



Université d'Ibn khaldoun - Tiaret

Faculté des sciences appliquées

Département de génie électrique

THÈSE

Pour obtenir le grade de

Docteur en Électrotechnique

Spécialité : Réseaux Électriques

Présentée et soutenue par :

SARIR Noureddine

**Commande Intelligente d'une Éolienne Connectée au
Réseau Électrique
-Application des Filtres Actifs-**

Soutenu le : 27/04/2023

Jury :

<i>Président</i>	Pr HASSAINE Saïd	<i>Université de Tiaret</i>
<i>Encadreur et rapporteur</i>	Pr SEBAA Morsli	<i>Université de Tiaret</i>
<i>Examineur</i>	Pr DAOU Bachir	<i>Université d'Oran</i>
<i>Examineur</i>	Dr TOUMI Djilali	<i>Université de Tiaret</i>
<i>Examineur</i>	Dr BELLABBAS Belkacem	<i>Université de Tiaret</i>
<i>Invité</i>	Pr ALLAOUI Tayeb	<i>Université de Tiaret</i>

Remerciements

C'est une habitude saine que de remercier au début d'un tel travail tous ceux qui, plus ou moins directement, ont contribué à le rendre possible. C'est avec mon enthousiasme le plus vif et le plus sincère que je voudrais rendre mérite à tous ceux à leur manière m'ont aidé à mener à bien cette mémoire. Je désire alors exprimer ma profonde gratitude et reconnaissance.

Avant tout, mes remerciements à mon dieu ALLAH le tout puissant qui m'a aidé à faire ce travail et qui m'a donné le courage, la patience et la santé durant toutes ces longues années d'étude afin que je puisse arriver à ce niveau.

Tout d'abord, Je voudrais remercier également monsieur le professeur HASSAINE Said pour le temps consacré à l'étude de ce mémoire et d'autre part de présider ce jury.

Je voudrais remercier mon encadreur, monsieur le professeur SEBAA Morsli, pour son encadrement et ses judicieux conseils. J'ai beaucoup appris en travaillant avec lui, Je pense que c'est un manager hors pair avec une grande culture dans le domaine du génie électrique.

Je tiens à remercier également Monsieur le professeur : ALLAOUI Tayeb le directeur du laboratoire de génie énergétique et génie informatique-L2GEGI- pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire L2GEGI, et je lui présente l'expression de ma profonde gratitude pour tous les encouragements qu'il m'a prodigé pendant toute la durée de ce travail.

J'adresse également mes remerciements à tous les membres du jury pour le temps qu'ils ont consacré à l'évaluation de mes travaux de thèse :

- Pr DAOU Bachir
- Dr TOUMI Djilali
- Dr BELLABBAS Belkacem

Je remercie aussi toute l'équipe du laboratoire de L2GEGI et spécialement mes collègues pour leurs aides, leurs soutiens moraux, serviabilités et leurs encouragements.

Mes remerciements s'adressent également à tous mes amis, et à tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce modeste travail. Je remercie ma famille et plus particulièrement mes parents pour leur amour et leur soutien. Enfin je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble des mes enseignants ` qui sont à l'origine de tout mon savoir.

Résumé

Ce projet de recherche est motivé par l'augmentation de la puissance éolienne installée dans le monde ainsi que par l'intérêt et des chercheurs aujourd'hui concernant leur intégration aux réseaux électriques. Cependant, non seulement pour la production d'énergie électrique, mais aussi pour compenser la puissance réactive et de filtrer le réseau électrique en alimentant le filtre et par conséquent améliorer le facteur de puissance. Afin de maximiser la puissance convertie, la vitesse de la turbine doit être ajustée par rapport à la vitesse du vent. Ceci constitue un défi pour les constructeurs qui de nos jours sont confrontés à la conception de dispositifs de poursuite de point de fonctionnement à puissance maximale « Maximum Power Point Tracking » (MPPT) robustes et fiables.

Actuellement, les réseaux électriques de distribution se dégradent de plus en plus à cause de la prolifération des équipements électroniques qui polluent considérablement l'ensemble du système. Ces phénomènes nouveaux sur le réseau ont engendrés un certain nombre de perturbations allant du dysfonctionnement d'un équipement jusqu'à la destruction d'une partie des équipements connectés. Par conséquent, les études des harmoniques deviennent une préoccupation majeure actuelle. Des efforts considérables ont été faits au cours des dernières dix années pour améliorer la gestion des harmoniques dans les systèmes de distribution d'énergie électrique.

L'objectif principal de ce travail est de développer des méthodes de commandes avancées, basées sur l'intelligence artificielle et des méthodes métaheuristique, pour contrôler la chaîne de conversion éolienne d'une part et pour contrôler un convertisseur statique multifonctions utilisé pour relier cette chaîne au réseau électrique, il est également utilisé comme un compensateur de puissance réactive et un filtre pour les harmoniques afin d'améliorer la qualité d'énergie dans le réseau électrique.

Abstract

This research project is motivated by the increase in wind power installed in the world as well as by the interest of researchers today in their integration into electrical networks. However, not only for the production of electrical energy, but also to compensate the reactive power e to filter the electrical network by feeding the filter and consequently improve the power factor. In order to maximize the converted power, the turbine speed must be adjusted in relation to the wind speed. This constitutes a challenge for manufacturers who nowadays are confronted with the design of robust and reliable Maximum Power Point Tracking (MPPT) operating point tracking devices.

Currently, electrical distribution networks are increasingly deteriorating due to the proliferation of electronic equipment that considerably pollutes the entire system. These new phenomena on the network have generated a certain number of disturbances ranging from the malfunction of equipment to the destruction of part of the connected equipment. Therefore, studies of harmonics are becoming a current major concern. Considerable efforts have been made over the last ten years to improve the management of harmonics in electrical power distribution systems.

The main objective of this work is to develop advanced control methods, based on artificial intelligence and metaheuristic methods, to control the wind power conversion chain on the one hand and to control a multifunction static converter used to connect this chain. to the power grid, it is also used as a reactive power compensator and a filter for harmonics to improve the power quality in the power grid.

الملخص

الزيادة في قدرة إستعمال نظام تربينات الرياح في العالم دفع بنا للقيام بهذا المشروع البحثي هذا من جهة وكذلك جهة أخرى من خلال اهتمام الباحثين اليوم بدمج هذا النظام في الشبكات الكهربائية. ومع ذلك، ليس فقط لإنتاج الطاقة الكهربائية، ولكن أيضًا لتعويض القدرة التفاعلية لتصفية الشبكة الكهربائية عن طريق تغذية المرشح وبالتالي تحسين عامل القدرة. من أجل تعظيم الطاقة المحولة، يجب ضبط سرعة التوربين بالنسبة إلى سرعة الرياح. يشكل هذا تحديًا للمصنعين الذين يواجهون في الوقت الحاضر تصميم أجهزة تتبع نقاط التشغيل القوية والموثوقة (MPPT).

حاليًا، تتدهور شبكات التوزيع الكهربائي بشكل متزايد بسبب انتشار المعدات الإلكترونية التي تلوث النظام بأكمله بشكل كبير. أدت هذه الظواهر الجديدة على الشبكة إلى حدوث عدد معين من الاضطرابات تتراوح من تعطل المعدات إلى تدمير جزء من المعدات المتصلة. لذلك، أصبحت دراسات التوافقيات مصدر قلق رئيسي حاليًا. لقد بذلت جهود كبيرة على مدى السنوات العشر الماضية لتحسين إدارة التوافقيات في أنظمة توزيع الطاقة الكهربائية.

الهدف الرئيسي من هذا العمل هو تطوير طرق تحكم متقدمة، تعتمد على الذكاء الاصطناعي والأساليب الميتاهوريستية، للتحكم في سلسلة تحويل طاقة الرياح من جهة والتحكم في محول ثابت متعدد الوظائف يستخدم لربط هذه السلسلة. يتم استخدامه أيضًا كمعوض طاقة تفاعلي ومرشح للتوافقيات لتحسين جودة الطاقة في شبكة الطاقة.

Table des matières

<i>REMERCIEMENT</i>	i
<i>RÉSUMÉ</i>	ii
<i>TABLE DES MATIÈRES</i>	v
<i>LISTE DES FIGURES</i>	ix
<i>LISTE DES TABLEAUX</i>	xiii
<i>ABBREVIATIONS</i>	xiv
<i>LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE</i>	xvi
<i>INTRODUCTION GÉNÉRALE</i>	2

Chapitre 01 : l'énergie éolienne ; source renouvelable et efficace

1.1 Introduction	7
1.2 Situation actuelle de l'énergie éolienne	7
1.2.1 Dans le monde	7
1.2.2 Dans l'Algérie	8
1.3 Impact de l'éolienne sur l'aspect économique et social	10
1.4 Conception d'une éolienne	12
1.4.1 Aérogénérateurs à axe vertical	13
1.4.2 Aérogénérateurs à axe horizontal	14
1.5 Descriptif d'une éolienne	15
1.5.1 Les éoliennes à vitesse fixe	15
1.5.2 Les éoliennes à vitesse variable	16
1.6 Modélisation de la turbine éolienne	17
1.6.1 Modélisation de la vitesse du vent	17
1.6.2 Modélisation de la turbine éolienne	18
1.7 Contrôle de suivi du point de puissance maximum (MPPT)	20
1.7.1 MPPT avec rapport de vitesse de pointe optimal (TSR)	20

1.7.2 MPPT avec profil de puissance de turbine (PSF)	21
1.7.3 MPPT avec contrôle de couple optimal	22
1.8 Le modèle et la technique d'extraction de MPPT	23
1.9 Conclusion	25

Chapitre 02 : Conception et Modélisation de Machine Synchrone à Aimants Permanents

2.1 Introduction	27
2.2 Les machines synchrones à aimant permanent (GSAP)	27
2.2.1 Principe de fonctionnement de la GSAP	28
2.2.2 Types de génératrices GSAP	29
2.2.3 Avantages des éoliennes à base des GSAP par rapport aux autres types de machines	31
2.3 Modélisation et commande de la GSAP	31
2.3.1 Modèle mathématique de GSAP	31
2.3.2 Commande de la génératrice (GSAP)	35
2.3.3 Calcul du couple électromagnétique	35
2.4 Modélisation des convertisseurs d'électronique de puissance	36
2.4.1 Modulation de largeur de l'impulsion MLI	36
2.5 Commande de l'association GSAP – redresseur	37
2.5.1 Modèle mathématique du redresseur commande	38
2.5.2 Régulation de la tension du bus continu	42
2.6 Conclusion	44

Chapitre 03 : Conception d'un filtre active raccorde en parallèle avec le réseau électrique alimente par un system éolien

3.1 Introduction	46
3.2 Le réseau de transport électrique	46
3.3 Généralités sur les perturbations des réseaux électriques	47
3.3.1 Les perturbations des réseaux électriques	47
3.3.2 Perturbations harmoniques	47
3.3.3 Conséquences de la distorsion	50
3.4 Les techniques de dépollution des réseaux électriques	50

3.4.1 Filtrage passif	50
3.4.2 Filtrage actif	54
3.5 Modélisation du réseau électrique étudié	59
3.5.1 Modélisation d'un système constitué d'une charge non linéaire monophasée et d'un filtre actif parallèle	59
3.5.2 Commande et caractéristiques d'un filtre actif parallèle monophasé	60
3.5.3 Stratégie de commande des filtres actifs connectée au réseau électrique	61
3.6 Techniques d'extraction des courants harmoniques	61
3.6.1 Théorie des puissances active et réactive instantanées	61
3.6.2 Transformée de Fourier discrète (TFD)	63
3.6.3 Transformée de Fourier Discrète récursive (TFDR)	64
3.6.4 Filtre de KALMAN	66
3.7 Conclusion	66
 <i>Chapitre 04 : Application des commandes ; classiques, adaptatifs, intelligentes pour Controller les différents paramètres de système</i>	
4.1 Introduction	68
4.2 Régulateur PID et ses critères de performance	68
4.2.1 Modèle du régulateur PID	69
4.2.2 Réglage d'un PID	69
4.2.3 Les indices de performances	70
4.3 Conception PID d'ordre fractionnaire	70
4.3.1 Le Calcul Fractionnaire	70
4.3.2 Approximation rationnelle des Operateurs Fractionnaires	72
4.3.3 Modèles d'ordre fractionnel	74
4.3.4 Contrôleur proportionnel-intégral-dérivé d'ordre fractionnaire	74
4.4 Les Méthodes d'optimisations des paramètres de PI et PI^λ fractionnaire	75
4.4.1 Réglage des paramètres des contrôleurs PI et PI^λ	75
4.4.2 Optimisation par Essaim Particulaire (PSO)	76
4.4.3 Optimisation par l'algorithme génétique (GA)	78
4.5 La logique floue	80
4.5.1 Réglage via le contrôleur flou	82

4.5.2 Réglage par un contrôleur PI flou	82
4.5.3 Réglage par un contrôleur PI ^λ flou	84
4.6 Problème d'optimisation	86
4.7 Conclusion	87
Chapitre 05 : Résultats des simulations	
5.1 Introduction	89
5.2 Configuration du système globale	90
5.3 Résultats de simulation pour réglage de MPPT et les courants du GSAP par PSO-PI, PSO-FOPI et GA-PI, GA-FOPI	90
5.3.1 Régulation du MPPT	91
5.3.2 Régulation des courants de GSAP	92
5.4 Résultats de simulation pour réglage de MPPT et les courants du GSAP par fuzzyPI, fuzzyFOPI, PSO-fuzzyPI, PSO-fuzzyFOPI	96
5.4.1 Régulation du MPPT	97
5.5 Résultats de simulation pour réglage de tension en bus continu DC et les courants d'harmoniques par GA-fuzzyPI	103
5.5.1 Régulation de tension en bus continu DC	103
5.5.2 Régulation des courants d'harmoniques	105
5.5.3 Analyse et discussion	108
5.6 Conclusion	111
Conclusion générale	113
Bibliographie	116

Liste des figures

1.1 Taux de croissance moyen de production d'électricité d'origine éolienne	8
1.2 Nouvelles installations éoliennes en 2020	8
1.3 Carte annuelle des vents (m/s) a 10 m du sol	10
1.4 Coûts calculés par kWh d'électricité éolienne générée en fonction du régime éolien sur le site choisi	11
1.5 Eolienne type Savonius	13
1.6 Éolienne à axe horizontal	14
1.7 Composants d'une éolienne	14
1.8 Eolienne à vitesse fixe	16
1.9 Eolienne a vitesse variable basée sur une machine synchrone à grand nombre de paires de pôles	16
1.10 Profil de vent	17
1.11 Conversion aérodynamique en énergie électrique	18
1.12 Courbe de coefficient $C_p(\lambda, \beta)$	20
1.13 Contrôle optimal de la TSR de l'éolienne	21
1.14 Contrôle de la puissance maximale avec le profil de puissance de l'éolienne	22
1.15 MPPT avec contrôle optimal du couple des éoliennes	22
1.16 Extraction de puissance d'une chaîne éolienne	23
1.17 Schéma bloc du couple de la turbine éolienne	24
1.18 Schéma fonctionnel de la turbine avec maximisation de la puissance extraite grâce à la vitesse contrôlé	24
2.1 Structure du moteur synchrone	28
2.2 Topologies des machines synchrones à aimants permanents	30
2.3 Structure de la génératrice synchrone	32
2.4 GSAP dans le repère (d, q) de Park	33
2.5 Commande de la vitesse de turbine et les courants de la machine synchrone	35
2.6 Principe de la commande MLIST	37
2.7 Schéma de l'association MSAP – redresseur commandé	38

2.8	Modélisation du redresseur dans un repéré fixe lié aux axes abc	39
2.9	Modélisation du redresseur dans un repéré lié aux axes dq	40
2.10	Schéma bloc de l'onduleur de tension	40
2.11	Boucle de régulation du courant	41
2.12	Boucle de régulation de courant avec découplage	42
2.13	Schéma électrique du bus continu	43
2.14	Boucle d'asservissement de la tension du bus continu	43
3.1	Harmoniques	47
3.2	Formes d'ondes de la tension et du courant	48
3.3	Harmoniques, les inters et infra harmonique	49
3.4	Raccordement d'une inductance anti-harmonique	51
3.5	Installations de filtres résonants	52
3.6	Filtres amortis passe-haut	53
3.7	Installation d'un filtre amorti	53
3.8	Convertisseur a source de tension	56
3.9	Convertisseur à source de courant	56
3.10	Schéma d'un réseau électrique comprenant une charge non linéaire monophasée et un filtre actif	59
3.11	Schéma d'un onduleur de tension monophasé avec une commande MLI	60
3.12	Contrôle des onduleurs par MLI	60
3.13	Le contrôle du système APF shunt	61
3.14	Calcul des composantes de la théorie $p-q$	63
4.1	Système de contrôle en boucle fermé	69
4.2	Schéma fonctionnel de FOPID	75
4.3	Conception des contrôleurs PI et PI fractionnaire base sur PSO	76
4.4	Exemple de recherche de PSO	77
4.5	Organigramme de PSO	78
4.6	Organigramme de GA	80
4.7	Modèle fonctionnel du système de contrôle flou	81
4.8	Système flou Mamdani pour le contrôleur à logique floue proposé	82

4.9	Structure du régulateur PI flou proposé	83
4.10	Système flou Mamdani pour le contrôleur PI	83
4.11	Schéma fonctionnel du système de contrôle fuzzy PI optimisé par PSO et GA	84
4.12	Structure du régulateur PI^λ flou proposé	85
4.13	Système flou Mamdani pour le contrôleur FOPI accordé flou proposé	85
4.14	Schéma fonctionnel du système de contrôlé fuzzyFOPI optimisé par PSO et GA	86
5.1	Configuration du WECS et son schéma de contrôle	90
5.2	La vitesse de la turbine pour ISE, IAE, ITAE et ITSE à l'aide de PSO	92
5.3	La Vitesse de la turbine pour les contrôleurs : PI classique, PI-PSO et FOPI-PSO	92
5.4	Le courant i_d avec PI et FOPI optimisés par PSO	93
5.5	Le courant i_d avec PI et FOPI optimisés par GA	93
5.6	Le courant i_q avec PI et FOPI optimisés par PSO	94
5.7	Le courant i_q avec PI et FOPI optimisés par GA	94
5.8	Le courant i_d par PI-GA et FOPI-PSO	95
5.9	Le courant i_q par PI-GA et FOPI-PSO	95
5.10	Entrées des fonctions d'appartenance	98
5.11	Sorties des fonctions d'appartenance	99
5.12	Entrés des fonctions d'appartenance	100
5.13	Sorties des fonctions d'appartenance	100
5.14	Performances des contrôleurs : PI, FuzzyPI et PSO-FuzzyPI	101
5.15	Performances des contrôleurs : FOPI, FuzzyFOPI, and PSO-FuzzyFOPI	101
5.16	La comparaison des performances entre deux contrôleurs : PSO-FuzzyPI et PSO-FuzzyFOPI	102
5.17	Les performances des contrôleurs : PSO-FuzzyPI et PSO-FuzzyFOPI par variation paramétrique	102
5.18	Régulation de tension en bus continu	103
5.19	Fonctions d'appartenance des entrées	104
5.20	Fonctions d'appartenance des sorties	105
5.21	Régulation de la tension du bus continu : PI classiques et GA-fuzzyPI	105
5.22	Régulation des courants d'harmoniques	105
5.23	Fonctions d'appartenance des entrées	106

5.24 Fonctions d'appartenance des sorties	107
5.25 Régulation des courants harmoniques par la commande PI classique	107
5.26 Régulation des courants harmoniques par la commande GA-fuzzyPI	107
5.27 Courant phase "a" de la charge Ich1	109
5.28 Courant de source I_{a1} après filtrage	109
5.29 Analyse spectrale du courant harmonique de compensation avant filtrage	110
5.30 Analyse spectrale du courant harmonique de compensation après filtrage	110
5.31 Analyse temporelle avant et après compensation puissance réactive	110

Liste des tableaux

1.1	Structure des coûts d'une éolienne typique de 2 MW installée en Europe (€ de 2006) ..	10
1.2	Emplois directs dans les entreprises spécialisées dans l'énergie éolienne dans différents pays européens	12
1.3	Les valeurs de coefficient de la turbine	19
5.1	Paramètres de PSO	91
5.2	Paramètres de GA	91
5.3	Paramètres du GSAP avec l'émulateur éolien	91
5.4	Les résultats de calcul de PSO et GA pour le régulateur PI	96
5.5	Les résultats de calcul de PSO et GA pour le régulateur FOPI	96
5.6	Résultats des paramètres de PI e FOPI obtenus par PSO	97
5.7	Résultats des paramètres de FuzzyPI et FuzzyFOPI à l'aide du PSO	97
5.8	Les résultats de règles flous pour FuzzyPI	98
5.9	Les résultats de règles flous pour FOPI	99
5.10	Les règles floues pour $G1(s)$	104
5.11	Les règles floues pour $G2(s)$	106
5.12	Paramètres des résultats du contrôleur PI obtenus par l'algorithme GA	108
5.13	Paramètres de résultats du contrôleur PI obtenu par FuzzyPI à l'aide GA	108

ABBREVIATIONS

WT Turbine éolien (Wind Turbine)

SONALGAZ Société National de l'Électricité et de Gaz

UE Union Européen

WECS Système de conversion de l'énergie éolien (Wind Energy Conversion System)

SER Source d'énergie Renouvelable

MPPT Suivi du point maximal de puissance (Maximum Power Point Tracking)

DFIG Le générateur à induction à double alimentation (Doubly-Fed Induction Generator)

GI Générateur à Induction

TSR Rapport entre la vitesse linéaire du bout des pales et la vitesse du vent (Tip-Speed Ratio)

PSF Profil de puissance de turbine (Power Signal Feedback)

HCS Contrôle de couple optimal (Hill-Climbing Search)

GSAP Générateur Synchrone à Aiment Permanent

MSAP Machine Synchrone à Aimants Permanents

TVC Contrôle du vecteur de poussée (Thrust Vector Control)

AGV Automotrices Grande Vitesse

MSAPI Machines Synchrones à Aimants Permanents Insérés

MSAPC Machines Synchrones à Aimants Permanents Chapeautés

MSAPE Machines Synchrones à Aimants Permanents Enterrés

MSRB Machines Synchrones à Rotor Bobiné

MLI Modulation de Largeur de l'Impulsion

PPF Filtre de puissance passif (Passive Power Filter)

CSAF Un filtre actif à source de courant (Current Source Active Filter)

VSAF Le filtre actif à source de tension (Voltage Source Active Filter)

FA Filtre Actif

HB Bande d'hystérésis (Hysteresis Band)

TFD Transformée de Fourier Discrète

TFDR Transformée de Fourier Discrète Récursive

FKE Filtre de Kalman Étendu

PSO Optimisation par essaim particulier (Particle Swarm Optimization)

GA Algorithme génétique (Genetic Algorithm)

ISE Intégrale de l'erreur carrée (Integral of Square Error)

IAE Intégrale de l'erreur absolue (Integral of Absolute Error)

ITAE Intégrale de l'erreur absolue de temps (Integral of Time Absolute Error)

ITSE Intégrale de l'erreur carrée de temps (Integral of Time Square Error)

FOLTI Système d'ordre fractionnaire linéaire à temps invariant (Fractional-Order Linear Time-Invariant)

LTI Filtre invariant dans le temps linéaire (linear Time-Invariant)

FLC Contrôleur de logique floue (Fuzzy Logic Controller)

PI Proportional Integral

FO Ordre fractionnaire (Fractional Order)

Liste des symboles et unités de mesure

- V Vitesse du vent en mètre par seconde (m/s)
- P Nombre de pair de pôles
- ω Pulsation électrique (rad/s)
- E Énergie cinétique du vent en Joule (J)
- ρ Densité spécifique de l'air (Kg/m^3)
- $S(A)$ Surface balayée par les pales (m^2)
- dl La longueur d'une colonne d'air (m)
- P_v Puissance du vent en Watt (W)
- C_p Coefficient de puissance
- P_T Puissance de la turbine Watt (W)
- β Angle de calage des pales en degré
- λ Vitesse spécifique
- λ_{opt} Vitesse spécifique optimale
- $R(r)$ Rayon de l'éolienne en mètre (m)
- Ω_T Vitesse angulaire de rotation des pales (rad/s)
- T_T Couple aérodynamique ($N.M$)
- C_q Coefficient de couple
- C_{em} Couple électromagnétique ($N.M$)
- C_m Couple mécanique ($N.M$)
- J Moment d'inertie ($kg .m^2$)
- f Coefficient de frottement
- $V_{a,b,c}$ Tensions statoriques en Volt (V)
- $i_{a,b,c}$ Courants statoriques en Ampère (A)
- R_s Résistance statorique en Ohm (Ω)
- i_{dq} Courant de GSAP dans dq en Ampère (Ω)

i^*_{dq} Courant de référence de GSAP en Ampère (Ω)
 φ Flux des bobines statoriques en Weber (*Web*)
 P_a Puissance active de l'éolienne en Watt (*W*)
 P_{em} La puissance électromagnétique en Watt (*W*)
 P_j Puissance des pertes par effet joule en Watt (*W*)
 P_{mag} Puissance magnétique emmagasinée en Watt (*W*)
 ω Vitesse angulaire du rotor (*rad/s*)
 θ Angle entre le stator et de rotor en degré
 $L_{d,q}$ l'inductance de stator dans le système de Park en Henry (*H*)
 V_{dc} Tension de bus continu en volt (*V*)
 V_{dc-ref} Tension de référence de bus continu en Volt (*V*)
 K_i Gain Intégrale
 K_p Gain Proportionnel
 K_d Gain dérivée
 λ Ordre fractionnaire
 C Capacité du bus continue en Farad (*F*)
 V_i Vitesse de particule en mètre/second (*m/s*)
 C_f Capacité de filtre en microFarad (μF)
 R_f Résistance de filtre en Ohm (Ω)
 L_f L'inductance de filtre en Henry (*H*)
 $L_{i1,2,3}$ Courants d'harmoniques de référence en Ampère (*A*)
 P Puissance active de réseau électrique en Watt (*W*)
 Q Puissance réactive de réseau électrique en Watt (*W*)
 TDH_i Taux de distorsion harmonique du courant en pourcentage (%)
 TDH_v Taux de distorsion harmonique de la tension en pourcentage (%)

*INTRODUCTION
GÉNÉRALE*

Introduction générale

L'augmentation mondiale de la demande énergétique et l'épuisement des ressources en combustibles fossiles motivent les ingénieurs en énergie à trouver une solution durable [1]. Les sources d'énergie renouvelables (SER) ouvrent une large possibilité dans ce contexte [2]. L'intégration des sources d'énergie renouvelables pose divers problèmes en raison de la nature intermittente de la source, de la production et du transport d'électricité imprévisibles des zones rurales à travers le réseau faible [3].

