



## Mémoire de Master

### Présenté au

**Département:** Génie Électrique

**Domaine:** Sciences et Technologies

**Filière:** Électrotechnique

**Spécialité:** Réseaux Electriques

### Réalisé par :

**Toutaoui Abdelghani**

Et

**Tigrine Imad Eddine**

## Thème

### Commande PID fractionnaire d'une cascade double alimentation dédié à l'énergie éolienne .

Soutenu le: **02/07/2023**

Devant le Jury composé de :

Mr : Souhil MOUASSA	M.C.A	Univ. Bouira	Président
Mr : Amar MAAFA	M.C.A	Univ. Bouira	Rapporteur
Mr : Hacene MELLAH	M.C.A	Univ. Bouira	Rapporteur
Mr : Ali BOUHEDA	M.A.A	Univ. Bouira	Examineur



## نموذج التصريح الشرفي الخاص بالالتزام بقواعد النزاهة العلمية لإنجاز بحث.

انا الممضي اسفله،

المسيد(ة) طوطاوي عبد الغني الصفة: طالب

الحامل(ة) لبطاقة التعريف الوطنية: 402937261 والصادرة بتاريخ 2022/09/13

المسجل(ة) بكلية: العلوم والعلوم التطبيقية. قسم: الهندسة الكهربائية

والمكلف(ة) بإنجاز اعمال بحث (مذكرة، التخرج، مذكرة ماستر، مذكرة ماجستير، اطروحة دكتوراه).

عنوانها: *Commande PID fractionnaire d'une cascade double alimentation d'énergie à l'énergie éolienne.*

تحت إشراف الأستاذ: MAAFA Amar

أصرح بشرفي أنسألتزم بمراعاة المعايير العلمية والمنهجية الاخلاقيات المهنية والنزاهة الاكاديمية  
المطلوبة في انجاز البحث المذكور أعلاه.

التاريخ: 2023/07/06

توقيع المعني(ة)

رأي هيئة مراقبة السرقة العلمية:



%

20

النسبة: itin

الامضاء:



## نموذج التصريح الشرفي الخاص بالالتزام بقواعد النزاهة العلمية لإنجاز بحث.

انا الممضي اسفله،

السيد(ة) تقرين عماد الدين الصفة: طالب

الحامل(ة) لبطاقة التعريف الوطنية: 100399451 والصادرة بتاريخ 2016/04/04

المسجل(ة) بكلية: العلوم والعلوم التطبيقية. قسم: الهندسة الكهربائية

والمكلف(ة) بإنجاز اعمال بحث (مذكرة، التخرج، مذكرة ماستر، مذكرة ماجستير، اطروحة دكتوراه).

عنوانها: Commande PID fractionnaire d'une cascade de la alimentation

dediera l'énergie éolienne

تحت إشراف الأستاذ: MAAFA Amar

أصرح بشرفي أننيلتزم بمراعاة المعايير العلمية والمنهجية الاخلاقيات المهنية والنزاهة الاكاديمية  
المطلوبة في انجاز البحث المذكور أعلاه.

توقيع المعني(ة)

التاريخ: 2016/07/06

رأي هيئة مراقبة السرقة العلمية:



%

20

النسبة: itin

الامضاء:

## **Dédicaces :**

Nous dédions ce travail :

À nos parents qui nous ont soutenus et encouragés tout au long de cette aventure,

À nos chères frères et sœurs,

À nos amis et camarades avec qui nous avons partagé des souvenirs inoubliables,

À nos enseignants qui ont partagé leur savoir et leur passion,

# Remerciements

Ce travail a été effectué au sein du Département des Génie Electrique de l'Université de Bouira.

Nos remerciements vont premièrement à Dieu “ALLAH” Le tout puissant, pour la volonté, la santé et la patience qu’Il nous a donné durant toutes ces années.

Je tiens à remercier, en premier lieu, Dr. Amar MAAFA Directeur de ce mémoire et notre Co-encadreur Mr. Hacene MELLAH .

Pour leurs soutien tout au long de cette aventure intellectuelle. Leurs conseils éclairés et leurs encouragements constant sont été d'une importance capitale dans l'aboutissement de ce travail.

Je remercie également tous les membres du jury pour l’intérêt qu’ils ont porté à mon travail :

Dr. Amar MAAFA

Dr. Hacene MELLAH

Dr. Souhil MOUASSA

Dr. Ali BOUHEDA

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude également reconnaissant envers nos familles et nos amis, qui nous apporté un soutien inconditionnel tout au long de ce parcours. Leurs encouragements, leur compréhension et leur amour ont été des sources d'inspiration et de motivation inépuisables.

Enfin, nous associons à ces remerciements tous ceux qui ont contribué à réaliser ce travail.

## Résumé

Ce travail est basé la recherche d'une commande robuste et fiable pour le contrôle d'une cascade de deux machines asynchrones. La MASEC constitué d'un raccordement de deux machines asynchrones via leurs rotors mécaniquement et électriquement. Ce raccordement augmente et améliore les performances de la machine sans touché sa construction. On a utilisé un contrôle par mode PI classique et mode PID fractionnaire ; les deux ont des réponses acceptable et sur les plage requise mais durant notre étude on a remarqué que la commande par les régulateurs PID fractionnaire est plus performante. Pour contrôler la MASEC lors de la période des grandes vitesses de vent, la puissance est limité par un système de pitch control c'est-à-dire l'orientation des pales (selon un certain angle.

**Mots clés :** Cascade de deux machines asynchrones, MADA, Commande vectorielle, pitch control, Régulateur PID, Régulateur fractionnaire.

# Table des Matières

Remerciements .....	I
Résumé.....	II
Table des Matières .....	III
Liste des Figures .....	VII
Listes des Acronymes et Symboles.....	IX

<b>Introduction Générale</b>	<b>1</b>
------------------------------	----------

## Chapitre 1 :Généralités sur les commandes avancées.

1. Introduction.....	3
2. Généralités sur les commandes avancées .....	3
2.1. Commande adaptative.....	3
2.1.1. Définition.....	3
2.1.2. Objectifs d'un système de commande adaptative.....	4
2.1.3. Méthodes du commande adaptative.....	4
2.1.3.1. Commande adaptative indirecte.....	4
2.1.3.2. Commande adaptative directe.....	5
2.2. Commande optimale.....	5
2.2.1. Définition.....	5
2.2.2. Diffèrent type de problème de commande optimale.....	6
2.2.3. Domaine d'application de la commande optimale.....	6
2.2.4. Résolution des problèmes de commande optimale.....	6
2.3. Commande prédictive.....	6
2.3.1. Définition.....	6
2.3.2. Les principaux utilisateurs de la commande.....	7
2.3.3. Principes de la commande prédictive.....	7
2.3.4. Avantages et inconvénients de la commande prédictive.....	7
2.4. Commande neuronale.....	8
2.4.1. Définition .....	8
2.4.2.Les étapes d'une modélisation neuronale .....	8
2.4.3.Les différents types de la commande neuronale.....	8
2.4.4Principe de base de la commande neuronale.....	8
2.5. Commande floue .....	9

2.5.1. Définition de la logique floue .....	9
2.5.2. objectifs de la Commande Floue .....	9
2.5.3. Principes de la logique floue .....	10
2.5.4. La structure d'une Commande Floue .....	10
2.5.5. Avantages et inconvénients de la commande floue .....	10
2.5.6. Les domaines d'utilisation de la logique floue .....	11
2.6. Commande robuste .....	11
2.6.1. Définition .....	11
2.6.2. La robustesse .....	12
2.6.3. Le but de la commande robuste et ses exigences .....	12
3. Conclusion.....	12

## **Chapitre 2 : Modélisation mathématique du système de conversion d'énergie éolienne**

1. Introduction.....	13
2. Modélisation de la turbine.....	13
3. modélisation de la machine asynchrone en cascade .....	16
3.1. Machine à double alimentation en cascade .....	16
3.2. Hypothèses simplificatrices .....	16
3.3.Modèle de la cascade .....	17
3.4. Expression du couple électromagnétique de la cascade .....	19
4. Modélisation de l'onduleur de tension .....	21
4.1. Définition de l'onduleur .....	21
4.2. Modélisation de l'onduleur de tension .....	21
5. La Commande MLI .....	22
5.1. Définition .....	22
5.2. Principe de base de MLI .....	22
6. Résultats de la simulation .....	23
7. Conclusion .....	24

## **Chapitre3 : Commande vectorielle.**

1. Introduction.....	25
2. Description du système étudié .....	25
3. Modèle pour le contrôle indépendant des puissances du stator 1 .....	27
4. Relation entre la tension du deuxième stator et son courant .....	28



5. Relation entre la puissance du premier stator et le courant du deuxième stator .....	29
6. Contrôle direct .....	30
7. Synthèse du régulateur PI .....	30
8. Les résultats de la simulation MASEC .....	32
9. Conclusion.....	34
<b>Chapitre4 : Comparaison des résultats de régulateur PI avec PID fractionnaire</b>	
1 .Introduction.....	35
2. Principe général de la régulation.....	35
2.1. Performances des systèmes réglés.....	35
2.2 Le correcteur.....	36
2.3 But de la correction.....	36
2.4 La commande PID classique.....	37
2.4.1 Paramètres d'un régulateur PID.....	38
2.4.1.1 Action proportionnelle.....	39
2.4.1.2 Action proportionnelle-intégrale PI.....	39
2.4.1.3. Correcteur PID (Proportionnel Intégral et Dérivée).....	40
2.5. Correcteurs D'Ordre Fractionnaire.....	41
2.5.1 Correcteur d'ordre fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$ .....	41
2.5.1.1. Correcteurs PI fractionnaire $PI^\lambda$ .....	41
2.5.1.2Correcteur PD fractionnaire $PD^\mu$ .....	42
2.5.1.3 Contrôleur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire.....	42
2.6. $PI^\lambda D^\mu$ fractionnaire .....	43
2.6.1. Avantage du correcteur fractionnaire .....	44
3. Comparaison des resultat de PID fractionnaire et PI classique avec test de robustesse ...	44
3.1. Test de robustesse .....	44
3.1.1. Cas 1 : test de robustesse avec une vitesse constant (80rd/s) et puissance de référence constante de -1.5MW .....	44
3.1.2. Cas 2 : test de robustesse avec une vitesse variable et puissance de référence constante de -1.5MW.....	45
3.1.3. Cas 3 : test de robustesse avec une vitesse constante de (80rd/s) et puissance de référence variable.....	46
3.2. Discussion des résultats .....	47
4. Conclusion .....	47
<b>Conclusion Générale</b>	<b>49</b>

<b>Références</b>	<b>50</b>
<b>Annexe</b>	<b>52</b>

# Liste des Figures

Fig. 1.1.Principe d'une commande adaptative indirect.....	4
Fig. 1.2.Principe d'une commande adaptative direct.....	5
Fig. 1.3.Philosophie d'une commande prédictive.....	7
Fig. 1.4.Modèle du neurone formel de Mac Culloch et Pitts (avec biais).....	9
Fig. 1.5.Structure de base d'un régulateur floue .....	10
Fig. 2.1.Schéma simplifié de la turbine.....	13
Fig. 2.2.Coefficient de puissance en fonction du ratio de vitesse ( $\lambda$ ) et de l'angle de calage( $\beta$ ).....	14
Fig. 2.3.Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne.....	16
Fig. 2.4.Machine asynchrone à rotor bobiné.....	16
Fig. 2.5.Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	21
Fig. 2.6.Résultats du la simulation pour démarrage directe .....	23
Fig. 3.1.Schéma du système étudié.....	26
Fig.3.2.Schéma-bloc du système à réguler .....	29
Fig. 3.3.Schéma-bloc du contrôle direct.....	30
Fig. 3.4.Représentation schématique de la boucle de régulation de la puissance du premier stator.....	31
Fig. 3.5. Les résultats de la simulation.....	33
Fig. 4.1. Performances d'un système de commande.....	36
Fig. 4.2. Système de commande à retour unitaire classique.....	37
fig. 4.3.Représentation de la structure du régulateur PID.....	38
Fig. 4.4. Régulation avec un PID.....	39
Fig. 4.5. Schéma fonctionnel d'un régulateur PI.....	40
Fig. 4.6. Schéma fonctionnel du régulateur PID.....	40
Fig. 4.7. Schéma fonctionnel du régulateur $PI^\lambda$ .....	41
Fig. 4.8.Structure de correcteur $PI^\lambda D^\mu$ .....	43

Fig. 4.9. $PI^\lambda D^\mu$ et PID , (a) :ordre entier, (b) :ordre fractionnaire.....	43
Fig. 4.10. Variation des puissances actives et réactive de la machine dans le cas 1 .....	45
Fig. 4.11. variation de vitesse de référence.....	45
Fig. 4.12. Variation des puissances actives et réactive de la machine dans le cas 2 .....	46
Fig. 4.13. Variation des puissances (active et réactive) de référence.....	46
Fig. 4.14. Variation des puissances actives et réactive de la machine dans le cas 3.....	47

## Liste des Tableaux

Tab.4.1. paramètres de la MASEC. ....	52
---------------------------------------	----

# Listes des Acronymes et Symboles

## • Acronymes

MADA	Machine Asynchrone Double Alimentation
MAS	Machine Asynchrone
MASEC	Machine Asynchrone En Cascade
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MPPT	Maximum Power Point Tracking
DC	Courant direct
AC	Courant Alternative
DSP	Digital Signal Processor
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermée
PI	Proportionnel Intégrateur
PID	Proportionnel Intégral et Dérivée

## • Symboles

$A$	Matrice des résistances de la machine en cascade	$\Omega$
$B$	Matrice des inductances propres cycliques de la cascade	H
$C_r$	Couple résistant	N.m
$C_e$	Couple électromagnétique de la cascade	N.m
$C_{e1,2}$	Couples électromagnétiques de la première et la deuxième machine	N.m
$C_{emax}$	Couples électromagnétiques maximal	N.m
$C_{emoy}$	Couples électromagnétiques moyen	N.m
$C_{emin}$	Couples électromagnétiques nominal	N.m
$C_p$	Rendement aérodynamique	
$C$	Capacité du bus continu	F
$f_{1,2}$	Coefficient de frottement de la première et la deuxième machine	N.m.s/rd
$f$	Coefficient de frottement total	N.m.s/rd
$f_{1,2,3}$	Fonctions de connexion logique des trois interrupteurs	
$G$	Gain du multiplicateur	
$i_{a,b,cs,1,2}$	Courants triphasés des stators 01 et 02	A
$i_{a,b,cr,1,2}$	Courants triphasés des rotors 01 et 02	A

$i_{ds1,ds2}$	Courants des deux stators (01 et 02 )selon le l'axe d dans le référentiel de Park	A
$i_{qs1,qs2}$	Courants des deux stators (01 et 02) selon le l'axe q dans le référentiel de Park	A
$i_{dr1,dr2}$	Courants des deux rotors (01 et 02) selon le l'axe d dans le référentiel de Park	A
$i_{qr1,qr2}$	Courants des deux rotors (01 et 02) selon le l'axe q dans le référentiel de Park	A
$[i_s], [i_r]$	Vecteurs des courants statoriques et rotoriques	A
$J$	Inertie total	$kg.m^2$
$J_{1,2}$	Inertie des machines(01 et 02)	$kg.m^2$
$J_t$	Inertie de la turbine	$kg.m^2$
$K_p$	Gain proportionnel du régulateur	
$K_i$	Gain integral du régulateur	
$L_{s1,2}$	Inductances propres cycliques des deux stators (01 et 02)	H
$L_{r1,2}$	Inductances propres cycliques des deux rotors (01 et 02)	H
$L_m$	Inductance mutuelle cyclique du stator par rapport au rotor	H
$L_r$	Inductance de filter	H
$[L]$	Matrice d'inductances de la cascade	H
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances des stators de la cascade	H
$[L_{rr}]$	Matrice d'inductances des rotors de la cascade	H
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles du couplage stator-rotor	H
$P_v$	Puissance du vent (puissance éolienne)	W
$P_{aer}$	Puissance aérodynamique	W
$P(t)$	Puissance électrique instantanée	W
$P_{s1,2}$	Puissances électriques actives des stators 01 et 02	W
$P$	Nombre des paires de pôles de la machine asynchrone	
$P_1$	Nombres des paires de pôles de la machine 01	
$P_2$	Nombre des paires de pôles de la machine 02	
$P$	Opérateur de Laplace	
$P \begin{bmatrix} \theta_s \end{bmatrix}$	Matrice de Park	
$Q_{s1,2}$	Puissances réactives des stators (01 et 02)	Var
$R_{a,b;cs,1}$	Résistances des phases statoriques(stator 01)	$\Omega$
$R_{a,b;cs,2}$	Résistances des phases statoriques(stator 01)	$\Omega$
$R_{a,b;cr,1}$	Résistances des phases rotoriques(rotor 01)	$\Omega$
$R_{a,b;cr,2}$	Résistances des phases rotoriques(rotor 02)	$\Omega$
$R_r$	Résistance du filter	$\Omega$
$R$	Rayon de la pale	m

$s$	Glissement de la cascade	
$s_1$	Glissement de la machine 01	
$s_2$	Glissement de la machine 02	
$S$	Surface circulaire balayée par la turbine	$m^2$
$t$	Temps	S
$u_c$	Tension du bus continue	V
$v_{vent}$	Vitesse du vent	m/s
$v_{a,b,cs,1,2}$	Tensions triphasées des deux stators(01 et 02)	V
$v_{a,b,cr,1,2}$	Tensions triphasées des deux rotors ( 01 et 02)	V
$v_{ds1,ds2}$	Tensions des deux stators (01 et 02) selon le l'axe d dans le référentiel de Park	V
$v_{qs1,qs2}$	Tensions des deux stators (01 et 02) selon le l'axe q dans le référentiel de Park	V
$v_{dr1,dr2}$	Tensions des deux rotors (01 et 02) selon le l'axe d dans le référentiel de Park	V
$v_{qr1,qr2}$	Tensions des deux rotors(01 et 02) selon le l'axe q dans le référentiel de Park	V
$[v_s], [v_r]$	Vecteurs des tensions des stators et des rotors	V
$\alpha$	Angle électrique de décalage entre le stator 01 et le stator 02	( $^\circ$ )
$\beta$	Angle de l'orientation de la pale	( $^\circ$ )
$\gamma$	Coefficient qui prend comme valeur 1	
$\psi_{a,b,cs,1}$	Flux triphasés de stator 01	Wb
$\psi_{a,b,cs,2}$	Flux triphasés de stator 02	Wb
$\psi_{a,b,cr,1}$	Flux triphasé de rotor 01	Wb
$\psi_{a,b,cr,2}$	Flux triphasé de rotor 02	Wb
$[\psi_{s,r}]$	Vecteurs des flux statoriques et rotoriques	Wb
$\varphi_{ds1,ds2}$	Flux des deux stators (01 et 02) selon le l'axe d dans le référentiel de Park	Wb
$\varphi_{qs1,qs2}$	Flux des deux stators (01 et 02) selon le l'axe q dans le référentiel de Park	Wb
$\varphi_{dr1,dr2}$	Flux des deux rotors (01 et 02) selon le l'axe d dans le référentiel de Park	Wb
$\varphi_{qr1,qr2}$	Flux des deux rotors (01 et 02) selon le l'axe q dans le référentiel de Park	Wb
$\varphi_{dr}$	Flux selon l'axe d	Wb
$\Omega_t$	Vitesse angulaire de la turbine	rd/s
$\Omega_s$	Vitesse du synchronisme	rd/s
$\Omega$	Vitesse mécanique de rotation du rotor	rd/s
$\omega_{s1,2}$	Pulsation des grandeurs électriques des deux stators (01 et 02)	rd/s
$\omega_s$	Pulsation des grandeurs électriques statoriques	rd/s
$\omega_{r1,2}$	Vitesses électriques de rotation des deux rotors (01 et 02)	rd/s
$\omega_{g1,2}$	Pulsation des grandeurs des deux rotors (01 et 02)	rd/s

$\theta_s$	Angles d'un axe lié au champs tournant par rapport au repère du stator	rd
$\theta_r$	Position du stator 01 par rapport au rotor	rd
$\lambda$	Rapport de vitesse	
$\rho$	Densité de l'air	$kg / m^3$
$\sigma$	Coefficient de dispersion total	
$\tau_r$	Constante de temps rotorique	s
$\tau$	Constante de temps d'un système du premier ordre	s



# Introduction Générale

L'avènement des énergies renouvelables et la prise de conscience croissante de l'importance de réduire notre empreinte carbone ont conduit à une augmentation significative de l'utilisation des systèmes de conversion d'énergie, tels que les éoliennes et les centrales hydroélectriques. Parmi les technologies de conversion d'énergie les plus couramment utilisées, les machines asynchrones occupent une place prépondérante en raison de leurs avantages en termes de coût, de fiabilité et de simplicité de construction.[1]

Au fil du temps, de nombreuses recherches ont été consacrées à l'étude de la MADA. Grâce aux avancées dans le domaine de l'électronique de puissance et à l'émergence de techniques de commande modernes, la MADA est devenue une solution parfaite pour les entraînements à haute puissance et à vitesse variable [2]. Au cours de la dernière décennie, l'application potentielle de la MADA a été largement explorée par les chercheurs.

