot V_{vent}}{R} \tag{III.4}$$

L'action des correcteurs de vitesse doit accomplir deux tâches :

— Asservir la vitesse mécanique à sa valeur de référence ;

— Atténuer l'action du couple éolien qui constitue une entrée perturbatrice.

Le schéma bloc de cette stratégie est donné par la Figure III.4.

III.2.1.1 Asservissement de vitesse de la turbine

En général, l'objectif d'un système de commande est de minimiser l'écart $e(t)$ entre la sortie d'un système et une valeur de consigne désirée. Cet écart peut être dû soit à un changement de consigne, soit à des perturbations agissant sur le système.

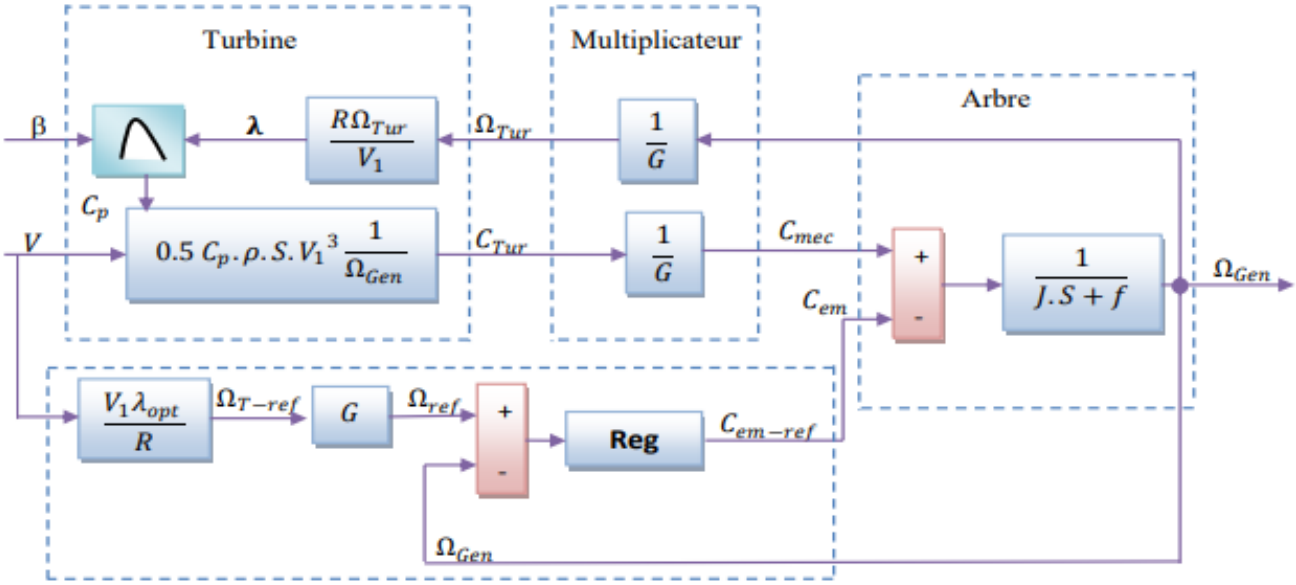


FIGURE III.4 – Contrôle MPPT avec Asservissement de la vitesse mécanique

Pour choisir un bon réglage du régulateur, on prend en compte l'amplitude maximale de l'écart ainsi que la durée nécessaire pour qu'il s'annule après une perturbation ou un changement de consigne.

III.2.1.2 Réglage de vitesse par régulateur de type classique PI

L'approche la plus classique utilisée dans notre travail consiste à contrôler la vitesse à l'aide d'un régulateur PI. Dans le but d'annuler l'erreur statique et de réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, un correcteur proportionnel-intégral (PI) est utilisé [9].

Les performances obtenues (stabilité, précision, temps de réponse) sont satisfaisantes pour un tel système électromécanique. Cependant, le couple peut présenter un dépassement important qui peut nuire au bon fonctionnement du système.

Pour pallier ce problème, on applique une limitation de la référence du couple à la sortie du correcteur. La vitesse à régler est définie à partir de l'équation mécanique du système.

La structure du régulateur de vitesse PI est illustrée dans la Figure III.5[13].

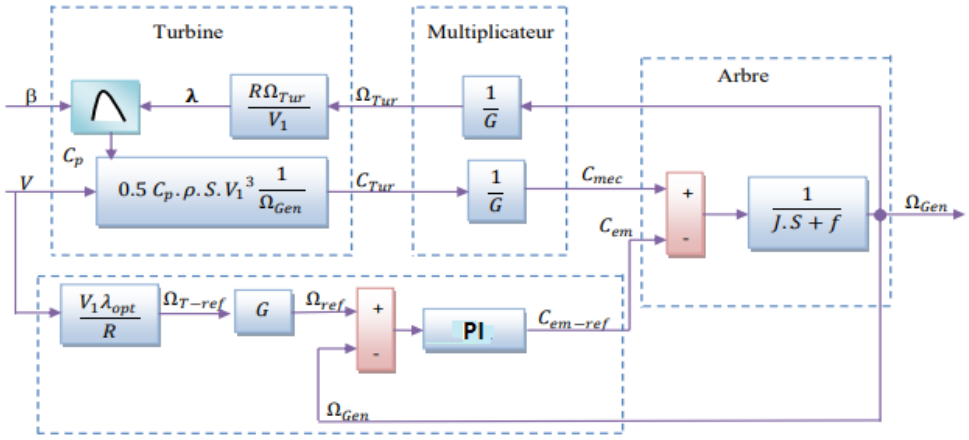


FIGURE III.5 – Contrôle MPPT avec Asservissement du la régulateur de type classique PI

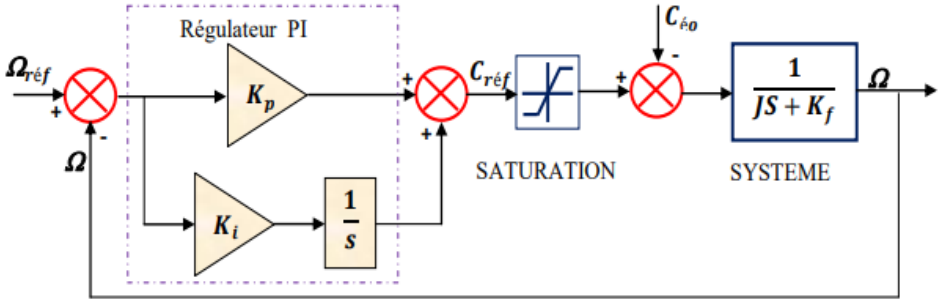


FIGURE III.6 – Schéma bloc de la régulation de vitesse par régulateur PI .

La partie mécanique du système est représentée par l'équation de transfert établie à partir de l'équation mécanique de la machine utilisée. Le calcul des paramètres du régulateur (les deux gains K_p et K_i) est réalisé en spécifiant une réponse en boucle fermée.

Les expressions des paramètres du régulateur sont alors calculées selon les équations suivantes :

$$\begin{cases} K_p = 2J\rho - f \\ K_i = J\rho^2 \end{cases} \tag{III.5}$$

avec :

$$s_{1,2} = -\rho \pm j\rho \tag{III.6}$$

Afin d'éviter que l'intégrale n'accumule l'écart au-delà de valeurs pouvant conduire à des saturations, il est judicieux de limiter le couple entre $T_{\min}$ et $T_{\max}$, définis au préalable.

III.2.1.3 Réglage de vitesse par régulateur mode de glissant

La conception du régulateur en mode glissant se fait en trois étapes [22] :

— **Choix de la surface :** la surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif $r = 1$ a la forme suivante :

$$s(t) = e(t) + \lambda \int_0^t e(\tau)d\tau \tag{II.17.c}$$

où $e(t) = \omega_m^{\text{ref}}(t) - \omega_m(t)$ est l'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse réelle.

— **Dérivée de la surface :**

$$\dot{s}(t) = \dot{e}(t) + \lambda e(t) \tag{II.17.d}$$

En substituant l'équation mécanique de la machine dans (II.17.d), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{s}(t) = \dot{\omega}_m^{\text{ref}} - \frac{1}{J}\left(T_e - T_a + f\omega_m\right) + \lambda e(t) \tag{II.17.e}$$

— **Décomposition du couple électromagnétique :** on décompose T_e en deux parties :

$$T_e = T_{eq} + T_n$$

En remplaçant dans (II.17.e), on obtient :

$$\dot{s}(t) = \dot{\omega}_m^{\text{ref}} - \frac{1}{J}\left(T_{eq} + T_n - T_a + f\omega_m\right) + \lambda e(t) \tag{II.17.f}$$

Condition de convergence : Durant le mode de convergence, on impose :

$$s(t)\dot{s}(t) < 0 \tag{II.17.g}$$

Calcul de la commande : L'algorithme de commande est défini par :

$$T_n(t) = -k \cdot \text{sat}\left(\frac{s(t)}{\phi}\right) \tag{II.17.h}$$

La fonction de saturation est définie comme suit :

$$\text{sat}\left(\frac{s(t)}{\phi}\right) = \begin{cases} 1 & \text{si } \frac{s(t)}{\phi} > 1 \\ \frac{s(t)}{\phi} & \text{si } |s(t)| \leq \phi \\ -1 & \text{si } \frac{s(t)}{\phi} < -1 \end{cases} \tag{II.17.k}$$

La commande totale devient alors :

$$T_e(t) = T_{eq}(t) - k \cdot \text{sat}\left(\frac{s(t)}{\phi}\right) \tag{II.17.l}$$

Le schéma bloc de cette régulation est donné par la Figure III.7.

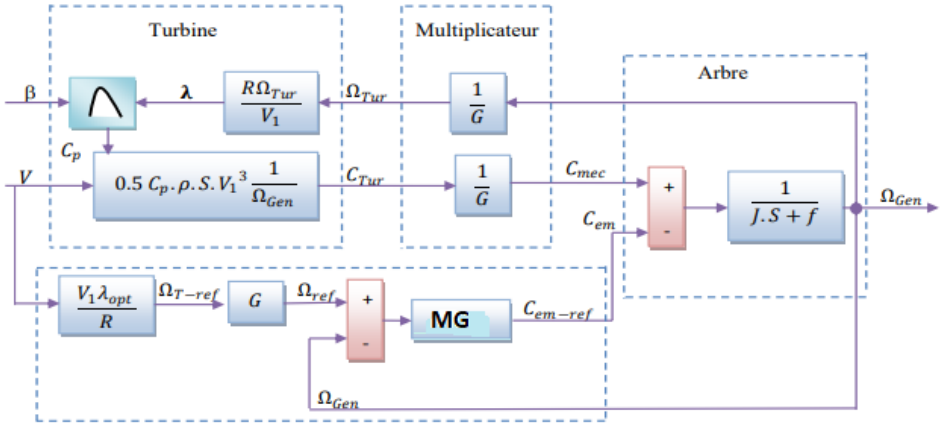


FIGURE III.7 – Contrôle MPPT avec Asservissement de la régulation de vitesse par régulateur en mode glissant

III.2.1.4 Résultats obtenus avec l'algorithme MPPT

Dans cet algorithme, l'asservissement de la vitesse est réalisé à l'aide de deux types de régulateurs : **PI** et **mode glissant**. Les résultats de simulation relatifs à ces deux régulateurs sont présentés respectivement dans les Figures III.8 et III.9.