L'énergie éolienne, de nature variable répondant aux caprices du vent, met en évidence de nouveaux enjeux techniques pour l'insertion dans les réseaux électriques. La problématique de l'intermittence fera donc l'objet d'une attention particulière.

L'énergie éolienne apparaît clairement en bonne place parmi les énergies renouvelables, non pas en remplacement des sources conventionnelles, mais comme énergie d'appoint complémentaire aux autres sources telles l'énergie nucléaire, l'hydroélectricité, l'énergie thermique, etc. En plus, n'émet pas de gaz à effet de serre [4]. Système de conversion d'énergie éolienne (WECS) se compose comme d'une éolienne, d'un contrôle d'angle de tangage, d'une transmission, d'un générateur et d'un convertisseur de puissance. Il y a divers types de générateurs utilisés dans WECS tels que le générateur à induction (GI), le générateur à induction à double alimentation (DFIG) et le générateur synchrone à aimant permanent (GSAP) [5].

Le générateur synchrone à aimant permanent (GSAP) gagne en popularité pour être utilisé dans le système de conversion d'énergie éolienne (WECS) par rapport à d'autres formes de générateurs d'éoliennes à vitesse variable. Afin de faire fonctionner une éolienne à vitesse variable, l'électronique de puissance a la capacité de transférer efficacement l'énergie électrique acquise vers le réseau avec plus d'extraction et de minimiser le risque associé à l'exploitation et à la gestion du système d'alimentation électrique. La qualité du système éolien doit être maintenue par le contrôle de la tension, de la fréquence, de la fiabilité, du facteur de puissance, etc. [6].

La turbine à vent (WT) caractérisée par deux contrôles principaux ; régler l'éolienne au point de puissance maximale (MPPT) dans la région à basse vitesse, où cela peut être réalisé à l'aide de la commande MPPT. D'autre part, protéger le WT et assurer la continuité de service lorsque la vitesse du générateur est supérieure à la valeur nominale en contrôlant l'angle de pas des pales [7]. Par ailleurs le contrôle des courants de la GSAP est aussi important dans la chaîne de système de conversion d'énergie éolienne [8], un bon contrôle de tous ces paramètres permet d'avoir un bon fonctionnement et une bonne performance de système.

D'autre part, La qualité des puissances active et réactive est une mesure importante d'un système d'alimentation électrique. L'objectif donc est maintenir la forme d'onde du courant purement sinusoïdale en phase avec une forme d'onde de tension purement sinusoïdale [9]. Dans ce contexte et dans notre cas ; la charge non linéaire est alimentée par une source de réseau électrique, et par suite cette est charge entraînée des défis pour l'industrie en termes de

fonctionnement du réseau, d'émissions d'harmoniques et pose une distorsion de forme des courants et des tensions [10].

L'utilisation d'un filtre de puissance approprié pour améliorer la qualité de l'alimentation est la solution à ces problèmes. Il existe deux types de filtres de puissance : passifs et actifs [11]. Un filtre de puissance passif (PPF) se compose d'inductances et de condensateurs. La conception du circuit d'un PPF est simple, mais elle présente les inconvénients suivants : (1) Chaque PPF ne convient qu'à une harmonique spécifique, à moins que les harmoniques soient suffisamment élevées ou basses pour être éliminées ; la conception d'un groupe de filtres passifs pour diverses harmoniques n'est pas économique. (2) L'utilisation d'un PPF pour améliorer le facteur de puissance est moins efficace et la conception d'origine n'est pas applicable si l'architecture du système est modifiée. (3) Un PPF peut produire une résonance en série ou en parallèle avec l'impédance du circuit, ce qui peut endommager l'équipement. (4) L'impédance de la source affecte considérablement les propriétés de filtrage du filtre. (5) Un circuit à faible résistance peut générer des harmoniques de courant supplémentaires, rendant un filtre passif inefficace. Enfin, (6) un PPF occupe un espace plus important. Ainsi, utiliser un PPF pour éliminer les harmoniques n'est pas une solution efficace ; pour cette raison le filtre actif est utilisé dans ce contexte.

Un filtre actif se compose de trois parties : identification, modulation et onduleur. Dans la conception du filtre et son application, les méthodes d'extraction des harmoniques du courant de ligne et de détermination des courants de référence du filtre sont très importantes [12], de plus, cette stratégie utilise la théorie de la puissance instantanée pour identifier puis éliminer les courants harmoniques injectés par la charge non linéaire, qui sont connectés au réseau [13].

Dans notre travail ; on va utiliser Un filtre actif comme une source des courants d'harmoniques inverses qui injectées en parallèle dans le réseau électriques ; la source est alimenté par un system éolien et par conséquent, compensé la puissance réactive dans le réseau électriques en contrôlant les courants de sortie de filtre actif [14].

Pour un fonctionnement normal du système, une stratégie de contrôle efficace est nécessaire. Les régulateurs PI et PID classiques ont été largement utilisés dans les applications industrielles dans le passé en raison de leurs avantages. Le contrôle PID est une méthode de contrôle simple et efficace et il peut être facilement mis en œuvre pour les applications de contrôle industriel. Cependant, l'algorithme de contrôle PID n'est pas conseillé pour le système complexe et non linéaire. D'autre part, le régulateur PI fractionnaire reçoit beaucoup plus d'attention dans le domaine de l'ingénierie des systèmes de contrôle en raison de son importance potentielle et significative [15, 16].

Les contrôleurs, utilisés des dérivées d'ordre fractionnaire et des intégrales, donnent des résultats améliorés par rapport aux contrôleurs classiques en termes de robustesse. Les contrôleurs d'ordre fractionnaire (FO) sont généralement exprimés par des équations différentielles d'ordre fractionnaire. Les contrôleurs d'ordre fractionnaire sont dérivés de l'ordre entier en ajoutant les puissances fractionnaires en termes entiers et dérivés. Le contrôleur FOPID a deux autres paramètres un ordre intégrateur et un ordre différenciateur. L'ajout des termes intégraux et dérivés d'ordre fractionnaire améliorera la réponse en fréquence du système et mènera à la conception d'un système de contrôle amélioré [17,18]. Le schéma de contrôle FOPID a certains mérites en ce qu'il offre cinq paramètres à régler. Cependant, ce schéma de

contrôle a ses propres inconvénients car il rend le système plus complexe que le système classique.

Pour obtenir un contrôleur optimal, il faut trouver un ensemble optimal des valeurs de deux régulateurs PI (K_p , K_i) et FOPI (K_p , K_i et λ). En fait, il existe de nombreuses méthodes de recherche intelligentes et métaheuristique puissantes pour trouver une solution optimale. La méthode d'optimisation par essaim particulier (PSO), les algorithmes génétiques (GA) et la logique floue sont des techniques de calcul évolutif. Ces techniques combinent les principes de la psychologie sociale dans les agents humains sociocognitifs et les calculs évolutifs. Ils présentent certaines caractéristiques telles qu'un concept simple, facile à mettre en œuvre, un algorithme efficace du point de vue informatique, un mécanisme flexible et bien équilibré pour améliorer les capacités d'exploration globales et locales et ils ont plus efficace [19].

La logique floue (FL) a été proposée par Lotfi Zadeh en 1965, où l'application de FL aux problèmes de contrôle a été testée pour la première fois par Mamandy en 1974. En raison de ses avantages de robustesse et d'efficacité, il est capable de piloter des systèmes non linéaires et compliqués [6]. On peut considérer que le contrôleur à logique floue (FLC) comme un contrôleur efficace pour les éoliennes en raison du modèle d'éolienne non linéaire et de la nature stochastique de la vitesse du vent, qui imposent de nombreuses incertitudes. Le contrôleur flou Takagi-Sugeno (T-S) est également utilisé pour l'objectif du contrôle MPPT dans le système WECS. Ce contrôle est testé sous une large variation de vitesse du vent et comparée au contrôleur classique qui prouve les performances de la conception floue T-S [7].

L'optimisation des essais de particules (PSO) est une technique d'optimisation stochastique basée sur la population développée par le Dr Eberhart et le Dr Kennedy en 1995, inspirée du comportement social des vols d'oiseaux ou des bancs de poissons. PSO partage de nombreuses similitudes avec d'autres techniques de calcul évolutives telles que les algorithmes génétiques (AG). Par rapport à GA, les avantages de PSO sont que PSO est facile à mettre en œuvre et qu'il y a peu de paramètres à ajuster. PSO s'est appliqué avec succès dans de nombreux domaines tels que l'optimisation des fonctions, la formation de réseaux de neurones artificiels, le contrôle de système flou et d'autres domaines où l'AG peut être appliquée. PSO a déjà été un nouveau sujet de recherche en développement rapide [20].

Par conséquent, en renforçant les contrôleurs de logique floue avec les deux algorithmes PSO et GA, la recherche et l'obtention de règles de logique floue optimales et de fonctions d'appartenance hautes performances seront plus faciles et plus rapides. Les efforts de recherche se sont principalement concentrés sur le réglage optimal des fonctions d'appartenance et les règles de logique floue [21,22], les fonctions d'appartenance et d'autres paramètres ont été optimisés à l'aide PSO et GA. La combinaison de PSO, GA et de contrôleurs à logique floue est normalement abrégée en PSO-FLC et GA-FLC, ce contrôleur hybride intelligent a trouvé une application dans de nombreux scénarios.

L'objectif principal de cette thèse est d'appliquer des commandes avancées basées sur l'intelligence artificielle et les méthodes métaheuristiques, pour contrôler un système constitué de deux parties imbriquées, la première partie est une chaîne de production d'énergie éolienne à base d'une GSAP, tandis que la seconde partie est un convertisseur multifonctions, à travers lequel l'énergie produite par la chaîne WECS est intégrée avec le réseau électrique et elle est considérée comme un filtre actif ayant un rôle de compensation de la puissance réactive et de réduire les courants harmoniques provenant d'une charge non linéaire connectée au réseau

électrique, Les commandes proposés sont : les régulateurs PI et FOPI optimisé par PSO et GA, les nouveaux commandes PSO-PI, PSO-FOPI et GA-PI et GA-FOPI sont utilisés pour régler le MPPT et les courants génèrent par PMGS. D'autres commandes intelligents sont proposées aussi tels que le régulateur fuzzy-PI (FPI) optimisé par PSO et fuzzy-FOPI (FFOPI) optimisé par PSO, les deux nouveaux algorithmes PSO-FPI et PSO-FOPI sont utilisé pour régler la tension en bus continu V_{DC} et les courants d'harmoniques injectés au réseau électrique. Ces commandes améliorent les performances de notre système en garantissant la stabilité et l'amélioration de la robustesse.

Le premier chapitre constitué de trois parties, dans la première, nous donnerons l'état de l'art sur les systèmes éoliens et les concepts physiques régissant leur fonctionnement. La deuxième est consacré à la modélisation de la turbine éolienne en tenant compte son comportement mécanique, et la troisième est consacré à l'étude de quelques techniques MPPT et l'implémentation d'une de ces techniques dans le système éolien.

Le deuxième chapitre est consacré au fonctionnement de la génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP). Une modélisation dans un repère diphasé lié au champ statorique et une stratégie de commande vectorielle en puissances active et réactive statoriques sont proposées. Ces études sont suivies de la modélisation du convertisseur AC-CA.

Le troisième chapitre traite les différents filtre utilisés pour résoudre le problème de la distorsion du courant et de la tension en spécifiant notre étude à un filtre actif inséré en parallèle avec une charge non linéaire connecté au réseau électrique, les références de courants d'harmonique sont basés sur la technique de la théorie des puissances actif et réactifs instantanées.

Dans Le quatrième chapitre on va présenter les principales approches avec un contrôleur PI classique, contrôleur ordre fractionnaire FOPI et les contrôleurs PI et FOPI adaptatif par logique flou, tous ces contrôleurs sont participés avec des commandes intelligentes tels que PSO et GA qui donnent des nouvelles commande avancés, ces contrôleurs sont appliqués pour contrôlé la vitesse du turbine (MPPT), les courants du MSAP, la tension en bus continu V_{DC} , et les courants d'harmonique du filtre actif.

Une comparaison entre les résultats de simulation issus de ces commandes est consacrée dans le cinquième chapitre.

En fin, nous clôturons ce travail par une conclusion générale qui résume les résultats obtenus et des perspectives pour la continuité future de ce travail.

CHAPITRE 01

*l'énergie éolienne ; une source
renouvelable et efficace*

Chapitre 1 : l'énergie éolienne ; une source renouvelable et efficace

1.1 Introduction

L'énergie aérogénératrice est utilisée industriellement surtout depuis les années soixante. Bien que ne pouvant envisager de remplacer largement les sources traditionnelles d'énergie. Elle s'inscrit donc parfaitement dans l'effort global de réduction des émissions de CO₂ et plus généralement dans le contexte d'un développement durable du paysage énergétique [23].

Mais n'oubliez pas que le vent est une source d'énergie renouvelable, gratuite et exploitable avec un bon niveau de sécurité et respectueuse de l'environnement. Dans le monde entier, les ressources d'énergie éolienne sont pratiquement illimitées. Les récentes recherches dans les domaines des turbines éoliennes à vitesse variable, l'électronique de puissance et les techniques de commandes avancées ont permis le contrôle des puissances produites par ces aérogénérateurs, ainsi tendent à rendre l'énergie éolienne aussi compétitive que l'énergie d'origine traditionnelle [24].

1.2 Situation actuelle de l'énergie éolienne

1.2.1 Dans le monde

Dans le sillage de la première crise pétrolière de 1973, les grandes puissances de ce monde ont massivement financé des projets de recherche sur les énergies renouvelables. Dans ce contexte, l'éolien a été la première ressource renouvelable à être développée pour produire de l'électricité à grande échelle. Cet élan connaîtra un second souffle après la prise de conscience des enjeux climatiques et environnementaux liés à la consommation d'énergie et engendra le lancement de plusieurs programmes dont le but était le développement des énergies renouvelables, notamment à base de ressources éoliennes étant donné que les gisements ces dernières sont très abondants dans les pays industrialisés (Europe, USA, Canada,...). L'augmentation significative du prix du baril de pétrole dans les années 2000 a multiplié par 10 la capacité de production d'électricité éolienne dans le monde entre 2005 et 2018, passant ainsi de 59 GW à 591 GW (voir figure.1.1), pour finalement atteindre en 2019 une production de 651 GW dont 29 GW d'origine Offshore (Commissariat aux Energies Renouvelables et à l'Efficacité Energétique, 2020, 21). Portée par la réduction des coûts, l'énergie éolienne qu'elle soit Offshore ou terrestre est devenue au cours de ces dernières années l'une des sources d'énergie les moins chères du monde en raison des réglementations environnementales qui rendent l'énergie fossile de moins en moins rentable. Ainsi, en 2020, le secteur de l'éolien a enregistré la mise en service de 86,9 GW, soit 59 % de plus que 2019. Au fil des années, les USA et la Chine se sont imposés comme les piliers de la croissance de l'industrie éolienne devant de nombreux pays européens. Ce duo qui mène depuis de nombreuses années la danse

a enregistré près de 75 % des nouvelles installations éoliennes en 2020, soit 69 GW (voir figure.1.2) [25].

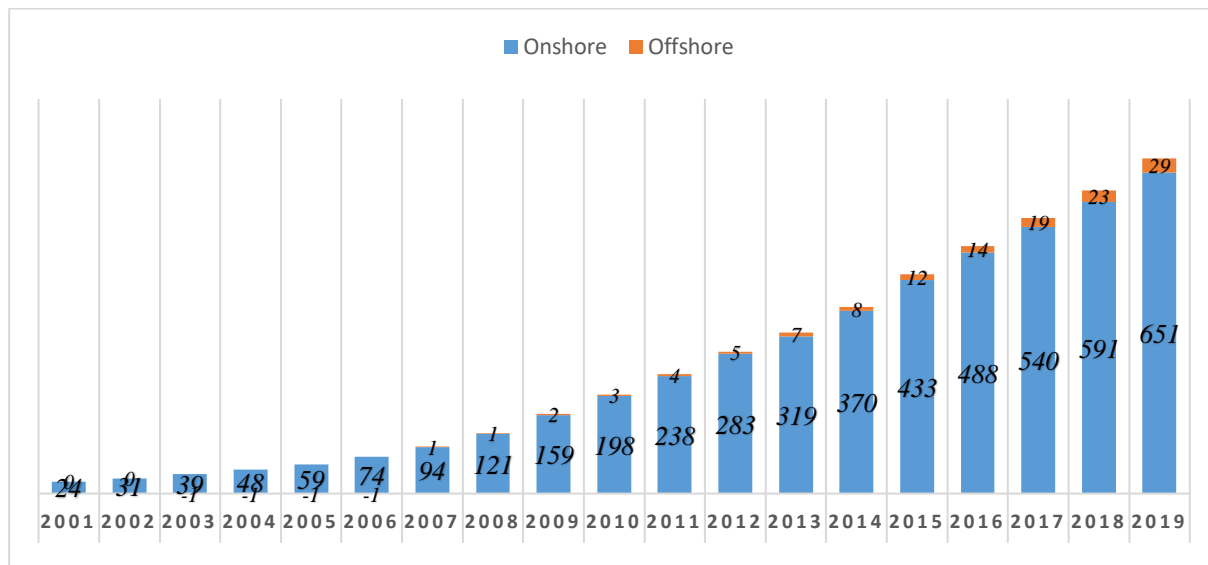


Figure 1.1: Taux de croissance moyen de production d'électricité d'origine éolienne.

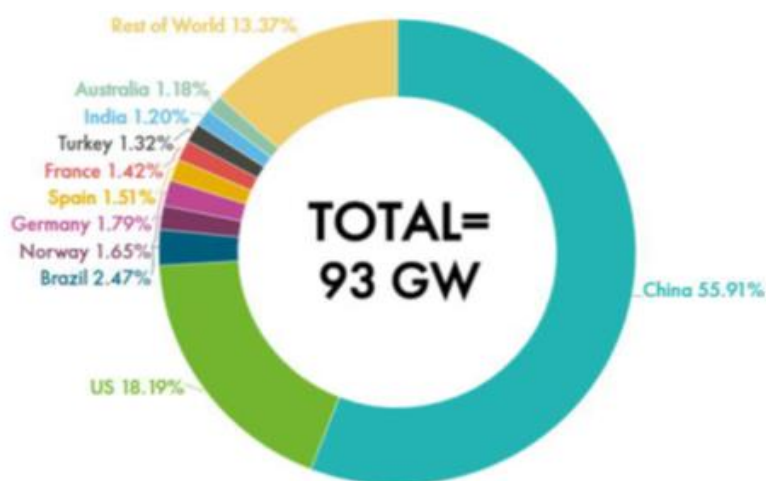


Figure 1.2: Nouvelles installations éoliennes en 2020.

1.2.2 Dans l'Algérie

Avec un taux de couverture en énergie électrique qui est passé de 30% en 2000 à 99% en 2018. L'énergie électrique est largement suffisante pour répondre aux besoins énergétiques du pays, l'Algérie ambitionne de devenir un pays exportateur d'électricité dans les prochaines années. Plusieurs pays ont d'ores et déjà manifesté leur intention d'importer de l'énergie électrique à partir de l'Algérie. Parmi ces potentiels futurs clients de l'Algérie, on trouve la Tunisie qui figure en tête de liste en raison de sa proximité avec l'Algérie à tous les niveaux, du vieillissement de ses infrastructures, de la forte hausse de sa demande d'électricité, mais surtout du rétrécissement de sa marge de réserve obligatoire lui permettant de répondre à toute

éventuelle panne au niveau de ses unités de production (Belgacem, 2020). Sachant que l'électricité en Algérie provient à 99% du gaz naturel dont la production était de 100 milliards de m³ en 2020, dont 22 milliards destinés à la production d'électricité pour les besoins internes, une production d'électricité issue de l'éolien permettrait à l'Algérie de diversifier ses ressources énergétiques, d'exporter davantage de gaz naturel au lieu de le destiner à la production d'électricité, mais surtout d'adopter une stratégie expansionniste caractérisée par la conquête de marchés externes, dont celui qui nous intéresse dans notre présente étude, à savoir le marché tunisien .