L'association des MADAs avec des convertisseurs statiques offre différentes stratégies de commande et donne un avantage supplémentaire pour l'utilisation de ces machines. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de maintenir une fréquence fixe au niveau du stator, même si en à une variation de la vitesse [2].

De nos jours, de nombreuses éoliennes sont équipées d'une MADA pour exploiter au maximum la puissance du vent sur une large plage de vitesses. Cependant, la présence de contacts glissants dans le système affecte la fiabilité de celui-ci, ce qui suscite la recherche de convertisseurs électromagnétiques plus fiables. Pour remédier à cela, une solution consiste à coupler deux machines asynchrones (MADA) électriquement et mécaniquement via leurs rotors. Ce couplage, appelé cascade de deux machines (MASEC), permet d'éliminer les contacts glissants tels que les bagues-balais, ce qui renforce la robustesse et la fiabilité de la machine tout en réduisant les besoins en maintenance.[1]

En outre, la cascade de machines permet d'élevé le nombre de paires de pôles sans modifier la construction de la machine. Par exemple, en combinant deux machines avec  $P_1$  et  $P_2$  paires de pôles respectivement, on obtient une machine équivalente avec  $P = P_1 + P_2$  paires de pôles. Cette approche offre une flexibilité supplémentaire en termes de conception et de performances.[3]

En résumé, l'utilisation d'une cascade de deux machines asynchrones permet d'améliorer la fiabilité, la robustesse et la maintenance des éoliennes en éliminant les contacts glissants et en augmentant le nombre de paires de pôles. Cela ouvre de nouvelles perspectives pour l'exploitation efficace de l'énergie éolienne.[1,2]

Notre travail est structuré en quatre chapitres, qui sont les suivants :

Dans le premier chapitre, nous allons réaliser une revue de la littérature sur les différentes commandes avancées. Nous allons examiner en détail leurs avantages, leurs inconvénients et leurs domaines d'application. Cette exploration nous permettra d'obtenir une vision globale des différentes approches de commande utilisées dans le domaine.

Le deuxième chapitre se concentre sur la modélisation mathématique du système de conversion d'énergie éolienne. Nous considérons la cascade comme le couplage de deux machines asynchrones. À partir de ce principe, nous utiliserons les modèles mathématiques de ces deux machines pour développer un modèle généralisé de la cascade. Cela nous permettra de mieux comprendre le comportement du système et de faciliter la conception de la commande.

Le troisième chapitre est dédié à la commande de la machine asynchrone en cascade. Nous commencerons par élaborer une stratégie de commande qui permettra un contrôle indépendant des puissances active et réactive de la MASEC. Cette approche de commande avec des régulateur PIs nous permettra d'optimiser les performances du système et de garantir un fonctionnement efficace et stable.

Dans le quatrième chapitre on essaiera d'améliorer les performances de notre commande en insérant des régulateurs PID d'ordre fractionnaire.

Finalement on achèvera ce travail par une conclusion générale et quelque perspective.

# Chapitre1:

## Généralités sur les commandes avancées.

### 1. Introduction

En général, lorsqu'on souhaite commander un système, on se base sur un modèle qui est généralement construit à partir de connaissances préalables telles que les lois physiques ou à partir d'observations expérimentales. Dans de nombreuses applications, on se contente d'utiliser une approximation linéaire autour d'un point de fonctionnement ou d'une trajectoire. Cependant, il est très important d'étudier les systèmes (ou les modèles) non linéaires et leur commande pour plusieurs raisons :

- Des certains systèmes possèdent une approximation linéaire qui n'est pas commandable autour de points de fonctionnement intéressants, rendant la linéarisation inutile, même localement.
- Ensuite, même si l'approximation linéaire est commandable , il peut être souhaitable d'étendre le domaine de fonctionnement au-delà de la plage de validité de l'approximation linéaire.
- Il existe multiple approches de commande qui varient en fonction des caractéristiques les plus importantes du système à commander, de la connaissance du processus et des objectifs de commande définis par l'utilisateur. Sans prétendre être exhaustif, nous allons passer en revue les techniques les plus fréquemment rencontrées dans la littérature.[4]

### 2. Généralités sur les commandes avancées

#### 2.1. Commande adaptative

##### 2.1.1. Définition

La commande adaptative regroupe un ensemble de techniques utilisés pour ajuster automatiquement et en temps réel les régulateurs mis en place dans le contrôle d'un processus, afin d'atteindre ou de maintenir un certain niveau de performances souhaitées lorsque les paramètres de ce processus sont inconnus ou variables dans le temps [5].

Cette commande à un système qui contient deux boucles :

- Une boucle de rétroaction classique : elle permet de réduire l'effet des perturbations agissant sur les variables à réguler, mais ses performances dynamiques varieront en fonction des perturbations paramétriques [5].
- Une autre d'adaptation des paramètres du régulateur : elle permet de maintenir les performances du système en présence de variations des paramètres du processus. Elle est constituée d'un algorithme d'adaptation paramétrique et d'une méthode de synthèse dans le cas d'une commande adaptative indirecte. [5]

### 2.1.2. Objectifs d'un système de commande adaptative

La commande adaptative offre plusieurs avantages et possibilités :

- Elle permet l'ajustement automatique des régulateurs, ce qui se traduit par réduire le temps d'ajustement et une amélioration des performances.
- Elle permet de trouver automatiquement les paramètres optimaux des régulateurs pour différentes conditions de fonctionnement du processus.
- Elle garantit d'obtenir des performances requises du système de contrôle même en cas de variations des paramètres du processus.
- Elle offre la possibilité d'utiliser des régulateurs complexes et performants que les PID, grâce à l'ajustement automatique.
- Elle permet de détecter les variations anormales des caractéristiques du processus, qui peuvent potentiellement être causées par des perturbations structurelles. Ces variations se manifestent par les valeurs des paramètres fournis par les algorithmes d'adaptation.
- Elle facilite la conception des nouveaux procédés technologiques en utilisant des systèmes de commande adaptative, afin d'assurer le bon fonctionnement du processus [5].

### 2.1.3. Méthodes de la commande adaptative

Les lois de cette commande sont généralement regroupées en deux catégories principales : la commande adaptative directe (ou implicite) et la commande adaptative indirecte (ou explicite) [5].

#### 2.1.3.1. Commande adaptative indirecte

Également connue sous le nom de commande adaptative auto-ajustable, cette approche implique l'identification des paramètres du système en ligne et en temps réel à partir des mesures des entrées et sorties du processus. Ces estimations sont ensuite utilisées pour calculer les paramètres du régulateur en utilisant des relations algébriques qui relient les paramètres du système aux paramètres du correcteur.[5]

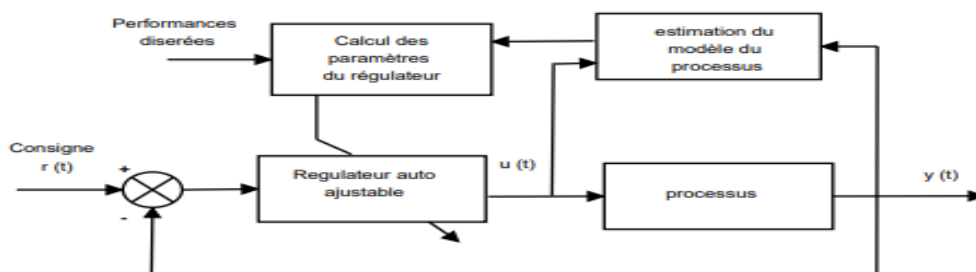


Fig. 1.1.Principe d'une commande adaptative indirecte.[5]

#### 2.1.3.2. Commande adaptative directe

Cette approche basé sur le développement suivant : en supposant que la structure du modèle du système est connue et en choisissant un mode de commande, il est possible de déduire la structure du régulateur nécessaire pour effectuer le contrôle. Ainsi, si l'on peut re-paramétriser l'ensemble système-régulateur en fonction des paramètres du régulateur, et si le modèle obtenu permet d'identifier les paramètres du régulateur il devient possible de calculer directement les paramètres du régulateur en temps réel et avec une seule étape, sans avoir à identifier explicitement les paramètres du système.[5]

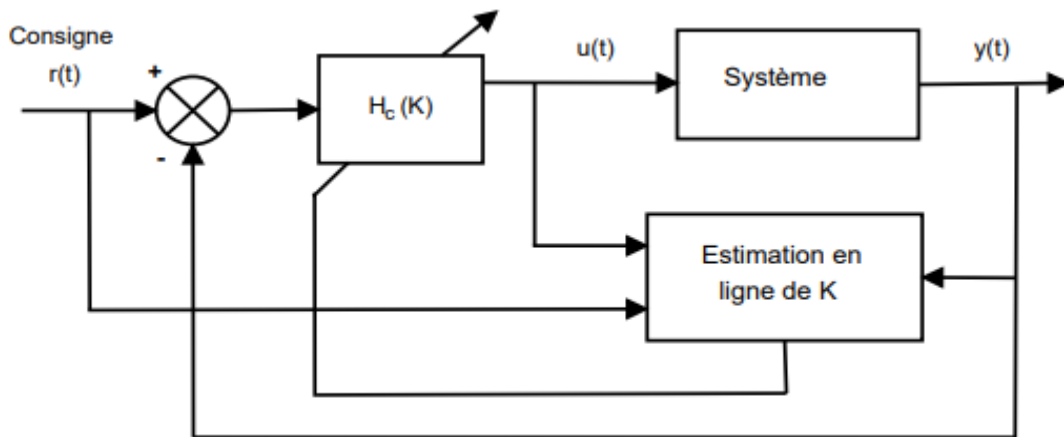


Fig. 1.2.Principe d'une commande adaptative direct.[5]

## 2.2. Commande optimale

### 2.2.1. Définition

Cette commande vise à trouver un contrôle admissible qui peut faire passer le système d'un état initial à un état final, tout en respectant des contraintes physiques et en minimisant des fonctions objectifs (critères ou indices de performance).[6]

Le problème de contrôle d'un système est formulé par :

- Le modèle du système à contrôler.
- Les conditions terminales (états initiaux et finaux).
- Les contraintes à respecter.
- L'indice de performance à optimiser (minimisation ou maximisation). [6]

Dans le cas d'un système dynamique, on recherche un contrôle qui permet de transférer le système d'un état initial à un état final. Cette commande est généralement peut faire face à différentes contraintes liées à sa mise en œuvre, telles que des limites d'accélération ou des bornes de vitesse de montée en puissance [6].

### 2.2.2. Différent type de problème de commande optimale

- Le problème de Lagrange est une formulation utilisée dans la commande optimale.
- Le problème de Mayer, quant à lui, se distingue de l'équation précédente en ce sens que le critère à minimiser dépend seulement de la valeur finale de l'état de commande du système.
- Le problème de Bolza, également connu sous le nom de problème Mayer-Lagrange, rassemble les deux formulations précédentes (Mayer et Lagrange) [6].

### **2.2.3. Domaine d'application de la commande optimale**

les domaines d'application sont extrêmement variés. On les retrouve notamment dans la génération et le transport d'énergie électrique, les systèmes robotisés de production, les systèmes de transport de passagers et de marchandises, les systèmes de communication, les systèmes de surveillance, les systèmes de défense et les équipements médicaux [7].

### **2.2.4. Résolution des problèmes de commande optimale**

Le problème consiste à rechercher parmi les commandes admissibles ( $t$ ), celle qui sont continues et dérivables par morceaux, celle qui transfère le système de l'état initial à l'état final avec mise en considération des conditions aux limites, de manière à minimiser la fonctionnelle  $J$ . Un contrôle est considéré comme optimal et la courbe intégrale correspondante est nommée trajectoire optimale.[7]

En réalité, il y'a différentes méthodes pour trouver la solution optimale, la plupart étant dérivées de théories classiques. Elles peuvent être regroupées en trois principales catégories :

- Le calcul des variations.
- Le principe du minimum.
- La commande linéaire quadratique.

Ces méthodes offrent des approches différentes pour résoudre le problème de commande optimale[7].

## **2.3. Commande prédictive**

### **2.3.1. Définition**

C'est une technique avancée de commande utilisée dans l'automatique pour contrôler des systèmes industriels complexes. Son principe consiste à intégrer un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel, ce qui permet d'anticiper le comportement futur du procédé. La commande prédictive fait partie des approches de contrôle à modèle interne. Elle est particulièrement utile pour commander des systèmes complexes avec plusieurs entrées et sorties, où un simple régulateur PID serait insuffisant. Cette technique est particulièrement avantageuse lorsque les systèmes présentent des retards significatifs, des réponses inverses et de nombreuses perturbations [8].

### **2.3.2. Les principaux utilisateurs de la commande prédictive**

Elle est largement utilisée dans divers secteurs industriels tels que les raffineries pétrolières, l'industrie chimique et agroalimentaire, la métallurgie, l'aérospatiale, et bien d'autres encore [8].

### **2.3.3. Principes de la commande prédictive**

L'algorithme de cette commande basé sur la prise en compte de l'état futur du système pour générer une commande permettant de suivre au mieux une trajectoire prédéfinie. Le principe de major est de créer un effet anticipatif pour le système à contrôler en prévoyant son comportement futur par rapport à une trajectoire connue à l'avance. Cela se fait en minimisant l'écart entre les prédictions et la trajectoire, en utilisant une fonction coût spécifique, tout en respectant les contraintes opérationnelles. Ce concept est clair et largement utilisé dans la vie quotidienne. Par exemple, lorsqu'un conducteur anticipe la trajectoire souhaitée à l'avance (la route) sur un horizon de contrôle limité (son champ de vision) et tient compte des caractéristiques de son véhicule, il prend les décisions nécessaires (accélérer, freiner ou tourner le volant) pour suivre la trajectoire désirée. Seulement la première action de conduite est réalisée à chaque instant, et le processus est répété pour les actions suivantes [9].

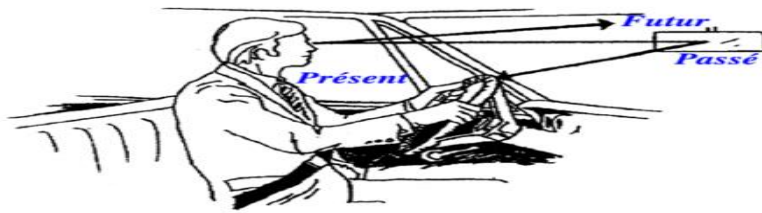


Fig. 1.3. Philosophie d'une commande prédictive.[9]

### **2.3.4. Avantages et inconvénients de la commande prédictive**

#### **❖ Avantages**

- Elle peut être appliquée à une large gamme de processus, indépendamment de la complexité de leur dynamique (retards importants, phase non minimale, instabilité).
- Les systèmes multi-variables peuvent être facilement traités avec cette approche, et la compensation des retards est intégrée de manière intrinsèque.
- La prise en compte anticipée des perturbations mesurées peut être réalisée de manière aisée.
- Les contrôleurs linéaires résultants sont numériquement stables et faciles à implémenter. [9]

#### **❖ Inconvénients :**

- La détermination de la loi de commande requiert un calcul considérablement plus important par rapport à un régulateur PID conventionnel.

- Dans le cas de la commande adaptative, tous les calculs pour obtenir la loi de contrôle doivent être répétés à chaque intervalle d'échantillonnage.

- Quand des contraintes opérationnelles sont prises en compte, la solution devient itérative, ce qui peut entraîner des temps de calcul significatifs. [9]

## **2.4. Commande neuronale**

### **2.4.1. Définition**

Les réseaux de neurones artificiels sont des instruments utilisés pour modéliser les relations fonctionnelles complexes requises par les systèmes de régulation contemporains. [10]

### **2.4.2. Les étapes d'une modélisation neuronale : sont les suivantes : [10]**

- Identifier les entrées pertinentes pour le réseau de neurones.
- Collecter les données nécessaires pour l'apprentissage et l'amélioration des performances du réseau de neurones.
- Déterminer le nombre optimal de neurones cachés afin d'obtenir une approximation satisfaisante.
- Estimer les valeurs des paramètres correspondant à un minimum de la fonction de coût en effectuant un processus d'apprentissage.
- Évaluer les performances du réseau de neurones après l'apprentissage, en validant le modèle ou en effectuant des tests de généralisation.

### **2.4.3. Les différents types de la commande neuronale**

Plusieurs architectures de commande basées sur les réseaux de neurones sont distinguées, et voici les quatre principales :

- Commande par imitation : implique l'imitation d'un système de commande préexistant.
- Commande par apprentissage généralisé.
- Commande par apprentissage spécialisé.
- Commande prédictive. [10]

### **2.4.4. Principe de base de la commande neuronale**

Les réseaux de neurones artificiels sont des structures composées d'un ensemble de cellules interconnectées appelées neurones. Ces connexions sont pondérées et modifiables lors d'une procédure d'apprentissage. Le neurone formel, représenté dans la figure 1-4, est constitué de trois éléments principaux : [11]



- Un ensemble de liaisons avec des poids  $w_j$  (ou coefficients synaptiques) qui représentent l'efficacité de la connexion. Il y a également une entrée  $x_0$  spécifique toujours égale à 1, permettant d'ajouter de la flexibilité au réseau en ajustant le seuil de déclenchement du neurone via un poids appelé biais ( $b$ ), noté  $w_0 = b$ .
- Un additionneur ou unité de sommation qui calcule la somme pondérée des signaux d'entrée.
- Une fonction d'activation à seuil qui limite la valeur de sortie du neurone.

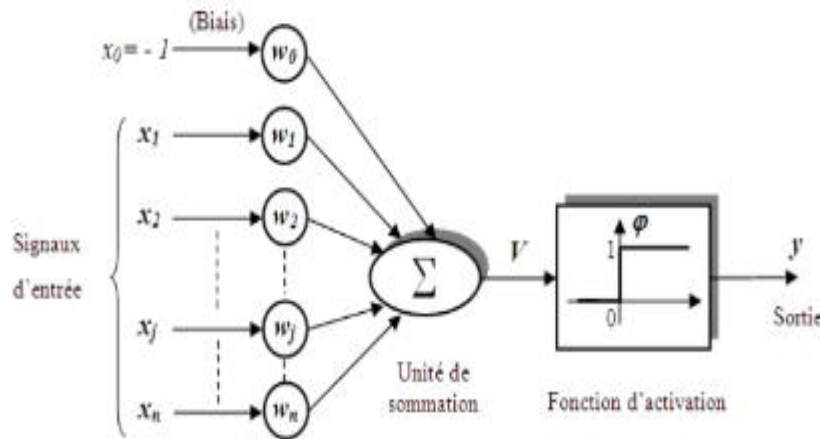


Fig. 4.1. Modèle du neurone formel de Mac Culloch et Pitts (avec biais).[11]

L'objectif est d'effectuer l'apprentissage d'un réseau de neurones identificateur (RNI) en utilisant les séquences d'entrées de commande appliquées et les sorties mesurées.

## 2.5. Commande floue

Les premières applications industrielles de cette technique ont émergé en Europe au début des années 1980, notamment avec le contrôle d'un four à ciment. Par la suite, le Japon a connu un engouement remarquable pour la logique floue au début des années 1990, l'appliquant dans divers secteurs industriels tels que l'énergie, les transports, l'aérospatiale, la robotique, et bien d'autres encore.[12]

### 2.5.1. Définition de la logique floue

C'est une forme de logique qui remplace la logique binaire par une logique basée sur des variables pouvant prendre des valeurs intermédiaires entre "vrai" et "faux", avec une certaine probabilité. [12].

### 2.5.2. But de la Commande Floue

L'objectif est de résoudre des problèmes de contrôle traditionnels en utilisant uniquement les connaissances comportementales formulées de manière linguistique (floue) par les experts du domaine du processus.[12]

### 2.5.3. Principes de la logique floue

La logique floue trouve des applications dans des domaines où les données ne peuvent pas être formulées de manière explicite, ainsi que dans des problèmes de contrôle et de réglage lorsque les méthodes traditionnelles atteignent leurs limites, tels que les systèmes non linéaires, etc... Les automaticiens sont bien conscients de l'utilisation de la logique floue dans le contrôle et la commande des processus, communément appelé "contrôle flou". Son objectif est similaire à celui d'un contrôleur classique, mais il adopte une approche différente de l'automatique conventionnelle.[12]

### 2.5.4. La structure d'une Commande Floue

Un régulateur flou est un système basé sur une connaissance spécifique qui comprend quatre modules principaux : la base de règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification, comme illustré dans la figure (1.5) :[12]

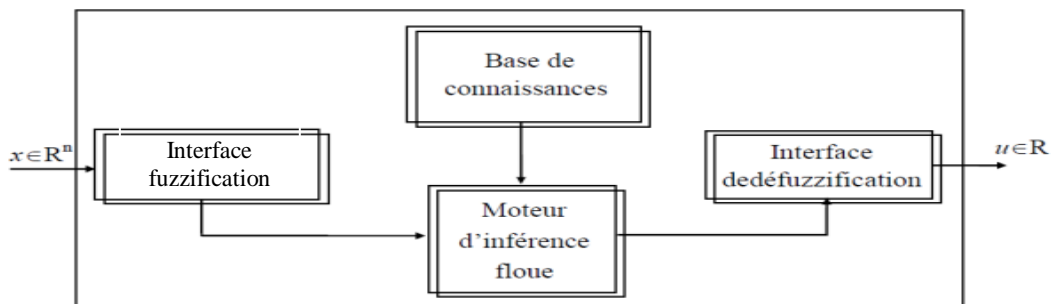


Fig. 1.5. Structure de base d'un régulateur flou.[12]

### 2.5.5. Avantages et inconvénients de la commande floue :

#### ❖ Les avantages :

- Absence de nécessité de modèles théoriques.
- Permet la description de systèmes complexes.
- Intègre directement les informations floues et linguistiques fournies par un expert humain dans le système flou.
- Lorsqu'il n'existe pas de modèle mathématique, la logique floue permet l'utilisation d'un modèle empirique basé sur des règles de type "humain".
- Le système flou est un approximant universel, capable de générer n'importe quelle action.