Ces résultats montrent qu'un meilleur contrôle en boucle fermée de la vitesse est obtenu, aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent. Ce contrôle plus dynamique permet de capter une puissance aérodynamique plus importante, même durant les phases transitoires. Le coefficient de puissance C_p et le rapport de vitesse λ sont maintenus proches de leurs valeurs optimales.

Les performances obtenues démontrent :

— Une meilleure stabilité ;
— Une poursuite plus précise de la consigne de vitesse ;
— Un temps de réponse réduit ;
— Une efficacité énergétique accrue.

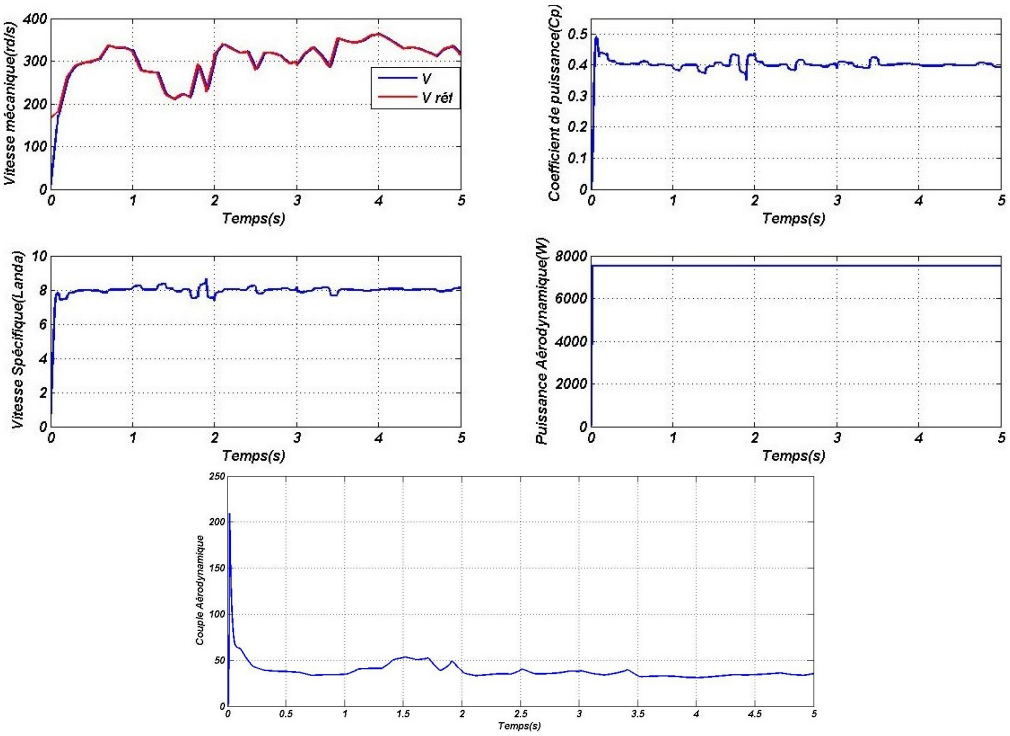


FIGURE III.8 – Résultats du MPPT obtenus avec le régulateur PI .

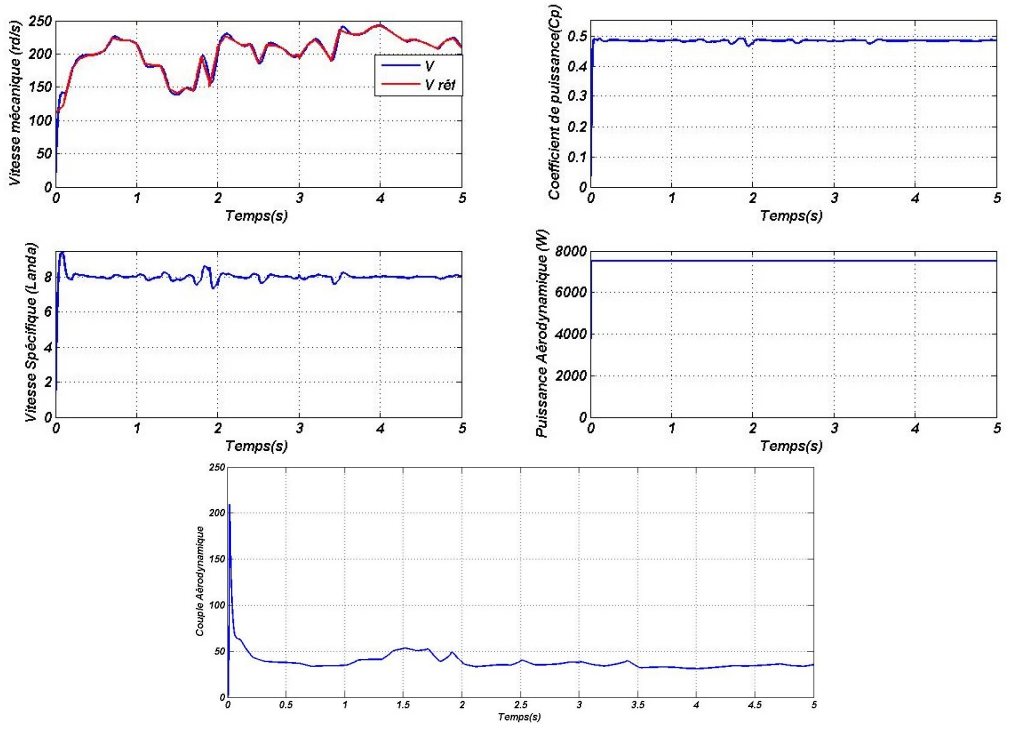


FIGURE III.9 – Résultats du MPPT obtenus avec le régulateur en mode glissant.

III.3 Commande directe du couple (DTC)

Le **contrôleur direct du couple** (Direct Torque Control, DTC) a été introduit dans les années 1980 pour le contrôle du couple et du flux des machines à induction, avant d'être adapté aux machines synchrones à aimants permanents (MSAP) dans les années 1990. Sa popularité croissante s'explique par la simplicité de sa structure de commande et la facilité de sa mise en œuvre.

Le principe du **DTC** repose sur une sélection directe des vecteurs de tension en fonction de l'écart entre les valeurs de référence et les valeurs réelles du couple et du flux. Ces erreurs sont évaluées à l'aide de comparateurs à hystérésis, qui déterminent le vecteur de tension optimal à appliquer selon une table de sélection.

Parmi les avantages du DTC, on note :

— sa faible complexité ;

— l'utilisation d'un seul paramètre moteur, la résistance statorique ;

— la suppression de la modulation de largeur d'impulsion (PWM), puisque le DTC applique directement l'un des six vecteurs de tension de l'onduleur à source de tension (VSI) pendant chaque période d'échantillonnage ;

— les calculs sont effectués dans un **référentiel fixe**, évitant ainsi le recours à la transformation de coordonnées dans un référentiel tournant.

Cependant, pour une **machine synchrone**, la position du rotor doit être connue dès le démarrage [23].

III.4 Limitations et avantages du DTC

Le **DTC** requiert une faible puissance de calcul lorsqu'il est mis en œuvre numériquement. Bien que cette technique offre d'excellentes performances dynamiques, ses performances en **régime permanent** restent limitées. En effet, la sélection brute des vecteurs de tension entraîne des **ondulations élevées** dans le courant statorique, la liaison de flux et le couple.

Cependant, sa simplicité permet d'exécuter chaque cycle de calcul sur une **courte période de temps**, favorisant ainsi l'utilisation d'une **fréquence d'échantillonnage élevée**[24].

III.5 Principes généraux de la commande directe du couple

Le principe de la commande directe de couple (DTC) repose sur le choix direct de vecteurs de tension selon la différence entre la référence et la valeur réelle du couple et du flux. Les erreurs de couple et de flux sont comparées dans des comparateurs à hystérésis. En fonction des résultats de ces comparateurs, un vecteur de tension est choisi à partir d'une table de correspondance.

Aucune modulation de largeur d'impulsion (MLI) n'est nécessaire ; à la place, l'un des six vecteurs de tension est appliqué pendant toute la période d'échantillonnage.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont les suivantes :

- Commande directe du couple et du flux à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- Commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- Obtention des flux et courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Réponse dynamique très rapide de la machine.
- Présence d'oscillations de couple, dépendant notamment de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- Fréquence de commutation de l'onduleur dépendante de l'amplitude des bandes d'hystérésis [25].

III.6 Contrôle du flux statorique

Le contrôle direct du couple repose sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator est donnée par l'équation suivante :

$$\vec{V}_s = R_s\vec{I}_s + \frac{d\vec{\Phi}_s}{dt} \tag{III.7}$$

À partir de l'équation (III.7), on peut exprimer le flux statorique :

$$\vec{\Phi}_s(t) = \int_0^t \left(\vec{V}_s(\tau) - R_s\vec{I}_s(\tau)\right) d\tau + \vec{\Phi}_s(0) \tag{III.8}$$

En supposant que R_s reste constant et que le terme $R_s\vec{I}_s$ est négligeable devant $\vec{V}_s$, alors sur un intervalle de temps $[0, T_e]$, l'équation devient :

$$\vec{\Phi}_s(t) = \vec{\Phi}_s(0) + \vec{V}_s \cdot t \tag{III.9}$$

Ainsi, la variation du flux peut s'écrire :

$$\Delta\vec{\Phi}_s = \vec{\Phi}_s(t) - \vec{\Phi}_s(0) = \vec{V}_s \cdot t \tag{III.10}$$

L'équation (III.10) montre que l'extrémité du vecteur $\vec{\Phi}_s(t)$ se déplace selon une droite dont la direction est donnée par le vecteur de tension appliqué $\vec{V}_s$, comme illustré à la Figure III.10. En choisissant une séquence correcte de vecteurs $\vec{V}_s$ sur des intervalles de temps successifs de durée T_e, on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur de flux statorique $\vec{\Phi}_s$ la trajectoire désirée.