En effet, étant donné que 22% de la production nationale de gaz naturel est destinée à la production d'électricité pour les besoins internes du pays, développer et stimuler l'investissement dans la filière éolienne permettra à l'Algérie de diversifier ses ressources énergétiques et de développer l'activité "Export" de la Société nationale de l'électricité et du gaz (Sonelgaz) tout en assurant l'équilibre entre les impératifs du développement socio-économique du pays et la gestion durable et rationnelle des ressources énergétiques dont dispose l'Algérie. Il faut remonter jusqu'à l'année 1957 pour trouver la première expérience éolienne en Algérie.

Il s'agissait à l'époque d'exploiter un aérogénérateur de 100 kW sur le site des « Grands Vents » (Alger) que la compagnie publique chargée du monopole de la production et de la distribution du gaz et de l'électricité en Algérie (Electricité et Gaz d'Algérie) avait acheté d'Angleterre. Après l'indépendance, en dépit du financement massif des projets de recherche sur les énergies renouvelables dans le monde suite au premier choc pétrolier de 1973 et de l'engouement pour l'énergie éolienne suscité par la hausse des prix énergies fossiles durant le début des années 2000, l'Algérie ne s'est penchée sérieusement sur le développement des énergies renouvelables qu'après 2010 avec l'adoption du programme national de développement des énergies renouvelables approuvé en 2011 et révisé en 2015 avec l'objectif d'atteindre à l'horizon 2030 une puissance totale de 22000 MW, dont l'éolien représente 5010 MW. Il a fallu attendre jusqu'en juin 2014 pour assister à la naissance de la première ferme éolienne à Adrar et dont la puissance est de 10 MW, ce qui ne représente que 5% de l'énergie électrique fournie par le réseau local. À titre de comparaison, l'énergie éolienne est devenue en 2019 la source d'électricité renouvelable la plus produite aux USA (le monde de l'énergie, 2020) qui se classent au 2^{ème} rang mondial pour une puissance éolienne totale de 105 466 MW fin 2019, loin derrière la Chine avec 236 402 MW (Global Wind Energy Council, 2019, 44). Pour ce qui est du potentiel éolien en Algérie, compte tenu de la grande superficie du pays, de sa topographie et de son climat très diversifié, ce potentiel varie énormément d'un endroit à l'autre. Toutefois, selon la nouvelle carte des vents mise à jour par le Centre de Développement des Energies Renouvelables (voir figure.1.3), le Sud semble connaître par des vitesses de vent supérieures à celles du Nord, plus particulièrement dans le Sud-Est. Enfin, pour l'analyse du coût de production de l'électricité d'origine éolienne en Algérie ou même ailleurs, il nécessaire de rappeler que ce coût dépend de plusieurs facteurs (lieu choisi pour l'installation, force des vents, nombre de turbines, facteur d'utilisation, etc.) [25].

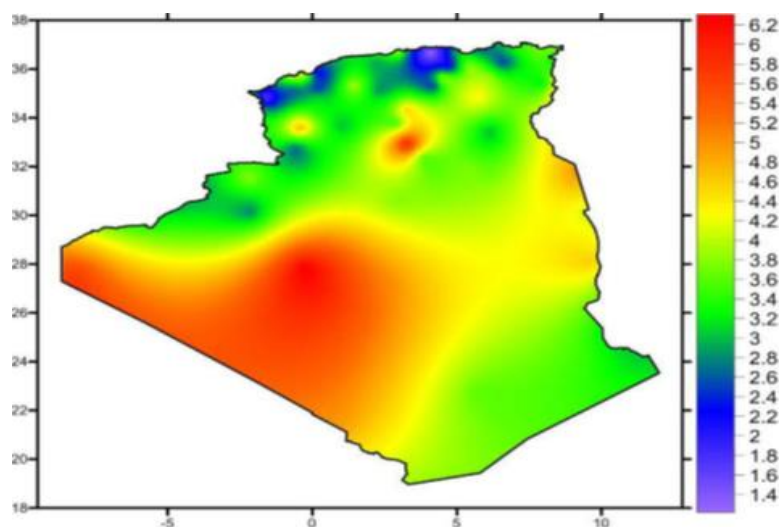


Figure 1.3: Carte annuelle des vents (m/s) à 10 m du sol [26].

1.3 Impact de l'éolienne sur l'aspect économique et social

En raison des améliorations constantes du rendement des turbines et de la hausse des prix des combustibles, l'énergie éolienne devient de plus en plus compétitive sur le plan économique par rapport aux modes de production énergétique classiques. Par ailleurs, sur les sites terrestres où la vitesse du vent est élevée, l'énergie éolienne est considérée aujourd'hui commercialement viable.

Le coût de l'éolienne y'est crucial. Le coût d'investissement total d'une éolienne moyenne installée en Europe est d'environ 1,23 million d'€/MW, y compris les coûts relatifs aux fondations, à l'installation électrique et à la sous-traitance (prix de 2006). La répartition des coûts principaux est la suivante (niveaux approximatifs): turbine 76, raccordement au réseau 9 et fondations 7. Les autres composants du coût, tels que les systèmes de commande et le terrain, représentent une part réduite des coûts totaux. Le coût total au kW de la capacité de puissance éolienne installée présente des différences significatives d'un pays à un autre, et varie approximativement entre 1000 €/kW et 1350 €/kW [27].

Tableau 1.1 : Structure des coûts d'une éolienne typique de 2 MW installée en Europe (€ de 2006).

	Investissement (€1000/MW)	Part (%)
Eolienne (départ usine)	928	75.6
Fondations	80	6.5
Installation électrique	18	1.5
Raccordement au réseau	109	8.9
Systèmes de commande	4	0.3
Sous-traitance	15	1.2
Terrain	48	3.9
Frais financiers	15	1.2
Route	11	0.9
Total	1227	100

Note : Chiffres calculés par l'auteur sur les bases de données sélectionnées d'installations éoliennes européennes.

En 2007, les éoliennes de la classe MW (puissance supérieure à 1 MW) ont représenté une part de marché supérieure à 95, les machines de taille inférieure représentant les 5 restants. Au sein du segment MW, les éoliennes d'une puissance égale ou supérieure à 2,5 MW ont une position croissante, même pour les implantations à terre. Le régime éolien sur le site choisi, la hauteur du moyeu de l'éolienne et le rendement de la production déterminent la production énergétique de la turbine. Ainsi, à elle seule, l'augmentation de la hauteur des éoliennes a eu pour résultat d'accroître la production d'énergie. De même, les méthodes de mesure et d'évaluation de la vitesse du vent sur un site donné ont bénéficié de progrès significatifs ces dernières années, améliorant ainsi les modalités d'implantation et les caractéristiques économiques des nouvelles éoliennes.

Du fait de l'amélioration des équipements, le rendement de la production électrique a lui aussi progressé de façon spectaculaire. De la fin des années 1980 jusqu'à 2004, les investissements totaux par unité de surface de rotor ont subi une baisse annuelle supérieure à 2. Cependant, en 2006, les coûts d'investissement ont augmenté d'environ 20 par rapport à 2004, principalement en raison d'une augmentation significative de la demande mondiale en éoliennes, alliée à la hausse du prix des matières premières et aux contraintes qui pèsent sur l'offre. Les données préliminaires indiquent que la hausse des prix s'est poursuivie en 2007. A présent, le coût de production de l'énergie pour une éolienne de 2 MW vont de 5,3 à 6,1 c€/kWh, en fonction de la ressource éolienne disponible sur le site choisi. D'après l'analyse des courbes d'apprentissage, on s'attend à voir baisser les coûts à des valeurs comprises entre 4,3 et 5,5 c€/kWh à l'horizon 2015.

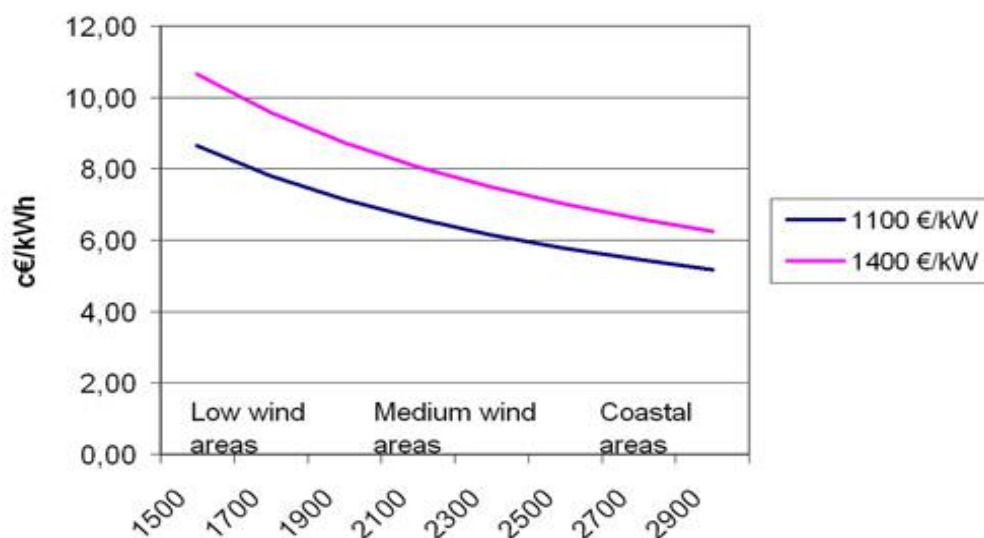


Figure 1.4 : Coûts calculés par kWh d'électricité éolienne générée en fonction du régime éolien sur le site choisi (nombre d'heures à pleine charge).

Dans le cadre d'emploi ; Les entreprises du secteur éolien européen emploient à l'heure actuelle environ 108.600 personnes et, si l'on tient compte des emplois indirects, ce chiffre passe à 180.000. Une partie significative des emplois directs liés à l'énergie éolienne (environ 77) est localisée dans trois pays, le Danemark, l'Allemagne et l'Espagne, dont la capacité installée

combinée représente 70 du total de l'UE. Cependant, le secteur est actuellement moins concentré qu'il ne l'était en 2003 en raison de l'ouverture de centres de fabrication et d'exploitation sur les marchés émergents, et du fait que de nombreuses activités liées à l'éolien, telles que la promotion, l'ingénierie et les services juridiques, sont réalisés localement. La majorité des emplois est concentrée chez les constructeurs et les fabricants de composants d'éoliennes [27].

Tableau 1.2 : Emplois directs dans les entreprises spécialisées dans l'énergie éolienne dans différents pays européens.

Pays	Nombre d'emplois directs
Autriche	700
Belgique	2000
Bulgarie	100
République Tchèque	100
Danemark	23.500
Finlande	800
France	7000
Allemagne	38.000
Grèce	1.800
Hongrie	100
Irlande	1.500
Italie	2.500
Pays-Bas	2.000
Pologne	800
Portugal	800
Espagne	20.500
Suède	2000
Royaume-Uni	4000
Reste de l'UE	400
TOTAL	108.600

Source : Estimations propres, basées sur des chiffres fournis par l'EWEA (2008a), l'ADEME (2008), l'AEE (2007), la DWIA (2008), le Ministère Fédéral de l'Environnement en Allemagne et le BMU (2008).

1.4 Conception d'une éolienne

Une éolienne est une machine qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie électrique ou mécanique. Il existe deux grandes familles d'éoliennes : les éoliennes à axe horizontal et les éoliennes à axe vertical [28] :

1.4.1 Aérogénérateurs à axe verticale

Les éoliennes à axe vertical ont été les premières structures développées pour produire de l'électricité paradoxalement en contradiction avec le traditionnel moulin à vent à axe horizontal. Elles possèdent l'avantage d'avoir les organes de commande et le générateur au niveau du sol donc facilement accessibles. De nombreuses variantes ont été testées depuis les années 1920, dont beaucoup sans succès, mais deux structures sont parvenues au stade de l'industrialisation :

-Le rotor de Savonius : Elle a été découverte par l'ingénieur finnois **Sigurd Savonius** en 1924 et a été brevetée en 1929. Le fonctionnement du rotor de Savonius est basé sur un couple aérodynamique induit par la déflexion de l'écoulement sur les pales. Le type Savonius, constitué schématiquement de deux ou plusieurs godets demi-cylindriques un peu désaxés présente la plupart d'avantages. Outre son faible encombrement, qui permet d'intégrer l'éolienne aux bâtiments sans en dénaturer l'esthétique, il est peu bruyant. Il démarre à de faibles vitesses de vent et présente un couple élevé bien que variant de façon sinusoïdale au cours de la rotation. L'accroissement important de la masse selon la dimension rend l'éolienne de type Savonius peu adaptée à la production de masse dans un parc à éoliennes.

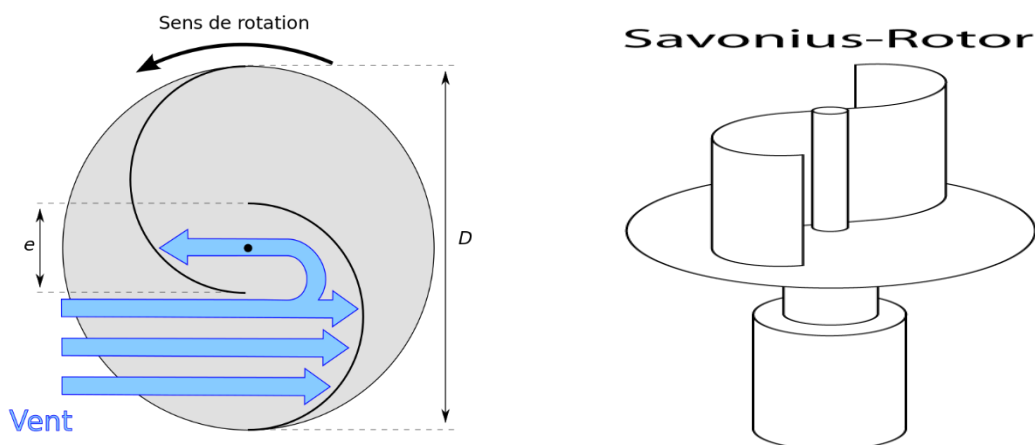


Figure 1.5: Éolienne type Savonius.

- Le rotor de darrius : Les éoliennes de type darrius sont composées d'un certain nombre de pales courbes montées sur un arbre ou un cadre rotatif. La courbure des pales permet à la pale de n'être sollicitée qu'en tension à des vitesses de rotation élevées.

Il existe plusieurs éoliennes étroitement liées qui utilisent des pales droites. Cette conception de l'éolienne a été brevetée par **Georges Jean Marie Darrius, un ingénieur français** (spécialisé dans l'aéronautique) ; le dépôt du brevet a eu lieu le 1er octobre 1926.

La configuration de George Darrius est théoriquement aussi efficace que le type d'hélice sous une vitesse de vent constante, mais les conceptions réelles ont généralement eu des problèmes pour atteindre cette efficacité. Dans les versions originales de la conception de Darrius, les ailes sont disposées de façon à être symétriques et à avoir un angle de calage nul.

C'est-à-dire l'angle que les ailes sont placées par rapport à la structure sur laquelle elles sont montées.

Cette disposition est tout aussi efficace quelle que soit la direction du vent, contrairement au type conventionnel, qui doit être tourné pour faire face au vent.

1.4.1 Aérogénérateurs à axe horizontal

Les éoliennes à axe horizontal dont l'arbre est parallèle au sol sont basées sur la technologie ancestrale des moulins à vent. Elles sont constituées de plusieurs pales profilées aérodynamiquement à la manière des ailes d'avion. Dans ce cas, la portance n'est pas utilisée pour maintenir un avion en vol mais pour générer un couple moteur entraînant la rotation. Ce type d'éoliennes sont simples du point de vue mécanique et nécessitent un « encombrement » au sol relativement faible pour le montage et la fixation de la tour [4].

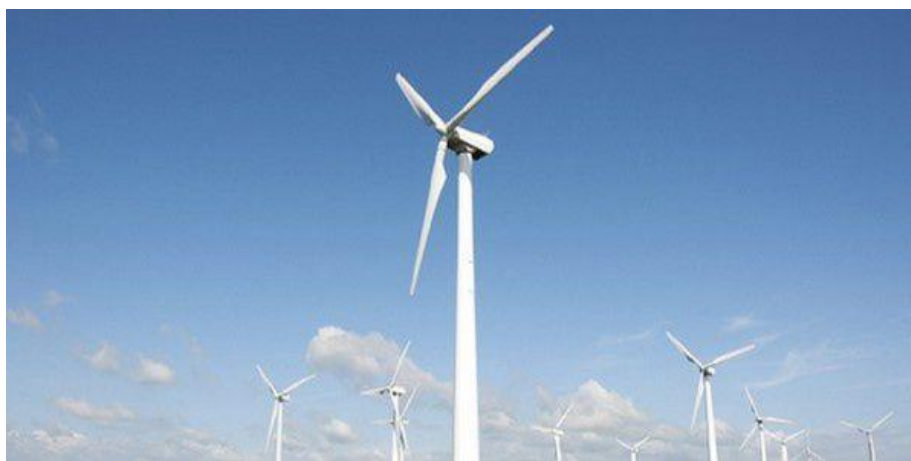


Figure 1.6 : éolienne à axe horizontal.

La figure.1.7 représente les différents composants d'une éolienne à axe horizontal

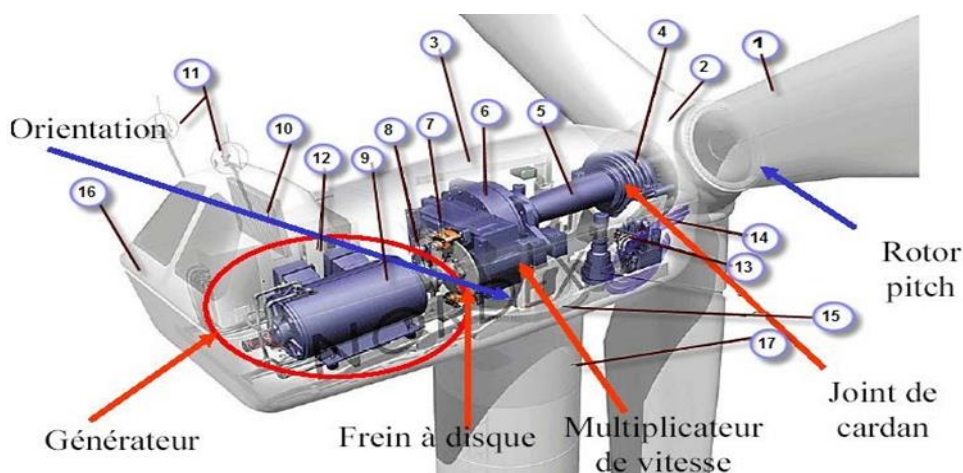


Figure 1.7 : Composants d'une éolienne.

1	Pales	7	Frein à disque	13	Centrale hydraulique
2	Moyeu de rotor	8	Accouplement	14	Mécanisme d'orientation des pales
3	Nacelle	9	Génératrice	15	Paliers du système d'orientation équipés d'un frein à disque
4	Cardan	10	Radiateur de refroidissement		
5	Transmission	11	Centrale de mesure du vent	16	Capot
6	Multiplicateur de vitesse	12	Contrôle	17	Mât

Il existe plusieurs configurations possibles d'aérogénérateurs à axe horizontal qui peuvent avoir des différences importantes. Néanmoins, une éolienne "classique" est généralement constituée de trois principaux éléments [29]:

- **Le mât**, généralement un tube d'acier ou éventuellement un treillis métallique, doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol. Toutefois, la quantité de matière mise en œuvre représente un coût non négligeable et le poids doit être limité.

- **La nacelle**, regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbres lent et rapide, roulements, multiplicateur. Le frein à disque, différent du frein aérodynamique, permet d'arrêter le système en cas de surcharge. Le générateur est généralement une machine synchrone ou asynchrone. Les systèmes hydrauliques ou électriques d'orientation des pales (frein aérodynamique) et de la nacelle sont nécessaires pour garder la surface balayée par l'aérogénérateur perpendiculaire à la direction du vent.

- **Le rotor**, est formé par les pales assemblées dans leur moyeu. Pour les éoliennes destinées à la production d'électricité, le nombre de pales varie classiquement de 1 à 3. Le rotor tripale est de loin le plus répandu car il représente un bon compromis entre le coût, le comportement vibratoire, la pollution visuelle et le bruit.

1.5 Descriptif d'une éolienne

1.5.1 Les éoliennes à vitesse fixe

Les premières éoliennes de grande puissance mises en œuvre reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage directement couplée sur le réseau électrique (figure.1.8). Cette machine est entraînée par un multiplicateur et sa vitesse est maintenue approximativement constante par un système mécanique d'orientation des pales (pitch control). La machine fonctionne alors en hyper synchronisme c'est-à-dire à une vitesse $\Omega_s(1-g)$ avec Ω_s vitesse de synchronisme (souvent $N_s = 1500 \text{ trs.min}^{-1}$) et g le glissement, avec $g < 0$ pour un fonctionnement en génératrice avec une convention moteur ($|g| \leq 1 \%$). La rotation des pales par des actionneurs, hydrauliques ou électriques, permet l'augmentation de l'angle de calage β . La puissance peut alors être limitée à la puissance nominale de la génératrice. Lors de fort vent, cette technique permet la mise en drapeau des pales ($\beta=90^\circ$) [30].

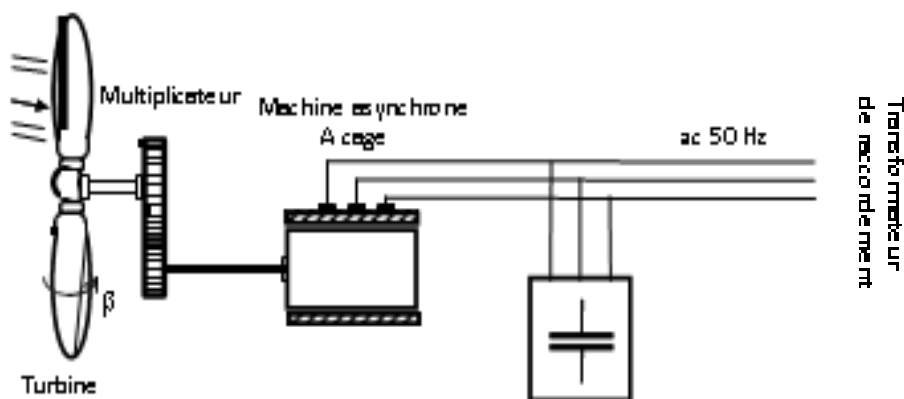


Figure 1.8: Eolienne à vitesse fixe.

1.5.2 Les éoliennes à vitesse variable

Les éoliennes basées sur une génératrice asynchrone à rotor bobiné présentent l'inconvénient de nécessiter un système de bagues et de balais et un multiplicateur, induisant des coûts significatifs de maintenance en particulier pour les projets offshore situés en milieu marin. Pour limiter ces inconvénients, certains constructeurs ont développé des éoliennes basées sur des machines synchrones à grand nombre de paires de pôles et couplées directement à la turbine, évitant ainsi le multiplicateur. Si de plus la génératrice est équipée d'aimants permanents, le système de bagues et de balais est éliminé. L'inconvénient de cette structure, représentée à la figure 1.9, est qu'elle nécessite pour sa connexion au réseau de convertisseurs de puissance dimensionnés pour la puissance nominale de la génératrice. Cet inconvénient est cependant un avantage du point de vue du contrôle de l'éolienne. En effet, l'interfaçage avec le réseau peut être entièrement contrôlé via le convertisseur connecté à ce réseau, tandis que le convertisseur connecté à la génératrice permet de contrôler la puissance générée par celle-ci en limitant le pitch control à une fonction de sécurité par grand vent. De plus ce type de configuration permet d'assurer un découplage entre le comportement du générateur éolien (turbine + machine synchrone) et le comportement du réseau [31].