- La logique floue est facilement compréhensible par les non-spécialistes, car elle imite la stratégie de raisonnement humaine. [13]

❖ **Les inconvénients :**

- Ne nécessite pas de réglage précis et de directives strictes.
- Approche intuitive et artisanale du problème.
- Précision de réglage généralement limitée.
- L'impossibilité de démontrer la stabilité du circuit de réglage de manière générale en l'absence d'un modèle valide.
- La cohérence des inférences n'est pas garantie à priori, ce qui peut entraîner l'apparition de règles d'inférence contradictoires.[13]

### **2.5.6. Les domaines d'utilisation de la logique floue**

ils sont vastes et variées. Les domaines d'application comprennent notamment : [13]

- Automatique : commande et régulation floues, etc.
- Traitement du signal : fusion de données, classification, reconnaissance de forme, recherche d'information, etc.
- Robotique : planification de trajectoire, etc.
- Traitement d'image : atténuation du bruit, interpolation, etc.
- Médecine : aide au diagnostic, guidage de systèmes chirurgicaux (par exemple, la chirurgie au laser des yeux), etc.
- Contrôle aérien
- Gestion des feux de circulation
- Assurances et finances.
- Environnement : météo, etc.
- Robotique.

## **2.6. Commande robuste**

### **2.6.1. Définition**

La robustesse d'un système se réfère à sa capacité à maintenir certaines propriétés malgré l'application d'actions perturbatrices prévues lors de la conception.

La performance robuste implique la stabilité robuste, ce qui signifie que des indices spécifiques de la performance du système (tels que l'inertie, le degré d'amortissement, etc.) restent invariants face à toutes les perturbations internes appartenant à l'intervalle prévu lors de la conception.[14]

Les systèmes de commande qui démontrent une performance robuste sont appelés systèmes robustes (ou systèmes de propriétés robustes), et leurs régulateurs sont appelés régulateurs robustes.[14]

### **2.6.2. La robustesse**

La robustesse est une caractéristique essentielle d'un système de commande. Un système est considéré comme plus robuste s'il est moins affecté par les perturbations non structurées lors de son fonctionnement. La robustesse permet d'estimer l'impact des actions perturbatrices sur la performance du système de commande. Lorsque la robustesse est présente, il est important de spécifier le type de robustesse en fonction des critères de performance du système. [14]

### **2.6.3. But de la commande robuste et ses exigences**

Le but de la commande robuste est de développer une approche avancée pour l'analyse et la conception de systèmes de commande dans des conditions d'incertitude, en respectant les exigences suivantes : [14]

- Connaissance du modèle du processus à commander.
- Prise en compte des limites d'incertitude dans la description du modèle.
- Description précise des entrées (consigne et perturbations).
- Garantie de performance du système.

L'exigence principale de la robustesse est la stabilité robuste du système, ce qui signifie que le système reste stable pour toutes les perturbations internes se situant dans l'intervalle prédéfini lors de la conception. [14]

## **3. Conclusion**

Dans ce premier chapitre on fait des généralités et un état de l'art sur quelque commande avancée. Nous avons montré leurs méthodologies en général ces domaines d'application et quelques avantages et inconvénients.

Le prochain chapitre sera basé sur modélisation mathématique du système de conversion d'énergie éolienne.

# Chapitre 2:

## Modélisation mathématique du système de conversion d'énergie éolienne

### 1. Introduction

Ce chapitre est divisé en trois parties. La première partie se concentre sur la modélisation d'une turbine éolienne. Ensuite, la deuxième partie présente le modèle mathématique d'une machine asynchrone en cascade. Le modèle en cascade est représenté par le couplage de deux machines asynchrone doublement alimentés. Dans la dernière partie, nous aborderons la modélisation de l'onduleur ainsi que sa commande utilisant la modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Dans ce chapitre, nous avons étudié un aérogénérateur, qui permet de produire de l'énergie électrique en exploitant l'énergie cinétique du vent. Afin d'obtenir des temps de simulation plus courts et une modélisation précise acceptable, nous avons simplifié la formulation algébrique.

### 2. Modélisation de la turbine

La turbine éolienne se compose de deux composants distincts : une partie aérodynamique et une partie mécanique. Il existe différents modèles de turbines éoliennes, chacun ayant ses propres caractéristiques et coefficient de puissance variables. [15]

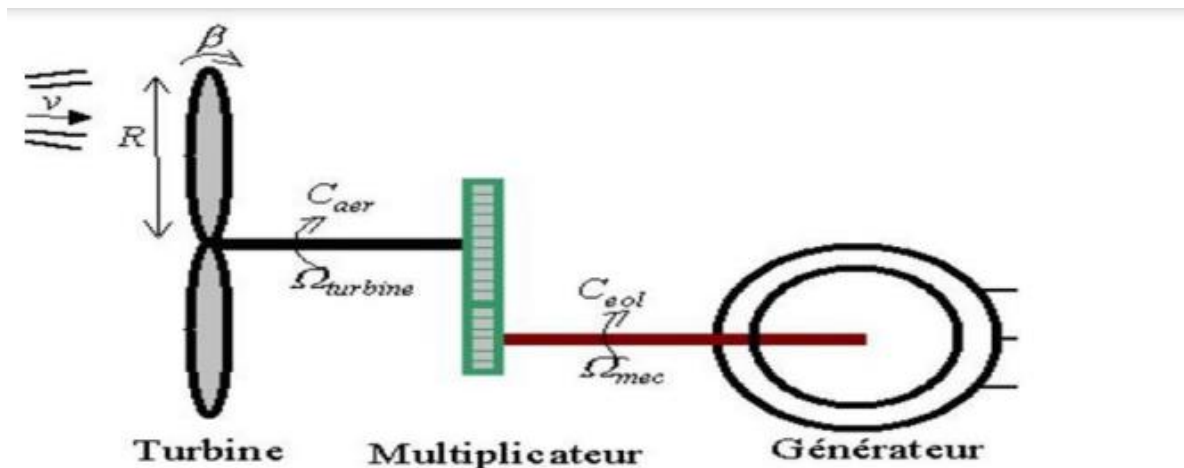


Fig. 2.1. schéma simplifié de la turbine. [16]

La puissance éolienne, également appelée puissance du vent, est calculée à l'aide de la formule suivante :

$$P_{vent} = \frac{1}{2} \rho S v_{vent}^3 \quad (2.1)$$

Cette formule prend en compte

- P : la densité de l'air, qui est fixée à 1,22kg/m<sup>3</sup> à une pression atmosphérique de 15°C
- S : la surface balayée par les pales de la turbine, déterminée par le rayon du cercle formé par les pales,
- V : la vitesse du vent. [1]

Le rendement aérodynamique  $C_p$  est responsable de la quantité de puissance captée par la turbine éolienne :

$$P_{aer} = C_p P_{vent} \quad (2.2)$$

Où  $C_p$  : Le coefficient de puissance.

L'évolution du ( $C_p$ ) est une caractéristique propre à chaque éolienne. À partir de relevés effectués sur une éolienne spécifique, une relation du coefficient de puissance a été approximée. Pour ce type de turbine, le coefficient de puissance ( $C_p$ ) est donné par l'expression suivante : [15]

$$C_p = f(\lambda, \beta) = C_1 \left[ \left( (C_2 \lambda^i) - C_3 * \beta - C_4 \right) * e^{\frac{C_5}{\lambda i} + C_6 * \lambda} \right] \quad (2.3)$$

$$\text{Avec : } C_1 = 0.5 \quad C_2 = 116 \quad C_3 = 0.4 \quad C_4 = 0 \quad C_5 = 5 \quad C_6 = 21$$

Et :

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

La vitesse spécifique est établie en calculant la proportion entre la vitesse des pales et la vitesse du vent en mouvement rectiligne :

$$\lambda = \frac{(\Omega t * R)}{V} \quad (2.5)$$

$\Omega$  = vitesse de rotation la turbine

R = La longueur de la pale.

V = La vitesse moyenne du vent

$\lambda$  = La vitesse spécifique de la turbine

$\beta$  : L'angle de l'orientation de la pale.

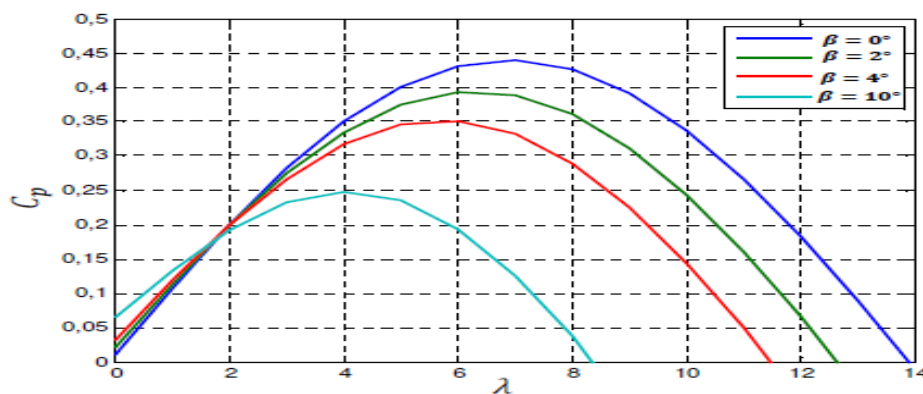


Fig. 2.2. Coefficient de puissance en fonction du ratio de vitesse ( $\lambda$ ) et de l'angle de calage ( $\beta$ ).

La puissance mécanique captée par une turbine éolienne peut être exprimée sous l'expression suivante:

$$P_{aer} = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho S V_{vant}^3 \quad (2.6)$$

Le calcul du couple aérodynamique est directement lié à la vitesse de la turbine et s'écrit sous la forme :

$$C_{aer} = \frac{P_{AER}}{\Omega_{turbine}} = C_p * \frac{p * S * V^3}{2} * \frac{1}{\Omega_{turbine}} \quad (2.7)$$

Le gain du multiplicateur est principalement liée à la vitesse mécanique de la génératrice et celle de la turbine comme suit : [16]

$$C_r = \frac{C_{aer}}{G} \quad (2.8)$$

$$\Omega_{turbine} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (2.9)$$

Avec : G : le gain du multiplicateur de vitesse

### • Équation dynamique de l'arbre

Dans le modèle mécanique présenté, la turbine éolienne, comprenant les pales et le rotor, transfère sa masse totale sur l'arbre de la turbine, ce qui crée une inertie appelée  $J_{turbine}$ . L'inertie totale  $J_{total}$  est formée de l'inertie de la turbine, qui est transférée sur le rotor de la génératrice, ainsi que de l'inertie propre à la génératrice elle-même.

$$J = \frac{J_{turbine}}{G^2} + J_r \quad (2.10)$$

L'équation fondamentale de la dynamique se déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique total ( $C_{mec}$ ) appliqué au rotor :

$$J * \frac{\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} \quad (2.11)$$

Où : J est l'inertie totale qui apparaît sur le rotor de la génératrice.

Le couple mécanique prend en compte, le couple électromagnétique ( $C_{mec}$ ) produit par la génératrice, le couple des frottements visqueux ( $C_{vis}$ ), et le couplerésistant( $C_r$ ).

$$C_{mec} = C_r - C_{em} - C_{vis} \quad (2.12)$$

Le couple résistant du aux frottements est modélisé par un coefficient de frottements visqueux f :

$$C_{vis} = \Omega_{mec} * f \quad (2.13)$$

La figure (3.2) illustrée la représentation schématique de la turbine selon le modèle précédent, en prenant en compte le coefficient des frottements visqueux f.

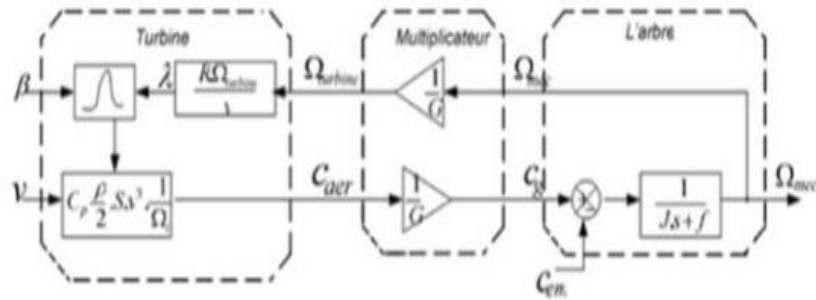


Fig. 2.3. Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne [18]

### 3. Modélisation de la machine a synchrone en cascade

#### 3.1. Machine à double alimentation en cascade

La machine à double alimentation en cascade, également connue sous le nom de "Cascade Doublé Fed Induction Machine", est composée de deux MADA où ses rotors sont reliés électriquement et mécaniquement. Les enroulements statoriques des deux machines sont connectés à deux sources de tensions triphasées distinctes.

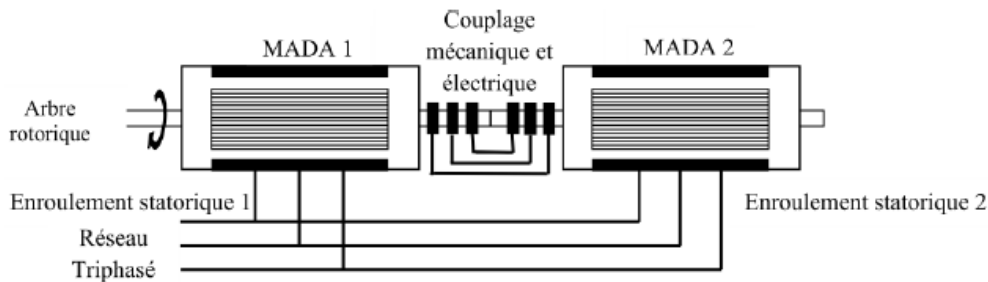


Fig. 2.4. Machine asynchrone en cascade [3].

#### 3.2. Hypothèses simplificatrices

Pour simplifier l'étude de la machine asynchrone à double alimentation en cascade, plusieurs hypothèses simplificatrices sont généralement faites :

- La parfaite symétrie de la machine.
- L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique, en négligeant les effets d'hystérésis et les courants de Foucault.
- La répartition spatiale sinusoïdale des champs magnétiques le long de l'entrefer.
- Les rotors sont interconnectés de manière inverse, avec un enroulement triphasé monté en étoile.
- L'effet de peau est négligé.



- L'additivité des flux est considérée.
- Les inductances propres sont supposées constantes.
- Les résistances statoriques et rotoriques sont considérées constantes.
- Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques varient

sinusoïdalement en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques. [19]

### 3.3.Modèle de la cascade

Toutes les équations sont exprimées dans un référentiel lié au champ tournant, dans le repère de Park. Les relations des tensions et des flux des deux MADA sont:

**La machine 01 :**

- **Equations des tensions :**

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1} \cdot i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_{s1} \cdot \varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1} \cdot i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} - \omega_{s1} \cdot \varphi_{ds1} \\ v_{dr1} = R_{r1} \cdot i_{dr1} + \frac{d\varphi_{dr1}}{dt} - (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \cdot \varphi_{qr1} \\ v_{qr1} = R_{r1} \cdot i_{qr1} + \frac{d\varphi_{qr1}}{dt} - (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \cdot \varphi_{dr1} \end{cases} \quad (2.15)$$

- **Les équations des flux :**

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + L_{m1} i_{dr1} \\ \varphi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + L_{m1} i_{qr1} \\ \varphi_{dr1} = L_{r1} i_{dr1} + L_{m1} i_{ds1} \\ \varphi_{qr1} = L_{r1} i_{qr1} + L_{m1} i_{qs1} \end{cases} \quad (2.16)$$

❖ **La machine 02:**

- **Equations des tensions :**

$$\begin{cases} v_{dr2} = R_{r2} \cdot i_{dr2} + \frac{d\varphi_{dr2}}{dt} - (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \cdot \varphi_{qr2} \\ v_{qr2} = R_{r2} \cdot i_{qr2} + \frac{d\varphi_{qr2}}{dt} + (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \cdot \varphi_{dr2} \\ v_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - (\omega_{s1} - \omega_{r1} - \omega_{r2}) \cdot \varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + (\omega_{s1} - \omega_{r1} - \omega_{r2}) \cdot \varphi_{ds2} \end{cases} \quad (2.17)$$

- **Les équations des flux :**

$$\begin{cases} \varphi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + L_{m2} i_{dr2} \\ \varphi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + L_{m2} i_{qr2} \\ \varphi_{dr2} = L_{r2} i_{dr2} + L_{m2} i_{ds2} \\ \varphi_{qr2} = L_{r2} i_{qr2} + L_{m2} i_{qs2} \end{cases} \quad (2.18)$$

Avec :

$$\omega_{s1} = 2\pi f \quad (2.19)$$

$$\omega_{g1} = \omega_{s1} - p_1 \Omega \quad (2.20)$$

$$\omega_{g2} = \omega_{s1} - p_1 \Omega \quad (2.21)$$

$$\Omega = \frac{60f}{p_1 + p_2} \quad (2.22)$$

Avec :

$\omega_{s1}$ : Pulsation statorique de MADA1.

$\omega_{g1}$ : Pulsation rotorique de la MADA1.

$\omega_{s2}$ : Pulsation statorique de la MADA2.

$\omega_{g2}$ : Pulsation rotorique de la MADA2.

$\Omega$ : vitesse mécanique de l'arbre commun.

$p_1$ : paires de pôles de la MADA 1.

$p_2$ : paires de pôles de la MADA2.

La modélisation du couplage électrique des deux rotors dépend du type de couplage; les équations des tensions et des courants seront:

$$\begin{cases} V_{dr1} = V_{dr2} = V_{dr} \\ V_{qr1} = V_{qr2} = V_{qr} \end{cases} \begin{cases} i_{dr1} = -i_{dr2} = i_{dr} \\ i_{qr1} = -i_{qr2} = i_{qr} \end{cases} \quad (2.23)$$

On pose :  $L_r = L_{r1} + L_{r2}$  ,  $R_r = R_{r1} + R_{r2}$

En remplaçant les relations des flux (2.16) et(2.18) dans les relations des tensions(2.15) et(2.17), selon la valeur de  $\gamma$ , et en change les relations (2.23), le système d'équations a 8 relations se réduit à 6 relations. On obtient alors :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1} \cdot i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} - \omega_{s1} \cdot L_{s1} \cdot i_{qs1} + L_{m1} \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_{s1} L_{m1} i_{qr} \\ v_{qs1} = R_{s1} \cdot i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} + \omega_{s1} \cdot L_{s1} \cdot i_{ds1} + \omega_{s1} L_{m1} i_{dr} + L_{m1} \frac{di_{qr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{dr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_{g1} L_r \cdot i_{qr} + L_{m1} \frac{di_{ds1}}{dt} - \omega_{g1} L_{m1} i_{qs1} - L_{m2} \frac{di_{ds2}}{dt} + \omega_{g1} L_{m2} i_{qs2} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_{g1} L_r \cdot i_{dr} + L_{m1} \omega_{g1} i_{ds1} + L_{m1} \frac{di_{qs1}}{dt} - \omega_{g1} L_{m2} i_{ds2} - L_{m2} \frac{di_{qs2}}{dt} \\ v_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} - L_{s2} \omega_{s2} i_{qs2} - L_{m2} \frac{di_{dr}}{dt} + L_{m2} \omega_{s2} i_{qr} \\ v_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} + L_{s2} \omega_{s2} i_{ds2} - L_{m2} \omega_{s2} i_{dr} - L_{m2} \frac{di_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (2.24)$$

Ce système peut être résumer comme ça:

$$[U] = [Z] \cdot [i] + [L] \cdot \frac{d[i]}{dt} \quad (2.25)$$

Où :

$[U]$ ,  $[i]$  Vecteurs des tensions et courants respectivement dans le repère de Park.