Pour atteindre cet objectif, le correcteur utilisé dans la commande DTC est un correcteur à hystérésis à deux niveaux. Ce type de contrôleur permet de maintenir efficacement l'extrémité du vecteur de flux $\vec{\Phi}_s$ dans une couronne quasi circulaire autour de la valeur de consigne. Cela assure une régulation efficace et rapide du flux statorique sans nécessiter de modulation de largeur d'impulsion (PWM)[26].

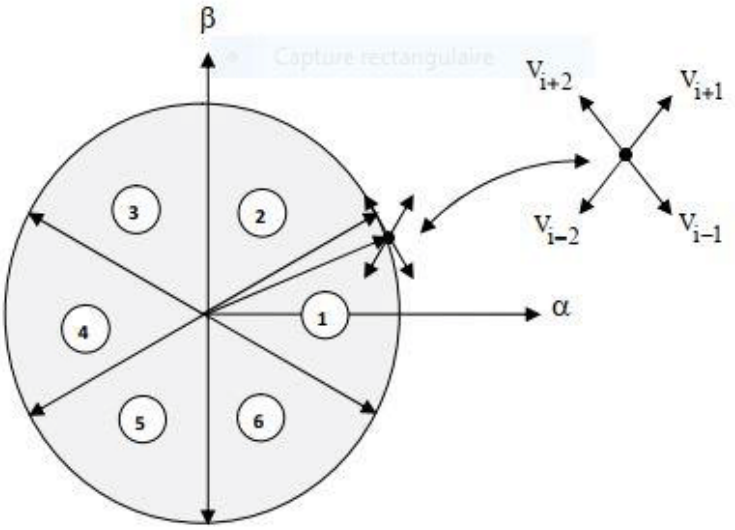


FIGURE III.10 – Déplacement de l'extrémité du vecteur de flux statorique selon la direction du vecteur de tension appliqué $\vec{V}_s$.

III.7 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique de la façon suivante [16] :

$$C_e = k\left(\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_r\right) = k\left|\bar{\phi}_s\right|\left|\bar{\phi}_r\right|\sin(\delta) \tag{III.11}$$

Tel que :

$$k = \frac{p}{L_q} \tag{III.12}$$

Avec :

- $\bar{\phi}_s$ est le vecteur de flux statorique ;
- $\bar{\phi}'_r$ est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
- δ est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}'_r$ et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\phi}_s$ (à partir de $\bar{V}_s$) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\bar{\phi}_s$, et le couple électromagnétique de façon découplée.

III.8 Choix du vecteur tension

Le choix du vecteur $\bar{V}_s$ dépend de la position de $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel « secteur (S) », de la variation souhaitée pour le module de $\bar{\phi}_s$, de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de $\bar{\phi}_s$.

L'espace d'évolution de $\bar{\phi}_s$ dans le « secteur (S) » est décomposé en six zones S_i, avec $i \in [1, 6]$, telles que représentées sur la figure III.9.

Lorsque le flux $\bar{\phi}_s$ se trouve dans une zone S_i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tension suivants : L'espace d'évolution de $\bar{\phi}_s$ dans le « secteur (S) » est décomposé en six zones S_i, avec $i \in [1, 6]$, telles que représentées sur la figure III.11[27] .

Lorsque le flux $\bar{\phi}_s$ se trouve dans une zone S_i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tension suivants :

- $\bar{V}_{i+1,S_i}$ est sélectionné, alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_e croît.
- $\bar{V}_{i-1,S_i}$ est sélectionné, alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_e décroît.
- $\bar{V}_{i+2,S_i}$ est sélectionné, alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_e croît.
- $\bar{V}_{i-2,S_i}$ est sélectionné, alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_e décroît.
- Si $\bar{V}_0$ ou $\bar{V}_7$ sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\phi}_s$ est arrêtée, ce qui entraîne une décroissance du couple, tandis que le module de flux $\bar{\phi}_s$ reste inchangé.

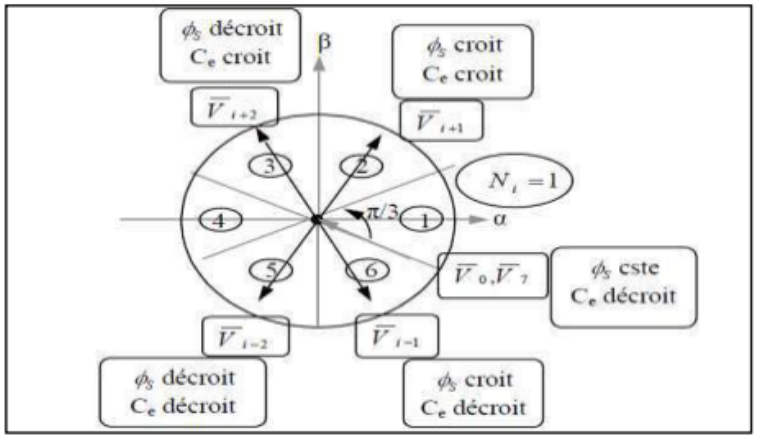


FIGURE III.11 – Choix du vecteur de tension

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone S_i.

En effet, en début de zone, les vecteurs $\bar{V}_{i+1}$ et $\bar{V}_{i-2}$ sont perpendiculaires à $\bar{\phi}_s$, ce qui entraîne une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\phi}_s$, alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs $\bar{V}_{i-1}$ et $\bar{V}_{i+2}$, on observe une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\phi}_s$ en début de zone, tandis qu'en fin de zone, c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux dans la zone S_i, les deux vecteurs $\bar{V}_i$ et $\bar{V}_{i+3}$ ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la **composante de flux** la plus forte (évolution très rapide de $\bar{\phi}_s$), mais leur effet sur le couple dépend de la position de $\bar{\phi}_s$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur $\bar{\phi}_s$.

Un estimateur du flux (en module et en position) ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires[28].

III.9 Estimation du flux et du couple

Les principes de la DTC ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique.

Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [29, 30, 31].

III.9.1 Estimation du flux statorique

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (\bar{V}_{s\alpha} - R_s \bar{I}_{s\alpha})\, dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (\bar{V}_{s\beta} - R_s I_{s\beta})\, dt \end{cases} \tag{III.4}$$

Les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ sont déterminées à partir des commandes (T_a, T_b, T_c), de la mesure de la tension U_c et en appliquant la transformée de Concordia :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \tag{III.5}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \frac{2}{\sqrt{3}} U_c \left(T_a - \frac{1}{2}(T_b + T_c)\right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_c (T_b - T_c) \end{cases} \tag{III.6}$$

De même, les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels i_{sa}, i_{sb} et i_{sc}, $(i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0)$ et par application de la transformation de Concordia [28] :

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \tag{III.7}$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \tag{III.8}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \tag{III.9}$$

La zone N_i dans laquelle se situe le vecteur $\bar{\phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\hat{\phi}_{s\alpha}$ et $\hat{\phi}_{s\beta}$. L'angle θ entre le référentiel (α, β) et le vecteur $\bar{\phi}_s$ est égal à :

$$\theta = \text{Arctg}\, \frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \tag{III.13}$$

III.10 Elaboration du vecteur de commande pour la DTC

III.10.1 Le correcteur du flux

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire, comme le

montre la figure III.12.

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis en fonction de l'ondulation tolérée par le flux statorique[29].

On peut écrire alors :

$$\begin{cases} \text{Si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi, & \text{alors } k_\phi = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta\phi_s}{dt} > 0, & \text{alors } k_\phi = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta\phi_s}{dt} < 0, & \text{alors } k_\phi = 1 \\ \text{Si } \Delta\phi_s \leq -\varepsilon_\phi, & \text{alors } k_\phi = 0 \end{cases} \tag{III.12}$$

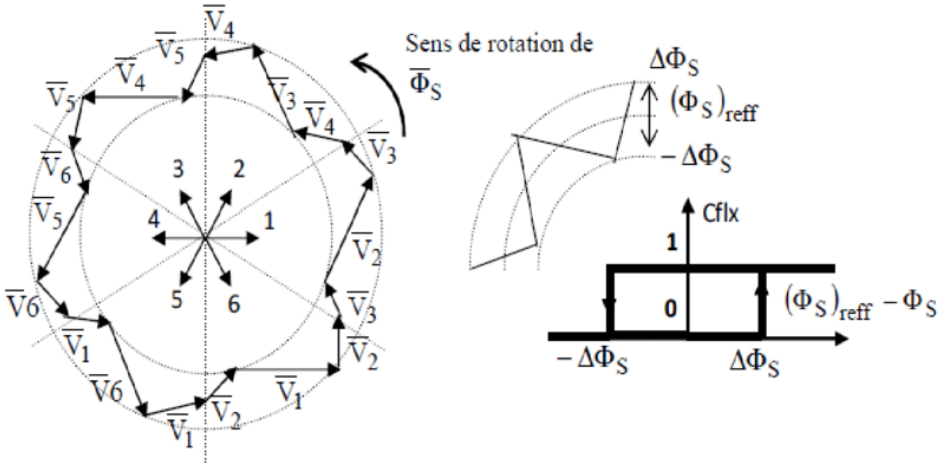


FIGURE III.12 – Le correcteur du flux

a) Sélection des tensions V_i pour contrôler le flux.

b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux.

III.10.2 Le correcteur du couple

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites :

$$|c_e^* - \hat{c}_e| \leq \varepsilon_{c_e} \tag{III.14}$$

Avec : c_e^* la consigne du couple.

Cependant, une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées :

— Un correcteur à hystérésis à trois niveaux,
— Un correcteur à hystérésis à deux niveaux[30].

III.10.2.1 Le correcteur à deux niveaux

Le correcteur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de ϕ_s. Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux ϕ_s.

Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine, il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant, ce correcteur est plus simple à implanter. De plus, en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i, on s'aperçoit que pour chaque zone i, il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais. Cela permet de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, réduisant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [32].

III.10.2.2 Le correcteur à hystérésis à trois niveaux

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, que le couple soit positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne C_{cpl}, indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl} = 1$ pour une consigne positive et $C_{cpl} = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($C_{cpl} = 0$) [33].

III.10.2.3 Le correcteur à hystérésis à trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

On peut écrire alors :

$$\begin{cases} \text{Si } \Delta c_e > \varepsilon_{c_e} & & & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta c_e \leq \varepsilon_{c_e} & \text{et} & \frac{d\Delta c_e}{dt} > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta c_e \leq \varepsilon_{c_e} & \text{et} & \frac{d\Delta c_e}{dt} < 0 & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{Si } \Delta c_e < -\varepsilon_{c_e} & & & \text{alors } C_{cpl} = -1 \\ \text{Si } -\varepsilon_{c_e} \leq \Delta c_e < 0 & \text{et} & \frac{d\Delta c_e}{dt} > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{Si } -\varepsilon_{c_e} \leq \Delta c_e < 0 & \text{et} & \frac{d\Delta c_e}{dt} < 0 & \text{alors } C_{cpl} = -1 \end{cases} \tag{III.15}$$

III.10.3 Élaboration de la table de commutation

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\phi_s$ et ΔC_e, et selon la position du vecteur de flux statorique ($N = 1, \ldots, 6$). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires, selon la figure III.7, permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur. Cette séquence correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s$ et ΔC_e, suivant la logique du comportement du flux et du couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [33].