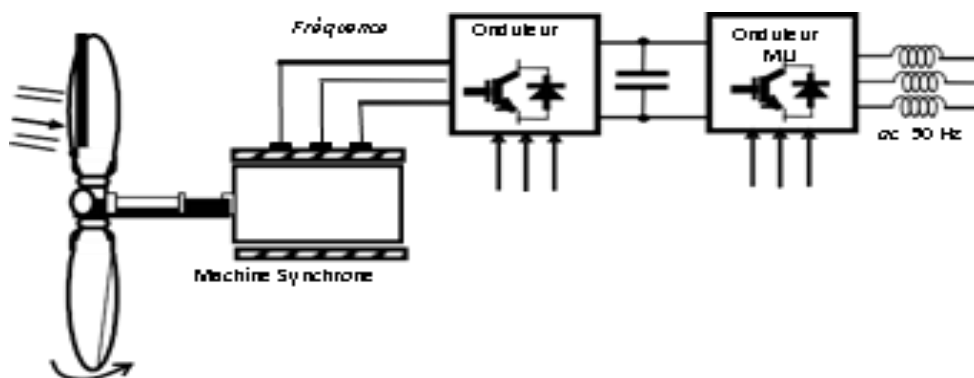


Figure 1.9 : Eolienne à vitesse variable basée sur une machine synchrone à grand nombre de paires de pôles.

1.6 Modélisation de la turbine éolienne

1.6.1 Modélisation de la vitesse du vent

Dans le but de reproduire les caractéristiques de la vitesse du vent, il existe deux méthodes qui sont les mesures expérimentales à partir d'un site bien déterminé et la modélisation analytique à partir d'un modèle mathématique. Dans notre cas on utilisera la deuxième méthode pour sa flexibilité à envisager plusieurs scénarios. Parmi les méthodes les plus utilisées pour modéliser le vent, celle qui utilise la caractéristique spectrale de **Van Der Hoven** est la plus répandue. La vitesse du vent V est généralement représentée par une fonction scalaire qui évolue dans le temps [25].

$$V = f(t) \quad (1.1)$$

Cette fonction du vent peut être décomposée en une composante moyenne, variant lentement, et des fluctuations :

$$V = V_0 + \sum_{i=1}^n A_i \sin(w_i t + \varphi_i) \quad (1.2)$$

V_0 : est la composante moyenne;

A_i , w_i , φ_i sont respectivement l'amplitude, la pulsation et la phase initiale de chaque composante spectrale fluctuante.

La figure.1.10 est montré un exemple de profil de vent reconstruit à partir de la caractéristique spectrale de **Van der Hoven** et c'est ce profil qui sera appliqué au système étudié dans ce mémoire. Son équation est donnée par:

$$V = 12 + 2 \sin\left(2.5t - \frac{\pi}{5}\right) + 2 \sin\left(4t - \frac{\pi}{3}\right) + 1.5 \sin\left(5.4t + \frac{\pi}{12}\right) + 0.5\left(2.5t - \frac{\pi}{12}\right) \quad (1.3)$$

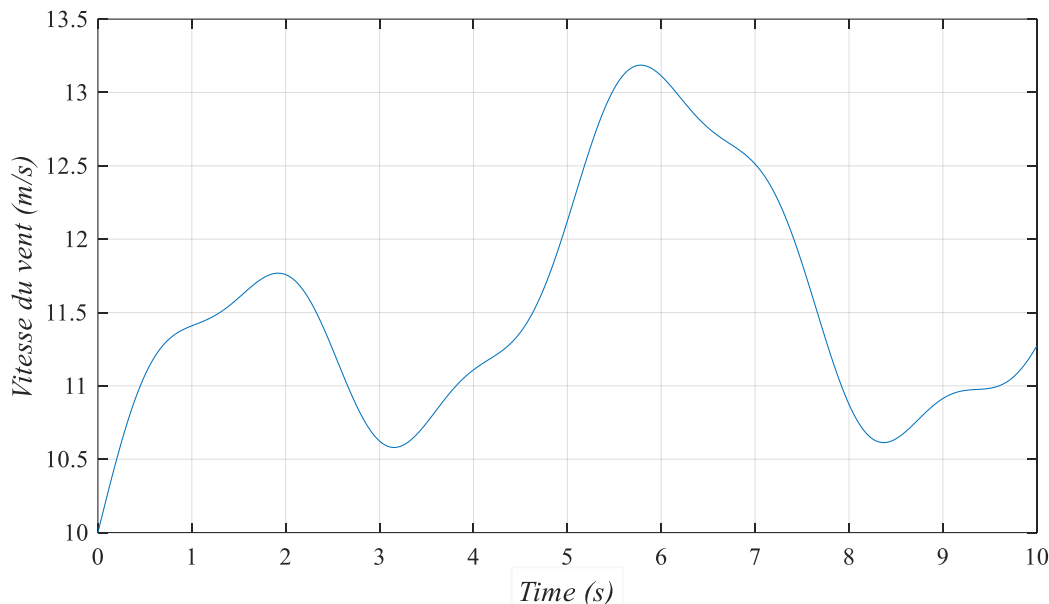


Figure 1.10 : Profil de vent.

1.6.2 Modélisation de la turbine éolienne

Conversion d'énergie aérodynamique en énergie électrique

Les systèmes de conversion d'énergie éolienne transforment l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique sur la turbine éolienne puis en énergie électrique via un aérogénérateur. L'énergie dE d'une colonne d'air de longueur dl , de section S , de masse volumique ρ animée d'une vitesse V_v (voir figure.1.11) peut s'écrire [23] :

$$dE = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot dl \cdot V_v^2 \quad (1.4)$$

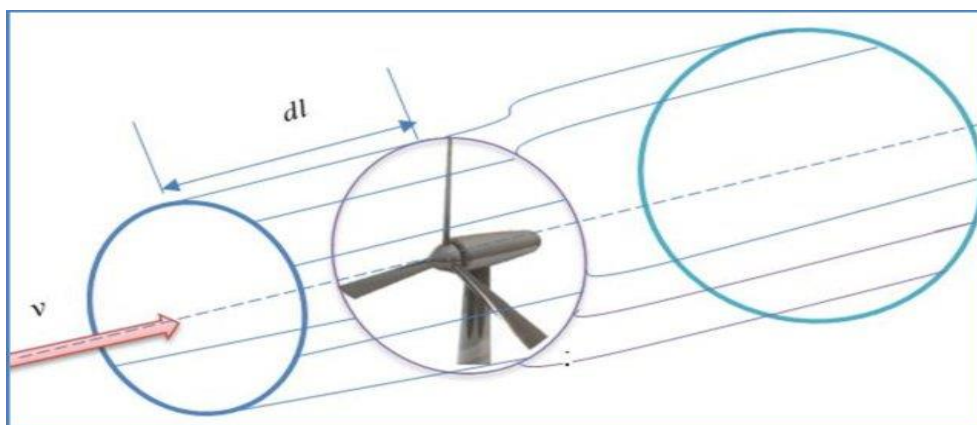


Figure 1.11: Conversion aérodynamique en énergie électrique.

En supposant que $dl = V_v \cdot dt$, on tire l'expression de la puissance P_v de la masse d'air traversant la section S et se déplaçant à la vitesse V :

$$P_v = \frac{dE}{dt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot V^3 \quad (1.5)$$

En réalité, la puissance récupérée par une voilure éolienne est seulement un pourcentage de cette puissance. Pour cela, nous allons présenter des notions fondamentales sur la conversion aérodynamique dans les parties suivantes.

Aérodynamique

Précédemment, on a vu que la puissance produite par un vent traversant une surface S dépend du cube de la vitesse du vent V et de la densité de l'air ρ . Cette puissance est donnée par :

$$P_v = \frac{1}{2} \cdot S \cdot \rho \cdot V^3 \quad (1.6)$$

$$\text{Où : } S = \pi \cdot R^2 \quad (1.7)$$

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

$$C_p = \frac{P_T}{P_v} = \frac{P_T}{\frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot V^3} \quad (1.8)$$

Ainsi, la puissance éolienne est déterminée analytiquement par formule suivante :

$$P_T = \frac{1}{2} \cdot S \cdot \rho \cdot C_p \cdot (\lambda, \beta) \cdot V^3 \quad (1.9)$$

On retrouve dans la littérature plusieurs types de modélisation du coefficient de puissance, généralement valables pour une turbine particulière : chaque turbine a un comportement spécifique. Ainsi, tout le monde est confronté à ce problème de modélisation du coefficient de puissance. Néanmoins la modélisation utilisée dans ce travail apparait dans d'autres références.

Elle a l'avantage de se présenter sous la forme d'une seule équation, valable quel que soit l'angle de calage β et quel que soit le rapport de vitesse λ .

Le coefficient de la puissance C_p est en fonction du rapport de vitesse λ . et de l'angle de calage des pales β .

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda_i} - C_3 \beta - C_4 \right) e^{-\frac{C_5}{\lambda_i}} + C_6 \lambda_i \quad (1.10)$$

Avec :

$$\frac{1}{\lambda_i} = \left(\frac{1}{\lambda + 0.8\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right) \quad (1.11)$$

$$\lambda = \frac{R\Omega_T}{V} \quad (1.12)$$

Où:

Ω_T : Vitesse de la turbine [rad/s].

$C1, C2, C3, C4, C5, C6$: coefficients dépendent de la turbine considérée, ils sont donnés dans le tableau.1.3 [32].

Tableau.1.3 : les valeurs de coefficient de la turbine.

Coefficient	Valeur
$C1$	0.5109
$C2$	116
$C3$	0.4
$C4$	5
$C5$	21
$C6$	0.0068

Sur la figure.1.12, plusieurs courbes sont distinguées, mais nous sommes intéressés à celle qui possède le plus haut sommet. Cette courbe est caractérisée par le point optimal ($\lambda_{opt}=8.1, C_{pmax}=0.475, \beta=0$) qui est le point correspondant au maximum du coefficient de puissance C_p et donc au maximum de la puissance mécanique récupérée. Nous remarquons que l'augmentation de β permet de réduire le coefficient C_p et par conséquent, provoquer la diminution de la puissance mécanique récupérée sur l'axe de la turbine éolienne.

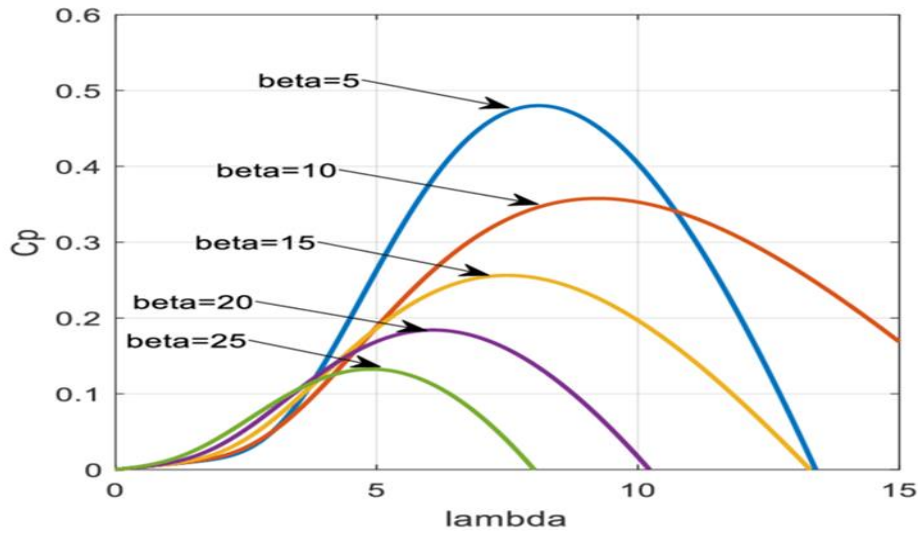


Figure 1.12 : Courbe de coefficient $C_p(\lambda, \beta)$.

La puissance aérodynamique de l'éolienne peut être aussi exprimée comme suit:

$$P_T = \Omega_T T_T \quad (1.13)$$

L'expression du couple aérodynamique T_T est alors donnée par :

$$T_T = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot C_q(\lambda, \beta) \cdot R^2 \cdot V^3 \quad (1.14)$$

La valeur du coefficient de couple est déterminée par :

$$C_q(\lambda, \beta) = \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\Omega_T} \quad (1.15)$$

1.7 Contrôle de suivi du point de puissance maximum (MPPT)

L'énergie éolienne, bien qu'abondante, varie continuellement au fur et à mesure que la vitesse du vent change tout au long de la journée. La quantité de puissance de sortie d'un WECS dépend de la précision avec laquelle les points de puissance de crête sont suivis par le contrôleur MPPT du système de contrôle WECS, quel que soit le type de générateur utilisé. Les algorithmes d'extraction de puissance maximale étudiés jusqu'à présent peuvent être classés en trois méthodes de contrôle principales, à savoir le contrôle du rapport de vitesse de pointe (TSR), le contrôle de retour de signal de puissance (PSF) et le contrôle de recherche de crête (HCS) [33].

1.7.1 MPPT avec rapport de vitesse de pointe optimal (TSR)

Dans cette méthode, le fonctionnement à puissance maximale de l'éolienne est obtenu en maintenant le rapport de vitesse de pointe à sa valeur optimale λ_{opt} . Le principe de ce schéma de contrôle est illustré à la figure.1.13, où la vitesse du vent mesurée V_v est utilisée pour produire la référence de vitesse du générateur Ω_{ref} en fonction du rapport de vitesse de pointe

optimal Ω_{opt} . La vitesse du générateur Ω_m est contrôlée par les convertisseurs de puissance et sera égale à sa référence en régime permanent, à laquelle le MPPT est atteint [34].

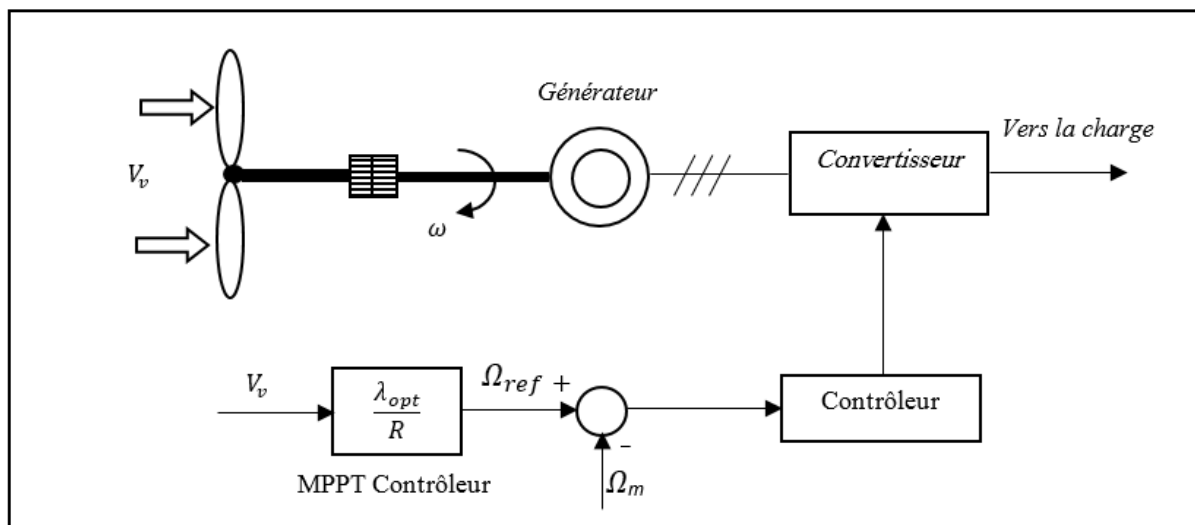


Tableau 1.13 : Contrôle optimal de la TSR de l'éolienne.

1.7.2 MPPT avec profil de puissance de turbine (PSF)

L'une des méthodes de suivi du point de puissance maximale est basée sur la courbe puissance/vitesse du vent fournie par le fabricant pour une éolienne donnée. La courbe de puissance définit la puissance maximale qui peut être produite par l'éolienne à différentes vitesses de vent. Un schéma fonctionnel simplifié de contrôle avec cette méthode est illustré à la figure.1.14. La vitesse du vent est mesurée en temps réel par un capteur de vitesse du vent. Selon le profil MPPT fourni par le fabricant, la référence de puissance P_{opt} est générée et envoyée au système de contrôle du générateur, qui compare la référence de puissance avec la puissance mesurée P_m du générateur pour produire les signaux de commande pour les convertisseurs de puissance. Grâce au contrôle des convertisseurs de puissance et de la génératrice, la puissance mécanique P_m de la génératrice sera égale à sa référence en régime permanent, à laquelle la puissance maximale de fonctionnement est atteinte. Il est à noter que les pertes de puissance de la boîte de vitesses et de la transmission dans l'analyse ci-dessus sont négligées et, par conséquent, la puissance mécanique du générateur P_m est égale à la puissance mécanique P_{opt} produite par la turbine [35].

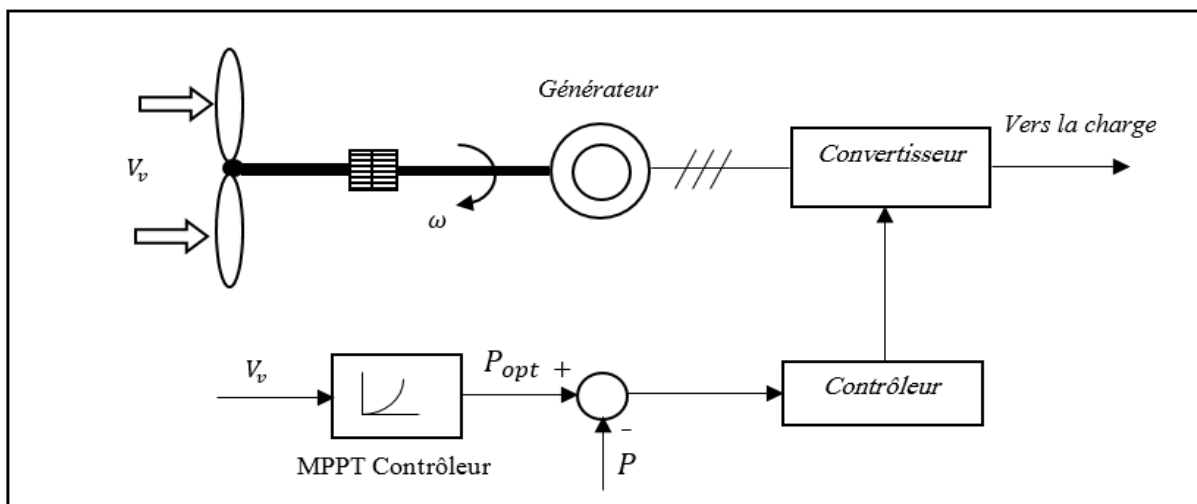


Tableau 1.14 : Contrôle de la puissance maximale avec le profil de puissance de l'éolienne.

1.7.3 MPPT avec contrôle de couple optimal

Le fonctionnement à puissance maximale peut également être obtenu avec un contrôle de couple optimal, où le couple mécanique de la turbine C_m est une fonction quadratique de la vitesse de la turbine Ω_m . Pour un rapport de transmission donné et avec les pertes de puissance mécanique de la boîte de vitesses et de la transmission négligées, le couple mécanique de la turbine C_m et la vitesse Ω_m peuvent être facilement convertis en couple mécanique de la génératrice C_m et vitesse Ω_m , respectivement. La figure.1.15 montre le principe du schéma MPPT avec contrôle de couple optimal, où le tom de vitesse du générateur est mesuré et utilisé pour calculer la référence de couple souhaitée C_m^* . Le coefficient pour le couple optimal K_{opt} peut être calculé en fonction des paramètres nominaux du générateur. Grâce à la commande de rétroaction, le couple générateur C_m sera égal à sa référence C_m^* en régime établi, et le MPPT est réalisé. Il est à noter qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser les capteurs de vitesse du vent dans ce schéma [35].

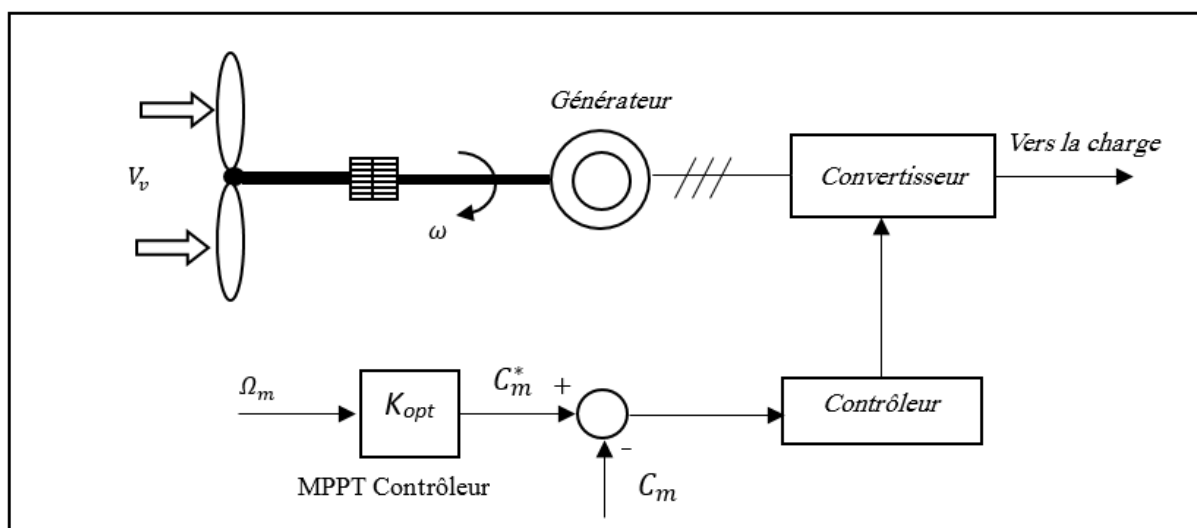


Figure 1.15 : MPPT avec contrôle optimal du couple des éoliennes.

Les systèmes MPPT sont généralement associés avec les générateurs éoliens à travers une électronique de puissance permettant de maximiser l'efficacité énergétique du système à travers la variation de la vitesse du vent.

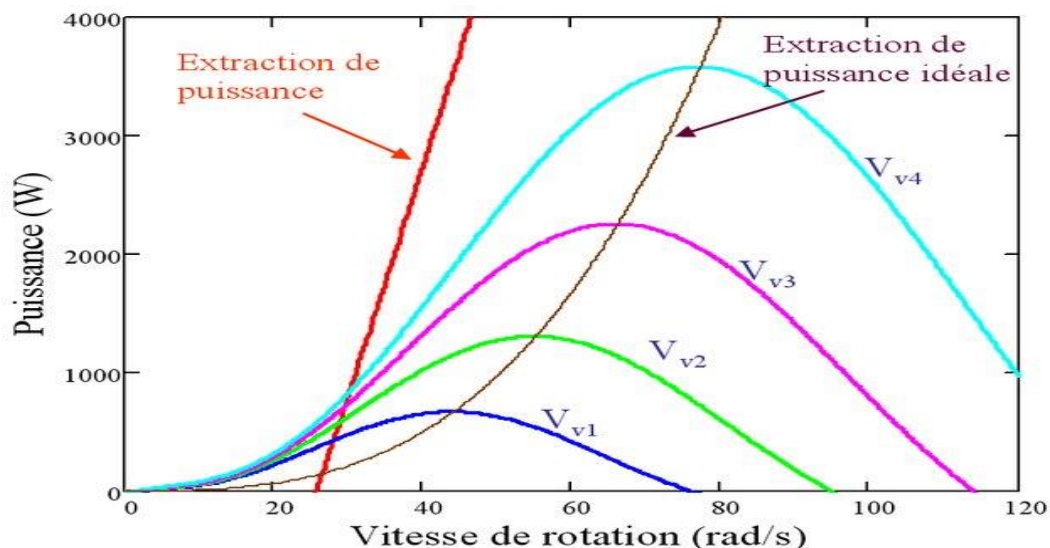


Figure 1.16 : Extraction de puissance d'une chaîne éolienne.