Avec :

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_{s1} & -w_{s1}L_{s1} & 0 & -w_{s1}L_{m1} & 0 & 0 \\ w_{s1}L_{s1} & R_{s1} & w_{s1}L_{m1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -w_{g1}L_{m1} & R_r & w_{g1}L_r & 0 & w_{g1}L_{m2} \\ w_{g1}L_{m1} & 0 & w_{g1}L_r & R_r & w_{g1}L_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w_{s2}L_{m2} & R_{s2} & -w_{gs2}L_{s2} \\ 0 & 0 & w_{g1}L_r & 0 & w_{s2}L_{s2} & R_{s2} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & L_{m1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{s1} & 0 & L_{m1} & 0 & 0 \\ L_{m1} & 0 & L_r & 0 & -L_{m2} & 0 \\ 0 & L_{m1} & 0 & L_r & 0 & -L_{m2} \\ 0 & 0 & -L_{m2} & 0 & L_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_{m2} & 0 & L_{s2} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

On peut décomposer la matrice Z ainsi

$$Z = A + \omega_{s1}B + \omega_{r1}C + \omega_{r2}D$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 & -L_{s1} & 0 & -L_{m1} & 0 & 0 \\ L_{s1} & 0 & L_{m1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_{m1} & 0 & -L_r & 0 & L_{m2} \\ L_{m1} & 0 & L_r & 0 & -L_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{m2} & 0 & -L_{s2} \\ 0 & 0 & -L_{m2} & 0 & L_{s2} & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{m1} & 0 & L_r & 0 & -L_{m2} \\ -L_{m1} & 0 & -L_r & 0 & L_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_{m2} & 0 & L_{s2} \\ 0 & 0 & L_{m2} & 0 & -L_{s2} & 0 \end{bmatrix}; \quad D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_{m2} & 0 & \gamma L_{s2} \\ 0 & 0 & L_{m2} & 0 & -\gamma L_{s2} & 0 \end{bmatrix}$$

### 3.4. Expression du couple électromagnétique de la cascade

La puissance instantanée captée par la cascade est donnée comme suit :

$$P(t) = (v_{as1}i_{as1} + v_{bs1}i_{bs1} + v_{cs1}i_{cs1}) + (v_{as2}i_{as2} + v_{bs2}i_{bs2} + v_{cs2}i_{cs2}) \quad (2.30)$$

Une fois que la transformation de Park a été implémentée, le résultat obtenu sera :

$$P(t) = (v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1}) + (v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2}) \quad (2.31)$$

En utilisant les formules des tensions données par (2.15) (2.17) :

$$P(t) = \left( R_{s1}(i_{ds1}^2 + i_{qs1}^2) \right) + \left( R_{s2}(i_{ds2}^2 + i_{qs2}^2) \right) + \left( i_{ds1} \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} + i_{qs1} \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} \right) +$$

$$\left( i_{ds2} \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} + i_{qs2} \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} \right) + \left[ \left( \varphi_{ds2} \cdot i_{qs1} - \varphi_{ds1} \cdot i_{qs2} \right) w_{s1} \right] + \left( \varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} \right) w_{s2}$$

$$(2.32)$$

Où :

- $(R_{s1}(i_{ds1}^2 + i_{qs1}^2)), (R_{s2}(i_{ds2}^2 + i_{qs2}^2))$ : ( $P_J$ ) représentent les puissances dissipées en pertes par effet Joule.
- $(i_{ds1} \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} + i_{qs1} \frac{d}{dt} \varphi_{qs1}) + (i_{ds2} \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} + i_{qs2} \frac{d}{dt} \varphi_{qs2})$ : ( $P_{mag}$ ) représentent respectivement les changements de l'énergie magnétique stockée. Elles s'annulent en régime établi.
- $((\varphi_{ds2} \cdot i_{qs1} - \varphi_{ds1} \cdot i_{qs2})w_{s1}) + (\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{ds1} \cdot i_{qs1}) * w_{s2}$ : ( $P_{em}$ ) montrent la puissance électrique transformée en puissance mécanique dans la cascade.

La puissance électromagnétique de la cascade s'écrit :

$$P_{em} = [((\varphi_{ds2} \cdot i_{qs1} - \varphi_{ds1} \cdot i_{qs2})w_{s1}) + (\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{ds1} \cdot i_{qs1}) * w_{s2}] \quad (2.33)$$

Comme la somme des couples des deux machines est égale au couple électromagnétique total, on peut en déduire que...

$$C_e = C_{e1} + C_{e2} = \frac{P_{em1}}{\Omega_{s1}} + \frac{P_{em2}}{\Omega_{s2}} \quad (2.34)$$

$$P_{em1} = (\varphi_{ds2} \cdot i_{qs1} - \varphi_{ds1} \cdot i_{qs2})w_{s1} \quad (2.35)$$

$$P_{em2} = (\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{ds1} \cdot i_{qs1}) * w_{s2} \quad (2.36)$$

- Le couple électromagnétique est :

$$C_e = P_1 \frac{P_{em1}}{w_{s1}} + P_2 \frac{P_{em2}}{w_{s2}} \quad (2.37)$$

- En fonction des courants et des flux, nous avons obtenu l'expression du couple électromagnétique.

$$(C_e = ((\varphi_{ds2} \cdot i_{qs1} - \varphi_{ds1} \cdot i_{qs2})p_1) + [(\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{ds1} \cdot i_{qs1}) * p_2]) \quad (2.38)$$

- En remplaçant les flux ( $\phi_{ds1}$ ,  $\phi_{qs1}$ ,  $\phi_{ds2}$ ,  $\phi_{qs2}$ ) donnent par (2.16) et (2.18) dans (2.38), on obtient :

$$(C_e = (p_1 L_{m1} (i_{qs1} \cdot i_{dr1} - i_{ds1} \cdot i_{qr1})) + [(i_{dr2} \cdot i_{qs2} - i_{qr2} \cdot i_{ds2}) * L_{m2} p_2]) \quad (2.39)$$

- En utilisant les équations présentées pour les deux machines, nous pouvons dériver une équation unique qui dépend exclusivement des paramètres de la machine, à savoir  $P$  et  $L_m$ . Cette simplification du calcul permet une meilleure compréhension du comportement de ces machines. En substituant les courants ( $I_{dr1}$ ,  $I_{qr1}$ ,  $I_{dr2}$ ,  $I_{qr2}$ ) donnés par l'équation (1.5) dans l'équation du couple (2.35), nous obtenons une formulation plus concise et explicite.

- Pour la cascade :

$$C_e = (p_1 L_{m1} [(i_{dr} - i_{qs1}) - (i_{ds1} - i_{ds2})]) \quad (2.40)$$

## 4. Modélisation de l'onduleur de tension

### 4.1. Définition de l'onduleur

C'est un dispositif électronique utilisé pour convertir l'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). Il utilise des composants semi-conducteurs contrôlés par un dispositif de commande pour réaliser cette conversion d'énergie. L'objectif principal de l'onduleur est de fournir une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace aux bornes du récepteur. Cela est réalisé en utilisant une séquence de commande appropriée pour contrôler les commutations des semi-conducteurs. Ainsi, l'onduleur permet d'obtenir une alimentation électrique adaptée aux besoins spécifiques du récepteur.[1]

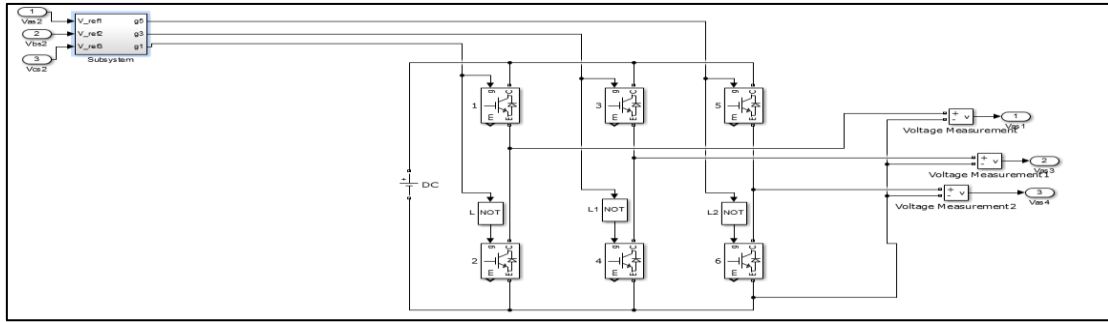


Fig. 2.5. Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

### 4.2. Modélisation de l'onduleur de tension

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{On} \\ V_B = V_{BO} + V_{On} \\ V_{AC} = V_{CO} + V_{On} \end{cases} \quad (2.41)$$

Donc :

$$V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{On} = 0 \quad (2.42)$$

Donc :

$$V_{On} = -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (2.43)$$

On remplace (2.35) dans (2.38), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (2.44)$$

On peut écrire le système (2.39) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (2.46)$$

$$\text{Tel que : } \begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } K_{11} \text{ fermé si non } S_1 = -1 & \text{donc } K_{11} \text{ ouvert.} \\ S_2 = 1 & \text{si } K_{12} \text{ fermé si non } S_2 = -1 & \text{donc } K_{12} \text{ ouvert.} \\ S_3 = 1 & \text{si } K_{13} \text{ fermé si non } S_3 = -1 & \text{donc } K_{13} \text{ ouvert.} \end{cases}$$

On remplace (2.41) dans (2.40), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

## 5. La Commande MLI

### 5.1. Définition

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique largement utilisée pour générer des signaux pseudo-analogiques à l'aide de circuits numériques ou analogiques à états discrets. Son objectif principal est de convertir un signal discret en un signal pseudo-analogique qui peut être traité par des composants à commutation, agissant comme des interrupteurs ouverts ou fermés.

Le principe de base de la MLI repose sur l'application d'une séquence rapide d'états discrets avec des rapports de durée soigneusement choisis. En mesurant uniquement la valeur moyenne du signal, on peut obtenir n'importe quelle valeur intermédiaire entre les états discrets.

Cette technique permet de synthétiser des signaux continus à partir d'environnements numériques ou analogiques, facilitant ainsi le traitement du signal par des composants à commutation. En utilisant la MLI, il est possible de contrôler avec précision la valeur moyenne du signal de sortie en ajustant les rapports de durée des états discrets.

La MLI offre une grande flexibilité dans la génération de signaux pseudo-analogiques et trouve de nombreuses applications dans divers domaines tels que l'électronique de puissance, les convertisseurs DC-AC, les variateurs de vitesse, etc.[20]

### 5.2. Principe de base de MLI

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique qui consiste à découper une onde rectangulaire pour générer une tension de sortie composée de créneaux de largeur variable. La méthode couramment utilisée est de comparer un signal de référence à une forme d'onde triangulaire appelée porteuse. Les impulsions ainsi générées contrôlent la commutation des composants de l'onduleur, permettant de produire une tension de sortie modulée en largeur

d'impulsion. Cette technique est largement utilisée dans de nombreuses applications pour la transmission et le traitement de signaux.[21]

## 6. Résultats de la simulation

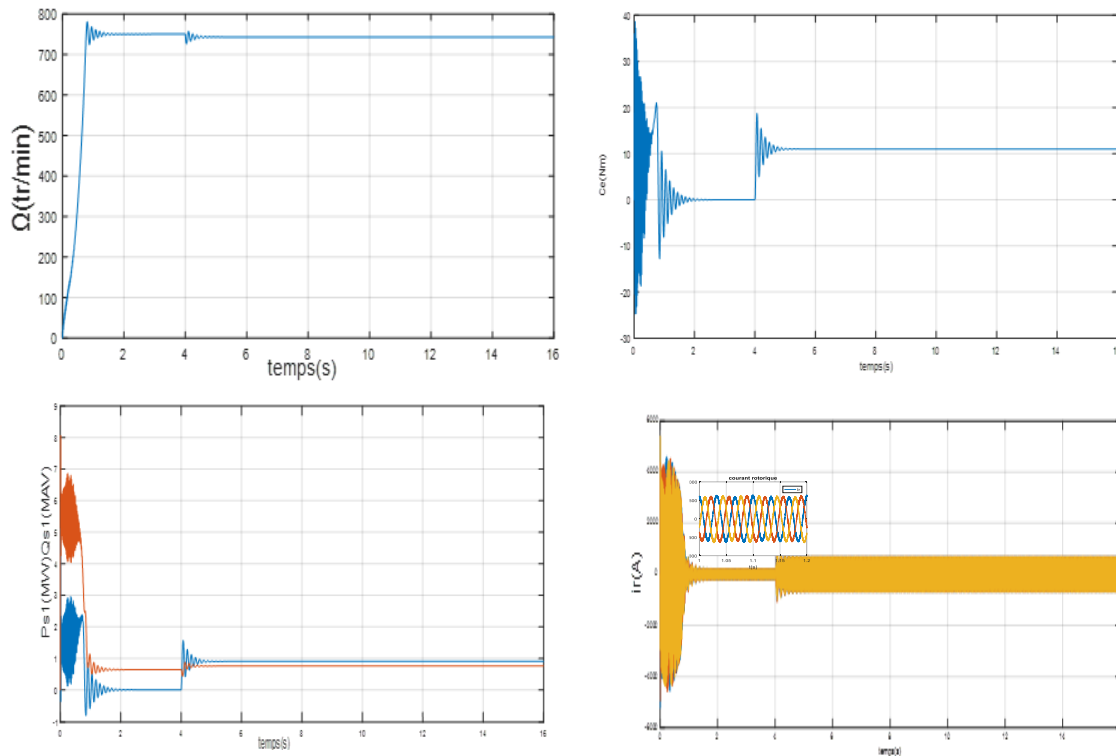


Fig. 2.6. Résultats de simulations pour un démarrage direct

La figure 2.6 représenté quatre graphes qui signifié respectivement la vitesse de synchronisme (tour/min), le couple électromagnétique, les puissance active(MW) et réactive (MVar) de stator 1 et les courant  $I_r$  (A) et tout ça en fonction de temps en (s).

Dans le premier graphe, on peut observer une augmentation soudaine de la vitesse de 0 à 750 tr/min entre [0,1s]. Ensuite, elle diminue un peu à cause de couple résistant à la quatrième seconde avec une légère perturbation notée, après quoi elle revient à sa valeur initiale (750tr/min) et se maintient stable.

Le deuxième graphe représente le couple électromagnétique après le régime transitoire de [0,4s] après une petite perturbation à la quatrième seconde en remarqué qu'il stabilise à 10kN.m le couple de la cascade est la somme des couple de deux machines .

Le troisième graphe et réservé à la puissance active et réactive de stator 1.Nous remarquons qu'elles sont toujours positive donc la machine consomme les puissances active et réactive et en remarquant aussi que la puissance active est nulle et la puissance réactive est positive . à la quatrième seconde après le couple résistant la puissance active augment et devient supérieur à la puissance réactive qui augment aussi légèrement .

Le quatrième graphe représente les courants rotorique, on remarque qu'ils varient de même façon aussi (sinusoïdalement) . Après l'introduction de couple résistive à  $t=4s$  on remarque que la valeur des courants augmente .

## 7. Conclusion

Notre objectif principal était de créer un modèle adapté à la commande de la machine, c'est-à-dire un schéma de la machine qui permet de contrôler son fonctionnement. Nous avons utilisé le modèle de la cascade dans le repère de Park, une méthode de représentation des grandeurs électriques de la machine. Ce modèle nous offre une compréhension du fonctionnement de la cascade et des moyens de la commander pour obtenir les performances souhaitées. En définitive, nous avons élaboré une représentation mathématique pratique de la cascade qui peut être utilisée pour la conception de régulateurs et de systèmes de contrôle.



# Chapitre 3:

## Commande vectorielle

### 1. Introduction

La MADA fonctionne en reliant directement le stator au réseau électrique, tandis qu'un onduleur alimente son rotor. Contrairement à la machine classique, le mode de fonctionnement de la MADA n'est pas déterminé par la vitesse de rotation, mais par la commande des tensions rotoriques. Cette commande permet de réguler le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en mode synchrone (hypo ou hyper) ou en tant que moteur ou générateur.[1]

Dans notre étude, nous nous concentrons sur un générateur éolien basé sur une cascade de deux MADAs. Le stator 1 est directement connecté au réseau électrique, tandis qu'un convertisseur de fréquence relie le stator 2 avec le réseau.

Nous commencerons par développer un modèle de commande qui permettra de commander indépendamment les puissances active et réactive de la MASEC. Ensuite, nous examinerons l'intégration d'une éolienne dans notre système. Les résultats souhaités obtenir sous similaire à ceux de la MADA.[1]

### 2. Description du système étudié

Dans notre système, le premier stator de la MASEC est directement connecté au réseau électrique, tandis que le deuxième stator est relié à un convertisseur de fréquence. Notre objectif est de contrôler les puissances actives et réactives qui traversent le premier stator. Lorsque la puissance aérodynamique de la turbine dépasse la capacité admissible du premier stator, nous créons un deuxième chemin à travers le deuxième stator afin de ne pas surcharger le premier. Cela nous permet d'alimenter le réseau avec la puissance maximale possible.[1]

Afin de contrôler la production d'électricité de l'éolienne, nous mettrons en place une commande qui permettra un contrôle indépendant des puissances active et réactive du premier stator. Nous établirons les équations qui relient les tensions du deuxième stator, générées par le convertisseur de fréquence, aux puissances active et réactive du premier stator. Le système que nous étudierons est montré sur la figure 3.1.

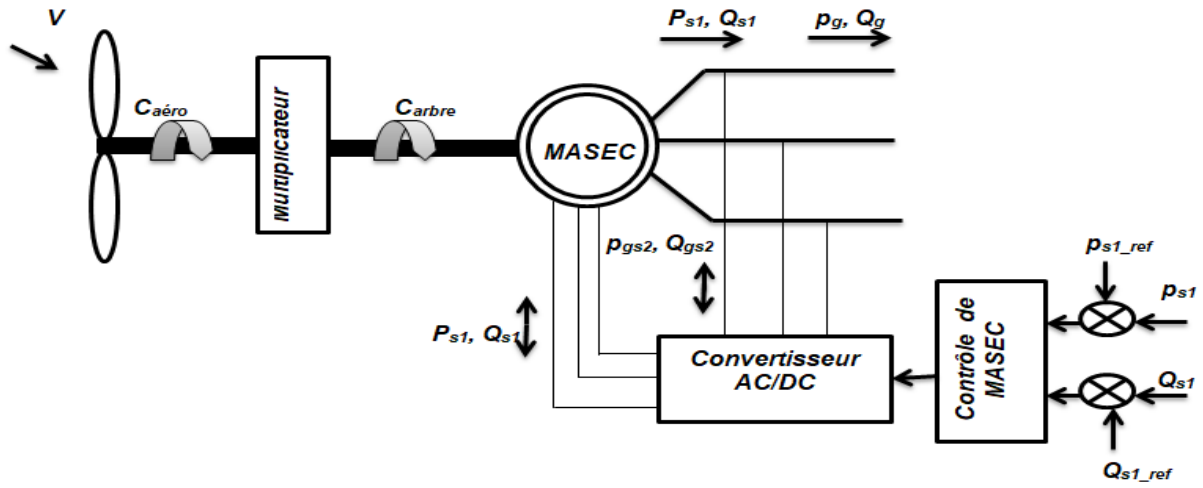


Fig. 3.1. Schéma du système étudié.[1]

Les équations des tensions de la cascade sont dans les systèmes d'équations 2.38 et 2.40:

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1} \cdot i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_{s1} \cdot \varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1} \cdot i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_{s1} \cdot \varphi_{ds1} \\ v_{dr1} = R_{r1} \cdot i_{dr1} + \frac{d\varphi_{dr1}}{dt} - (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \cdot \varphi_{qr1} \\ v_{qr1} = R_{r1} \cdot i_{qr1} + \frac{d\varphi_{qr1}}{dt} + (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \cdot \varphi_{dr1} \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\begin{cases} v_{dr2} = R_{r2} \cdot i_{dr2} + \frac{d\varphi_{dr2}}{dt} - (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \cdot \varphi_{qr2} \\ v_{qr2} = R_{r2} \cdot i_{qr2} + \frac{d\varphi_{qr2}}{dt} + (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \cdot \varphi_{dr2} \\ v_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - (\omega_{s1} - \omega_{r1} - \omega_{r2}) \cdot \varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + (\omega_{s1} - \omega_{r1} - \omega_{r2}) \cdot \varphi_{ds2} \end{cases} \quad (3.2)$$

Dans les relations des flux 2.37 et 2.39, on exprime les courants  $i_{dr1}$ ,  $i_{qr1}$ ,  $i_{dr2}$  et  $i_{qr2}$  en fonction des courants  $i_{dr}$  et  $i_{qr}$ :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + L_{m1} i_{dr} \\ \varphi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + L_{m1} i_{qr} \\ \varphi_{dr1} = L_{r1} i_{dr} + L_{m1} i_{ds1} \\ \varphi_{qr1} = L_{r1} i_{qr} + L_{m1} i_{qs1} \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + L_{m2} i_{dr} \\ \varphi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + L_{m2} i_{qr} \\ \varphi_{dr2} = -L_{r2} i_{dr} + L_{m2} i_{ds2} \\ \varphi_{qr2} = -L_{r2} i_{qr} + L_{m2} i_{qs2} \end{cases} \quad (3.4)$$

En montrons les équations du couplage électrique de premier et de deuxième stator, on aura:

$$\begin{cases} V_{dr1} = V_{dr2} = V_{dr} \\ V_{qr1} = V_{qr2} = V_{qr} \end{cases} \begin{cases} i_{dr1} = -i_{dr2} = i_{dr} \\ i_{qr1} = -i_{qr2} = i_{qr} \end{cases} \quad (3.5)$$

Les puissances actives et réactives des deux stators (01 et 02) sont exprimées comme suit:

$$\begin{cases} P_{s1} = v_{ds1} \cdot i_{ds1} + v_{qs1} \cdot i_{qs1} \\ Q_{s1} = v_{qs1} \cdot i_{ds1} - v_{ds1} \cdot i_{qs1} \end{cases} \quad (3.6)$$

$$\begin{cases} P_{s2} = v_{ds2} \cdot i_{ds2} + v_{qs2} \cdot i_{qs2} \\ Q_{s2} = v_{qs2} \cdot i_{ds2} - v_{ds2} \cdot i_{qs2} \end{cases} \quad (3.7)$$

### 3. Modèle pour le contrôle indépendant des puissances du stator 1

Nous suivrons les mêmes étapes pour réaliser le contrôle indépendant de puissance de la MADA, afin d'effectuer le découplage des puissances de la MASEC. En orientant le repère (dq) de sorte que l'axe d soit aligné avec le flux du premier stator  $\varphi_{s1}$ , le modèle de la MASEC devient plus simple et le dispositif de commande qui en découle est également simplifié. Le flux du premier stator le long de l'axe q est constamment égale à 0.