	Augmentation	**Diminution**
ϕ_s	V_{i-1}, V_i et V_{i+1}	V_{i+2}, V_{i+3} et V_{i-2}
C_s	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

TABLE III.1 – Table de commutation.

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

	N=1	**N=2**	**N=3**	**N=4**	**N=5**	**N=6**
$\phi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\phi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

TABLE III.2 – Table de commande du flux.

	N=1	**N=2**	**N=3**	**N=4**	**N=5**	**N=6**
$C_e \uparrow$	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6
$C_e \downarrow$	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3

TABLE III.3 – Table de commande du couple.

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande. On peut cependant la décomposer en deux tables : la première avec des vecteurs de tension nuls, la deuxième avec des vecteurs de tension actifs.

Flux	**Couple**	**N=1**	**N=2**	**N=3**	**N=4**	**N=5**	**N=6**	**Correcteur**
$k_\phi = 0$	$Ccpl = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2
	$Ccpl = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	Niveau
	$Ccpl = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveau
$k_\phi = 1$	$Ccpl = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2
	$Ccpl = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	Niveau
	$Ccpl = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveau

TABLE III.4 – Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls.

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêtée et cela entraîne également une décroissance du couple. On choisit V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutations d'un même interrupteur de l'onduleur.

III.11 Estimation du flux et régulation du couple

À chaque période d'échantillonnage T_e, une estimation du **flux statorique** et du **couple électromagnétique** est effectuée en se basant sur la mesure des **courants statoriques** et la connaissance du **vecteur de tension imposé**.

La **vitesse de rotation** est mesurée à l'aide d'un **capteur**, puis comparée à une valeur de **référence**. L'erreur résultante est traitée par un **régulateur proportionnel-intégral (PI)** afin de générer la référence du **couple électromagnétique**.

Flux	**Couple**	**N=1**	**N=2**	**N=3**	**N=4**	**N=5**	**N=6**	**Correcteur**
$k_\phi = 0$	$Ccpl = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2
	$Ccpl = 0$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	Niveau
	$Ccpl = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveau
$k_\phi = 1$	$Ccpl = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2
	$Ccpl = 0$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	Niveau
	$Ccpl = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveau

TABLE III.5 – Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.

III.11.1 Résultats de la stratégie MPPT

Les deux structures de commande ont été simulées en considérant le profil de vent illustré à la Figure III.13. Cette section présente les résultats obtenus pour les deux stratégies de commande **MPPT** (Maximum Power Point Tracking) utilisées, à savoir :

- La stratégie de maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse utilisant un régulateur **PI** ;
- La stratégie de maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse utilisant un **régulateur en mode glissant**.

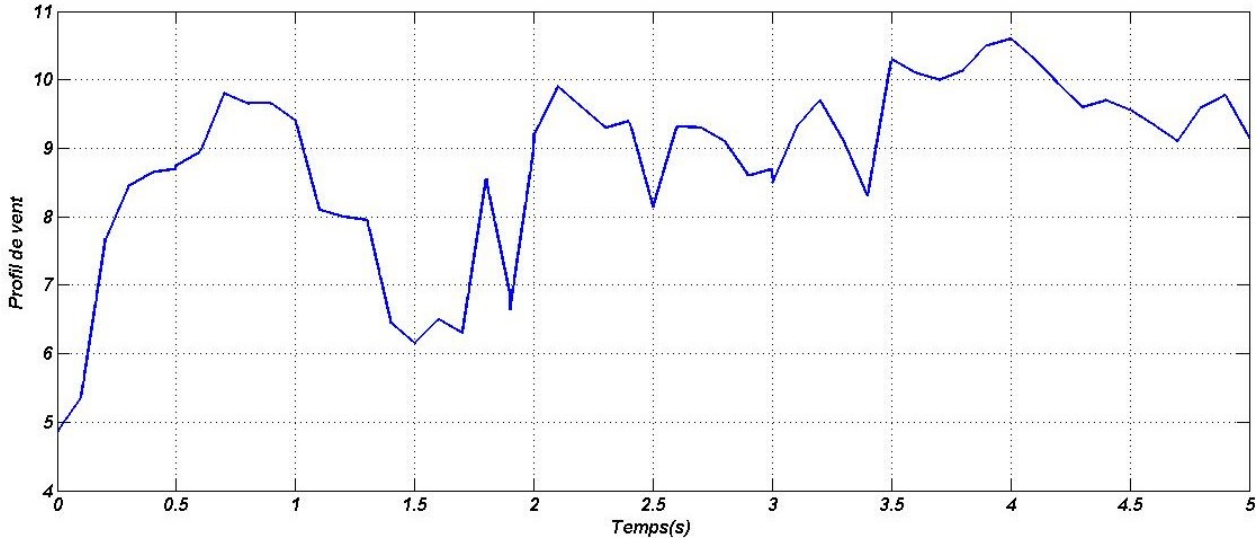


FIGURE III.13 – Profil du vent appliqué au système

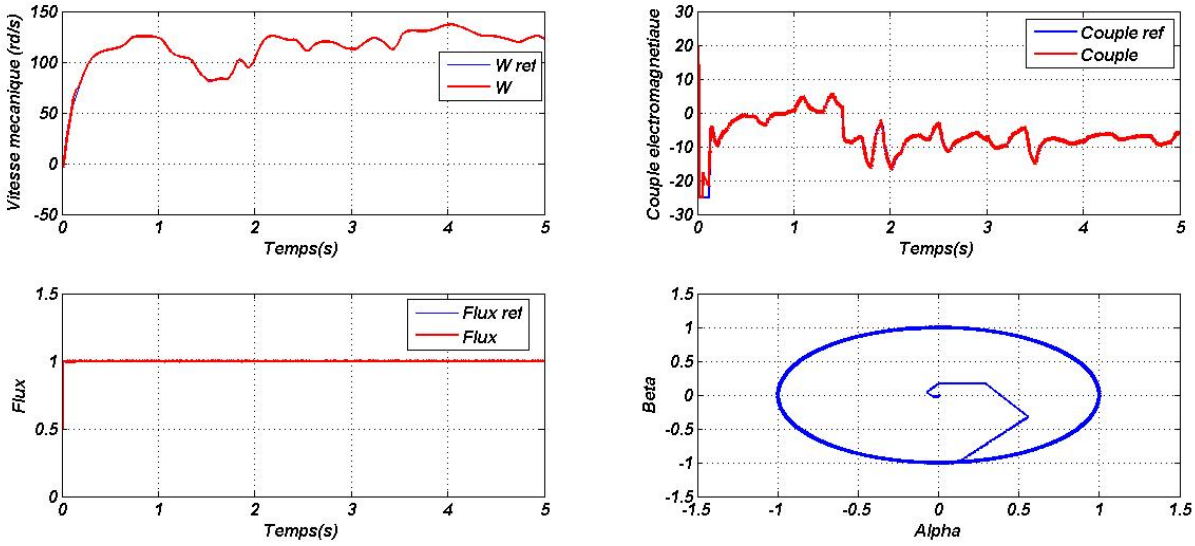


FIGURE III.14 – Résultats de la commande DTC avec régulateur PI

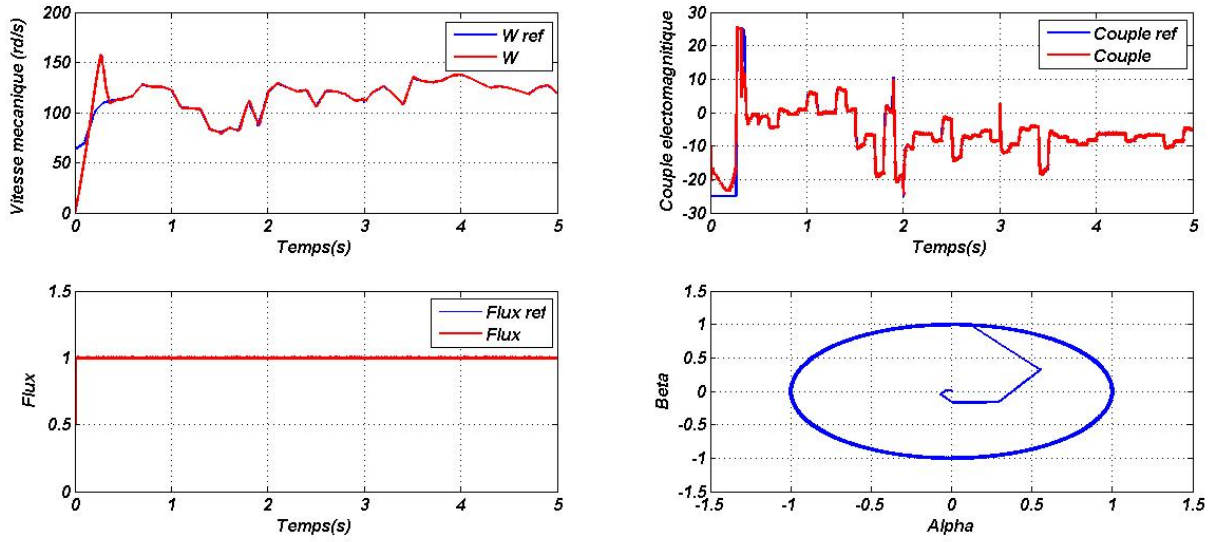


FIGURE III.15 – Résultats de la commande DTC avec régulateur en mode glissant

Les simulations permettent d'analyser et de comparer les performances dynamiques de chaque stratégie en termes de :

— Suivi de la puissance maximale extraite .

— Temps de réponse du système .

— Stabilité face aux variations rapides du vent .

— Robustesse vis-à-vis des perturbations.