Par exemple, la figure.1.16 montre les extrema que poursuit la MPPT d'une éolienne de type tripale à vitesse du vent variable : la courbe de puissance en forme de cloche, typique des éoliennes et donnée pour chaque vitesse du vent, présente un point de puissance maximale. De plus en plus souvent, les génératrices sont donc reliées à un convertisseur électronique de puissance contrôlé qui permet de réaliser cette fonction. De nombreux concepts ont été introduits pour parvenir à poursuivre efficacement le point de puissance maximum pour le « grand éolien ».

1.8 Le modèle et la technique d'extraction de MPPT

Le couple éolien fourni par la turbine, permet d'entraîner la génératrice. En tenant compte des chutes de couple causées par le frottement et l'inertie de la turbine, nous pouvons établir le modèle électromécanique de la figure.1.17.

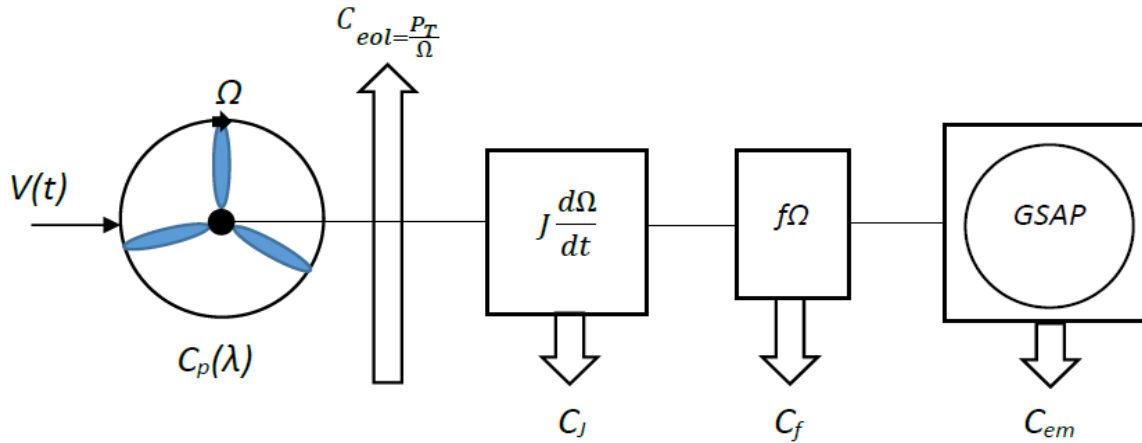


Figure 1.17 : Schéma bloc du couple de la turbine éolienne.

Le couple mécanique C_m vu par la machine synchrone est différent du couple de vent C_{em} car il faut tenir compte de l'inertie de l'éolienne et du frottement visqueux propre à la structure de l'éolienne. Cela peut se traduire mathématiquement par l'équation suivante [13]:

$$C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_m \quad (1.16)$$

$$\Omega = \frac{1}{Js+f} (C_{em} - C_m) \quad (1.17)$$

Où, J et f représentent respectivement l'inertie de l'éolienne et le frottement de l'éolienne, s désigne l'opérateur de Laplace.

Le contrôle de la vitesse maintient le rapport entre la puissance extraite et celle du vent à sa valeur maximale. En d'autres termes, le coefficient de puissance C_p doit être maintenu à sa valeur maximale. La figure.1.18 montre le schéma fonctionnel de contrôle adopté pour maximiser la puissance extraite en utilisant le contrôle de la vitesse.

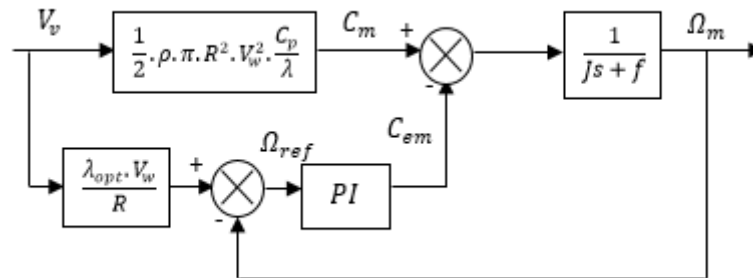


Figure 1.18 : Schéma fonctionnel de la turbine avec maximisation de la puissance extraite grâce à la vitesse contrôlé.

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art décrivant tout d'abord les notions générales sur l'énergie éolienne, son intérêt et la croissance de cette filière ; nous avons aussi présenté la situation actuelle du système éolien dans le monde, et spécialement dans l'Algérie, la synthèse et la conception des différents types d'éoliennes de grande puissance raccordées au réseau ainsi que leurs capacités de réglage. Les éoliennes à vitesse fixe permettent peu de réglage et fonctionnent comme des générateurs passifs. Les éoliennes à vitesse variable offrent plus de possibilités de réglage, mais ont un coût plus élevé. L'éolienne à base d'une machine synchrone à aimants permanents offre des capacités qui pourraient lui permettre de participer aux réglages du réseau dans certaines conditions de vent ; Ces capacités étant accrues en l'associant à des systèmes de stockage d'énergie (supercondensateurs, stockage inertiel, système multi – sources...). Le prochain chapitre est décrit l'importance de GSAP dans le système de conversion éolienne, nous avons abordé aussi son modélisation, et son commande via un redresseur pour Controller le courant, la tension et la tension en bus continu.

CHAPITRE 02

Modélisation de Machine Synchrone à Aimants Permanents

Chapitre 02 : Modélisation de Machine Synchrones à Aimants Permanents

2.1 Introduction

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP), connaît un regain d'intérêt dans le domaine de la traction électrique et dans le domaine de la production d'énergie électrique. Elle est par exemple utilisée dans la nouvelle génération de système de contrôle du vecteur de poussée (en anglo-saxon **Thrust Vector Control** ou TVC), les nouvelles **Automotrices Grande Vitesse d'Alstom** (AGV)... Elle est aussi utilisée dans l'exploitation du potentiel énergétique éolien pour produire de l'énergie électrique sur des sites isolés avec raccordement aux réseaux électriques de distribution [36]. Il s'agit dans ce chapitre de présenter les domaines d'application et l'importance de GSAP dans la chaîne de conversion éolienne.

2.2 Les machines synchrones a aiment permanant (GSAP)

L'utilisation des machines synchrones autopilotées dans les entraînements à vitesse variable a fortement augmenté ces dernières années, car ces machines ont des caractéristiques similaires à celles des machines à courant continu, sans présenter les inconvénients liés à la présence du collecteur mécanique (entretien, limitation des vitesses de variation du courant, impossibilité de travailler dans les milieux corrosifs ou explosifs), ce qui exclut l'utilisation de celle-ci pour des gammes de puissance élevée.

L'arrivée sur le marché des nouveaux aimants permanents à hautes performances, comme les aimants en terres-rares, a été à l'origine d'une nouvelle génération de machines synchrones. Jusqu'à l'apparition des composés samarium-cobalt, les aimants ont été essentiellement utilisés pour de petits moteurs synchrones. Grâce à l'amélioration des caractéristiques des aimants, les machines synchrones à aimants permanents présentent des performances supérieures à celles des machines à rotor bobiné jusqu'à des puissances assez importantes (de 0.5 à 50 kW) [37].

Les principaux avantages des moteurs à aimants permanents sont :

- La suppression des contacts glissants et des dispositifs complexes à diodes tournantes, onéreux et encombrants. Ce mode d'excitation est d'autant plus envisageable que l'on dispose actuellement d'aimants possédant de bonnes propriétés magnétiques (champ coercitif élevé, perméabilité magnétique voisine de μ et électriques (résistivité élevée)).

- Les pertes joules et les pertes fer sont localisées au stator, ce qui simplifie le refroidissement de la machine synchrone à aimants permanents comparée à la machine

à excitation par du courant continu. Ceci autorise un couple volumique plus élevé à vitesse donnée.

- La faible inertie du rotor, d'où il résulte une faible constante de temps mécanique et donc une bonne dynamique de la vitesse.

- Les faibles constantes de temps électriques dans le cas où les aimants permanents sont disposés sur la surface du rotor (inductance faible) : à tension de source continue donnée, la dynamique du courant et donc du couple s'améliore avec la diminution de l'inductance de la machine. En effet les performances dynamiques de ce type de machine ne sont souvent limitées que par les performances de la source à fréquence variable (onduleur + source continue) et de la commande (par la rapidité de calcul des microprocesseurs).

2.2.1 Principe de fonctionnement de la GSAP

Il s'agit de types de machines synchrones, où l'appellation vient du fait que le rotor de cette machine est construit à partir d'un aimant. Dans ce type de machine, la vitesse de rotation du rotor est égale à celle du champ tournant ; on dit qu'il y a une synchronisation entre les deux. La conversion de l'énergie dans les MSAP se fait dans les deux sens : par conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique (mode moteur), et on les appelle alors "moteurs synchrones à aimant permanent (MSAP)", et par conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique (mode génératrice) et on les appelle dans ce cas "génératrices synchrones à aimant permanent (GSAP)". Comme toutes les machines électriques, les MSAP sont constituées de deux éléments principaux : le rotor et le stator (figure.2.1) [32].

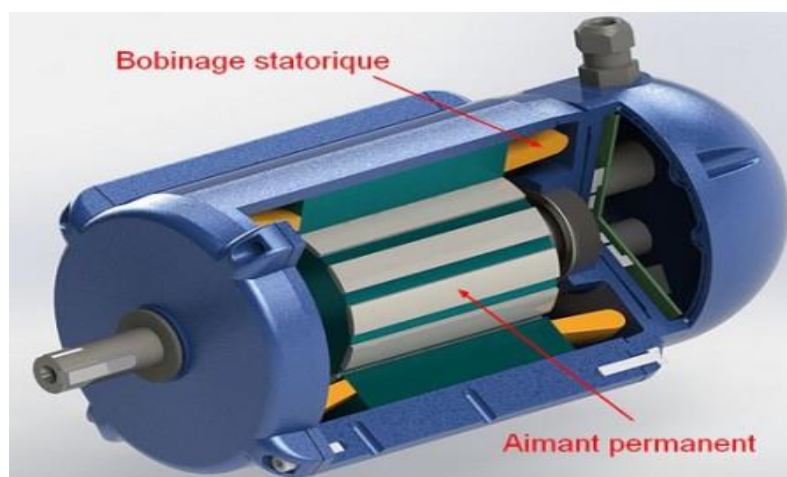


Figure 2.1 : Structure du moteur synchrone.

L'interaction entre le champ magnétique tournant créé par les enroulements du stator et le champ magnétique de l'aimant permanent crée une force électromotrice qui provoque le mouvement de rotation ; la vitesse de rotation est liée à la fréquence de la

source d'alimentation et au nombre de paires de pôles de la machine, elle est donnée par la relation: $N_s = \frac{2\pi}{P}$.

2.2.2 Types de génératrices GSAP

La partie fixe de la machine synchrone est similaire à d'autres types de machines à trois phases ; la différence est dans la partie mobile (rotor) dans laquelle on peut distinguer plusieurs types selon la topologie et la construction de ce dernier. Selon la disposition des aimants sur le rotor, nous pouvons distinguer quatre types de MSAP [38]:

Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (Surface Mounted)

Cette configuration est la plus facile à réaliser car les aimants sous forme de tuiles sont fixés sur le périphérique du rotor (généralement à pôles lisses) comme le montre la figure.2.2a ; les inductances L_d et L_q sont égales et ne dépendent pas de la position du rotor ; en revanche ce type de machine présente certains inconvénients tels que la démagnétisation des aimants et le risque de détachement dû à la force centrifuge.

Machines synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI)

Dans ce type de machine les aimants sont insérés dans des rainures entaillées à la surface du rotor (figure.2.2b) ; par rapport au MSPAS, ce type donne plus de performance au niveau du couple produit, cependant les espaces entre les aimants augmentent l'effet saillant.

Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC)

Cette structure est similaire à celle du MSAPS, avec l'utilisation des pièces polaires en acier doux placées sur les aimants ; ces pièces permettent de contrôler la forme de la *f.é.m* (force électromotrice) du stator agissant sur le profil de la pièce. Cependant l'effet saillant augmente à cause de la combinaison anisotrope "aimants-pièces polaires" (figure.2.2c).

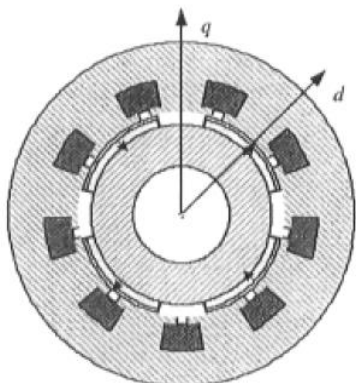
Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE)

Dans la structure de la figure.2.2d, les pièces polaires sont utilisées pour canaliser le flux généré par les aimants permanents à aimantation tangentielle dont la surface latérale est supérieure à la demi-surface de la pièce polaire prise au niveau de l'entrefer, dans le but d'augmenter l'induction magnétique dans l'entrefer par rapport à l'induction rémanente des aimants permanents.

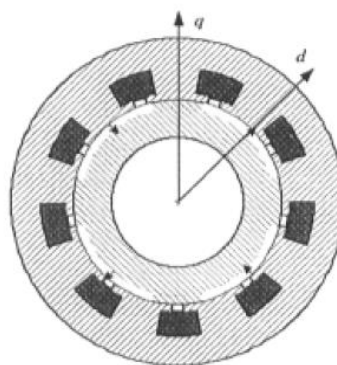
Machines synchrones à rotor bobiné (MSRB)

Ce genre de machine est constitué d'un rotor qui comporte des bobines au lieu d'aimants permanents comme dans les structures précédentes. On alimente ces bobines par des courants continus par l'intermédiaire des contacts glissant balais-bagues pour générer le flux magnétique inducteur dans l'entrefer. On distingue deux types de machine synchrone à rotor bobiné : les machines à pôles lisses et les machines à pôles saillants. La machine à pôles lisses a une inductance constante quelle que soit la position

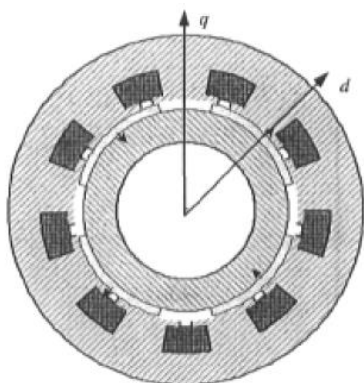
du rotor. Par contre, la machine à pôles saillants a un entrefer magnétique variable suivant la position des pôles, ce qui entraîne une variation d'inductance. L'alternateur d'automobile à griffes est considéré comme une machine à pôle saillant (figure.2.2e).



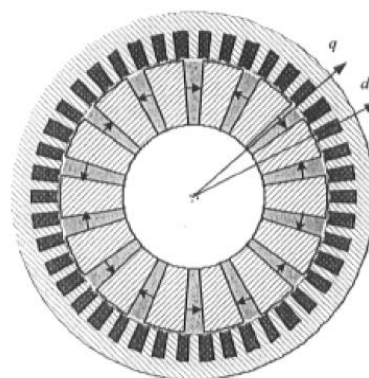
a) : MSAP à aimants en surface.



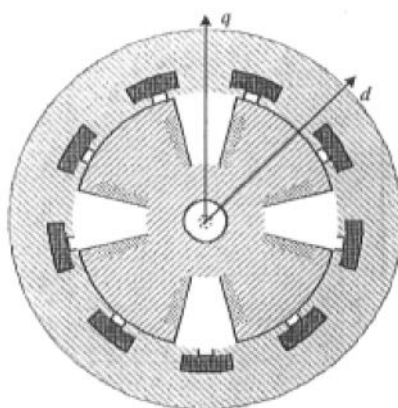
b) : MSAP à aimants insérés.



c) : MSAP à aimants chapeauté.



d) : MSAP à aimants enterrés.



e) : MSAP à rotor bobiné à pôles saillants.

Figure 2.2 : Topologies des machines synchrones à aimants permanents.

2.3.3 Avantages des éoliennes à base des machines synchrone à aimants permanents par rapport aux autres types de machines [39]

Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur. Il est aisé de démontrer que dans le cas des machines classiques l'importance relative des pertes par effet joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille réduite.

Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement. Les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue puissance, rendement, facteur de puissance et moment d'inertie pour les gammes accessibles à leurs utilisations (coût et fiabilité).

Le couplage de ces machines avec l'électronique de puissance devient de plus en plus viable économiquement, ce qui en fait un concurrent sérieux des génératrices asynchrones à double alimentation.

Les systèmes de ce type ont un taux de défaillance jugé faible grâce à la suppression de certaines sources de défauts : suppression du multiplicateur de vitesse et du système de bague et balais. Les frais d'entretien sont alors minimisés ce qui est très intéressant dans les applications éoliennes, en particulier dans les sites difficilement accessibles (offshore par exemple), ainsi la présence obligatoire de l'électronique de puissance permet enfin une régulation simple de la vitesse de rotation et donc une optimisation énergétique efficace.

2.3 Modélisation et commande de la GSAP

Grâce aux nombreux avantages qu'elle a par rapport aux autres types de machines électriques (robustesse, maintenance, prix), la machine synchrone à aimants permanents est intéressante pour l'utilisation comme génératrice couplée à une turbine éolienne [40].

2.3.1 Modèle mathématique de la GSAP

Hypothèses simplificatrices

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) obéit à certaines hypothèses simplificatrices :

- l'absence de la saturation dans le circuit magnétique.
- la distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice (f_{mm}), créée par les enroulements du stator.
- l'hystérésis, les courants de Foucault, l'effet de peau sont négligés.
- l'effet des encoches est négligé.
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.

La structure de la machine à aimant permanent comporte un enroulement triphasé au stator. L'excitation est créée par les aimants permanents au niveau du rotor, ces derniers sont supposés de perméabilité voisine de celle de l'air.

Équations électriques de la GSAP

Les équations électriques dans le plan (a, b, c) peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Avec

$[V_a, V_b, V_c]$: le vecteur des tensions statoriques.

$[i_a, i_b, i_c]$: le vecteur des courants statoriques.

$[\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c]$: le vecteur des flux totaux traversant les bobines statorique.

R_s : la résistance d'une phase statorique.

Comme les enroulements statoriques sont montés en étoile à neutre isolé (figure.2.3), la somme instantanée des courants statoriques est nulle, de sorte qu'il n'y a pas de courant homopolaire. Par conséquent, s'il existe une composante homopolaire de tension ou de flux, elle n'intervient pas dans le couple. Le comportement de la machine est donc représenté par deux variables indépendantes.

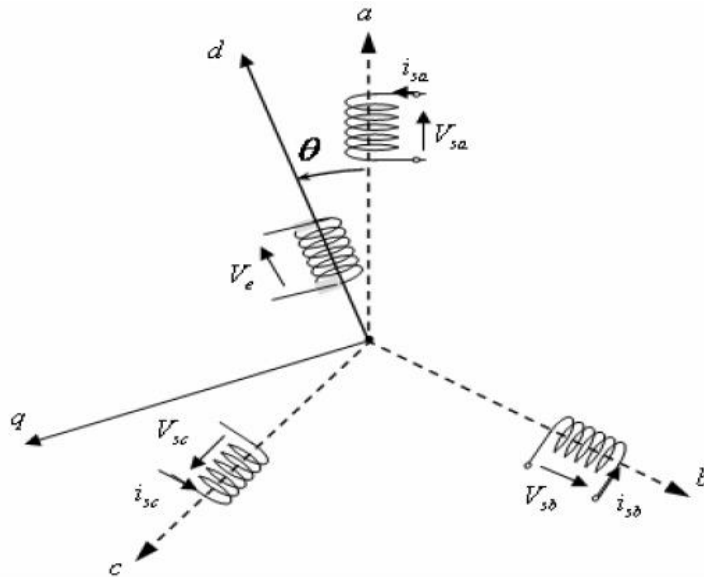


Figure 2.3: Structure de la génératrice synchrone.

Équations électriques de la GSAP dans le repère de Park.

Afin de simplifier le modèle mathématique de la GSAP, la transformation du Park est utilisée; cette dernière est un outil mathématique qui nous permet de transformer les trois axes de la machine dans le repère (a, b, c) en deux axes orthogonaux (d, q) , c'est à

dire la transformation des trois bobines statoriques diphasées de $2\pi/3$, en deux bobines diphasées de $\pi/2$ et situées sur le rotor comme indiqué dans la figure.2.4.

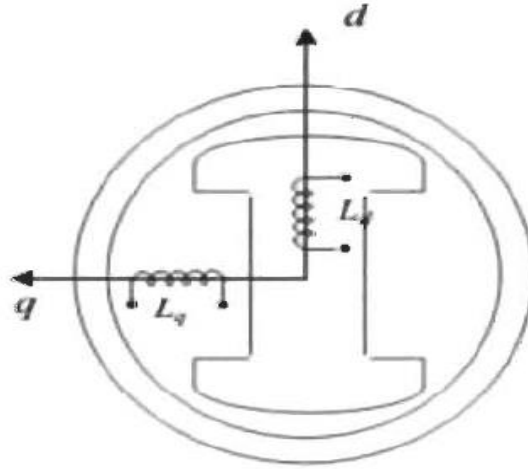


Figure 2.4: GSAP dans le repère (d, q) de Park.

La transformation de Park est donnée par la matrice :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Pour revenir aux repères triphasés (a, b, c), on utilise la transformation inverse de Park qui est donnée par :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Les équations des tensions, courants et flux seront données par :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Avec : V_{sd} , V_{sq} , i_{sd} , i_{sq} : les composantes directes et en quadrature de tension et de courant φ_{sd} , φ_{sq} : les composantes directes et en quadrature du flux. Appliquant la transformation de Park sur l'équation.2.4 ; l'équation électrique de la GSAP devient:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + p\Omega \begin{bmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Nous pouvons écrire les équations électriques de la GSAP dans le repère de Park sous la forme :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + l_d \frac{di_{sd}}{dt} - p\Omega l_{sq} i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + l_q \frac{di_{sq}}{dt} + p\Omega l_{sd} i_{sd} + p\Omega \varphi_f \end{cases} \quad (2.8)$$

Avec $w=p\Omega$, L_{sd} et L_{sq} sont les inductances directes et en quadrature, et elles sont supposées indépendantes de θ .

φ_f : le flux des aimants permanents.