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = \varphi_{s1} \\ \varphi_{qs1} = 0 \end{cases} \quad (3.8)$$

En utilisant les simplifications ci-dessus, nous pouvons simplifier les équations des flux comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = \varphi_{s1} = L_{s1} \cdot i_{ds1} + L_{m1} \cdot i_{dr} \\ \varphi_{qs1} = 0 = L_{s1} \cdot i_{qs1} + L_{m1} \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (3.9)$$

Les courants du stator 1 en fonction des courants du rotor sont:

$$\begin{cases} i_{ds1} = -\frac{L_{m1}}{L_{s1}} i_{dr} + \frac{1}{L_{s1}} \varphi_{s1} \\ i_{qs1} = -\frac{L_{m1}}{L_{s1}} i_{qr} \end{cases} \quad (3.10)$$

La relation du couple électromagnétique sera comme suit:

$$c_e = p_1 \cdot \varphi_{s1} \cdot i_{qs1} + p_2 (\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2}) \quad (3.11)$$

Si on suppose ( $p = p_1 = p_2$ ), alors le couple devient:

$$c_e = p (\varphi_{s1} \cdot i_{qs1} + \varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2}) \quad (3.12)$$

En supposant un réseau électrique stable avec une tension simple  $V_s$ , le flux statorique  $\varphi_{s1}$  reste fixe. Ensuite, si nous négligeons la résistance des enroulements du stator 1 ( $R_{s1} = 0$ ), ce qui est une hypothèse réaliste pour les machines de forte puissance utilisées dans la production éolienne, les équations des tensions du stator 1 se simplifient comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds1} = 0 \\ v_{qs1} = v_s = \omega_{s1} \cdot \varphi_{s1} \end{cases} \quad (3.13)$$

Du fait que les enroulements des rotors sont couplés électriquement, on aura alors l'égalité suivante:

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_{r1} \cdot i_{dr} + L_{m1} \cdot i_{ds1} = -L_{r2} \cdot i_{dr} + L_{m2} \cdot i_{ds2} \\ \varphi_{qr} = L_{r1} \cdot i_{qr} + L_{m1} \cdot i_{qs1} = -L_{r2} \cdot i_{qr} + L_{m2} \cdot i_{qs2} \end{cases} \quad (3.14)$$

On pose:

$$c = \frac{L_{m2}}{L_{r1} + L_{r2} - \frac{L_{m1}^2}{L_{s1}}}$$

En remplaçant les courants de la relation (3.10) dans l'égalité (3.14), on trouve:

$$\begin{cases} i_{dr} = C \cdot i_{ds2} - C \cdot \frac{L_{m1} \cdot V_s}{\omega_{s1} \cdot L_{s1} \cdot L_{m2}} \\ i_{qr} = C \cdot i_{qs2} \end{cases} \quad (3.15)$$

A partir des relations (3.10) et (3.14), on peut écrire les relations liant les courants des deux stators 1 et 2:

$$\begin{cases} i_{ds1} = \frac{V_s}{\omega_s \cdot L_{s1}} \left( 1 + \frac{C \cdot L_{m1}^2}{L_{s1} \cdot L_{m2}} \right) - C \cdot \frac{L_{m1}}{L_{s1}} \cdot i_{ds2} \\ i_{qs1} = -C \cdot \frac{L_{m1}}{L_{s1}} \cdot i_{qs2} \end{cases} \quad (3.16)$$

Avec :  $\varphi_{s1} = \frac{V_{qs1}}{\omega_{s1}}$

On définit les glissements suivants:  $s_1 = \frac{\omega_{s1} - p_1 \Omega}{\omega_{s1}}$  ;  $s_2 = \frac{s_1 \cdot \omega_{s1} - p_2 \Omega}{s_1 \cdot \omega_{s1}}$

Le glissement total de la MASEC devient:

$$s = s_1 \cdot s_2 = \frac{\omega_{s1} - \omega_{r1} - \omega_{r2}}{\omega_{s1}} = \frac{\omega_{s1} - \Omega(p_1 + p_2)}{\omega_{s1}} \quad (3.17)$$

Il en découle que:  $\omega_{s2} = s \cdot \omega_{s1}$

#### 4. Relation entre la tension du deuxième stator et son courant

On remplace la relation (3.15) dans (3.4), le flux du stator 2 devient:

$$\begin{cases} \varphi_{ds2} = (L_{s2} - L_{m2} \cdot C) i_{ds2} + \frac{L_{m1}}{L_{s1} \cdot \omega_{s1}} C \cdot V_s \\ \varphi_{qs2} = (L_{s2} - L_{m2} \cdot C) i_{qs2} \end{cases} \quad (3.18)$$

Sachant que:

$$\begin{cases} v_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - s \cdot \omega_{s1} \cdot \varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} - s \cdot \omega_{s1} \cdot \varphi_{ds2} \end{cases} \quad (3.19)$$

En remplaçant les flux (3.18), dans les équations des tensions du stator 2 (3.19), on aura :

$$\begin{cases} v_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} + (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) \frac{di_{ds2}}{dt} - s \cdot \omega_{s1} (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) i_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} + (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) \frac{di_{qs2}}{dt} - s \cdot \omega_{s1} (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) i_{ds2} + C \cdot s \frac{L_{m1} \cdot V_s}{L_{s1}} \end{cases} \quad (3.20)$$

Après le régime transitoire, les termes faisant intervenir les dérivées des courants du deuxième stator diphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} v_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} - s \cdot \omega_{s1} (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) i_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} - s \cdot \omega_{s1} (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) i_{ds2} + C \cdot s \frac{L_{m1} \cdot V_s}{L_{s1}} \end{cases} \quad (3.21)$$

Les tensions diphasées du deuxième stator,  $V_{ds2}$  et  $V_{qs2}$ , sont utilisées pour contrôler les courants  $I_{ds2}$  et  $I_{qs2}$  souhaités dans la machine. Les effets des termes de couplage entre les deux axes, tels que

$s \cdot \omega_{s1}(L_{s2} - C \cdot L_{m2})$  sont négligeables. En ajustant adéquatement les régulateurs dans la boucle de commande, ces effets peuvent être efficacement compensés. En revanche, le terme  $C \cdot s \frac{L_{m1} \cdot V_s}{L_{s1}}$  présente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation. L'impact de ce dernier ne peut pas être négligé, puisque il introduit une erreur de traînage. Alors, le contrôle du système doit prendre en considération cette erreur afin de garantir des performances optimales.

### 5. Relation entre la puissance du premier stator et le courant du deuxième stator

A partir de la simplification (3.13), les puissances  $P_{s1}$  et  $Q_{s1}$  du premier stator deviendront:

$$\begin{cases} P_{s1} = v_{qs1} \cdot i_{qs1} = v_s \cdot i_{qs1} \\ Q_{s1} = v_{qs1} \cdot i_{ds1} = v_s \cdot i_{ds1} \end{cases} \quad (3.22)$$

En remplaçant l'équation (3.16) dans (3.22) et en approximant  $\varphi_{s1}$  par  $V_s \cdot \omega_{s1}$ , les expressions des puissances active  $P_{s1}$  et réactive  $Q_{s1}$  deviennent alors :

$$\begin{cases} p_{s1} = -C \cdot V_s \frac{L_{m1}}{L_{s1}} \cdot i_{qs2} \\ Q_{s1} = \frac{V_s^2}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}} \left( 1 + \frac{C \cdot L_{m1}^2}{L_{s1} \cdot L_{m2}} \right) - C \cdot V_s \frac{L_{m1}}{L_{s1}} \cdot i_{ds2} \end{cases} \quad (3.23)$$

Le schéma bloc du système électrique à réguler tiré des équations (3.20) et (3.23) est illustré dans la figure 3.2.

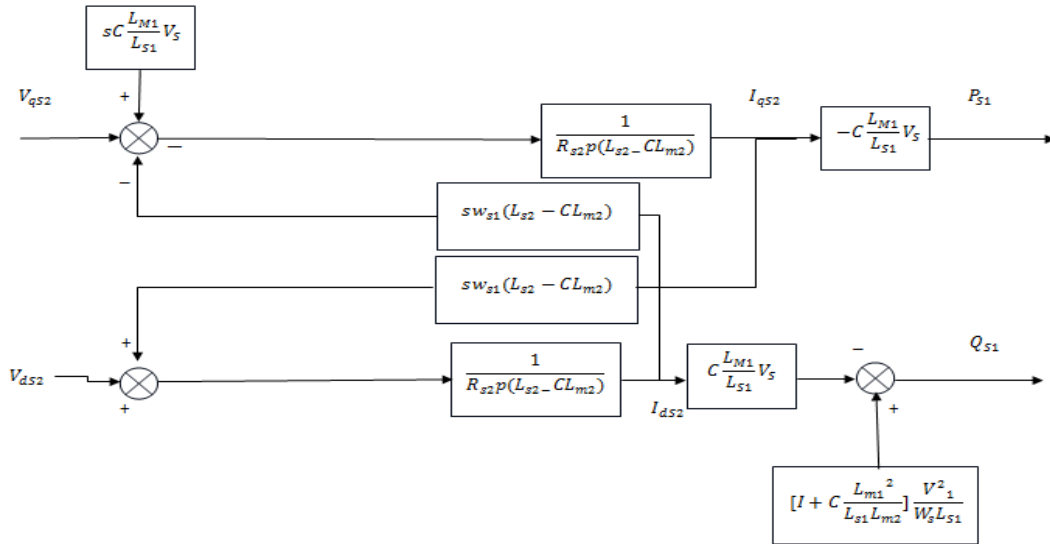


Fig. 3.2. schéma-bloc du système à réguler.[1]

En prenant en compte le repère choisi, les approximations effectuées et en considérant les inductances magnétisantes  $L_{m1}$  et  $L_{m2}$  comme constantes, le système obtenu relie de manière proportionnelle la puissance active au courant du stator 2 selon l'axe  $q$ , et la puissance réactive au courant du stator 2 selon l'axe  $d$ , avec une constante prédéterminée par le réseau, soit :

$$\frac{V_s^2}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}} \left( 1 + \frac{C \cdot L_{m1}^2 \cdot V_s}{L_{s1} \cdot L_{m2}} \right)$$

## 6. Contrôle direct

Il est remarquable que les puissances  $P_{s1}$  et  $Q_{s1}$  soient reliées aux tensions du deuxième stator par une fonction de transfert de premier ordre. Étant donné la faible valeur du glissement  $S$ , une commande vectorielle directe est réalisable, car les effets de couplage restent négligeables. Cela permet de contrôler indépendamment les axes (d) et (q) avec leurs propres régulateurs. Les références pour ces régulateurs seront  $P_{s1}$  pour l'axe (q) du stator 1 et  $Q_{s1}$  pour l'axe (d) du stator 1. La consigne de  $Q_{s1}$  sera maintenue à zéro afin d'obtenir un facteur de puissance égale 1 du côté du stator 1, ce qui optimisera le rendement. [1].

Dans notre cas, nous supposons que la machine est connectée à un réseau stable, ce qui signifie que la tension  $V_s$  est constante. Chaque axe sera donc équipé d'un régulateur individuel, comme illustré dans la figure 3.3 :

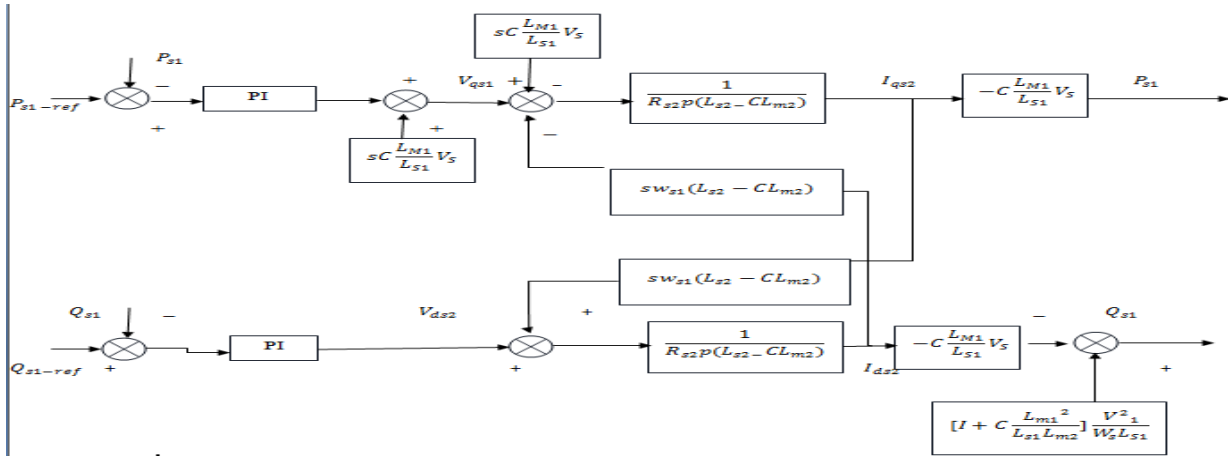


Fig. 3.3. Schéma-bloc du contrôle direct. [1]

## 7. Synthèse du régulateur PI

Le régulateur Proportionnel Intégral (PI) est largement utilisé pour la commande de la MASEC en raison de sa simplicité, de sa rapidité et de ses performances satisfaisantes en termes de dynamique, de robustesse et de rejet des perturbations. Lors de l'intégration d'une éolienne dans un réseau basé sur la MASEC, le régulateur PI est implémenté pour assurer un contrôle efficace. La figure 3.4 illustre le système bouclé corrigé par ce régulateur PI, dont la fonction de transfert est exprimée par la forme suivante : [1]

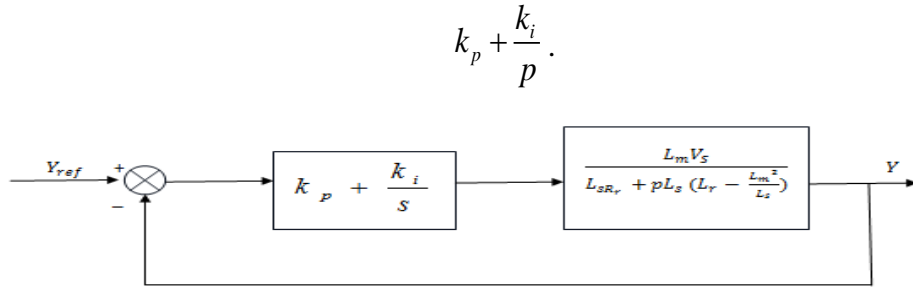


Fig. 3.4.Représentation schématique de la boucle de régulation de la puissance du premier stator.

La Fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) avec les régulateurs sous la forme :

$$FTBO = \frac{p + \frac{k_i}{k_p}}{\frac{p}{k_p}} \frac{\frac{C.L_{m1}.V_s}{L_{s1}(L_{s2} - C.L_{m2})}}{P + \frac{R_{s2}}{(L_{s2} - C.L_{m2})}} \quad (3.24)$$

Pour éliminer le zéro existant dans la fonction de transfert, nous optons pour la méthode de compensation des pôles lors de la synthèse du régulateur, ce qui se traduit par l'équation suivante :

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_{s2}}{L_{s2} - C.L_{m2}} \quad (3.25)$$

Il est important de souligner que l'intérêt de la compensation des pôles n'est observable que si les paramètres de la machine sont correctement identifiés, car les gains des régulateurs sont déterminés en fonction de ces paramètres. Si les paramètres réels diffèrent de ceux utilisés lors de la synthèse, la compensation sera inefficace [22].

Lorsque la compensation est appliquée, la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) est donnée par :

$$FTBF = \frac{1}{1 + P \frac{L_{s1}(L_{s2} - C.L_{m2})}{k_p.C.L_{m1}.V_s}} \quad (3.26)$$

Ce qui nous donne en boucle fermée :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r.P} \quad (3.27)$$

$$\text{Où : } \tau_r = L_{s1} \frac{L_{s2} - C.L_{m2}}{k_p.C.L_{m1}.V_s}$$

Avec :  $\tau_r$  Constante de temps.

Le temps de réponse du système est d'environ 10 ms, ce qui est considéré comme suffisamment rapide pour l'application sur l'éolienne, où les variations du vent sont généralement lentes et les constantes de temps mécaniques sont importantes. Fixer une valeur de temps de

réponse plus petite ne conduirait probablement pas à une amélioration significative des performances, mais pourrait entraîner des perturbations lors des régimes transitoires, provoquant des dépassements et des instabilités indésirables [1].

Les gains des régulateurs sont déterminés en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse :

$$k_p = L_{s1} \frac{L_{s2} - C.L_{m2}}{\tau_r.C.L_{m1}.V_s} \quad (3.28)$$

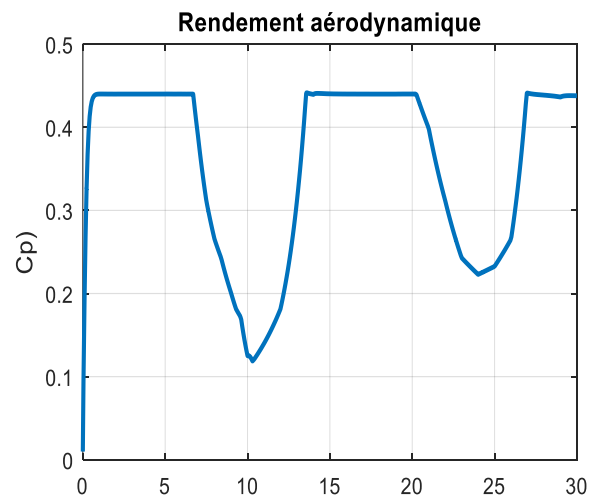
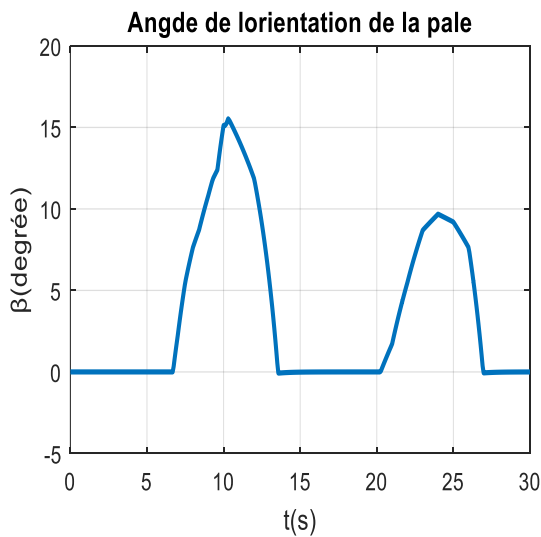
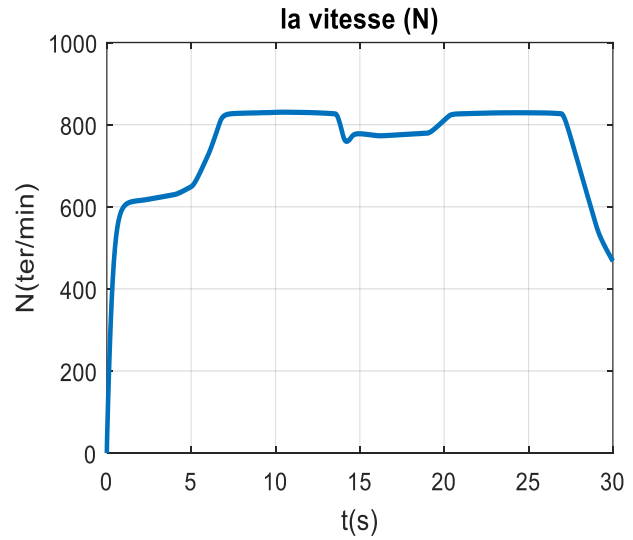
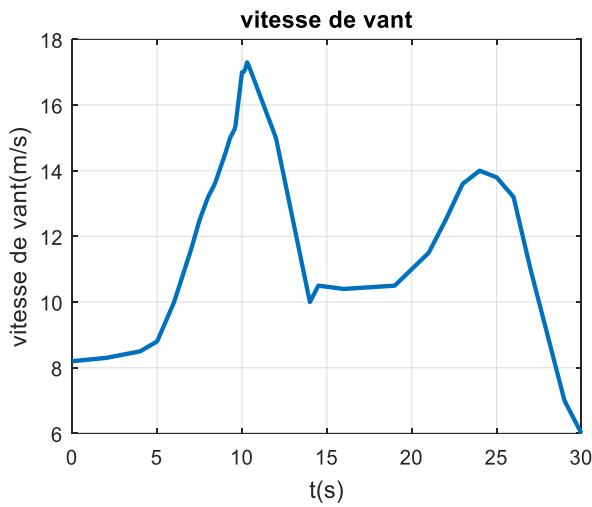
$$k_i = k_p \frac{R_{s2}}{L_{s2} - C.L_{m2}} = \frac{R_{s2}.L_{s1}}{\tau_r.C.L_{m1}.V_s} \quad (3.29)$$

Nous avons opté pour la méthode de compensation des pôles en raison de sa rapidité, mais il convient de souligner qu'il existe d'autres méthodes valides pour la synthèse du régulateur PI.