Ces simulations ont pour but d'évaluer les performances dynamiques des différentes stratégies de commande du système éolien–électrolyseur. Elles permettent de juger l'efficacité des algorithmes en fonction de plusieurs critères fondamentaux :

- **Suivi de la puissance maximale extraite** : la capacité de l'algorithme MPPT (Maximum Power Point Tracking) à ajuster le point de fonctionnement du générateur pour extraire le maximum d'énergie disponible, quelles que soient les conditions de vent.
- **Temps de réponse du système** : la rapidité avec laquelle le système réagit aux changements des conditions d'entrée, en particulier aux variations de l'irradiation ou de la vitesse du vent.
- **Stabilité face aux variations rapides du vent** : la manière dont le système conserve un fonctionnement fiable et cohérent, sans oscillations ni instabilités, lorsque les conditions météorologiques fluctuent brutalement.
- **Robustesse vis-à-vis des perturbations** : la résistance du système face à des perturbations internes (comme des variations de charge) ou externes (comme des défauts de capteur), garantissant ainsi la continuité du fonctionnement sans perte significative de performance.

En somme, ces critères permettent de comparer objectivement les différentes méthodes de commande, et de sélectionner la plus adaptée à une production stable et optimisée d'hydrogène vert dans un contexte d'énergie renouvelable intermittente.

III.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle direct du couple (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une MSAP. Ainsi, il apporte une solution prometteuse aux problèmes de robustesse et présente des avantages considérables.

Chapitre IV

ÉTUDE DU ROBUSTESSE DE COMMANDE DTC APPLIQUEE AU SCEE

IV.1 Introduction

Dans le cadre de l'analyse de la performance et de la robustesse de la commande directe du couple (DTC) appliquée à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP), il est essentiel d'étudier l'impact des variations de certains paramètres clés de la machine. En effet, les conditions réelles de fonctionnement peuvent induire des écarts entre les valeurs nominales et les valeurs réelles de ces paramètres, ce qui peut affecter la précision et la stabilité du système de commande.

Cette étude se focalise particulièrement sur l'influence des variations paramétriques suivantes : la résistance statorique R_s, le moment d'inertie J, et le coefficient de frottement visqueux C_f. Ces paramètres jouent un rôle déterminant dans la modélisation dynamique de la machine et dans le comportement de la commande, notamment en termes de réponse transitoire, de couple électromagnétique et de régulation de la vitesse.

L'objectif est d'évaluer la robustesse de la stratégie de commande DTC face à ces incertitudes, et de déterminer dans quelle mesure les performances du système peuvent être maintenues malgré ces perturbations[34].

IV.2 Analyse de la robustesse de la commande DTC

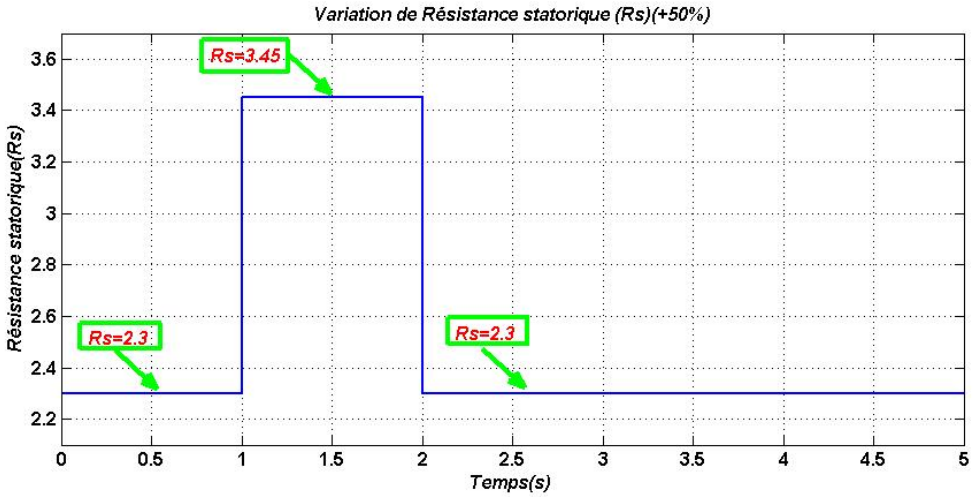
La robustesse d'un système de commande correspond à sa capacité à maintenir des performances satisfaisantes malgré les variations des paramètres du système ou les incertitudes de modélisation. Dans cette section, nous évaluons les effets de variations de ± 50 % autour des valeurs nominales des paramètres R_s, J et K_f, afin de simuler des situations réalistes telles que l'échauffement, l'usure ou des erreurs de modélisation.

IV.2.1 Variation de la résistance statorique R_s

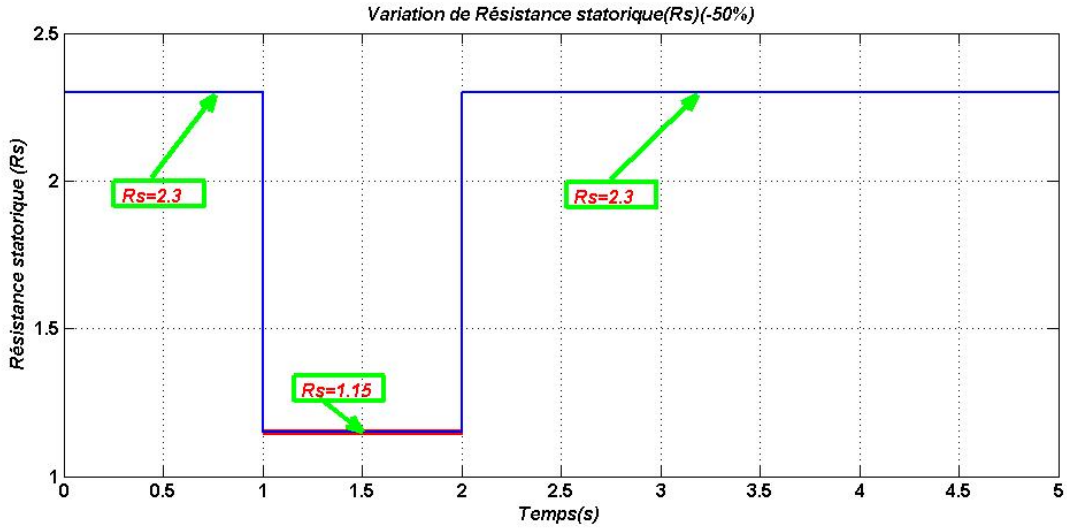
La résistance statorique R_s intervient directement dans l'estimation du flux statorique, ce qui influence le calcul du couple électromagnétique. Une erreur d'estimation de R_s perturbe donc le fonctionnement de la commande DTC.

— Une **sous-estimation** de R_s entraîne une *surestimation* du flux, dégradant la précision du couple électromagnétique.

— Une **surestimation** de R_s conduit à une *sous-estimation* du flux, ce qui occasionne une légère perte de performance, sans toutefois compromettre la stabilité du système.



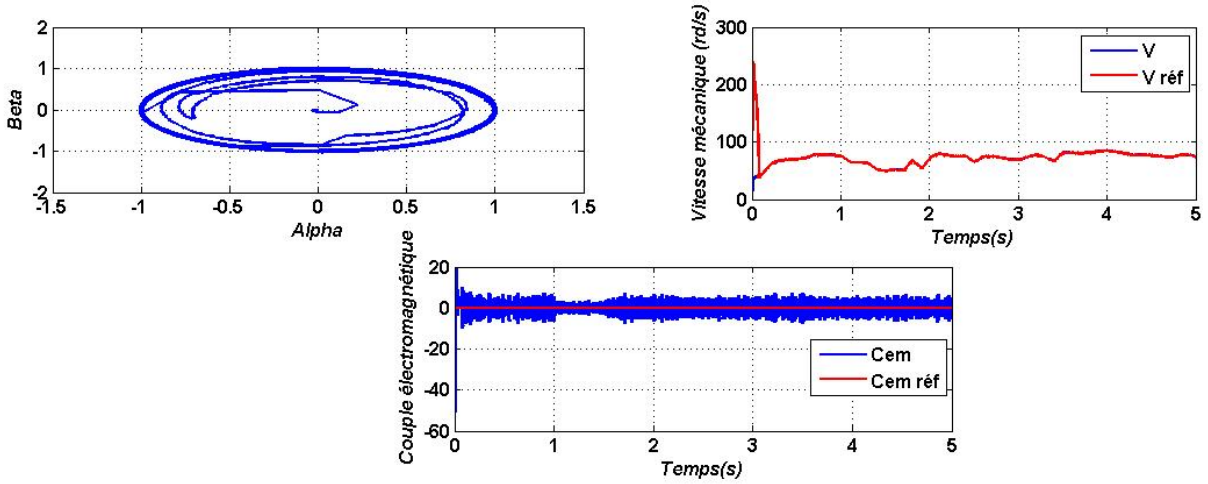
(a) (variation de la résistance statorique R_s augmenté de 50 %.



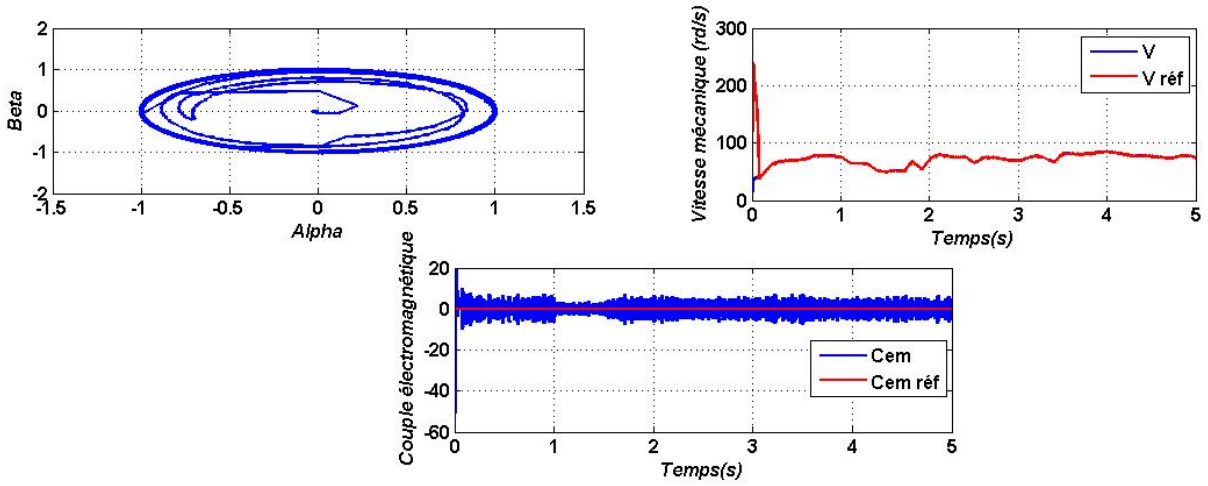
(b) variation de la résistance statorique R_s diminué de 50 %.

FIGURE IV.1 – Étude de la variation de la résistance statorique R_s pour deux cas différents.

La commande DTC reste fonctionnelle, mais sa précision est affectée par les erreurs dans l'évaluation de R_s.