Équations magnétiques

Dans les machines synchrones à répartition sinusoïdale des conducteurs, l/l_{ds} et l/l_{qs} sont en fonctions linéaires des courants i_{sd} et i_{sq} :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = l_{sd} i_{sd} + \varphi_f \\ \varphi_{sq} = l_{sq} i_{sq} \end{cases} \quad (2.9)$$

Équations mécaniques

L'équation de mouvement du système est donnée par :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega_r) \quad (2.10)$$

Équation électromagnétique

Dans un système triphasé équilibré (a, b, c), l'équation de la puissance absorbée peut être écrite comme suit :

$$P_a = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \quad (2.11)$$

Dans le repère de Park, la formule 2.11 devient :

$$P_a = \frac{3}{2} (V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq}) \quad (2.12)$$

Remplaçant la tension directe et en quadrature par ces expressions, la formule 2.12 devient :

$$P_a = \frac{3}{2} \left[\left(R_s i_{sd} + l_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - w l_{sq} i_{sq} \right) i_{sd} + \left(R_s i_{sq} + l_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + w l_{sd} i_{sd} + w \varphi_f \right) i_{sq} \right] \quad (2.13)$$

$$P_a = \frac{3}{2} [w[(l_{sd}-l_{sq})i_{sd}i_{sq} + \varphi_f i_{sq}]] + R_a(i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \left(l_{sd}i_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} + l_{sq}i_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} \right) i_{sd} \quad (2.14)$$

On peut écrire la formule 2.14 sous la forme:

$$P_a = P_{em} + P_j + P_{mag} \quad (2.15)$$

Avec :

P_{em} : la puissance électromagnétique ; $P_{em} = \frac{3}{2} w[(l_{sd} - l_{sq})i_{sd}i_{sq} + \varphi_f i_{sq}]$

P_j : les pertes par effet joule ; $P_j = R_a(i_{sd}^2 + i_{sq}^2)$

P_{mag} : la variation de l'énergie magnétique emmagasinée $P_{mag} = \left(l_{sd}i_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} + l_{sq}i_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} \right) i_{sd}$

2.3.2 Commande de la génératrice (GSAP)

Le schéma bloc de la commande est représenté par la figure.2.5. Le couple électromagnétique C_{em} de référence peut être élaboré pour un fonctionnement à puissance fixée qui est de toute façon utilisé pour limiter la puissance de la génératrice à sa valeur nominale.

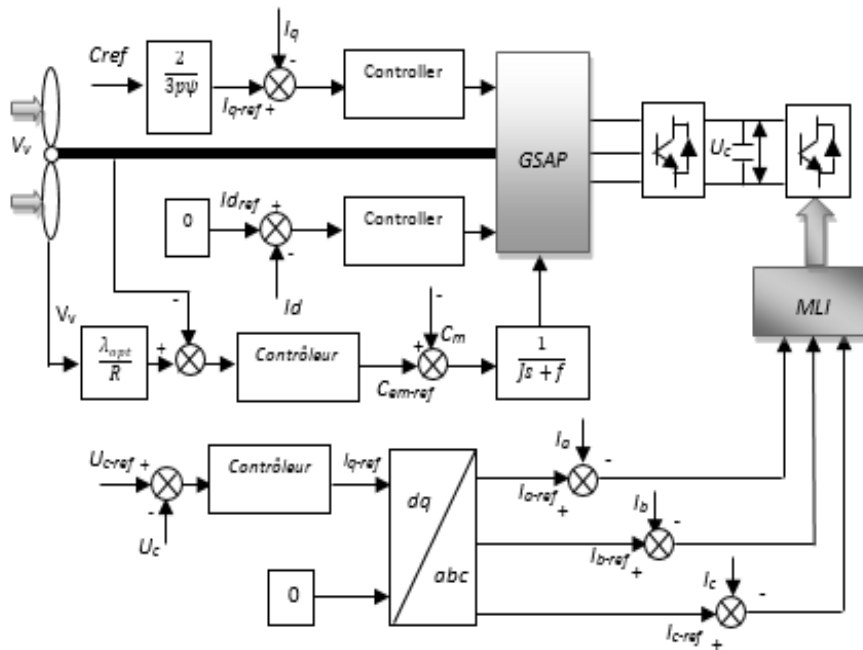


Figure 2.5 : Commande de la vitesse de turbine et les courants de la machine synchrone.

2.3.3 Calcul du couple électromagnétique

À partir de la puissance électromagnétique, on peut déduire l'expression du couple électromagnétique avec $C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega}$ et $\Omega = \frac{\omega}{p}$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(l_d - l_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (2.16)$$

2.4 Modélisation des convertisseurs d'électronique de puissance

L'onduleur de tension représente aujourd'hui un composant essentiel dans les systèmes d'interfaçage avec le réseau. Son utilisation vient du fait qu'il permet entre autre de contrôler les puissances actives et réactives échangées avec le réseau. Il peut être utilisé en mode onduleur ou en mode redresseur mais la modélisation reste la même dans les deux cas.

2.4.1 Modulation de largeur de l'impulsion MLI

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

– Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

– Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence. L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs.

Caractéristique de la MLI

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = fp / fr, \quad \tau = Vr / Vp$$

Avec :

m : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence fp de la porteuse et la fréquence fr de la référence. τ : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante Vr à la valeur crête Vp de la porteuse.

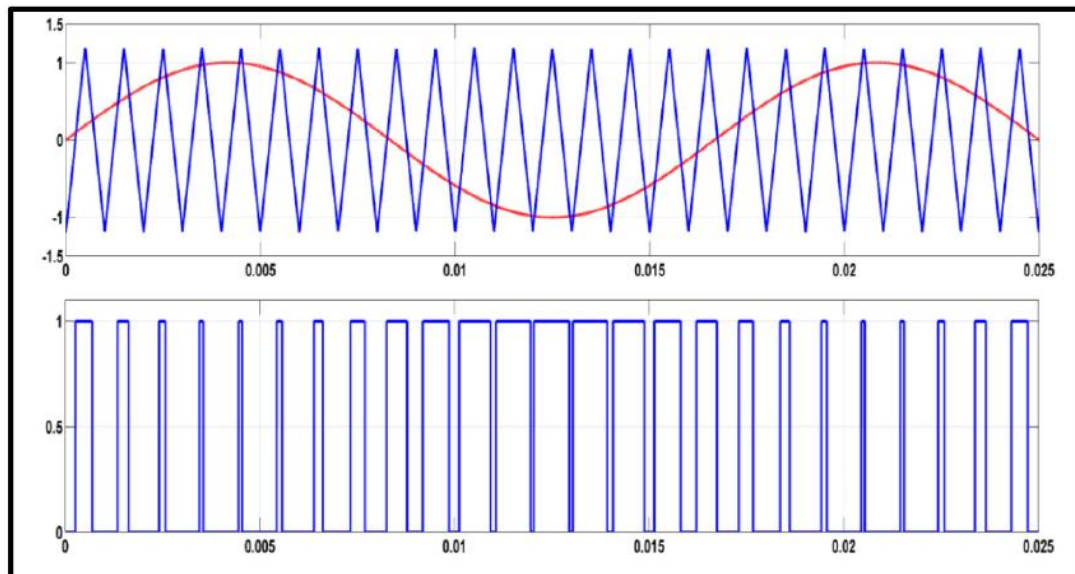


Figure 2.6 : Principe de la commande MLI.

Pour l'étude de l'ensemble (génératrice - redresseur MLI - charge), on s'intéressera uniquement au comportement dynamique des variables électriques et mécaniques de la machine. Afin de faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation, on modélise le redresseur par un ensemble d'interrupteurs idéaux : c'est-à-dire résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande.

Pour le modèle dynamique du système, on va diviser l'étude du convertisseur en trois parties : le côté alternatif, la partie discontinue composée par les interrupteurs et le côté continu. Dans ce contexte, la fonction des interrupteurs est d'établir une liaison entre le côté alternatif et le bus continu ; ces interrupteurs étant complémentaires.

Cette stratégie est une alternative à la commande dans le repère (a, b, c) . Elle exige pour la régulation des courant I_q et I_d d'imposer les tensions de référence V_{dref} et V_{qref} dont on déduit les tensions de référence sinusoïdales V_{aref} , V_{bref} et V_{cref} , pour la commande de redresseur.

2.5 Commande de l'association MSAP – redresseur

Après avoir présenté le modèle de la machine, nous exposerons le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée au redresseur commandé. La figure.2.7 illustre le schéma de principe de cette association.

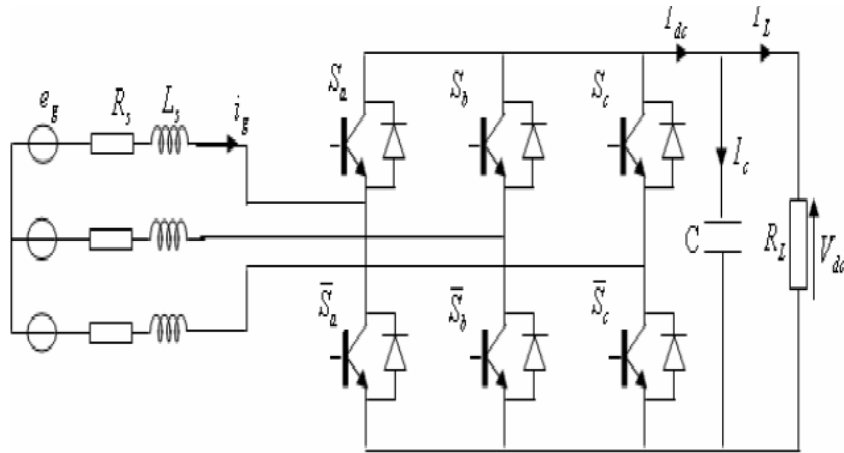


Figure 2.7 : Schéma de l'association MSAP – redresseur commandé.

2.5.1 Modèle mathématique du redresseur commandé

Dans l'étude de l'ensemble commande – machine – redresseur - charge, nous intéresserons uniquement au comportement dynamique des variables électriques et mécaniques de la machine. On peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant le redresseur par un ensemble d'interrupteurs idéaux : c'est à dire résistance nulle à l'état passant, résistance Infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande. Pour le modèle dynamique du système, on va diviser l'étude du convertisseur en trois parties : le coté alternatif, la partie discontinue composée par les interrupteurs et le coté continu. Dans ce contexte, la fonction des interrupteurs est d'établir un lien entre le coté alternatif et le cote continu. Ensuite la liaison entre le coté alternatif et le coté continu au travers des interrupteurs ; ces interrupteurs étant complémentaires, leur état est défini par la fonction suivante :

$$S_j = \begin{cases} +1, & \bar{S}_j = -1 \\ -1, & \bar{S}_j = +1 \end{cases} \quad \text{Pour } j = a, b, c$$

Puis les tensions de phase d'entrée et le courant de sortie peuvent être écrits en fonction de S_j , V_{dc} et les courants d'entrées i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} .

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \quad (2.17)$$

Les tensions d'entrée entres phases du redresseur peuvent être décrites par :

$$\begin{cases} U_{Sab} = (S_a - S_b)V_{dc} \\ U_{Sbc} = (S_b - S_c)V_{dc} \\ U_{Sca} = (S_c - S_a)V_{dc} \end{cases} \quad (2.18)$$

Les équations de tension pour le système triphasé équilibré sans raccordement neutre peuvent être écrites ainsi :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Avec :

$$\begin{cases} U_{sa} = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} V_{dc} \\ U_{sb} = \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} V_{dc} \\ U_{sc} = \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} V_{dc} \end{cases} \quad (2.20)$$

Finalement, on déduit l'équation de couplage des cotés alternatif et continu :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_a i_{sa} + S_b i_{sb} + S_c i_{sc}) - I_L \quad (2.21)$$

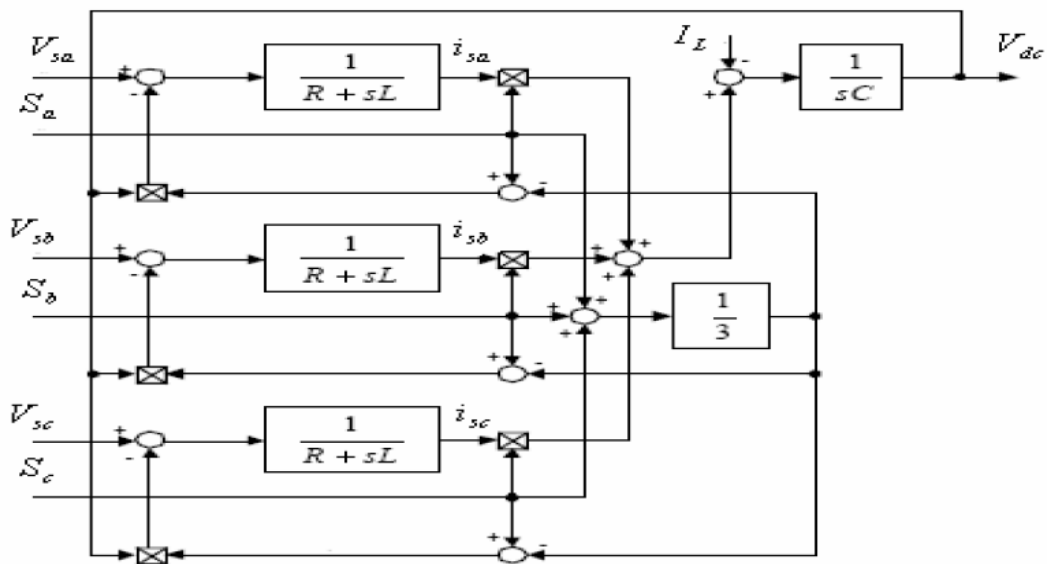


Figure 2.8 : Modélisation du redresseur dans un repère fixe lié aux axes abc.

Les équations précédentes dans les coordonnées synchrones dq sont :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_s i_{sq} + U_{sd} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega L_s i_{sd} + U_{sq} \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_d i_{sd} + S_q i_{sq}) - I_L \end{cases} \quad (2.22)$$

Avec :

$$\begin{cases} S_d = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \cos(\omega t) + \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \sin(\omega t) \\ S_q = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \cos(\omega t) - \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \sin(\omega t) \end{cases} \quad (2.23)$$

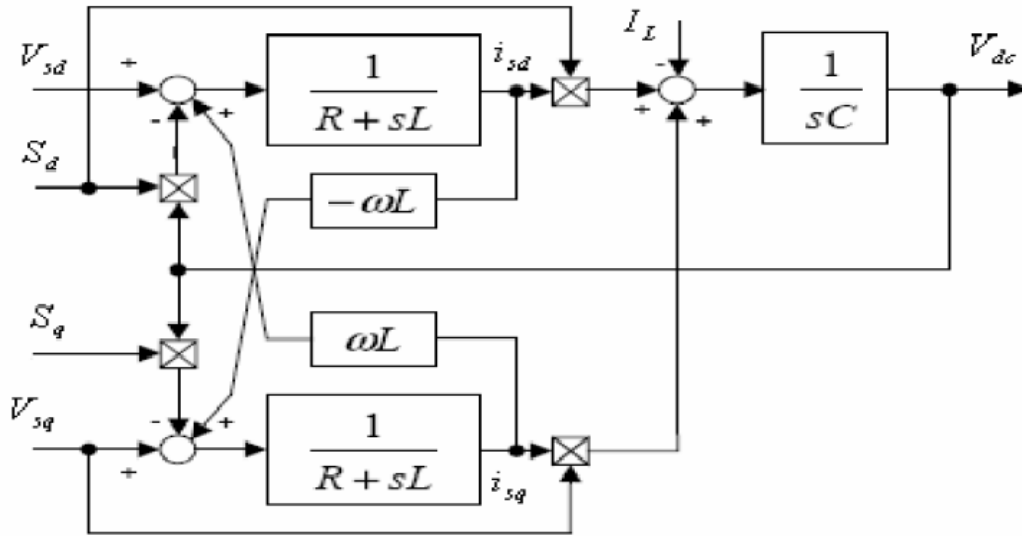


Figure 2.9: Modélisation du redresseur dans un repère lié aux axes dq.

L'onduleur de tension est modélisé par la relation (2.20) et son schéma bloc est le suivant :

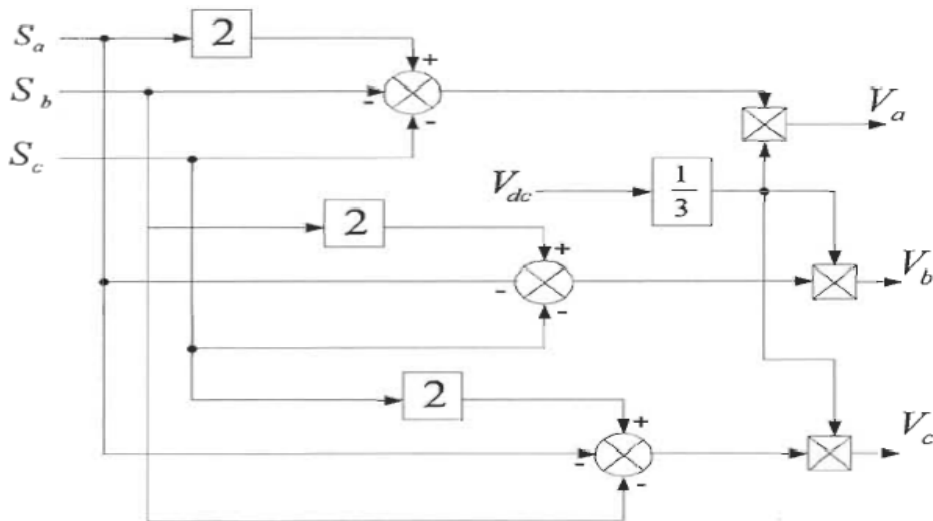


Figure 2.10: Schéma bloc de l'onduleur de tension.

Dans un premier temps, On propose de mettre en œuvre des régulateurs de type *PI* dans la structure de commande. Les équations du modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents peuvent être écrites par la forme :

$$\begin{cases} V_{sd}(S) = R_s i_{sd}(S) + S \cdot L_s \cdot i_{sd}(S) - \omega \cdot \varphi_{sq}(S) \\ V_{sq}(S) = R_s i_{sq}(S) + S \cdot L_s \cdot i_{sq}(S) + \omega \cdot \varphi_{sd}(S) \end{cases} \quad (2.24)$$

On mit les termes de couplage

$$e_{dq} = \omega \cdot \varphi_{sdq} \quad (2.25)$$

$E_{d,q} = \omega \cdot \varphi_{sdq}$ sont les *fem* de rotations dues aux termes de couplage.

Nous rappelons que ces termes de couplage sont considérés comme des perturbations mesurables. La fonction de transfert de la machine synchrone à aimants permanents peut s'écrire sous la forme :

$$G_s(s) = \frac{1}{R_s + s \cdot l_{sd}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + T_e \cdot s} \quad (2.26)$$

$$G_s(s) = \frac{i_{d,q}(s)}{V_{d,q}(s) + E_{d,q}(s)} \quad (2.27)$$

Avec la constante de temps électrique :

$$T_e = \frac{L_s}{R_s} \quad (2.28)$$

La figure.2.11 présente la boucle de régulation sous forme d'un schéma.

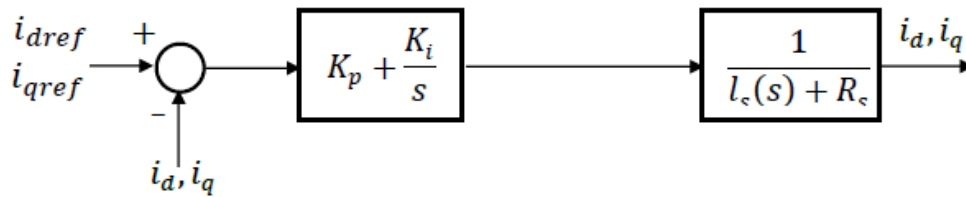


Figure 2.11: Boucle de régulation du courant.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_0(s) = \frac{K_i}{s} \left(1 + \frac{K_p}{K_i} \cdot s \right) = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + T_e \cdot s} \quad (2.29)$$

Avec les constantes de temps sont égales à :

$$T_0 = T_e = \frac{K_p}{K_i} \quad (2.30)$$

Les paramètres du régulateur sont déterminés par la méthode de la compensation du pôle en boucle ouverte.

En boucle fermée, la fonction de transfert devient :

$$G_{cl}(s) = \frac{G_0(s)}{1 + G_0(s)} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_i} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + T_e \cdot s} \quad (2.31)$$

La constante de temps T_f est donc égale à :

$$T_f = \frac{R_s}{K_i} \quad (2.32)$$

Alors :

$$K_i = \frac{R_s}{T_f} \quad (2.33)$$

D'après les expressions précédentes, le coefficient proportionnel K_p du régulateur est égal :

$$K_p = \frac{L_s}{T_f} \quad (2.34)$$

Les boucles de régulation se présentent alors sous la forme du schéma donné par la figure.2.12. Le schéma est identique pour la boucle de courant dans l'axe q .

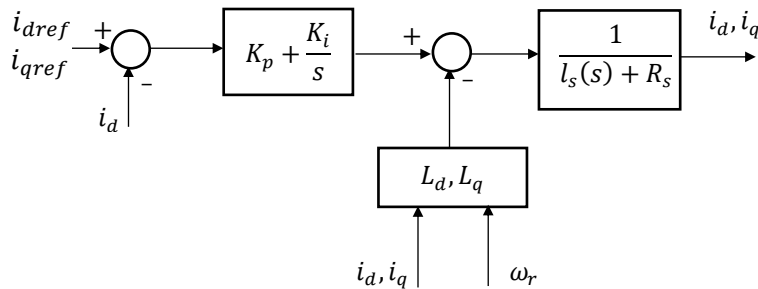


Figure 2.12 : Boucle de régulation de courant avec découplage.

Les courants de références sont obtenus à partir de la boucle de régulation de vitesse qui est traitée dans la partie suivante.

2.5.2 Régulation de la tension en bus continu

La régulation de la tension du bus continu a pour but de la maintenir à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. Le schéma électrique du bus continu représenté sur la figure.2.13 ; on montre que le courant du condensateur est issu d'un nœud où circulent deux courants modulés par chaque convertisseur [40]:

$$i_c = i_1 - i_2 \quad (2.35)$$

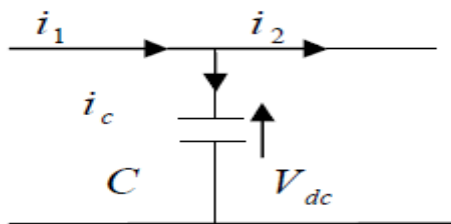


Figure 2.13: Schéma électrique du bus continu.

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

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_c \quad (2.36)$$

$$V_{dc} = \int \frac{dV_{dc}}{dt} + V_{dc}(t_0) \quad (2.37)$$

Où :

- $V_{dc}(t_0)$: la valeur initiale de la tension à l'instant t_0 .
- i_c : courant dans le condensateur.
- V_{dc} : tension du bus continu.
- C : valeur de la capacité.
- i_1 : courant modulé par le convertisseur du côté de la machine.
- i_2 : courant modulé par le convertisseur du côté du réseau.

Dans le domaine de Laplace, l'équation précédente devient :

$$V_{dc} = \frac{1}{C \cdot S} \cdot i_c \quad (2.38)$$

D'où, la boucle de régulation de V_{dc} dotée d'un correcteur PI est montrée sur la figure.2.14.

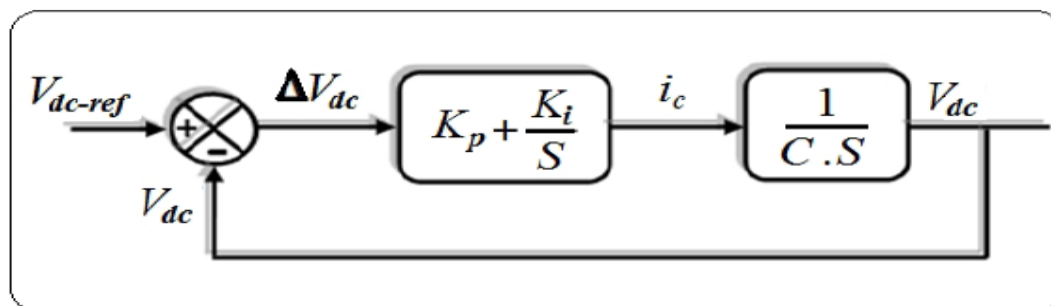


Figure 2.14: Boucle d'asservissement de la tension du bus continu.