Voici une application numérique :  $k_p = 0.000118$  et  $k_i = 0.00184$ .

## 8. Les résultats de la simulation MASEC

Les puissances de références actives  $P_{s1} = -1.5 \text{ MW}$  et réactive  $Q_{s1} = 0 \text{ MVar}$





(c2)

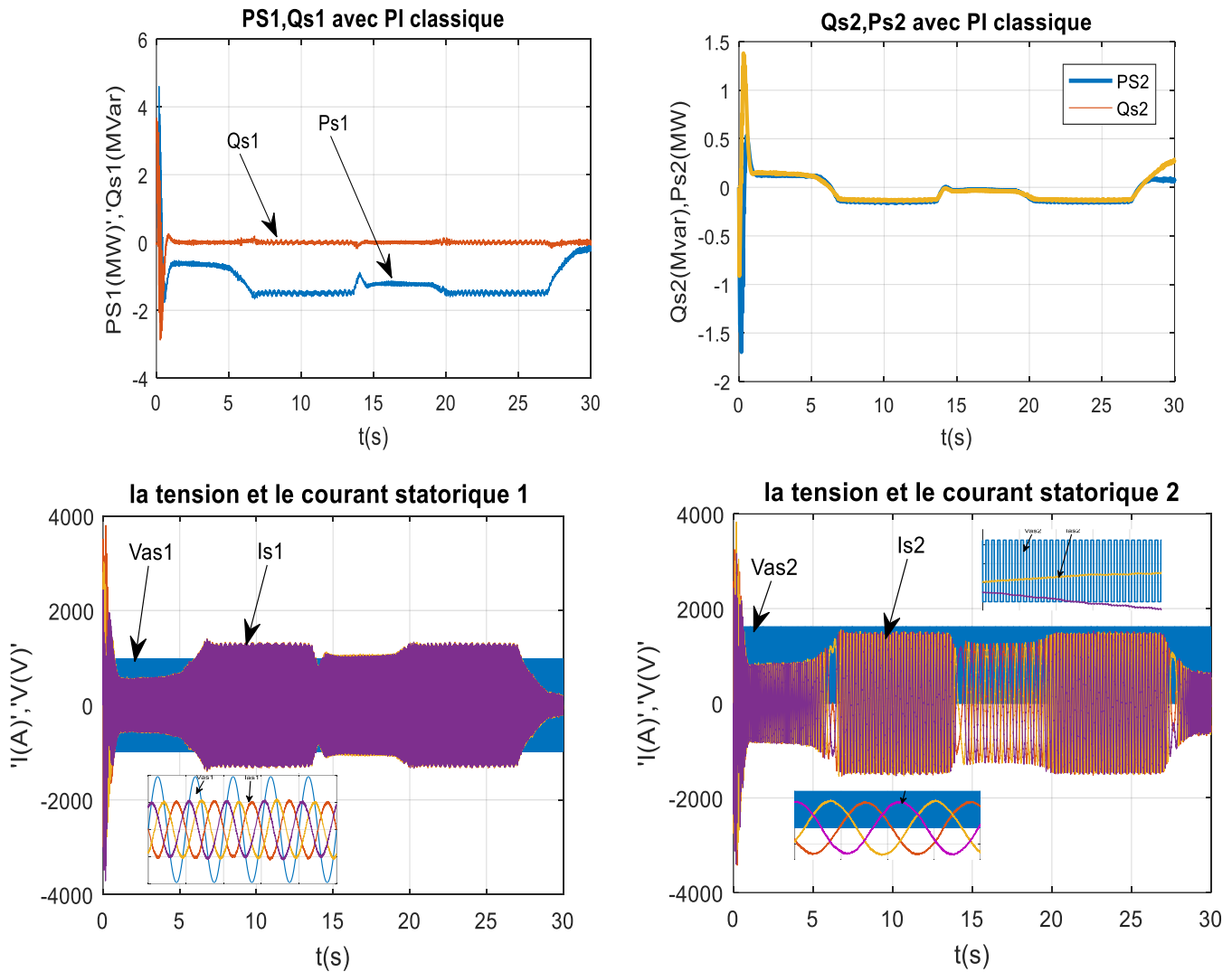


Fig. 3.5. Les résultats de la simulation.

### ❖ Discussion des résultats

La figure (3.5) montre les résultats de la simulation:

- Premier graphe : montre la vitesse de vent appliqué à la turbine éolienne.
- Le deuxième graphe montre la vitesse mécanique de la MASEC.
- Le troisième graphe illustre l'angle d'orientation des pales. On remarque que : quand la vitesse de vent augment suffisamment la valeur de  $\beta$  augmente et quand la vitesse de vent diminué la valeur de  $\beta$  est égale à 0.
- Le quatrième graphe présenté le rondement aérodynamique: quand la valeur de  $\beta=0$  la valeur de  $C_p$  sera maximal et quand la valeur de  $\beta$  augment le  $C_p$  diminue.
- Le cinquième graphe présente les puissances actives et réactives de stator 01 où nous remarquons que l'énergie réactive est presque nulle alors que l'énergie active est toujours négative.

- Le sixième graphe présente les puissances actives et réactives de stator 02 où on remarque qu'elle varie avec la vitesse de vent.
- Le septième graphe montre la tension et le courant de stator 1 et leurs zooms.
- Le huitième graphe montre la tension et le courant de stator 2 et leurs zooms.

## 9. Conclusion

Dans ce chapitre, on a développé une commande permettant le contrôle indépendant des puissances active et réactive du stator 1. On a établi les équations reliant les tensions du stator 2, générées par un convertisseur de fréquence, aux puissances active et réactive du stator 1.

On a étudié le fonctionnement de la machine asynchrone en cascade, en mode générateur, en fonction de la variation de la vitesse de vent.

# **Chapitre4 : Comparaison des résultats de régulateur PI avec PID fractionnaire**

## **1 .Introduction**

Dans de nombreux processus industriels, notamment ceux impliquant des moteurs électriques, il est essentiel de contrôler précisément certains paramètres physiques tels que la vitesse, la puissance, etc. Pour ce faire, l'utilisation d'un système de commande est souvent nécessaire.

Dans ce chapitre, notre objectif est de mettre en œuvre deux types de commandes : une commande proportionnelle-intégrale (PI) classique et une autre appelée commande fractionnaire, pour une application spécifique (MASEC). Nous souhaitons également effectuer des tests de robustesse afin de comparer les résultats et les performances de chaque méthode de commande.[22]

## **2. Principe général de la régulation**

Dans la plupart des machines et systèmes industriels ou domestiques, il est crucial de maintenir des grandeurs physiques à des niveaux définis, malgré les fluctuations externes ou internes qui les affectent. Par exemple, le niveau d'eau dans un réservoir, la température dans un four, ou la vitesse et la position des moteurs, qui pourraient varier, doivent être réglés en fonction du processus en question. Si les perturbations qui affectent ces grandeurs sont faibles ou insignifiantes, un simple réglage en boucle ouverte peut suffire (par exemple, en ajustant un robinet). Dans la plupart des cas, cependant, cela n'est pas assez efficace. Il est alors nécessaire de mesurer et de comparer en permanence la valeur actuelle de la grandeur par rapport à celle souhaitée, puis d'ajuster la grandeur d'action en conséquence. Cela crée une boucle de régulation ou d'asservissement, qui comprend une panoplie de techniques de mesure, de traitement de signal, d'amplification et de commande d'actionneurs. Bien que la régulation soit considérée comme l'élément dominant dans le milieu industriel, il est néanmoins important de prendre en compte l'aspect asservissement pour tester l'efficacité et la qualité de cette boucle de contrôle.[23,24]

### **2.1. Performances des systèmes réglés**

Les performances des systèmes réglés, telles qu'elles sont définies dans le cahier des charges, sont représentées dans la figure (4.1).[25]

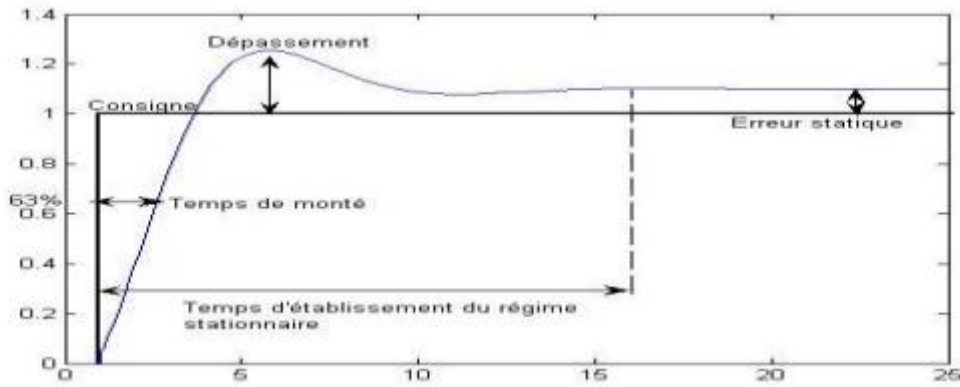


Fig. 4.1. Performances d'un système de commande[22]

- **Rapidité:**

La rapidité mesure le temps de réponse du système, c'est-à-dire le temps qu'il faut à la sortie pour réagir par rapport à la consigne. On considère le temps nécessaire pour que la réponse ne dépasse plus de 5% de la valeur finale comme critère de rapidité 5% [22].

- **Précision:**

La précision évalue l'erreur lorsque l'équilibre est atteint, en comparant l'entrée et la sortie de même nature. Un système est considéré précis lorsque la sortie suit la consigne en toutes circonstances, avec un écart inférieur à la valeur spécifiée dans le cahier des charges [22].

- **Stabilité:**

Un système est dit stable lorsqu'il tend à revenir à son état d'équilibre pour une consigne constante, ce qui signifie que la sortie reste constante [22].

## 2.2 Le correcteur

Le correcteur est une composante clé de l'asservissement, responsable de ses performances. Il peut être modifié facilement et être équipé d'une variation automatique de paramètres pour s'adapter aux évolutions lentes de la plage de fonctionnement du procédé.[25]

## 2.3 But de la correction

Le concepteur de l'asservissement est confronté à deux types de situations auxquelles il doit faire face :

- Garantir une réponse acceptable pour des signaux de consigne qui évoluent dans le temps, tels que des cycles de température dans le cadre d'un traitement thermique.

- Fournir des caractéristiques fréquentielles (gain, déphasage) requises dans une plage de fréquences spécifiée, comme dans le cas de l'asservissement du mouvement d'un haut-parleur dans un système haute-fidélité. [25]

## 2.4 La commande PID classique

Actuellement, le correcteur PID est le type de commande le plus répandu dans les boucles de rétroaction. En effet, plus de 90% des boucles de régulation utilisent des correcteurs PID. En général, les systèmes de commande classiques à retour unitaire, représentés par la figure (4.2), intègrent le correcteur PID classique.[25]

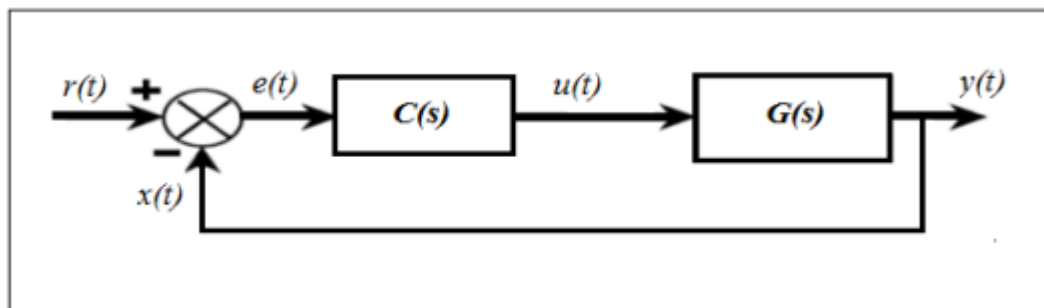


Fig.4.2. Système de commande à retour unitaire classique[25]

Où ;

$U(t)$  : Le signal de commande

$E(t)$  : L'écart résultant de la différence entre la consigne  $r(t)$  et  $x(t)$  le signal de retour

$Y(t)$  : La grandeur à commander

$C(s)$  : La fonction de transfert du correcteur

$G(s)$  : La fonction de transfert de système

Le comportement du correcteur proportionnel intégral dérivé (PID) classique est décrit par la loi de commande suivante :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t) dt + k_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.1)$$

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation (4.1) avec les conditions initiales nulles, on trouve :

$$U(s) = K_p E(s) + \frac{k_i}{s} E(s) + k_d s E(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d \cdot s \right) E(s) \quad (4.2)$$

$$\text{Avec } T_i = \frac{K_p}{K_i} \text{ \& } T_d = \frac{K_d}{K_p}$$

La fonction de transfert de correcteur PID peut être exprimé par :

$$C(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d \cdot s \right) \quad (4.3)$$

$$\text{Ou : } C(s) = \frac{U(s)}{E(s)}$$

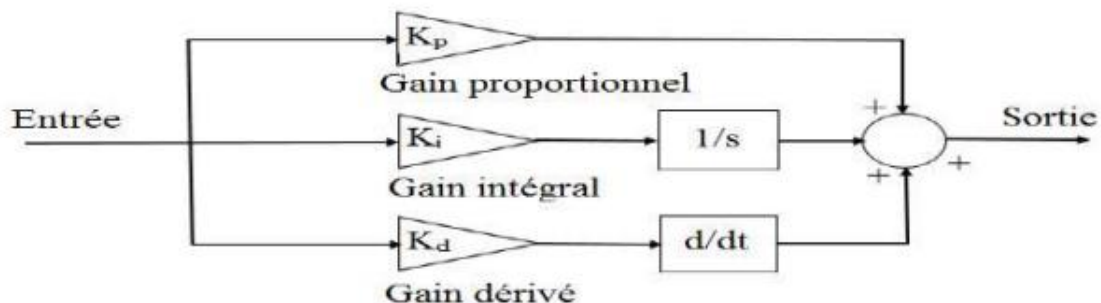
Les différents paramètres du correcteur associés à ces termes sont le gain proportionnel ( $K_p$ ), la constante d'intégration ( $T_i$ ) et la constante de dérivation ( $T_d$ ). Ces trois termes, proportionnel, intégral et dérivé, ont des caractéristiques distinctes et agissent de manière complémentaire [26].

### 2.4.1 Paramètres d'un régulateur PID

Le régulateur le plus couramment utilisé dans plus de 90% des systèmes d'asservissement est le régulateur proportionnel intégral dérivé (PID). L'histoire de ces régulateurs remonte au début du XXe siècle. Les applications du régulateur PID sont très vastes et diversifiées, allant de la commande des procédés industriels à celle des moteurs. Il est donc essentiel d'étudier en détail le régulateur PID. La fonction de transfert d'un régulateur PID est :[27]

$$G_c(s) = U(s), E(s) = K_p + \frac{k_i}{s} + k_d$$

Dans cette formulation, les gains de proportionnalité, d'intégration et de dérivation sont notés respectivement  $K_p$ ,  $K_i$  et  $K_d$ . On remarque que la variable de commande est la somme pondérée de l'erreur (P), de l'intégrale de l'erreur (I) et de la dérivée de l'erreur (D). Une interprétation du régulateur PID est qu'il agit en fonction des erreurs présente, passée et future. En effet, la partie proportionnelle de la commande est basée sur l'erreur présente, l'intégrale de l'erreur cumule les erreurs passées et la dérivée de l'erreur (donc sa pente) permet de prédire la direction future de l'erreur. La figure (4.3) illustre la structure du régulateur PID [27].



.Fig.4.3.Représentation de la structure du régulateur PID.

- Le terme proportionnel « p »(proportionnel à l'erreur) :

$$P = k_p e(t) \quad (4.4)$$

- Le terme intégral « I » (proportionnel à l'intégrale de l'erreur) :

$$I = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (4.5)$$

- Le terme dérivatif « D » (proportionnel à la dérive de l'erreur) :

$$D = K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.6)$$

$K_p, k_i, k_d$ : est le gain proportionnel, intégral et dérivé respectivement.

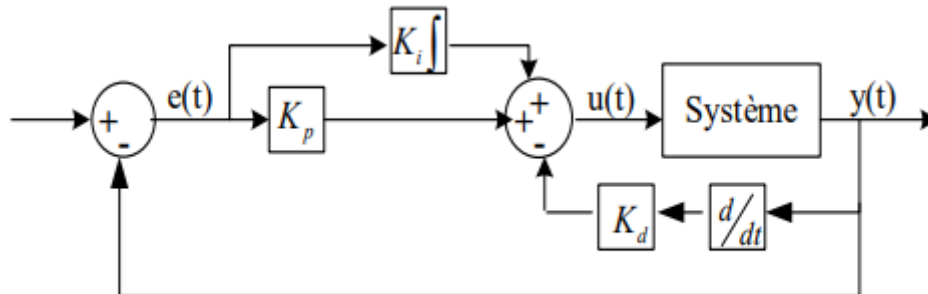


Fig.4.4. Régulation avec un PID[27]

#### 2.4.1.1 Action proportionnelle

La méthode de commande "Proportionnelle" est très simple. Elle consiste à apporter une correction proportionnelle à l'erreur détectée en temps réel, ce qui signifie que le signal de commande est proportionnel au signal d'erreur.

$$P = k_p e(t) \quad (4.7)$$

Avec

$$G_c(s) = U(s)$$

Le rôle du régulateur est d'amplifier l'erreur afin que le système réagisse de manière plus vive, donnant ainsi l'impression que l'erreur est plus importante qu'elle ne l'est réellement [23].

- **Limite du régulateur proportionnel**

Un inconvénient intrinsèque au régulateur proportionnel (P) est son incapacité à éliminer les erreurs en régime permanent, notamment après un changement de consigne ou une variation de charge. En raison de cette limitation, l'utilisation du contrôleur proportionnel est rarement privilégiée [25].

#### 2.4.1.2 Action proportionnelle-intégrale PI

En général, le régulateur ne fonctionne pas en action intégrale pure (trop instable). Il fonctionne en correcteur Proportionnel Intégral (PI).

- **Loi de commande**

$$u(t) = k_p \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int_{-\infty}^t e(t) dt \right) \quad (4.8)$$

Ou  $T_i$  est la constante d'intégration

- La fonction de Transfer :

$$G_c(s) = \frac{u(s)}{E(s)} = K_p \frac{1+sT_i}{sT_i} \quad (4.9)$$

Schéma fonctionnel :

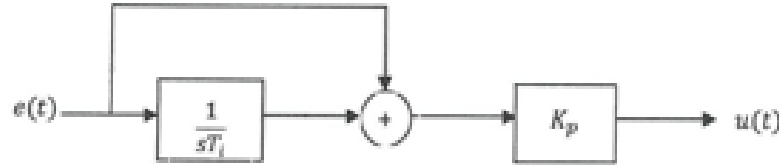


Fig.4.5. schéma fonctionnel d'un régulateur PI

- Avantage : Annule l'erreur statique grâce à l'action intégrale
- Inconvénients : Retard de phase à cause de l'action intégrale qui peut conduire à une instabilité si le correcteur est mal placé [28]

### 2.4.1.3. Correcteur PID (Proportionnel Intégral et Dérivée)

- Le régulateur PID (Proportionnel-Intégral-Dérivée) est la combinaison des trois actions de base : P, I et D. Grâce aux termes proportionnel et intégral, il permet de compenser une erreur statique, tandis que l'action dérivée permet d'atteindre des performances de rapidité supérieures à celles d'un régulateur PI.
- Le régulateur PID est un dispositif de contrôle utilisé pour la régulation en boucle fermée des systèmes industriels. Il est largement utilisé dans l'industrie et permet de contrôler de nombreux procédés [28].

- La loi de commande :

$$u(t) = k_p(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_{-\infty}^t e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt}) \quad (4.10)$$

Où  $T_d$  est la constante de dérivation.

- Schéma fonctionnel :

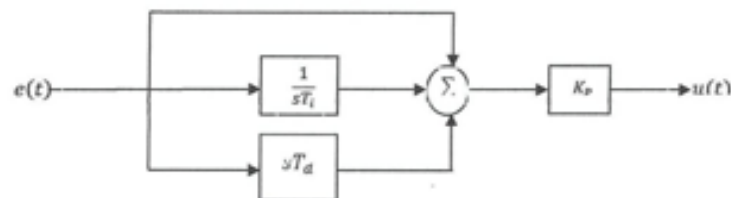


Fig.4.6. Schéma fonctionnel du régulateur PID[28]

#### ❖ Avantage :

- annule l'erreur statique
- améliore la rapidité du système.