(a) Évaluation de vitesse, couple et flux pour R_s augmenté de 50 %.



(b) Évaluation de vitesse, couple et flux pour R_s diminué de 50 %.

FIGURE IV.2 – Effet de la variation de la résistance statorique R_s sur le comportement du système.

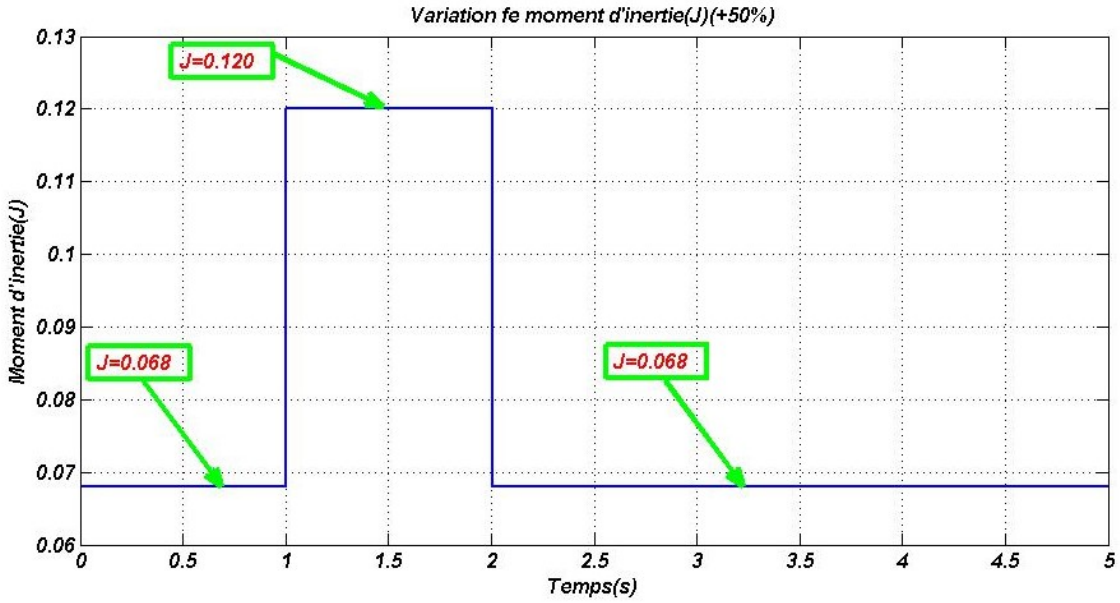
IV.2.2 Variation du moment d'inertie J

Le moment d'inertie J influence fortement la dynamique de la vitesse de rotation. Il intervient dans l'équation du mouvement de la machine, conditionnant ainsi la rapidité de la réponse aux variations de couple.

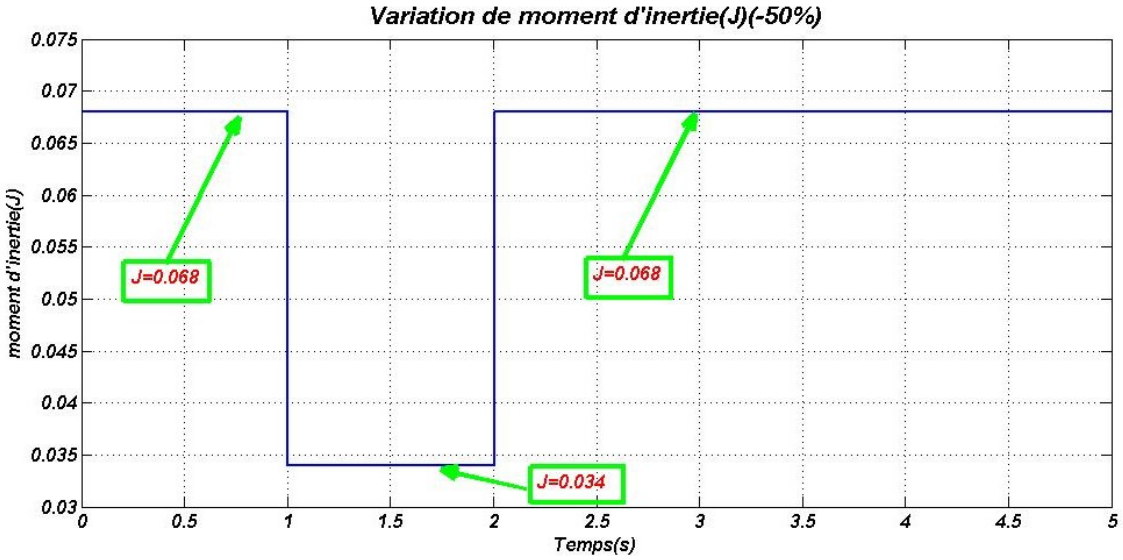
— Une **augmentation** de J ralentit significativement la réponse dynamique.

— Une **diminution** de J accélère la réponse, mais peut générer des oscillations et une

sensibilité accrue aux perturbations.



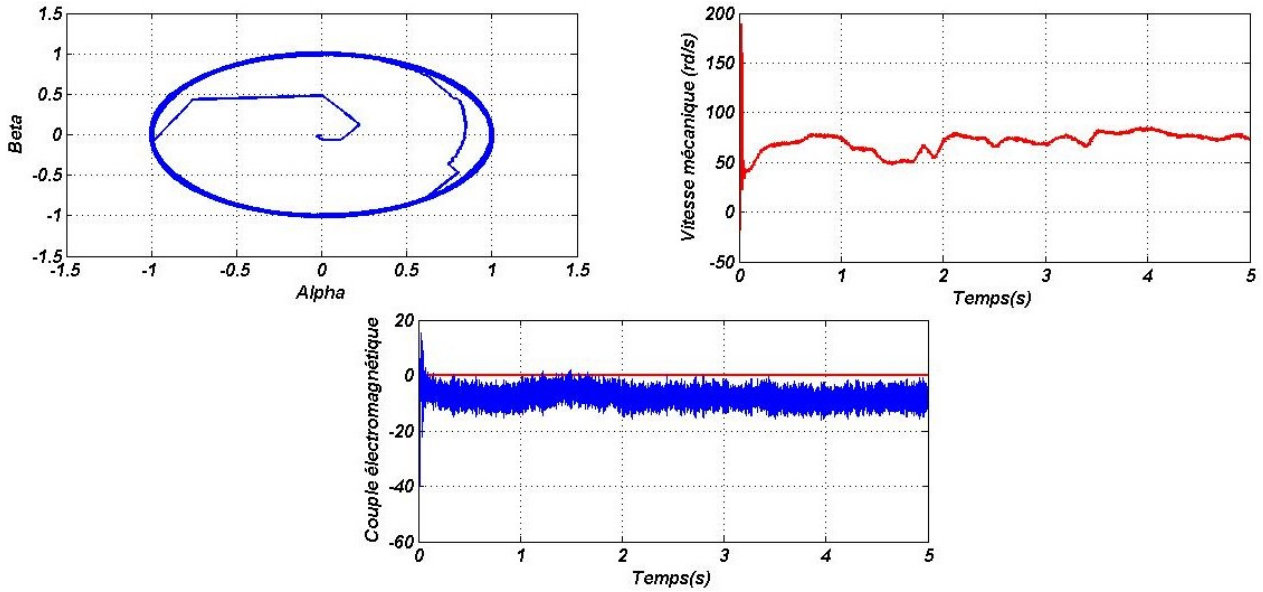
(a) Variation du moment d'inertie J augmentée de 50 %.



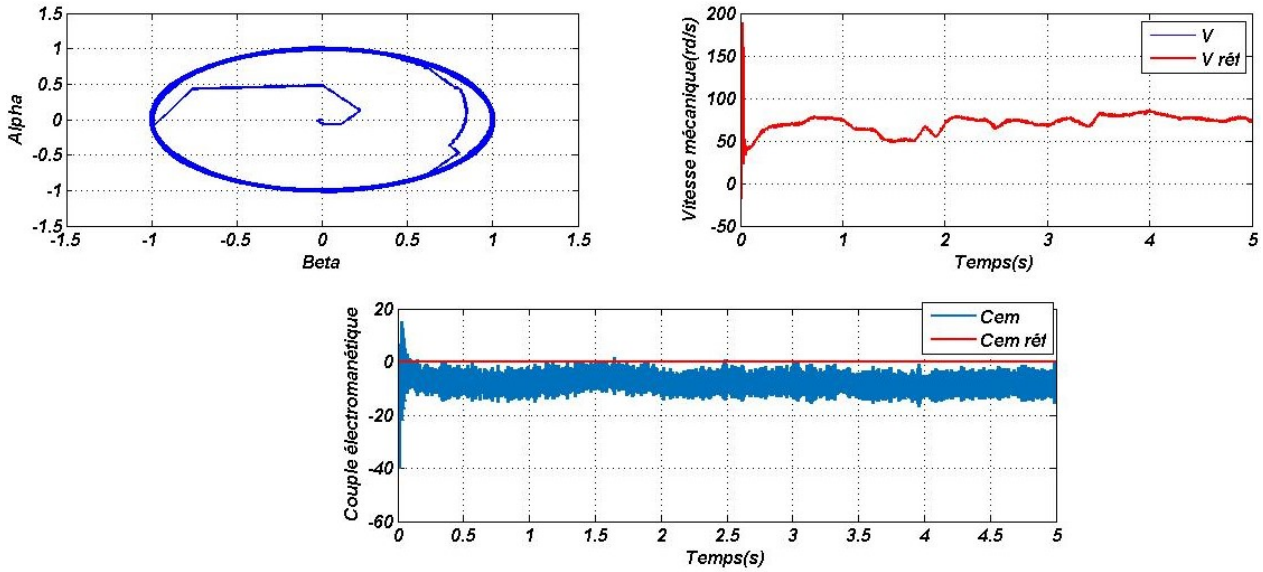
(b) Variation du moment d'inertie J diminuée de 50 %.

FIGURE IV.3 – Étude de la robustesse de la commande face à la variation du moment d'inertie J.

Le système DTC tolère des variations modérées de J, bien que la dynamique soit impactée.



(a) Évaluation du flux, vitesse et couple pour J augmenté de 50% .



(b) Évaluation du flux, vitesse et couple pour J diminué de 50% .