Le calcul des paramètres des régulateurs sera déduit de la FTBF G_{cl} [41]:

$$G_{cl} = \frac{K_p \cdot S + K_i}{C \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i} = \frac{K_i}{C \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i} + \frac{K_p \cdot S}{C \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i} \approx \frac{K_i}{C \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i} \quad (2.39)$$

Pour $t \gg$

$$\frac{K_p \cdot S}{C \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i} = 0 \quad (2.40)$$

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

$$\frac{A \cdot S}{C \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i} = \frac{A1}{S + P1} + \frac{A2}{S + P2} \quad (2.41)$$

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

$$G_{cl} = \frac{\frac{K_i}{C}}{s^2 + \left(\frac{K_p}{C}\right) \cdot s + \frac{K_i}{C}} = \begin{cases} K_i = C \cdot \omega n^2 \\ K_p = 2 \cdot \xi \cdot C \cdot \omega n^2 \end{cases} \quad (2.42)$$

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

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord décrit la présentation sur les différents types des GSAP. En effet, nous avons débuté par une représentation succincte de l'ensemble des domaines d'application de la GSAP afin de montrer l'importance de ce type de machine surtout dans la chaîne de conversion éolienne ainsi que ses différents avantages et inconvénients. Ensuite, nous avons présenté la modélisation de ce type de machine en tenant en compte la commande vectorielle de différents paramètres tels que les courants dans les axes d , q et la tension en bus continu.

Le raccordement de système éolien avec le réseau de distribution est un sujet d'actualité. Le réseau électrique impose la stabilité de la tension et de la fréquence ; il faut donc gérer les phases transitoire de fonctionnement de l'éolienne et le raccordement par le réglage de déphasage et le module tension qui génère par le système éolien.

Dans la suite de travail nous présentons le raccordement de notre système avec un réseau de distribution électrique qui alimente une charge non linéaire par l'intermédiaire du filtre active parallèle ; ce filtrage assure l'accordement idéal et élimine les courants d'harmoniques députés par la charge non-linéaire.

CHAPITRE 03

*Conception d'un filtre active
raccordé en parallèle avec le
réseau électrique alimenté par un
system éolien*

Chapitre 3 : Conception d'un filtre active raccordé en parallèle avec le réseau électrique alimenté par un system éolien

3.1 Introduction

Lors de l'exploitation du réseau électrique conventionnel, le problème de la qualité de l'énergie électrique fournie aux utilisateurs a surgi. Cela est dû à la présence croissante sur le réseau de non-linéaires charges ; ils constituent une source de pollution harmonique du réseau, qui génèrent de nombreuses perturbations, et perturbent le fonctionnement optimal des équipements électriques. Ce chapitre est consacré à étudier le réseau électrique en état sain, et puis ; nous proposons une solution pour avoir un raccordement idéal en tenant en compte la fréquence et la tension de réseau électrique, éliminer les harmoniques de courant introduites par les charges non linéaires, grâce à un Filtre Actif Shunt alimenté par un générateur éolien, pour compensation à la fois des courants harmoniques et de la puissance réactive [42]. L'algorithme de contrôle et de régulation de l'onduleur triphasé fonctionnant en compensateur d'harmoniques utilise la Stratégie de contrôle PWM. Nous procédons dans un premier temps à l'identification des courants de références, qui permettent de contrôler les courants injectés dans le réseau, grâce à un régulateur qui détermine la tension de référence du inverseur de contrôle PWM. Enfin, la simulation numérique du système de compensation éolien, que nous avons abordée dans ce chapitre nous permet de très bonnes performances de compensation, du point de vue de la réduction de la distorsion taux d'harmoniques et l'amélioration du facteur de puissance.

3.2 Le réseau de transport électrique

Le produit « électricité » n'est pas un produit comme les autres : ce bien, pas (ou peu) stockable, nécessite pour être transporté une adéquation en temps réel entre l'offre et la demande ; cela impose un fonctionnement calé sur une courbe de charge variable selon l'intensité des besoins. La pointe d'appel de puissance instantanée maximale (en hiver ou en été), c'est-à-dire l'instant où le réseau transporte le plus d'électricité, dimensionne ainsi les infrastructures de production, de transport et de distribution [43].

Par ailleurs, l'électricité, contrairement aux autres énergies doit être présente partout sur le territoire national (droit à l'électricité), pour des raisons économiques, sociales et d'aménagement du territoire. Elle est de plus incontournable dans la plupart des équipements et services qui deviennent, en quelque sorte, dépendants de leur alimentation électrique, en particulier du fait du développement des équipements électroniques embarqués (automatismes, programmateurs d'équipements électroménagers...) et de la présence dans les équipements énergétiques non électriques (chaudières par exemple) d'auxiliaires électriques indispensables

à leur fonctionnement. Comme cela a pu être observé lors des événements climatiques de 1999, lorsque la desserte électrique est interrompue, l'ensemble du système de production économique ainsi que les services rendus aux populations sont directement et profondément pénalisés [44].

3.3 Généralités sur les perturbations des réseaux électriques.

3.3.1 Les perturbations des réseaux électriques.

La qualité de l'énergie électrique est devenue un facteur important de problème pour les services publics d'électricité et leurs clients. Par conséquent, L'étude de la qualité de l'énergie (PQ) gagne en intérêt. La dégradation dans la qualité de l'énergie électrique est normalement causée par des perturbations de la ligne électrique telles que les creux/pointes de tension avec et sans harmoniques, interruption momentanée, distorsion harmonique, scintillement, encoche, pointes et transitoires, provoquant des problèmes tels que des dysfonctionnements, instabilités, courte durée de vie, défaillance des équipements électriques etc. Dans un réseau de distribution électrique, des défauts peuvent provoquer chute de tension ou interruption momentanée lors de l'extinction une charge importante. D'autre part, l'utilisation de la commutation à semi-conducteurs dispositifs et charges à commutation électronique non linéaires et de puissance tels que les redresseurs ou les onduleurs peuvent provoquer une distorsion harmonique et entailler la tension et le courant ou la mise sous tension d'un condensateur alimenté par une source renouvelable peut surmonter ces problèmes [45, 46].

3.3.2 Perturbations harmoniques

Harmoniques

Les harmoniques sont des signaux de courant ou de tension sinusoïdaux dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence du fondamental. Les charges non linéaires sont de puissants générateurs d'harmoniques. A titre d'exemple, la figure.3.1 présente les harmoniques de rangs 3 et 5.

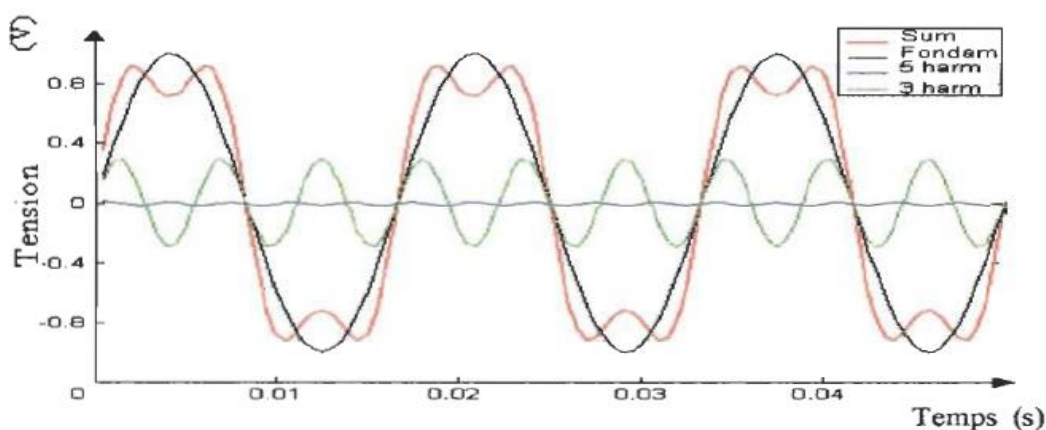


Figure 3.1 : Harmoniques.

Sources d'harmoniques

Les charges peuvent être classées en deux familles principales :

a). Les charges linéaires

Une charge est dite "linéaire" si le courant qu'elle absorbe est sinusoïdal lorsqu'elle est alimentée par une tension sinusoïdale. Ce type de récepteur ne génère pas d'harmoniques ; exemple : convecteurs, moteurs branchés directement sur le réseau, etc.

b). Les charges non linéaires

Une charge est dite "non linéaire" si le courant absorbé n'est pas sinusoïdal lorsqu'elle est alimentée par une tension sinusoïdale. Ce type de récepteur est générateur d'harmoniques ; exemple : alimentation à découpage, moteurs au démarrage, mise sous tension de transformateurs, etc. En déformant le courant consommé, ces charges vont entraîner une distorsion de l'onde de tension dans un rapport dépendant de l'impédance de source ($U=ZI$).

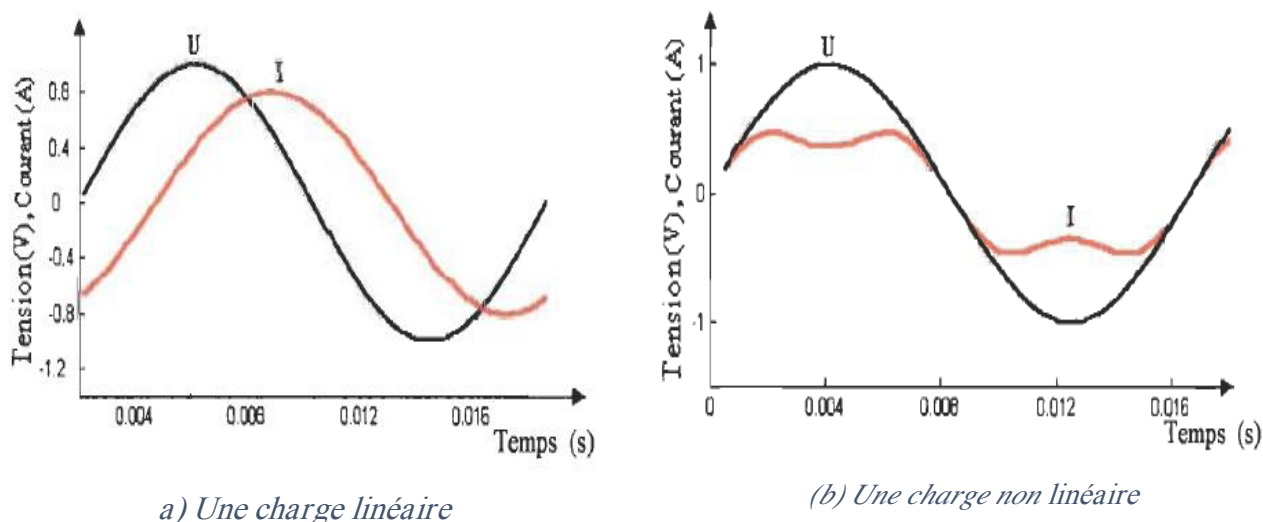


Figure 3.2 : Formes d'ondes de la tension et du courant.

Cette distorsion de l'onde de tension peut entraîner un vieillissement prématuré de certains équipements (transformateurs, câbles, condensateurs, etc.) ou accroître le courant présent dans le conducteur neutre.

Inter harmoniques

Ce sont des composantes sinusoïdales d'une grandeur qui ne sont pas des fréquences multiples entières de celle du fondamental.

Infra harmoniques

Ce sont des composantes qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental.

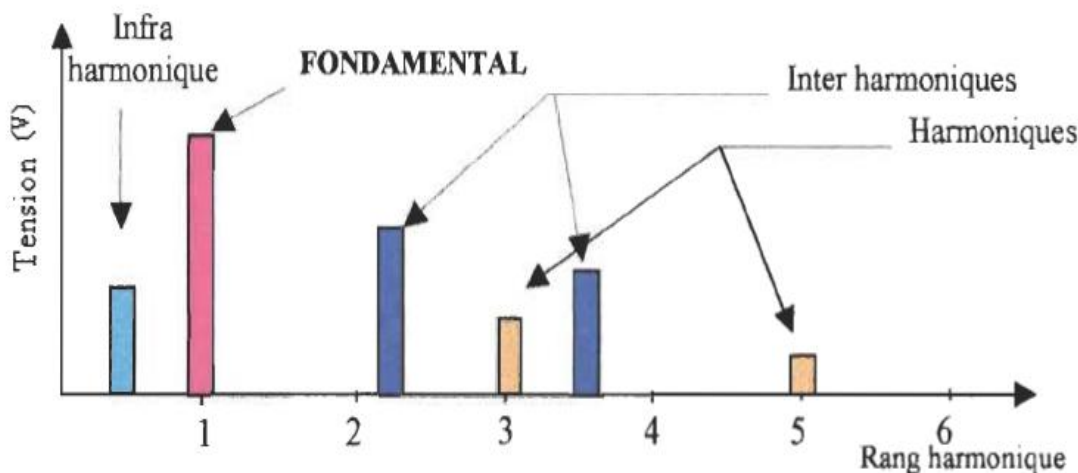


Figure 3.3: Harmoniques, les inters et infra harmonique.

Ces deux catégories de perturbations sont dues à des variations périodiques et aléatoires de la puissance absorbée par certaines machines électriques (commande par train d'ondes, etc.).

Taux de distorsion harmonique

Différents critères sont définis afin de caractériser les perturbations. Le taux de distorsion harmonique et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive. Deux taux de distorsion harmonique sont distingués : le taux de distorsion harmonique en courant et le taux de distorsion harmonique en tension.

- Le taux de distorsion harmonique en courant, noté TDH_i et exprimé par :

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^N (I_h)^2}}{I_F} \cdot 100 \quad (3.1)$$

Où I_h représente l'amplitude du courant harmonique de rang h et I_F représente l'amplitude du courant fondamentale.

-Le taux de distorsion harmonique en tension, noté TDH_v et exprimé par:

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^N (V_h)^2}}{V_F} \cdot 100 \quad (3.2)$$

Où V_h représente l'amplitude de la tension harmonique de rang h et V_F représente l'amplitude de la tension fondamentale.

3.3.3 Conséquences de la distorsion

En injectant des courants harmoniques qui déforment la tension de la source, les charges non linéaires peuvent perturber le fonctionnement des autres dispositifs connectés au réseau. Les principales conséquences des effets néfastes engendrés à court terme sont rappelées ci-dessous :

Échauffement

Les pertes par effet Joule se décomposent par la somme des pertes issues du fondamental et de celles engendrées par les harmoniques :

$$P_{Joule} = R_F \cdot I_F^2 + R_h \cdot \sum_{k=2}^{\infty} I_h^2 \quad (3.3)$$

Où I_F représente le courant fondamental, I_h représente le courant harmonique de rang h , I_{ch} représente le courant de la charge. Ces pertes supplémentaires provoquées par la présence des courants harmoniques réduisent le rendement des équipements tels que les moteurs, les transformateurs, etc.

Dysfonctionnement de certains équipements

En présence d'harmoniques, le courant et la tension peuvent changer plusieurs fois de signe au cours d'une demi-période. Par conséquent, les équipements sensibles au passage par zéro de ces grandeurs électriques sont perturbés.

Excitation des résonances

Des équipements constitués de capacités ou d'inductances peuvent avoir des fréquences de résonance proches de celles des harmoniques. Ainsi, les harmoniques sont amplifiés et il peut apparaître des surtensions ou des surintensités qui détériorent les câbles et font disjoncter les fusibles, etc.

Ce survol sur les différentes perturbations présente les principales perturbations rencontrées dans les réseaux électriques. Cependant, dans notre travail nous nous intéressons à l'estimation et à la compensation des harmoniques variant dans le temps afin de réduire le taux de distorsion harmonique.

3.4 Les techniques de dépollution des réseaux électriques

3.4.1 Filtrage passif

De nombreuses solutions ont été développées pour désensibiliser les installations industrielles et le réseau vis-à-vis de la pollution harmonique. La solution la plus fréquemment mise en œuvre est le filtrage passif des harmoniques.

Principe

Le principe d'un filtre passif est de modifier localement l'impédance du réseau, de façon à « dériver » les courants harmoniques et à éliminer les tensions harmoniques y afférentes. Des

éléments capacitifs et inductifs sont, en effet, associés de manière à obtenir une résonance série accordée sur une fréquence choisie.

Une connaissance précise des rangs harmoniques devant être filtrés et des atténuations requises est nécessaire à la réalisation d'un filtre. Une telle étude est généralement menée à l'aide d'un logiciel de simulation. En fonction de l'atténuation harmonique recherchée, différents types de filtres passifs sont utilisés.

Ils peuvent être classifiés selon leur emplacement, leur mode de connexion au circuit principal, leur degré d'amortissement ainsi que les fréquences de leurs résonances. On distingue généralement un filtre shunt et un filtre série. Par ailleurs, le filtre shunt est utilisé exclusivement du côté courant alternatif (*ca*) pour les raisons suivantes :

- Le filtre série peut porter le courant en entier à partir du circuit principal et doit être isolé de la terre. Le filtre shunt, par contre, porte uniquement le courant harmonique et peut être lié à la terre à l'une des extrémités.
- A la fréquence fondamentale, un filtre shunt (*ca*) à l'avantage de fournir de la puissance réactive alors qu'un filtre série consomme de la puissance réactive.
- Pour des performances égales, un filtre shunt est beaucoup moins cher qu'un filtre série.

Différents types de filtres parallèles

a)-Inductance anti-harmonique :

Cette première solution consiste à installer une inductance en série avec les condensateurs de compensation sur chaque branche monophasée.

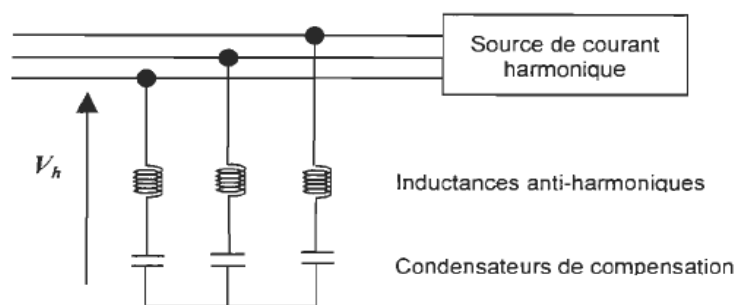


Figure 3.4 : Raccordement d'une inductance anti-harmonique.

Ce type de filtre a pour objectif essentiel de protéger les batteries de condensateurs d'une surintensité due aux harmoniques. Il a en outre pour effet de réduire les tensions harmoniques aux bornes de ces condensateurs. Il permet souvent de réduire les valeurs d'impédance harmonique du réseau, vues du point d'injection au voisinage de la fréquence d'accord et donc les tensions harmoniques sur le réseau.

Pour éviter que ce filtre présente une résonance parallèle (anti-résonance) avec l'inductance du réseau sur lequel ils sont raccordés, on les accorde sur une fréquence inférieure à celle de la première injection de courant harmonique.

A noter aussi que l'installation d'inductances anti-harmoniques accroît la tension permanente à la fréquence fondamentale aux bornes des condensateurs qui doivent donc être dimensionnés en conséquence.

b)- Filtre résonant :

Un filtre résonant a pour objet de présenter une impédance très faible au passage d'un courant harmonique à un rang déterminé.

Le facteur de qualité d'un filtre résonant est élevé ; l'accord du filtre est donc très pointu. Plusieurs filtres résonants correspondant aux différents rangs harmoniques à filtrer, sont souvent installés, en parallèle.

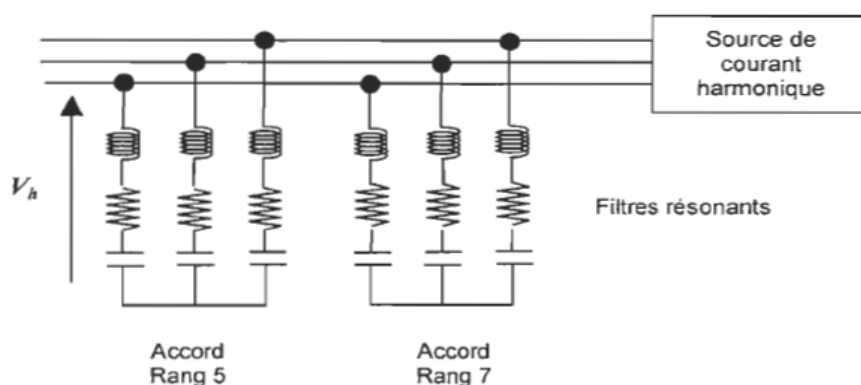


Figure 3.5 : Installations de filtres résonants.

La puissance réactive nécessaire pour l'installation est répartie entre condensateurs des différents filtres. Ceci nécessite une étude fine du profil de charge de l'installation.

Les filtres résonants présentent l'inconvénient d'être sensibles aux variations de l'inductance (dus à la qualité de réalisation) ou de la capacité (dus au vieillissement ou à la température), ce qui entraîne un désaccord de l'ensemble. Cette dérive est plus marquée pour les filtres utilisant des condensateurs de faible capacité. Afin d'ajuster la fréquence du filtre à la mise en service, l'inductance doit être munie de prises de réglage.

c)- Filtre amorti :

On distingue trois types de filtres amortis tels qu'illustrés en figure.3.6 ; nous avons en (a) un filtre amorti de premier ordre, en (b) un filtre amorti de second ordre et en (c) un filtre de troisième ordre.

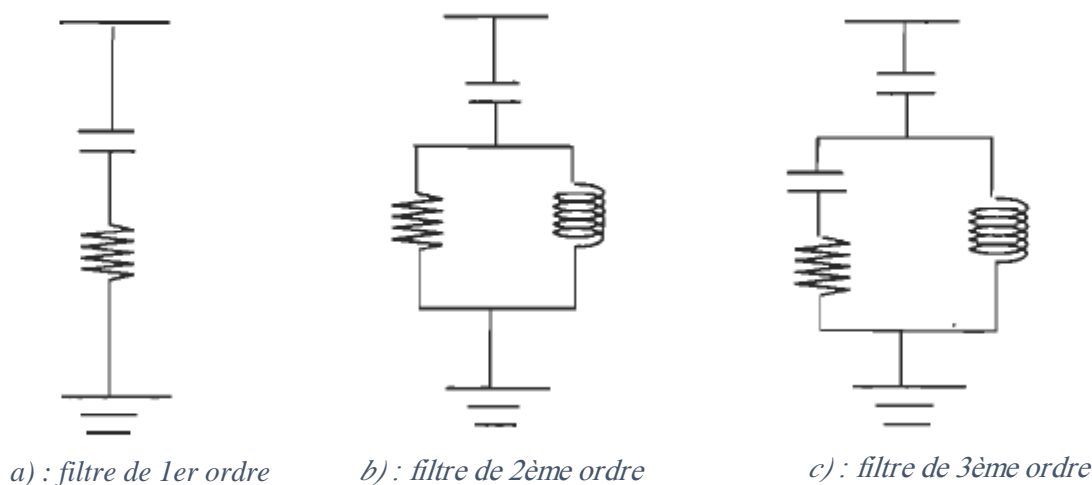


Figure 3.6 : Filtres amortis passe-haut.

Le filtre de premier ordre exige une grande capacité et présente une perte de puissance excessive à la fréquence fondamentale. Les filtres de second ordre et d'ordre 3 sont couramment utilisés. Tous les deux sont en général conçus avec un faible facteur de qualité Fq compris entre 0,7 et 1,4.

Un filtre amorti de second ordre se compose d'une capacité en série avec un ensemble constitué de la mise en parallèle d'une inductance et d'une résistance appelée résistance d'amortissement. Il est utilisé lorsque les performances demandées ne sont pas élevées pour filtrer simultanément les plus hautes fréquences du spectre ; c'est un filtre passe-haut de deuxième ordre.