- améliore la stabilité du système

## 2.5. Correcteurs D'Ordre Fractionnaire

### 2.5.1 Correcteur d'ordre fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$

Le PID fractionnaire est proposé afin d'améliorer les performances des systèmes asservis linéaires, c'est une généralisation du correcteur PID classique, il a la forme  $PI^\lambda D^\mu$  nommé où  $\mu$  et  $\lambda$  sont des réels positifs tel que :  $0 < \lambda < 1$ ,  $0 < \mu < 1$ . [11]

#### 2.5.1.1. Correcteurs PI fractionnaire $PI^\lambda$

❖ La loi de commande d'un correcteur PI fractionnaire  $PI^\lambda$  est donné par :

$$u(t) = k_p + k_p \frac{D_t^{-\lambda}}{T_i} \quad (4.11)$$

Par transformé de Laplace, on obtient la fonction de transfert suivante :

$$C(p) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_i p^\lambda} \right) \quad (4.12)$$

Avec :

$K$  : le gain proportionnel

$T_i$  : Constant de temps de l'action intégral

$\lambda$  : Ordre d'intégration

La réponse fréquentielle est caractérisée par l'amplitude et la phase suivant :

L'amplitude :

$$|C(jw)| = \frac{k_p + [(1 + T_i w^\lambda \cos(\lambda \frac{\pi}{2}))^2 + (T_i w^\lambda \sin(\lambda \frac{\pi}{2}))^2]^{1/2}}{T_i w^\lambda} \quad (4.13)$$

La phase :

$$\arg(C(w)) = \arg \left( \frac{w^\lambda \sin(\lambda \frac{\pi}{2})}{1 + w^\lambda \cos(\lambda \frac{\pi}{2})} \right) - T_i \left( \lambda \frac{\pi}{2} \right) \quad (4.14)$$

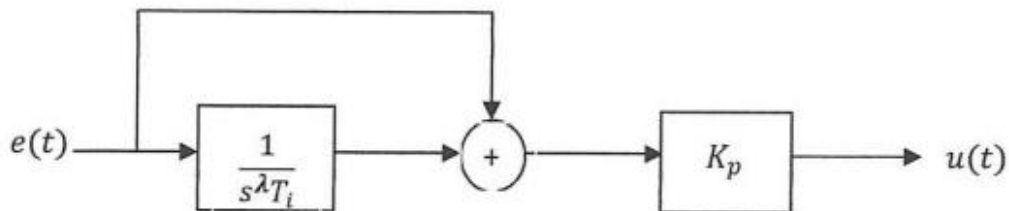


Fig.4.7. Schéma fonctionnel du régulateur  $PI^\lambda$

#### 2.5.1.2 Correcteur PD fractionnaire $PD^\mu$

La loi de commande du correcteur PD fractionnaire est donné par :

$$u(t) = k_p + k_p T_d D_t^\mu e(t) \quad (4.15)$$

La fonction de transfert est de la forme :

$$C(p) = k_p + (1 + T_d p^\mu) \quad (4.16)$$

Avec :  $K_p$ : le gain proportionnel.

$T_i$  : Constante de temps de l'action dérivée.

$\mu$ : Ordre de dérivation.

La réponse fréquentielle est caractérisée par l'amplitude et la phase suivant :

$$|C(jw)| = \frac{k_p}{[(1+T_d w^\mu \sin(\frac{\mu\pi}{2}))^2 + (T_d w^\mu \cos(\frac{\mu\pi}{2}))^2]^{1/2}} \quad (4.17)$$

La phase :

$$\arg(C(w)) = \arctg\left(\frac{T_d w^\mu \sin(\frac{\mu\pi}{2})}{(1+T_d w^\mu \cos(\frac{\mu\pi}{2}))}\right) \quad (4.18)$$

L'avantage principal de ce correcteur est d'améliorer la stabilité

### 2.5.1.3 Contrôleur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire

Podlubny a proposé récemment un Contrôle  $PI^\lambda D^\mu$  fractionnaire pour améliorer les performances du contrôleur PID classique. Ce contrôleur intègre un intégrateur d'ordre  $\lambda$  et un différentiateur d'ordre  $\mu$ , et son équation de sortie dans le domaine du temps est exprimée sous forme fractionnaire.[29]

$$u(t) = k_p \left( e(t) + \frac{1}{T_i} D^{-\lambda}(e(t)) + T_d D^\mu(e(t)) \right) \quad (4.19)$$

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation (4.11) avec des conditions initiales nulles, la fonction de transfert de ce correcteur peut être exprimée comme suit :

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s^\lambda} + K_d \cdot s^\mu \quad (4.20)$$

La fonction de transféré  $C(s)$  d'un correcteur est :

$$C(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s^\lambda} + T_d \cdot s^\mu \right) \quad (4.21)$$

$K_p$  : représente l'action proportionnelle.

$K_i: \frac{1}{T_i s^\lambda}$  : représente l'action de l'intégrale d'ordre fractionnaire.

$K_d: T_d \cdot s^\mu$  : représente l'action de la dérivation d'ordre fractionnaire

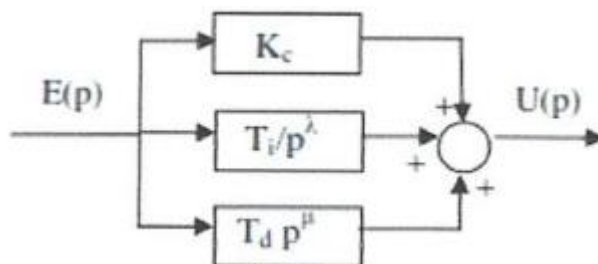


Fig.4.8.Structure de correcteur  $PI^\lambda D^\mu$ [29]

Tous ces types de correcteur PID classique sont des cas particuliers du correcteur  $PI^\lambda D^\mu$  fractionnaire donné par l'équation (4.19), comme le montre la figure (4.8).

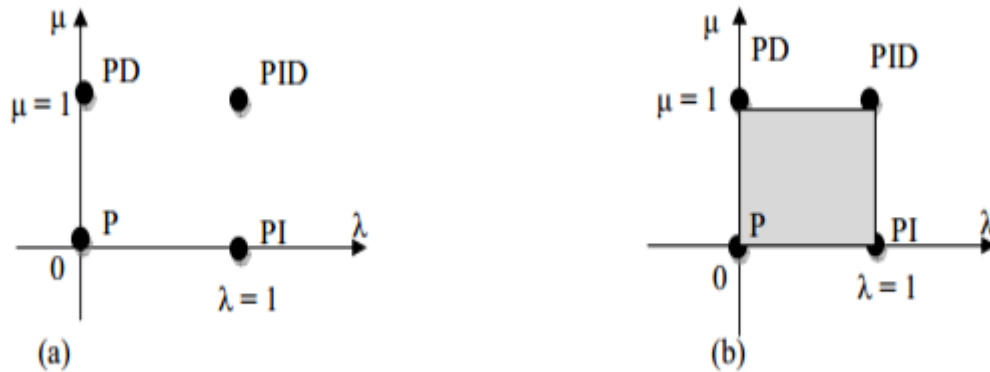


Fig.4.9.  $PI^\lambda D^\mu$  et PID , (a) :ordre entier, (b) :ordre fractionnaire[29]

D'après cette figure, on peut donner les cas suivants

Lorsque  $\lambda = 0$  et  $\mu = 0$ , on a un correcteur PI classique.

Lorsque  $\lambda = 1$  et  $\mu = 1$ , on a un correcteur PID classique.

Lorsque  $0 < \lambda < 1$  et  $0 < \mu < 1$ , on a un correcteur PID fractionnaire.

Lorsque  $\lambda = 1$  et  $\mu = 0$ , on a un correcteur PI classique.

Lorsque  $\lambda = 0$  et  $\mu = 1$ , on a un correcteur PD classique. A

Lorsque  $\lambda = 0$  et  $0 < \mu < 1$ , on a un correcteur PD fractionnaire.

Lorsque  $0 < \lambda < 1$  et  $\mu = 0$ , on a un correcteur PI fractionnaire.

D'après ces résultats, on constate que les correcteurs classiques sont des cas particuliers des correcteurs d'ordre fractionnaire

## 2.6. $PI^\lambda D^\mu$ fractionnaire

Le correcteur  $PI^\lambda D^\mu$ , qui comprend les paramètres  $K_p$ ,  $K_i$  et  $K_d$ , possède également deux autres paramètres de réglage,  $\lambda$  et  $\mu$ . Cela offre une plus grande flexibilité et facilite l'ajustement des propriétés dynamiques des systèmes de commande d'ordre fractionnaire. Plusieurs travaux sur les techniques de réglage sont actuellement publiés, inspirés de l'idée du correcteur  $PI^\lambda D^\mu$ [30]. L'atout principal du correcteur  $PI^\lambda D^\mu$  d'ordre fractionnaire réside dans sa capacité à contrôler efficacement la dynamique des systèmes d'ordre fractionnaire. Un autre avantage réside dans le fait que les correcteurs  $PI^\lambda D^\mu$  d'ordre fractionnaire sont moins susceptibles d'être perturbés par les variations des paramètres d'un système commandé, ce qui améliore leur robustesse. Cela est dû au fait que les

correcteurs  $PI^\lambda D^\mu$  d'ordre fractionnaire disposent de deux degrés de liberté supplémentaires pour ajuster plus précisément les propriétés dynamiques des systèmes de commande d'ordre fractionnaire. Grâce à la flexibilité apportée par les nombres réels arbitraires  $\lambda$  et  $\mu$ , le correcteur  $PI^\lambda D^\mu$  d'ordre fractionnaire permet une meilleure régulation des propriétés dynamiques des systèmes. [30,31]

### 2.6.1. Avantage du correcteur fractionnaire

Sa possibilité de bien commander la dynamique des systèmes d'ordre fractionnaire. Il est moins sensible aux changements des paramètres d'un système commandé, ce qui donne une amélioration de la robustesse. Ceci est parce que les correcteurs  $PI^\lambda D^\mu$  d'ordre fractionnaire possèdent deux degrés de liberté supplémentaires pour mieux ajuster les propriétés dynamiques des systèmes de commande.[32]

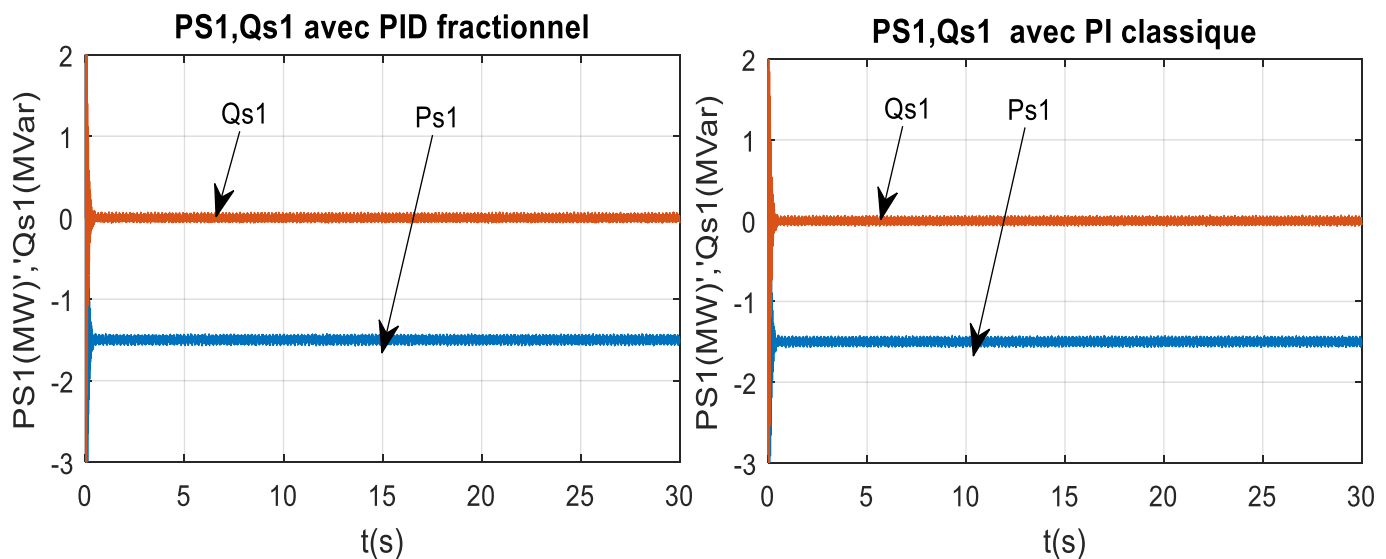
## 3. Comparaison des resultat de PID fractionnaire et PI classique avec test de robustesse

Afin de montrer l'efficacité du PID fractionnaire nous allons faire une étude comparative par rapport aux tests de robustesse du système étudié dans le chapitre 3.

### 3.1. Test de robustesse

La puissance réactive de référence est considéré nulle dans chaque cas

#### 3.1.1. Cas 1 : test de robustesse avec une vitesse constant (80rd/s) et puissance de référence constante de -1.5MW :



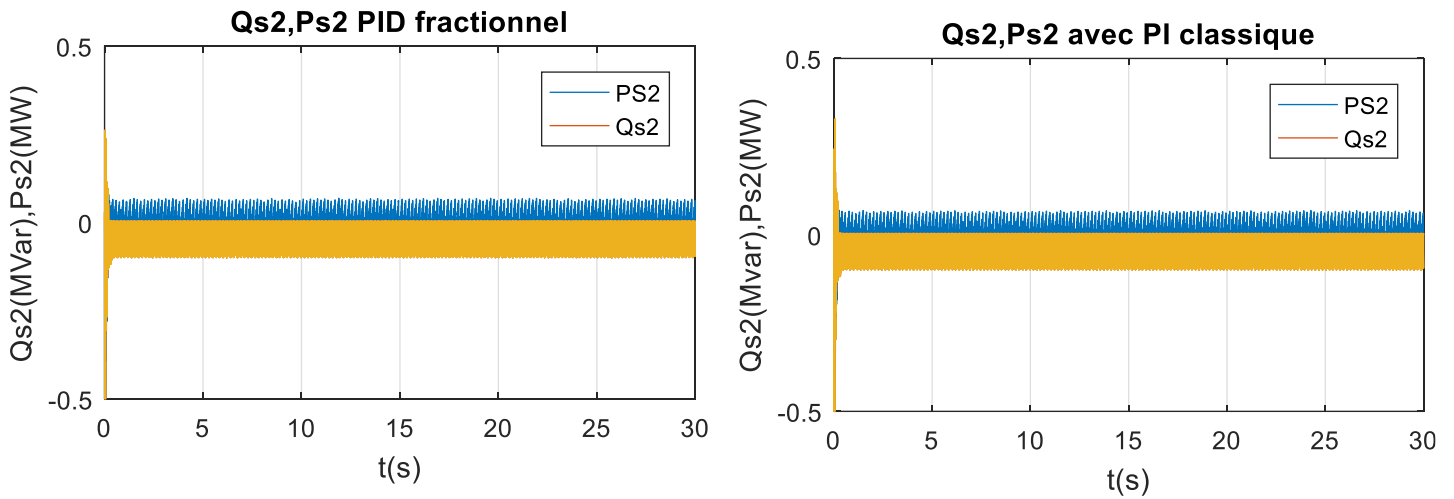


Fig. 4.10. Variation des puissances actives et réactive de la machine dans le cas 1

### 3.1.2. Cas 2 : test de robustesse avec une vitesse variable et puissance de référence constante de -1.5MW :

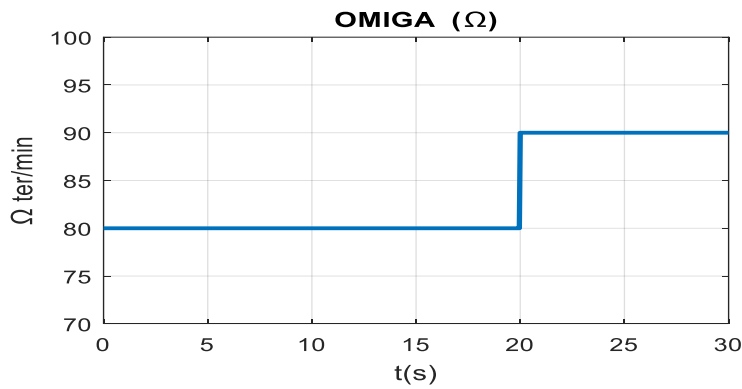
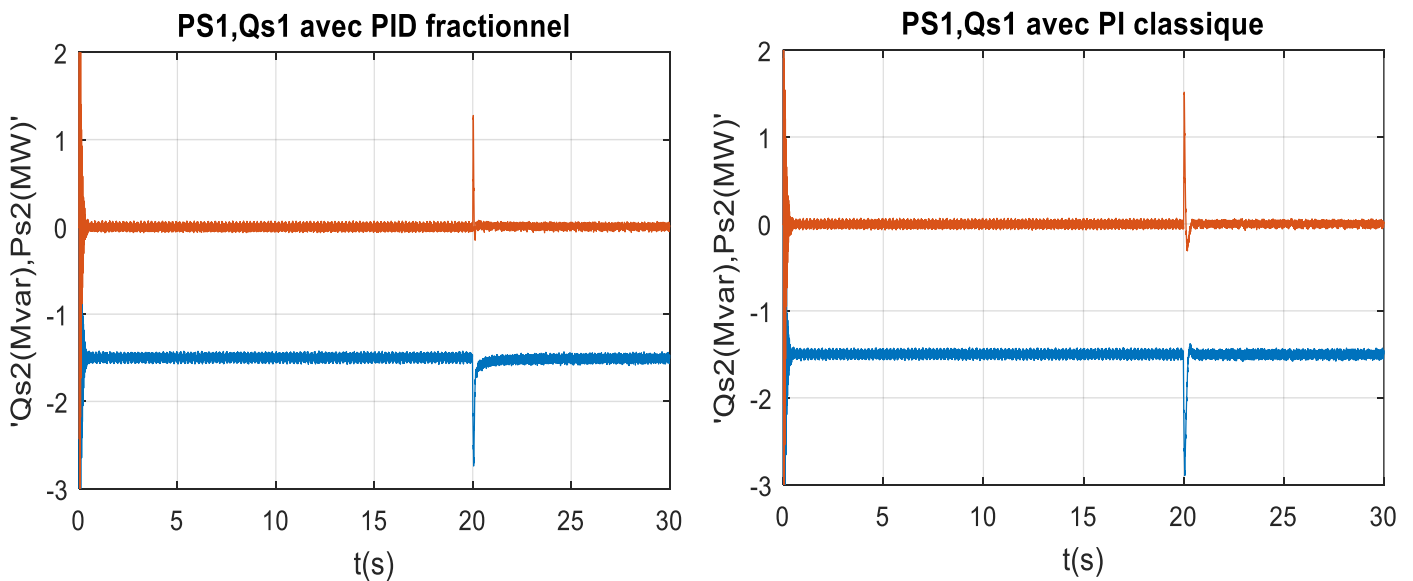


Fig. 4.11. variation de vitesse de référence



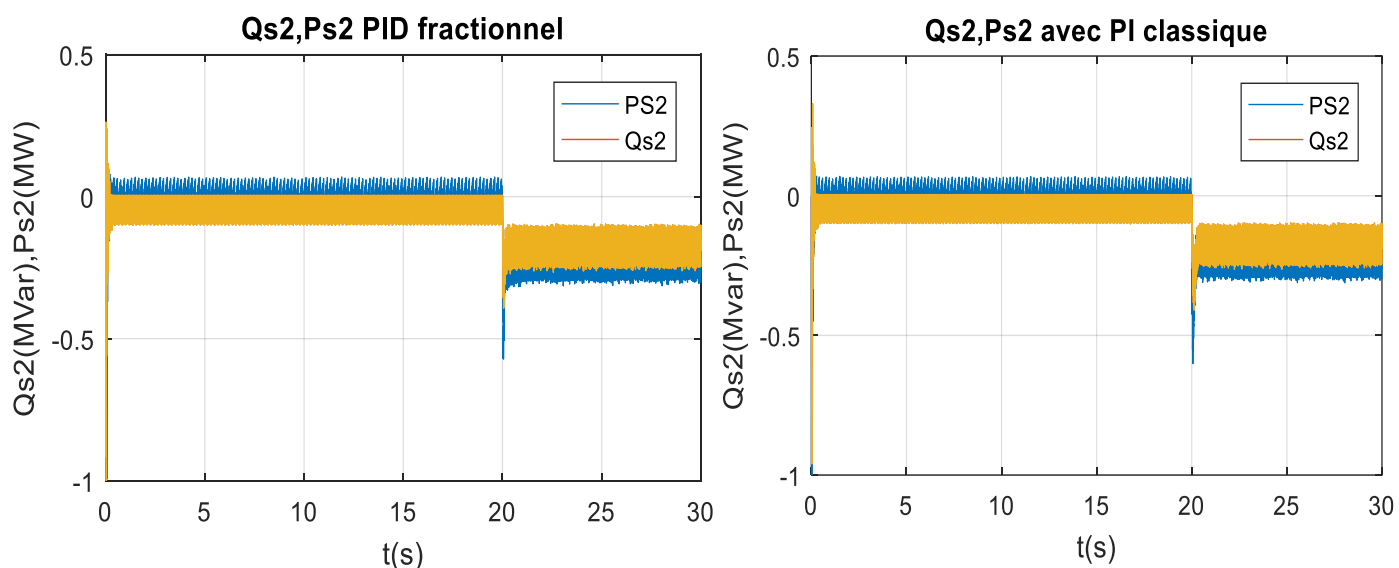


Fig.4.12. Variation des puissances actives et réactive de la machine dans le cas 2