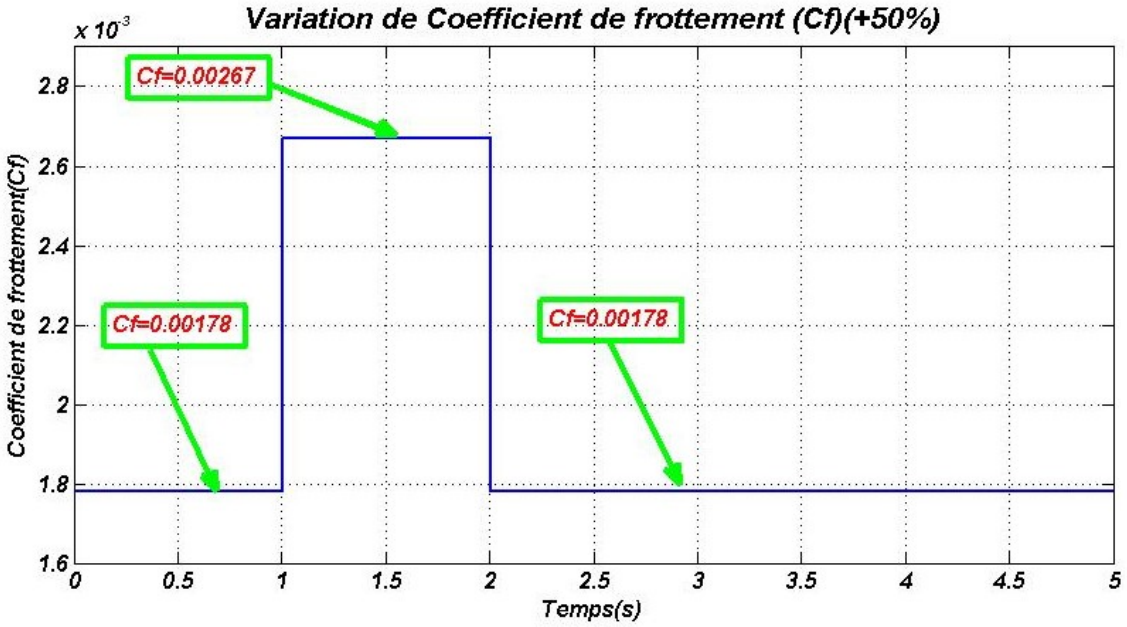
FIGURE IV.4 – Effet de la variation du moment d'inertie J sur le comportement du système.

IV.2.3 Variation du coefficient de frottement C_f

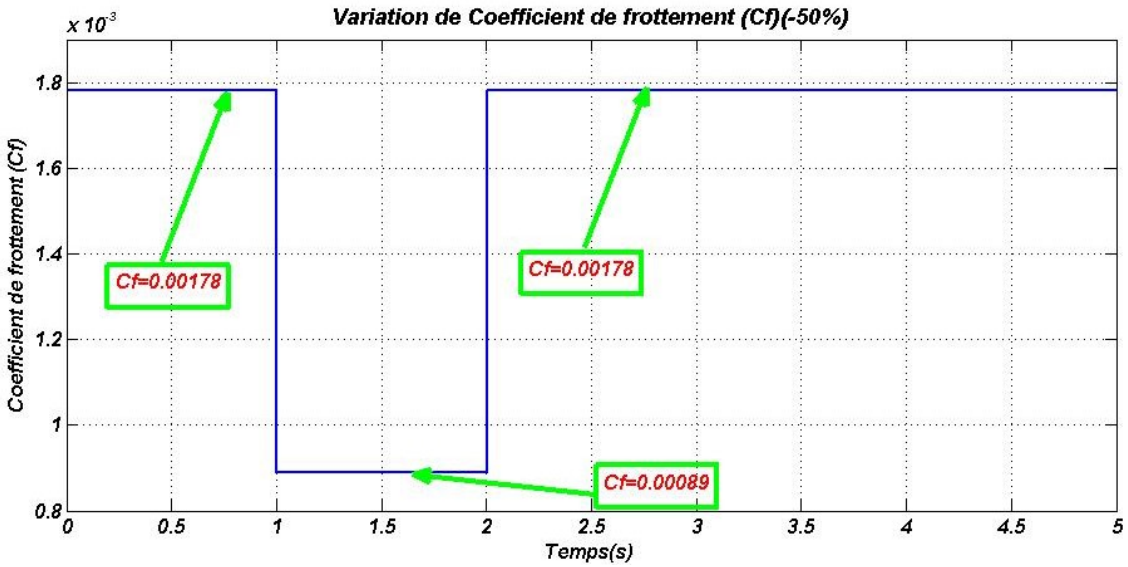
Le coefficient C_f modélise les pertes mécaniques internes. Bien qu'il n'intervienne pas directement dans le processus de commande, il influence légèrement la dynamique du système.

— Une **augmentation** de C_f induit un effet d'amortissement bénéfique, stabilisant la réponse.

— Une **diminution** de C_f accélère la dynamique sans engendrer d'instabilité significative.



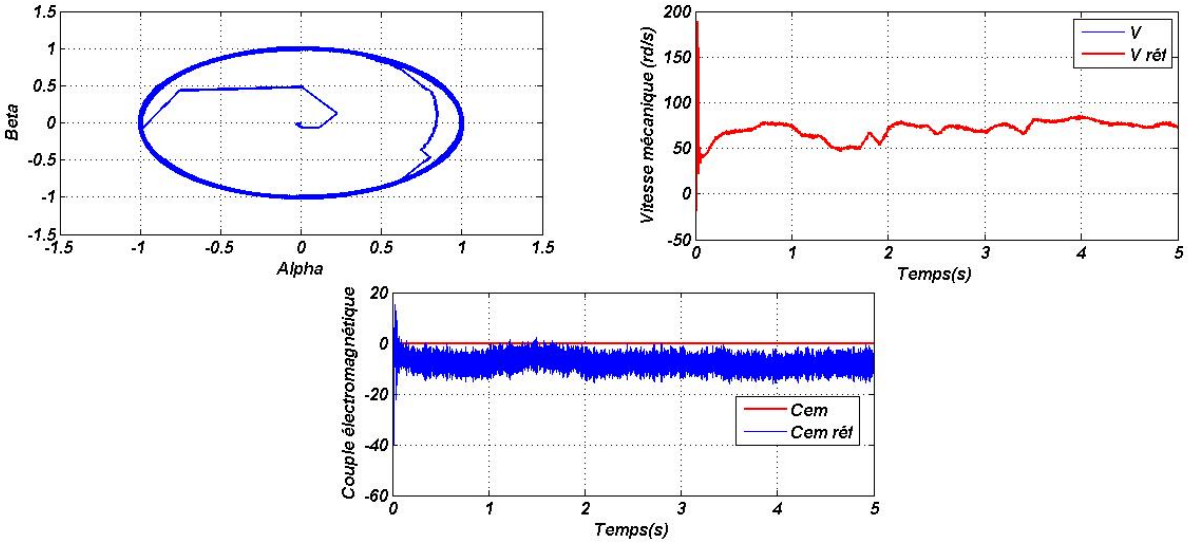
(a) variation du coefficient de frottement C_f augmenté de 50 %.



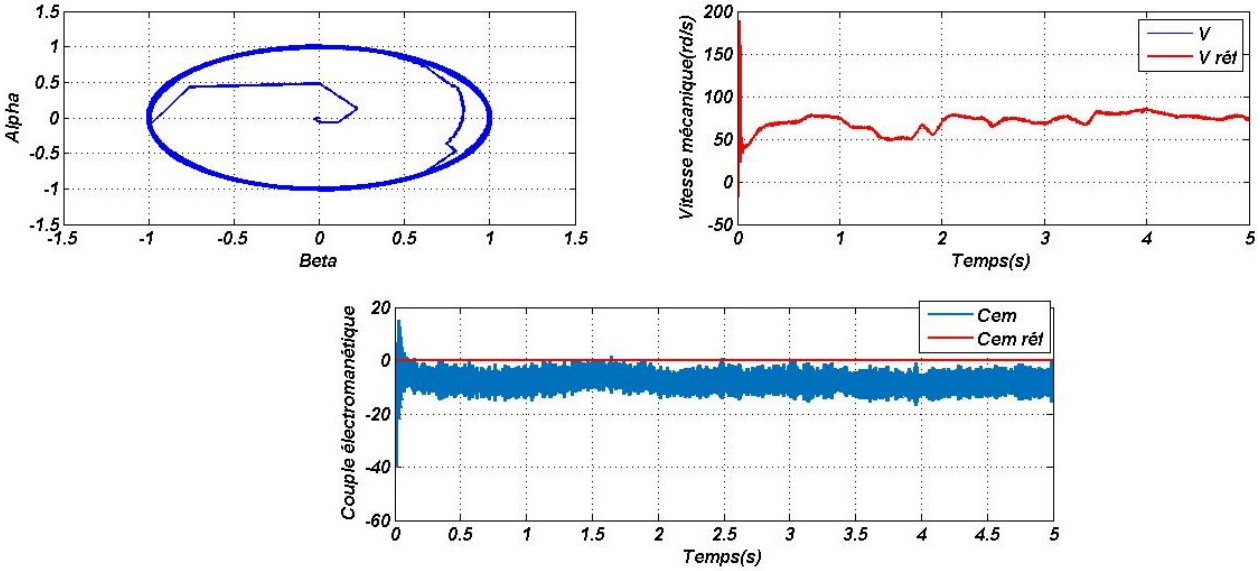
(b) variation du coefficient de frottement C_f diminué de 50 %.

FIGURE IV.5 – Étude de la variation du coefficient de frottement C_f pour deux cas différents.

La commande DTC se montre peu sensible aux variations de C_f, ce qui témoigne d'une bonne robustesse vis-à-vis des pertes mécaniques.



(a) Évaluation du flux, vitesse et couple pour C_f augmenté de 50% .



(b) Évaluation du flux, vitesse et couple pour C_f diminué de 50% .

FIGURE IV.6 – Effet de la variation du coefficient de frottement C_f sur le comportement du système.

La tableau IV.1 présente une synthèse des effets induits par les variations des paramètres clés du système (résistance statorique R_s, moment d'inertie J, et coefficient de frottement C_f) sur les performances de la commande DTC. Elle permet de visualiser le degré de sensibilité du système et d'en évaluer la robustesse face à ces perturbations.

TABLE IV.1 – Synthèse de la sensibilité du système DTC aux variations des paramètres

Paramètre	**Variation**	**Effet observé**	**Robustesse**
R_s	±50 %	Dégradation de l'estimation du flux, impact sur le couple électromagnétique	Moyenne
J	±50 %	Modification de la dynamique de vitesse, possibles oscillations pour faibles valeurs	Bonne
C_f	±50 %	Influence limitée sur la dynamique, effet stabilisant ou accélérant selon la variation	Très bonne

Comme le montre clairement la tableau IV.1, la commande DTC conserve une stabilité satisfaisante même en présence de variations paramétriques importantes. Cela confirme la robustesse de cette stratégie dans des environnements réels sujets à des incertitudes de modélisation ou à des conditions de fonctionnement changeantes.