### 3.1.3. Cas 3 : test de robustesse avec une vitesse constante de (80rd/s) et puissance de référence variable :

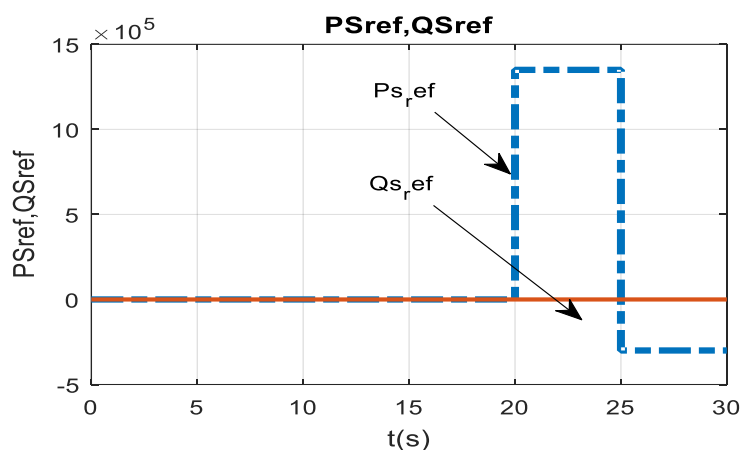
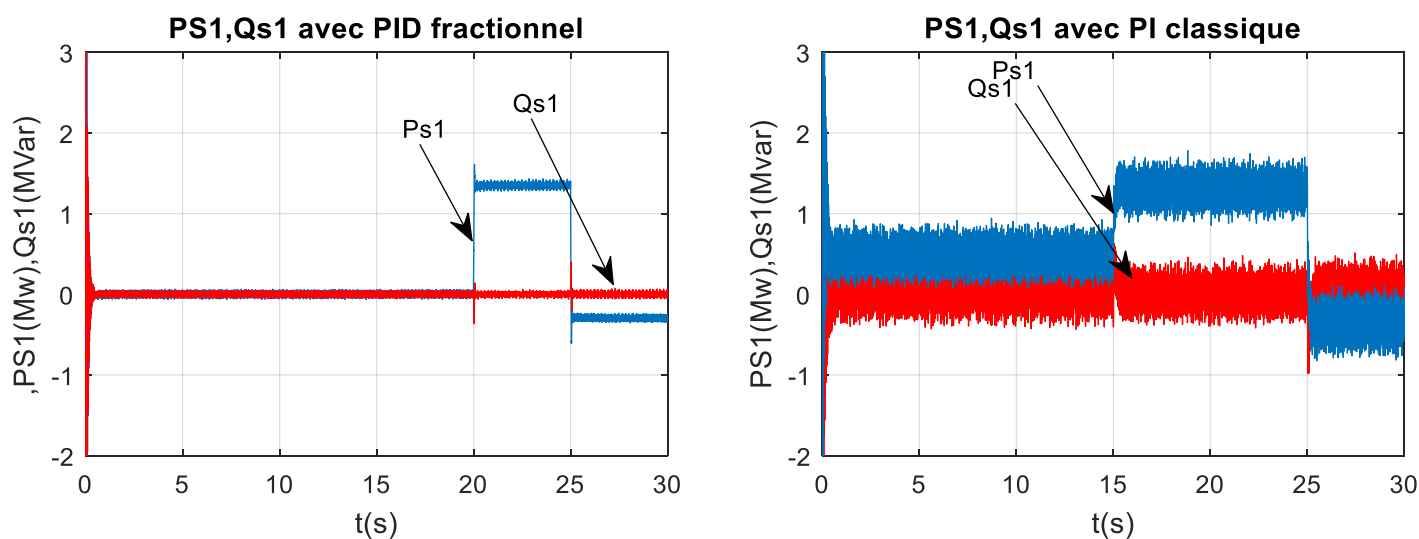


Fig. 4.13. Variation des puissances (active et réactive) de référence



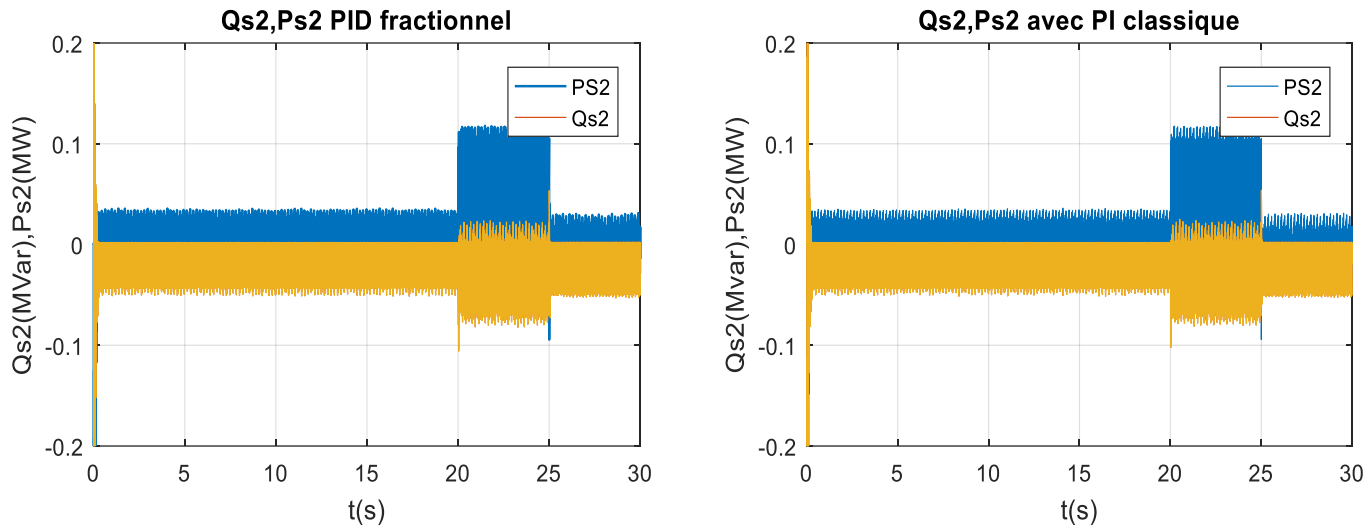


Fig. 4.14. Variation des puissances actives et réactive de la machine dans le cas 3

### 3.2. Discussion des résultats

On a fait un test de robustesse, de la commande de la machine, pour trois cas.

- Dans les résultats du premier cas, présenté sur la figure (4.10), On a imposé une vitesse et une puissance fixe et on remarque que les résultats de PI classique et PID fractionnaire sont presque les mêmes.
- Dans le deuxième cas, on a fixé la puissance à une valeur de référence de -1.5MW et on impose une vitesse variable. La vitesse varie de 80 rd/s à 90 rd/s à (t=20s), on remarque dans les deux cas que les puissances suivent leurs références mais le pic avec le régulateur PI classique est un peu supérieur à celui de PID fractionnaire. Même dans les puissances du stator 2, on remarque que le pic de puissance avec le régulateur PI classique est supérieur à celui de PID fractionnaire donc on peut dire que dans le deuxième cas le PID fractionnaire est plus précis que le PI classique.
- Dans les résultats du troisième cas, on a fixé la vitesse à une constante et imposer une puissance active de référence variable où elle varie entre à (t=0 à 20s) (puissance active référence = 0MW) et à (t=20à25s) on à (P=1.35MW). Après 25s elle diminue à (P=-0.3MW) en remarque que les puissances statorique et rotorique de la machines suivent leur puissance de référence mais les résultats de PID fractionnaire sont plus précis et plus rapide et sans perturbations par rapport à celui de PI classique .

## 4. Conclusion

Il a été observé que, dans le deuxième cas et le troisième cas que , la réponse de commande avec un régulateur PID fractionnaire est plus rapide que celle avec un régulateur PI classique. Lorsque la valeur de la vitesse change et lorsque en change la puissance et laisse la vitesse stable , il

---

est notable que les pics des courbes de puissance des stators 1 et 2 sont plus élevés avec la commande PI classique par rapport à la commande PID fractionnaire. En conséquence :

Les résultats obtenus démontrent que l'utilisation d'un régulateur PID fractionnaire présente des améliorations significatives par rapport aux régulateurs classiques de type PI. Il offre un temps de réponse plus court, sans dépassement, et est moins sensible aux perturbations. De plus, il permet une meilleure poursuite des consignes.



# Conclusion Générale

Ce mémoire se concentre sur le contrôle d'une configuration en cascade de machines asynchrones intégrée dans un système éolien d'une puissance de 1,5 MW. L'objectif de cette configuration, qui implique la connexion de deux machines asynchrones à rotor bobiné, est d'éliminer les contacts glissants des bagues-balais, tout en augmentant le nombre de paires de pôles sans nécessiter de modifications structurelles de la machine elle-même [1].

Le premiers chapitre est constitué des généralités et état de l'art sur des différents commandes avancées où il y'a beaucoup de problématique non linéaire qui nécessite des méthodes plus développé pour les résoudre et pour obtenir des résultats plus rapides et plus précis .

Le deuxième chapitre est vise la modélisation mathématique du système de conversion d'énergie éolienne qui est composé de la modélisation de la turbine éolienne , puis la modélisation de la machine asynchrone en cascade qui est un couplage de deux MADAs, ensuite la modélisation de l'onduleur de tension avec sa commande MLI (modulation de largeur d'impulsion ).

Dans le troisième chapitre on a appliqué une commande vectorielle avec des régulateurs classique PI, en a établissant les équations reliant les tensions du stator 2, générées par un convertisseur de fréquence, aux puissances active et réactive du stator 1.

On a étudié le fonctionnement de MASEC en générateur en fonction de la variation de la vitesse de vent. Et d'après les résultats de simulation on remarque que la machine à une réponse stable, sous les plages recommandé, même si la vitesse de vent change continuellement.

Enfin, dans le quatrième chapitre on a fait une étude comparative entre la commande vectorielle par des régulateur PI classique et une commande par des régulateurs fractionnaire où on a fait un test de robustesse pour examiner la réponse des deux commandes. D'après les résultats de simulation obtenues On a remarqué que les deux méthodes répondent et suivent leurs valeurs de références sauf que quand on change la vitesse de rotation et en laisse la puissance constante ou si on change la puissance et laisse la vitesse constante , On remarque une des pic sur la réponse de PI classique par rapport à celui de commande par PID fractionnaire .

Dans ce cas-là en peut dire que la réponse avec des régulateurs PID fractionnaire présente des améliorations significatives par rapport aux régulateurs classiques de type PI. Il offre un temps de réponse plus court, et est moins sensible aux perturbations. De plus, il permet une meilleure poursuite des consignes.

---

## Références bibliographiques

- [1] A. MAAFA, « Intégration d'une cascade de deux machines asynchrones dans un système éolien ». Thèse de doctorat. Université A. Mira de Bejaïa, (2017).
- [2] Z. TAMINDJOUTE, A. TOUATI, « Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) ». Mémoire de master. Université A. Mira de Bejaia, (2017).
- [3] A.MAZARI, K.SMAIL,«Commande avancée d'une cascade de deux machines asynchrones». Mémoire de master. Université AMO Bouira, (2019)
- [4] R.L.FALISOA,«Etude de commandes non linéaire pour réseaux électriques – application a un système SMIB ».Thèse De Doctorat de l'Université d'Antsiranana ,(22 juillet2013)
- [5] H.LAZOUZI,R.FOUCHAL,«Commande adaptative des systèmes à paramètres localisées :application à la régulation insuline-glucose».Mémoire de master. Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou ,(4 juillet 2018)
- [6] C.TEBBICHE,M.TOUBOUACHE,«Résolution d'un Problème de Commande Optimale en Utilisant l'Identité de Beltrami : Application au Remplissage d'un Bac de Stockage» . Mémoire de master. Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou,(12/07/ 2016)
- [7] N.MEZIANI,«Synthèse d'une commande optimale par paramétrisation du vecteur de commande».Mémoire de master. Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou,(27 septembre 2018)
- [8] F.KLAOUA,«Commande prédictive généralisée». Mémoire de master Université Mohamed Khider Biskra, (01 Juin 2014)
- [9] Y.FERDJOUKH ,« Commande Prédictive Généralisée : Application Au Moteur A Excitation Séparée » mémoire de master . université Mohamed Bodiaf – M'SILA,(2015/2016)
- [10] O.SAIDOUN,«Commande floue et neuro-floue du niveau de liquide d'un réservoir».Mémoire de master. Université de Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, (2007/2008)
- [11] N.BENHARIR, M.ZERIKAT, S.CHEKROUN et A.MECHEMENE,«Approche Adaptative d'une Commande Neuronale sans capteur d'un Moteur Asynchrone associée à un Observateur par Mode Glissant».Laboratoire d'Automatique et d'Analyse des Systèmes, Dpt. de Génie Electrique, ENP-Oran,(14 janvier 2014)
- [12] I.LAGHOUAG,«Commande par logique floue type -2-appliquée à la machine asynchrone». mémoire de master . université Mohamed Bodiaf – M'SILA,(JUIN 2016)
- [13] H.HITOUUM ,R.BELDI,« La commande floue : Application à la régulation de température».mémoire de master. Universitaire Abdelhafid Boussouf –Mila,(2019/2020)
- [14] E.NIKOLOV ,D.JOLLY, N.NIKOLOVA, et B.BENOVA ,« Commande robuste ».Université technique de Sofia,(2005)

- 
- [15] Z.BACHIR, «Modélisation et simulation de la turbine éolienne».mémoire de master Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued ,(2021/2022)
- [16] A,TAMAARAT «Modélisation et commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une MADA». thèse de doctorat .Université Mohamed Khider – Biskra , (2015/2016)
- [17] L.LOUZE ,«Production décentralisée de l'énergie électrique :Modélisation et contrôle d'une génératrice asynchrone auto excitée», Thèse de doctorat . université mentouri - Constantine.(08/07/2010)
- [18] : F.BOUTRIA ,«Étude, Modélisation et simulation des configurations de la cascade synchrone sans balai».mémoire de master. Université Mohammed Essadik Ben Yahia (mars 2019)
- [19] : HOLMES, Modulation de largeur d'impulsion pour les convertisseurs de puissance : Principes et pratique, John Wiley & Sons,2003.Disponible sur :[https://fr.wikipedia.org/wiki/Modulation\\_de\\_largeur\\_d%27impulsion#cite\\_note-Holmes2003-1](https://fr.wikipedia.org/wiki/Modulation_de_largeur_d%27impulsion#cite_note-Holmes2003-1)
- [20] N.ADJIMI , W.BELAIDI , «Modélisation et commande d'un onduleur MLI» Mémoire de master . Université Larbi Ben M'hidi Oum El-Bouaghi (2008/2009)
- [21] N. LAVERDURE, « Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires ». Thèse de doctorat. Institut national polytechnique de Grenoble – INPG, France, (2005).
- [22] K.LAHOUAR,A.SILINI,« Étude Comparative de la Commande PID classique et la Commande d'ordre fractionnaire : Application à un Moteur à Courant Continu». mémoire de master université Mohamed Boudiaf - M'SILA ,(2019/2020)
- [23] A,FAKHREDDINE , «Conception et implémentation d'une commande PID numérique d'un moteur à courant continu ». Mémoire de Master Université de Larbi Ben M'Hidi. Oum El Bouaghi, (2013/2014)
- [24] M,A.BENSAOULA «Conception du Contrôleur PID pour le Moteur à Courant Continu (MCC) à Excitation indépendante Simulation sous Matlab/Simulink». Mémoire de Master .Université de Badji Mokhtar(2019)
- [25] I.MANOUN,F.REHRAH , «Étude comparative des régulateurs PID et Flou Application à un moteur à courant continu (MCC) » . Mémoire de Master . Université Abderrahmane Mira - Bejaïa, (2011/2012).
- [26] Y.BENSAFIA , «Utilisation des filtres fractionnaires pour la conception de régulateurs adaptatifs robustes», Thèse de Doctorat Université du 20 Août 1955-Skikda , (2016/2017).
-

[27] M .HALLALI,K.BELMESSOUD , « Adaptation des paramètres du régulateur PID avec PSO- Application à un système de lévitation magnétique »,Mémoire de Master .université kasdi merbah d'Ouargla,(2017/2018)

[28] B.BEN ARBIA, S,LAIFA, « réglage des correcteur PI et PID fractionnelle par minimisation de l'erreur » .Mémoire de Master. Université du 8 mai 1948 – geulma,(2015).

[29] A,BENLOUMAFEK, «règles d'justement optimales d'un PID fractionnaire appliquées aux systèmes stable et instable».mémoire de master. université Mohamed Boudiaf - M'Sila,(2020/2021)

[30] I.DOYE, «Généralisation du lemme de gronwall-bellman pour la stabilisation des systèmes fractionnaires», " Jeddah, Western province, Saudi Arabia, (2011)

[31] MAGIANTEG .« Analyse et Synthèses des Filtres Analogiques » Edition TEC&DOC. Paris, (2006).

[32] I.OUNIS , M.BERBAOUI , «Étude et implémentation d'un PID d'ordre fractionnaire sur un microcontrôleur STM32»,mémoire de master. Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj,(2020/2021).

## Annexe

Les paramètres de la cascades sont montrés sur le tableau suivant :

Tab.4.1. paramètres de la MASEC.

Paramètre de la MASEC	La valeur
$P_{s1}, P_{s2}$	1.5(MW)
$v_n$	690(V)
$R_{s1}, R_{s2}$	0.012( $\Omega$ )
$R_{r1}, R_{r2}$	0.021( $\Omega$ )
$L_{s1}, L_{s2}$	0.0137(H)
$L_{r1}, L_{r2}$	0.0137(H)
$L_{m1}, L_{m2}$	0.0135(H)
$J_1, J_2$	50(kg.m <sup>2</sup> )
$f_1, f_2$	0.0071(Nm.s/rd)
$p_1, p_2$	2

## ملخص

هذا العمل يستند إلى إيجاد وضع تحكم قوي وموثوق به للتحكم في تتابع ألّتين غير متزامنتين. تتألف الآلات التزامنية مزدوجة التغذية بدون تلامس إنزلاقي من ربط ألّتين غير متزامنتين ميكانيكيا و كهربائيا من خلال أجزاءهما المتحركة. يساعد هذا الربط في تحسين قدرة الآلة دون التأثير على بنائها. استخدمنا وضع التحكم النسبي-التكاملي الكلاسيكي و وضع التحكم المحكم النسبي-التكاملي-التفاضلي الجزئي، وكلاهما يوفر استجابات مقبولة ضمن النطاقات المطلوبة. ومع ذلك، في دراستنا، لاحظنا أن التحكم باستخدام وحدات التحكم المحكم النسبي-التكاملي-التفاضلي الجزئية أسرع. في حالات سرعة الرياح العالية، تم التحكم في آلة التتابع غير المتزامنة بواسطة نظام التحكم في الأجنحة.

**الكلمات المفتاحية:** الآلات التزامنية مزدوجة التغذية بدون تلامس إنزلاقي، الآلات التزامنية مزدوجة التغذية، التحكم الاتجاهي البياني، نظام التحكم في الأجنحة.

## Résumé

Ce travail est basé la recherche d'une commande robuste et fiable pour le contrôle d'une cascade de deux machines asynchrones. La MASEC constitué d'un raccordement de deux machines asynchrones via leurs rotors mécaniquement et électriquement. Ce raccordement augmente et améliore les performances de la machine sans touché sa construction. On a utilisé un contrôle par mode PI classique et mode PID fractionnaire ; les deux ont des réponses acceptable et sur les plage requise mais durant notre étude on a remarqué que la commande par les régulateurs PID fractionnaire est plus performante. Pour contrôler la MASEC lors de la période des grandes vitesses de vent, la puissance est limité par un système de pitch control c'est-à-dire l'orientation des pales (selon un certain angle).

**Mots clés :** Cascade de deux machines asynchrones, MADA, Commande vectorielle, pitch control

## Abstract

This work is based on finding a robust and reliable control mode for the control of a cascade of two asynchronous machines. The MASEC consists of connecting two asynchronous machines mechanically and electrically through their rotors. This connection helps improve the machine's capacity without affecting its construction. We used classical PI control mode and fractional PID control mode, both of which provided acceptable responses within the required ranges. However, in our study, we observed that control using fractional PID controllers is faster. In cases of high wind speeds, the cascade asynchronous machine was controlled by the pitch control system.

**Keywords:** Cascaded doubly fed induction machine, Doubly-fed induction machine , field-oriented control, pitch control.