IV.2.4 Interprétation des résultats

L'analyse de robustesse de la commande directe du couple (DTC) appliquée à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) met en évidence les points suivants :

- La **résistance statorique** R_s est un paramètre critique. Une mauvaise estimation de cette grandeur compromet l'exactitude du calcul du flux statorique et, par conséquent, du couple électromagnétique. La commande DTC reste toutefois stable, indiquant une *robustesse moyenne* vis-à-vis de ce paramètre.
- Le **moment d'inertie** J influence fortement la dynamique de la vitesse. Une augmentation de J ralentit la réponse, tandis qu'une diminution peut induire des oscillations. Malgré cela, la stratégie DTC conserve un bon comportement, ce qui traduit une *robustesse satisfaisante* à l'égard de ce paramètre mécanique.
- Le **coefficient de frottement** C_f agit comme un facteur d'amortissement mécanique. Les variations de K_f n'affectent que légèrement la réponse du système, sans provoquer de perturbations majeures. Cela témoigne d'une *très bonne robustesse* de la commande DTC vis-à-vis des pertes mécaniques.

La commande DTC se montre globalement robuste face aux incertitudes paramétriques.

Bien que certaines performances (notamment le calcul du couple) puissent être affectées par des erreurs de modélisation, le système reste stable et fonctionnel même avec des écarts allant jusqu'à ± 50 % sur les paramètres étudiés. Cette robustesse confirme l'intérêt de la DTC pour des applications industrielles soumises à des conditions de fonctionnement variables.

IV.3 Conclusion

L'étude de la robustesse de la commande directe du couple (DTC) appliquée à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) face aux variations de certains paramètres clés — notamment la résistance statorique R_s, le moment d'inertie J, et le coefficient de frottement C_f — a permis de mettre en évidence les performances du système en conditions incertaines.

Les résultats montrent que :

- La DTC est **modérément sensible** à une mauvaise estimation de la résistance statorique, avec une influence notable sur l'estimation du flux et du couple.
- Le système présente une **bonne robustesse** vis-à-vis des variations du moment d'inertie, bien que la dynamique de la vitesse en soit affectée.
- La commande est **très peu sensible** aux variations du coefficient de frottement, ce qui illustre une excellente robustesse mécanique.

De manière générale, la DTC conserve une bonne stabilité et des performances acceptables même en présence de variations significatives des paramètres du modèle. Cela confirme son aptitude à être utilisée dans des environnements réels, où les incertitudes sont inévitables. Toutefois, une attention particulière doit être portée à l'estimation de la résistance statorique pour garantir une précision optimale du couple.

CONLUSION GENERALE

Ce travail a porté sur l'étude, la modélisation et la commande d'un système éolien basé sur une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Dans un contexte de transition énergétique et de développement des énergies renouvelables, l'énergie éolienne constitue une solution efficace et durable. L'objectif principal de ce mémoire était de concevoir un système de conversion éolien performant et robuste, capable d'assurer une régulation efficace du couple et du flux statorique à travers une stratégie de commande adaptée.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté un état de l'art détaillé sur les systèmes éoliens et les différentes structures possibles. Nous avons mis en évidence les avantages des machines synchrones à aimants permanents dans les applications éoliennes, notamment leur rendement élevé et leur fiabilité.

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation du système éolien, depuis la turbine jusqu'au générateur synchrone et à l'onduleur de tension. Cette modélisation a permis de poser les bases nécessaires pour l'implémentation de stratégies de commande avancées.

Le troisième chapitre s'est focalisé sur la commande directe du couple (DTC), une technique qui permet un contrôle rapide et précis du couple électromagnétique et du flux statorique sans recours à une modulation de largeur d'impulsion. Nous avons détaillé les principes de fonctionnement de cette méthode, son architecture générale, ainsi que les résultats de simulation obtenus, qui confirment la bonne performance de la stratégie mise en œuvre.

Enfin, le dernier chapitre a traité de l'étude de la robustesse du système face à différentes perturbations, notamment les variations de paramètres tels que la résistance statorique, le moment d'inertie et le coefficient de frottement. Les résultats ont montré que le système conserve une performance satisfaisante malgré ces variations, ce qui atteste de la robustesse de la commande DTC appliquée.

Perspectives : Pour la suite de ce travail, plusieurs perspectives peuvent être envisagées :

— L'implémentation expérimentale du système proposé sur une plateforme matérielle réelle.

— L'optimisation de la stratégie DTC afin de réduire les oscillations du couple et du flux.
— L'intégration d'un système de stockage d'énergie pour améliorer la gestion de la production.
— L'étude de la commande prédictive directe (DPC) comme alternative à la DTC.

Ainsi, ce travail constitue une contribution à la conception de systèmes éoliens performants, tout en ouvrant la voie à des améliorations futures tant sur le plan théorique que pratique.

Bibliographie

[1] Global Wind Energy Council. Global wind report 2023, 2023.

[2] R. Krishnan. *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press, 2010.

[3] I. Boldea. *Electric Generators and Motors for Renewable Energy Applications*. CRC Press, 2014.

[4] I. Takahashi and T. Noguchi. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22(5) :820–827, 1986.

[5] P. Vas. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, 1998.

[6] M. El Hachemi Benbouzid. *Advanced Control of Electrical Machines*. ISTE/Wiley, 2011.

[7] Samira Hamecha. Étude et commande d'une éolienne à base d'une machine synchrone à aimants permanents. Master's thesis, Université (Ingénieur d'État), 2013.

[8] Bouziane Medjed Eddine and Benasmane Imad Eddine. Étude et réalisation d'un système éolien à base d'une machine synchrone à aimants permanents. Master's thesis, Université (Ingénieur d'État), 2024.

[9] Mayouf Messaoud. Étude comparative des architectures et stratégies de contrôle d'un aérogénérateur synchrone à aimants permanents, 2014.

[10] Jean-Marie Tarascon and Michel Muselli. *Énergie éolienne : Principes, Conception et Applications*. Ouvrage de référence sur les énergies renouvelables, 2019.

[11] Asma Boubekeur and Randa Boukourdane. Études et modélisation d'une chaîne éolienne à base d'une machine synchrone à aimants permanents (msap). Master's thesis, Université (Master), 2020.

[12] Abdelhafidh Moualdia. Polycopie de cours des aérogénérateurs. Master's thesis, 2023.

[13] Abdelhafidh Moualdia. *Stratégies de commande DTC-SVM et DPC appliquées à une MADA utilisée pour la production d'énergie éolienne*. PhD thesis, École Nationale Polytechnique (ENP), Alger, 2014.

[14] Abdelhafidh Moualdia, Lazhari Nezli, and Mohand Oulhadj Mahmoudi. Direct power control of variable wind speed based on the doubly fed asynchronous machine. *Journal of Energy and Power Engineering*, 6(6) :1005–1011, 2012.

[15] Abdelhafidh Moualdia, Djamel Boudana, Omar Bouchhida, and Patrice Wira. Direct torque control based multi-level inverter and artificial neural networks of wind energy conversion system. In *2016 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)*, pages 49–54. IEEE, 2016.

[16] Amira Laghouati, Moualdia Abdelhafide, and Boulkhrachef Salah. Decarbonizing energy with hydrogen, batteries, and fuel cells : Challenges and opportunities. In *The Third Algerian Symposium on Renewable Energy and Materials (ASREM 2025)*, Médéa, Algérie, 2025.

[17] Amira Laghouati and Abdelhafidh Moualdia. Electrolysis (sono-hydro-gen) for hydrogen extraction by wind system with storage. https://dspace.univ-medea.dz/handle/123456789/11902, 2024.

[18] Abdelhafidh Moualdia. *Commande des machines électriques : Théorie et applications*. Éditions Universitaires, 2020.

[19] J. Holtz. Sensorless control of induction machines—with or without signal injection ? *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(1) :7–30, Feb 2006.

[20] M. Depenbrock. Direct self-control (dsc) of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3(4) :420–429, Oct 1988.

[21] M. H. Haque. Speed sensorless direct torque control of interior permanent magnet synchronous motor drive with reduced torque and flux ripples. *Electric Power Systems Research*, 77(8) :881–890, Jun 2007.

[22] Lazhari Nezli, Abdelhafidh Moualdia, and Mohand Oulhadj Mahmoudi. Direct torque control of the dfig and direct power control for grid side converter in a wind power generation system. *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, 9(3) :101–108, 2013.

[23] M. Depenbrock. Direct self-control (dsc) of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3(4) :420–429, 1988.

[24] M. H. Haque. Speed sensorless direct torque control of interior permanent magnet synchronous motor drive with reduced torque and flux ripples. *Electric Power Systems Research*, 77(8) :881–890, 2007.

[25] M. Depenbrock. Direct self-control (dsc) of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3(4) :420–429, 1988.

[26] M. H. Haque. Speed sensorless direct torque control of interior permanent magnet synchronous motor drive with reduced torque and flux ripples. *Electric Power Systems Research*, 77(8) :881–890, 2007.

[27] Abdelhafidh Moualdia, Djamel Boudana, and Lazhari Nezli. Dtc-svpwm of an energy storage flywheel associated with a wind turbine based on the dfim. In *2015 6th International Renewable Energy Congress (IREC)*, pages 1–6. IEEE, 2015.

[28] A. Wang, H. Zhang, J. Jiang, D. Jin, and S. Zhu. Predictive direct torque control of permanent magnet synchronous motors using deadbeat torque and flux control. *Journal of Power Electronics*, 23 :264–273, 2023.

[29] D. Rekioua and T. Rekioua. Direct torque control strategy of permanent magnet synchronous machines. In *Conference Proceedings*, 2003.

[30] K. B. Kumar. Direct torque control based svpwm technique for pmsm drives. *International Journal of Emerging Trends in Engineering Research*, 9(6) :802–805, 2021.

[31] Y. Zhang and J. Zhu. Robust model-based control and stability analysis of pmsm drive with dc link voltage and parameter variations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4) :1370–1381, 2011.

[32] Amira Laghouati, Abdelhafide Moualdia, and Salah Boulkhrachef. Green hydrogen extraction by wind system. In *Journée Nationale sur l'Eau, Energie & Environnement (J3E2024)*, Médéa, Algérie, November 20 2024.

[33] Amira Laghouati, Abdelhafide Moualdia, and Salah Boulkhrachef. Wind turbine integration in electrolysis for producing green hydrogen to generate electricity through fuel cell with battery. In *National Conference on Artificial Intelligence in Electrical Engineering (NCAIEE'2024)*, Médéa, Algeria, November 13 2024.

[34] H. Kim and M. Ehsani. Sensorless control of the pmsm using a nonlinear observer based on sliding mode and parameter adaptation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(1) :95–103, 2003.