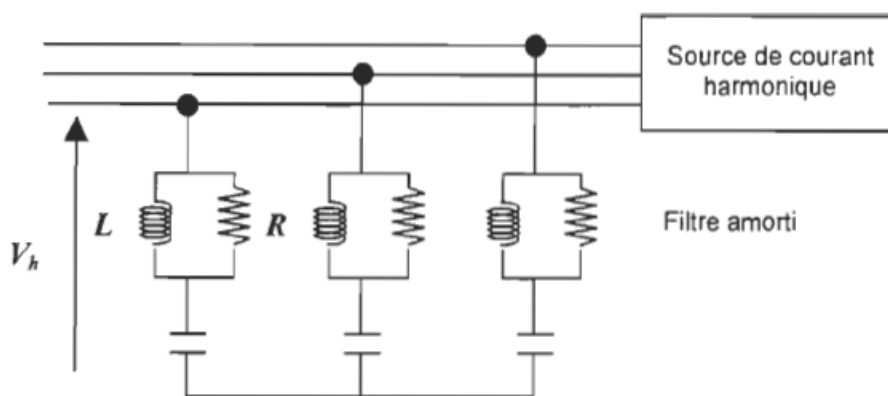


Figure 3.7: Installation d'un filtre amorti.

En pratique, il est courant de mettre en œuvre :

- Des filtres résonants accordés sur les premiers rangs harmoniques (rangs 5 et 7) où les injections de courant sont importantes.

- Un filtre amorti pour limiter l'impédance harmonique sur le reste du spectre (rangs > 11).

L'anti-résonance des filtres provoque une amplification des rangs harmoniques inférieurs à la fréquence d'accord. Le premier filtre est alors accordé sur la première fréquence d'injection de façon à ne pas faire coïncider la fréquence d'anti-résonance avec une injection de courant.

Il est important de prévoir une inductance ajustable afin d'accorder correctement le filtre ; c'en raison des tolérances sur les valeurs des condensateurs et de l'inductance dont l'effet peut être très important sur l'efficacité du filtre.

Avantages et inconvénients des filtres passifs

Le filtrage passif a déjà largement fait ses preuves dans le milieu industriel grâce à son coût faible, son efficacité et son adaptation pour des réseaux de forte puissance. Il présente cependant les inconvénients suivants :

- La présence sur un même réseau de deux filtres passifs accordés sur un rang théoriquement égal, mais en pratique légèrement différent, provoque entre eux la circulation de courants harmoniques très importants qui provoque rapidement leur destruction. Ce cas se rencontre facilement en raison du fait que la fréquence d'accord varie lentement avec le vieillissement des éléments du filtre. Il faut absolument éviter de raccorder des filtres harmoniques de même rang sur un même réseau.

- La mise en parallèle d'un filtre anti-harmonique et d'une batterie de condensateurs provoque une contrainte pouvant amener la destruction des condensateurs.

- Lorsqu'il y a plusieurs rangs harmoniques à filtrer, il est nécessaire de mettre autant de filtres accordés sur les rangs correspondants. Ce problème peut être résolu en adoptant un filtre à large bande qui atténue plusieurs rangs harmoniques ; ce avec un facteur d'atténuation moindre.

- L'implantation de filtres passifs sur un réseau nécessite une étude poussée et précise. En outre, il n'est pas toujours possible de connaître tous les paramètres du réseau, nécessaire à l'étude, lorsqu'il est de grande dimension.

- Finalement, l'amortissement de la résonance dans les systèmes de puissance par les filtres passifs peut introduire des résonances additionnelles indésirables pouvant conduire à la destruction de ces filtres. L'amortissement utilisant la commande et l'électronique de puissance se présente comme solution pour améliorer efficacement le mode opératoire du réseau.

3.4.2 Filtrage actif

Les filtres actifs de puissance ont été étudiés pour compenser les harmoniques dans les systèmes de puissance industriels depuis le principe de compensation de base proposé en 1971 par **Sasaki et Machida**. Cependant, au début de l'année 1970, le domaine de filtres actifs de puissance ne connaissait presque pas de progrès au-delà du stade de test de laboratoire, parce que la technologie de ces circuits était très pauvre pour l'implantation pratique du principe de

CHAPIRE 03 : Conception d'un filtre active raccorde en parallèle avec le réseau électrique alimenté par un system éolien

compensation. Dans les années 80, un remarquable progrès des dispositifs de commutation rapide comme les transistors de puissance et les thyristors à induction statique a aiguillonné le centre d'intérêt dans l'étude des filtres actifs pour la compensation des harmoniques.

En plus de la technologie de commande (MLI) [i.e. modulation de largeur d'impulsion] sophistiquée, le développement de l'étude théorique a rendu possible leur mise au stade de test pratique. En 1990, le filtre actif (MLI) a connu un regain d'intérêt. Ses performances de compensation harmonique sont supérieures à celles du filtre passif *LC* classique.

Principe

Les filtres actifs sont des convertisseurs de puissance, agissant comme source de courants ou de tensions harmoniques, qui injectent en série ou en parallèle sur les réseaux des courants ou des tensions harmoniques en opposition par rapport aux perturbations existantes.

Les convertisseurs de puissance totalement commandables utilisent un GTO, IGBT ou un MOFSET comme organe de réglage en vue d'asservir l'évolution de certaines grandeurs relatives au générateur ou au récepteur. Ces interrupteurs sont à amorçage et blocage commandés. L'utilisation de réseaux de commutation avec les thyristors classiques limite la fréquence de l'onduleur à environ 100 Hz. Les thyristors interruptibles par la gâchette étendent la fréquence jusqu'à environ 2 kHz, le transistor bipolaire à 10 kHz et le transistor MOS de puissance à 25 kHz.

La principale raison de l'utilisation de dispositifs de commutation rapides est de pouvoir commander l'onduleur par modulation de largeur d'impulsions. Plus on effectue des commutations par période, plus on élimine les harmoniques de rangs supérieurs.

Principaux types de filtres

Le filtre actif peut être à source de tension ou à source de courant dont les schémas généraux sont présentés aux figures.3.8 et 3.9.

a)- Filtre actif à source de tension :

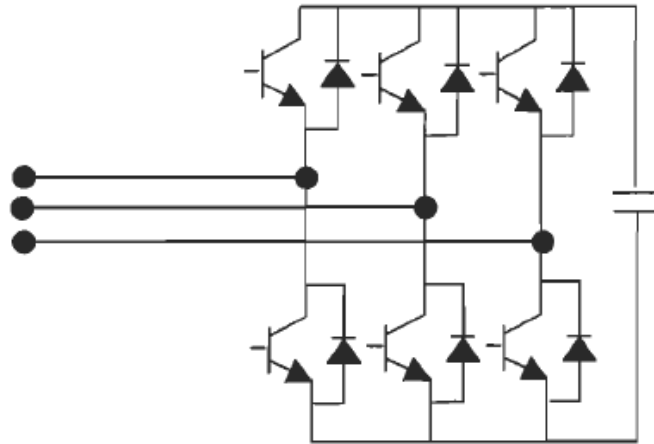


Figure 3.8: Convertisseur à source de tension.

b)- Filtre actif à source de courant :

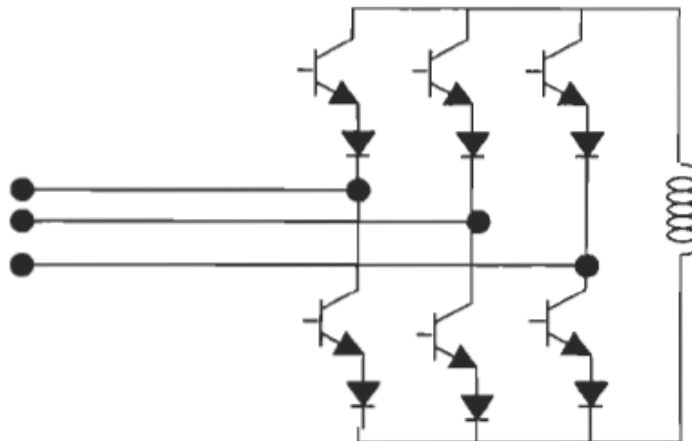


Figure 3.9: Convertisseur à source de courant.

Il est requis que le convertisseur ait :

- 1- Une grande capacité de contrôle de courant pour une meilleure performance
- 2- Une grande efficacité d'opération pour une puissance supérieure

Les convertisseurs à source de tension ou à source de courant peuvent être utilisés pour le filtrage actif. Un filtre actif à source de courant (CSAF) est supérieur en (1), parce que le contrôle de courant se fait sans une boucle de retour. Le filtre actif à source de tension (VSAF) est supérieur en (2), parce que les pertes dans les capacités sont inférieures à celles dans les réactances utilisées dans les (CSAF). Plaçant l'importance en (2), plusieurs littératures s'intéressent au filtre actif à source de tension (VSAF). Cependant, le CSAF peut s'avérer prometteur si des bobines supraconductrices entrent dans l'usage pratique parce qu'elles peuvent offrir une réactance avec moins de pertes.

Un système de filtrage pratique consiste en une combinaison d'un filtre actif (FA) et d'un filtre passe-haut de second ordre ; une excellente performance de filtrage avec une faible fréquence de commutation est ainsi obtenue. Le filtre actif supprime les harmoniques de rangs faibles, pendant que le filtre passe haut s'occupe du filtrage des harmoniques de rangs élevés dans les courants de la charge.

Principales combinaisons possibles

a)- Filtrage actif parallèle (shunt)

Il est placé en parallèle avec la charge. On parle alors de filtre shunt ou parallèle. Il existe deux types de fonctionnement pour un filtre actif parallèle :

Compensation de courants harmoniques :

Le filtre actif parallèle compensateur de courant injecte un courant qui s'oppose au courant harmonique émis par la charge. L'ensemble charge/filtre se présente sur le réseau comme une charge qui absorbe un courant sinusoïdal. Le dimensionnement du filtre actif dépend du courant harmonique à fournir.

Compensation de tensions harmoniques :

Le filtre actif parallèle compensateur de tension a pour rôle de maintenir sinusoïdale la tension à ses bornes, c'est-à-dire du côté de la charge. Le filtre actif injecte un courant harmonique au travers de l'impédance Z_s de façon à créer à ses bornes une chute de tension harmonique qui permet de régler la tension harmonique aux bornes de la charge. Cette stratégie de filtrage convient lorsque l'impédance de ligne Z_s est suffisamment grande. En effet, le dimensionnement en courant du filtre actif dépend du rapport : tension -source / impédance - source.

b)- Filtrage actif série

Le filtre actif fonctionne en compensateur de tension fournit une tension qui s'oppose à la tension harmonique du côté de la source et à la chute de tension harmonique due à la charge non-linéaire. Il permet de limiter la tension harmonique aux bornes de la charge.

c)- Filtrage hybride (mixte actif -passif)

Le filtrage mixte ou hybride résulte de l'association d'un filtre passif et d'un filtre actif. L'intérêt des filtres mixtes est que le filtre passif prend en charge la compensation d'une grande partie des harmoniques, le filtre actif maintient les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau. Ainsi la puissance du convertisseur qui constitue le filtre actif est fortement diminuée grâce aux éléments passifs. Ces structures permettent donc d'optimiser le rapport performance/coût et d'avoir une meilleure tenue de tension. De nombreuses variantes sont possibles mais peu ont été réalisées industriellement. Des performances élevées sont possibles, même avec un filtre actif de puissance réduite.

d)- Filtre actif en série avec la source / filtres passifs en parallèle avec la charge :

Les filtres passifs sont accordés aux fréquences des harmoniques fortement présents sur le réseau, ils absorbent une grande partie des courants harmoniques créés par la charge non linéaire. Le filtre actif fournit une tension qui s'oppose à la tension harmonique venant du côté source et à la chute de tension harmonique due à la charge non linéaire de façon à contrôler la tension harmonique aux bornes de la charge.

e)- Filtre actif et filtres passifs en parallèle avec la charge :

Les filtres passifs sont accordés aux fréquences des harmoniques fortement présents sur le réseau. Le filtre actif se comporte comme une source de tension contrôlée en courant. Les composantes harmoniques du courant de la charge sont absorbées par la branche parallèle. Le courant i_s du réseau est alors sinusoïdal.

Avantages et inconvénients des filtres actifs

Le filtre actif offre de nombreux avantages :

- Il s'adapte automatiquement à l'évolution des charges et du réseau ;
- Il peut compenser plusieurs rangs harmoniques (dans la limite de sa bande passante);
- Il ne passe pas en surcharge lorsque le courant harmonique à compenser dépasse le dimensionnement du filtre actif. Il limite son émission de compensation harmonique au maximum de ses capacités, mais il n'y a aucun risque de destruction ;
- Le risque de résonance entre le filtre et l'impédance du réseau ne se présente pas comme dans le cas du filtre passif ;
- Il peut protéger des condensateurs de compensation par élimination des courants Harmoniques générés par une charge.

Toutefois, le filtrage actif présente quelques inconvénients :

- Le filtrage actif n'est possible que dans le cas des réseaux de faible puissance ;
- Il permet la compensation de l'énergie réactive, mais à un coût très élevé par rapport au filtrage passif ;
- Son coût est beaucoup plus élevé que celui du filtrage passif.

Le filtrage actif est donc plus intéressant sur des charges ne nécessitant pas de compensation de la puissance réactive. Par contre, le filtrage passif est intéressant sur des charges nécessitant cette compensation [47].

3.5 Modélisation du réseau électrique étudié

3.5.1 Modélisation d'un système constitué d'une charge non linéaire monophasée et d'un filtre actif parallèle

L'objectif de cette partie est de présenter une modélisation d'un réseau électrique comprenant une charge non linéaire et un filtre actif parallèle à structure tension. La figure.3.10 décrit le schéma d'un tel réseau.

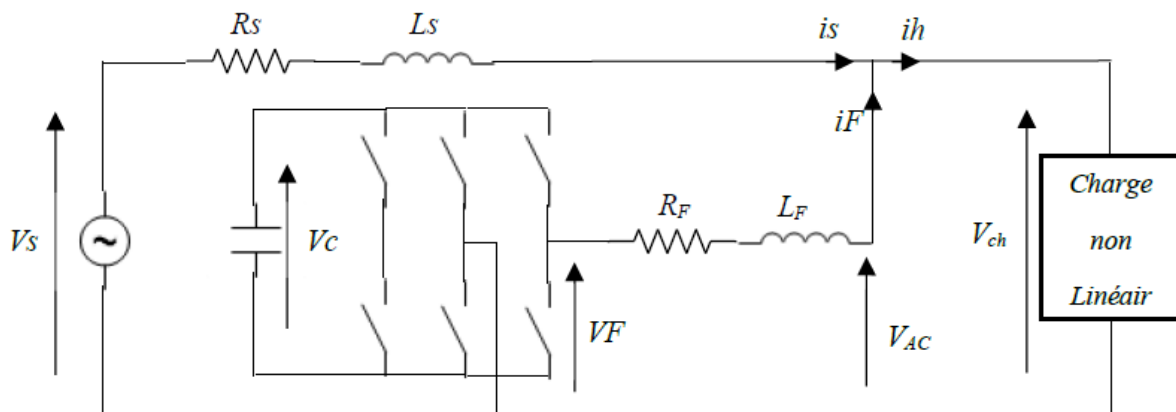


Figure 3.10 : Schéma d'un réseau électrique comprenant une charge non linéaire monophasée et un filtre actif.

Le réseau électrique modélisé est constitué :

- D'une source de tension sinusoïdale parfaite V_s en série avec une résistance R_s et une inductance L_s . La fréquence de la tension est égale à 50 Hz.
- D'une charge non linéaire absorbant un courant i_h . Cette charge engendre un courant déformé constitué d'une somme de composantes harmoniques.
- D'un filtre actif parallèle à structure tension : il génère dans le réseau un courant i_F et est modélisé par une source de tension V_F en série avec une inductance L_F et une résistance R_F .

Notons que suivant la commande appliquée aux six interrupteurs, la tension V_F peut prendre trois valeurs V_c , 0 ou $-V_c$.

Signalons que si les caractéristiques de la charge non linéaire évoluent dans le temps, les composantes harmoniques des courants sont modifiées aussi. Par conséquent, afin d'atténuer les perturbations harmoniques, le filtre actif doit s'adapter en temps-réel à ces variations afin d'engendrer un courant i_F identique au courant généré par la charge.

3.5.2 Commande et caractéristiques d'un filtre actif parallèle monophasé

Nous utilisons un onduleur de tension commandé en courant dont le principe consiste à comparer la somme des courants harmoniques estimés dans (i_h -estimé) au courant de sortie du filtre (i_F) et de commander les interrupteurs de façon à minimiser l'erreur. Le courant i_h -estimé représente la somme des courants harmoniques estimés de courant i_h absorbé dans la charge non linéaire monophasée.

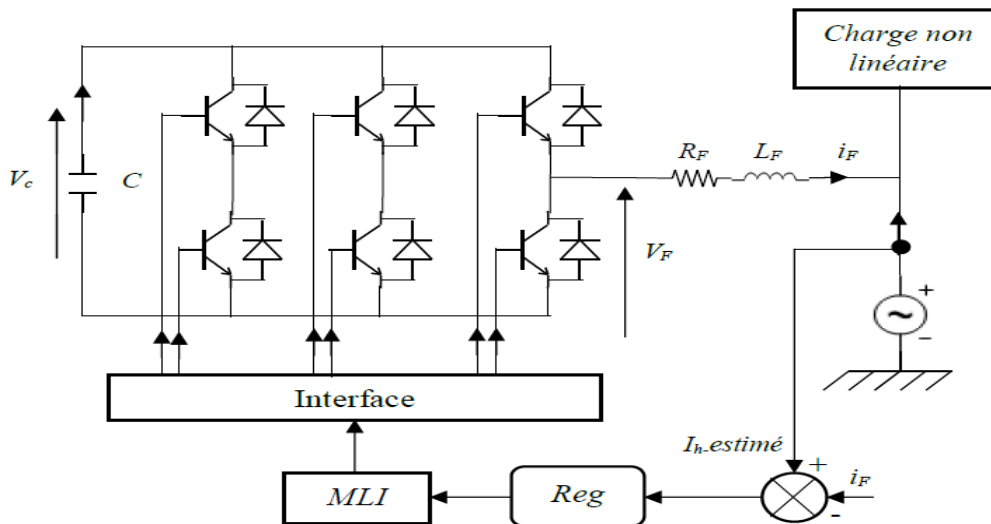


Figure 3.11 : Schéma d'un onduleur de tension monophasé avec une commande MLI.

Contrôle de courant par MLI

Le principe du contrôle par commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) est décrit à la figure.3.12. Dans ce cas, la différence entre le courant référence I^*_{ref} et le courant réel I est appliquée à l'entrée d'un régulateur. Le signal de sortie du régulateur, appelé modulatrice, est ensuite comparé à un signal triangulaire de fréquence fixe (porteuse) afin de déterminer les ordres de commutations des interrupteurs [48].

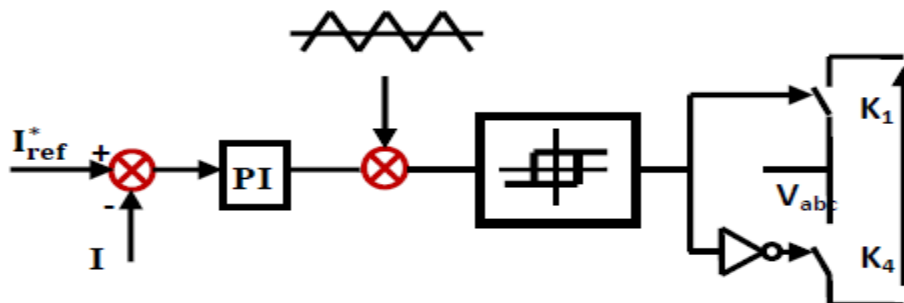


Figure 3.12 : Contrôle des onduleurs par MLI.

3.5.3 Stratégie de commande des filtres actifs connectés au réseau électrique

La stratégie de contrôle pour une configuration APF shunt nécessitant la mesure des courants de ligne réels et des courants de filtre. Les courants de filtre réels sont comparés aux courants de référence, comme illustré à la Figure.3.12. Les résultats de la comparaison sont transmis au système de génération d'impulsions de grille avec contrôle de la bande d'hystérésis (HB). Les régulateurs de courant HB ont été largement utilisés pour les applications APF en raison de leur bande passante élevée, de leur structure simple et c'est le contrôle le plus rapide avec un minimum de matériel et de logiciel. Comme illustré sur la figure.3.13, les courants de ligne mesurés déformés (i_{l1} , i_{l2} , i_{l3}) sont transférés dans le cadre tournant synchrone (iL_d , iL_q) en utilisant le bloc de transformation abc à $dq0$ en utilisant le circuit de boucle à verrouillage de phase (PLL) pour maintenir la synchronisation avec le système d'approvisionnement [49].

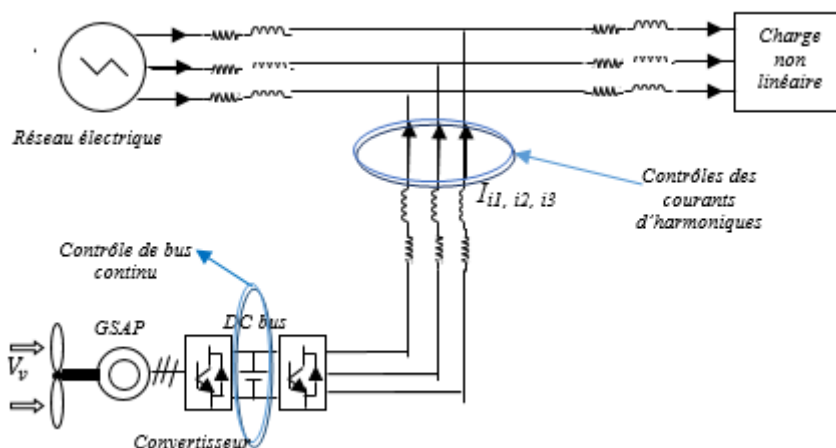


Figure 3.13: Le contrôle du système APF shunt.

3.6 Techniques d'extraction des courants harmoniques.

3.6.1 Théorie des puissances active et réactive instantanées

La théorie des puissances instantanées réelles et imaginaires a été développée par **Akagi**, dans le but de l'appliquer au contrôle des filtres de puissance actifs [9].

Cette théorie est basée sur le domaine temporel, ce qui la rend valable pour un fonctionnement en régime permanent ou transitoire, ainsi que pour les formes d'onde génériques de tension et de courant du système d'alimentation, permettant de contrôler les filtres de puissance actifs en temps réel. Une autre caractéristique importante de cette théorie est la simplicité des calculs, qui n'impliquent que du calcul algébrique (exception faite à la nécessité de séparer les valeurs moyennes et alternées des composantes de puissance calculées).

Il applique une transformation algébrique (transformation de **Clarke**) des tensions et de la charge du système triphasé actuellement dans les coordonnées $a-b-c$ aux coordonnées $\alpha-\beta$ par les relations :

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

La puissance instantanée du système triphasé est la suivante :

$$\begin{pmatrix} P \\ Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

Où P est la puissance réelle instantanée . Q est la puissance imaginaire instantanée. En observant les formulations de P et Q , il est possible de les mettre sous la forme suivante :

$$\begin{cases} P = \bar{P} + \tilde{P} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{pmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P \\ q \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

$$\begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{P} \\ 0 \end{pmatrix}}_{\text{Courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{pmatrix}}_{\text{Courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{P} \\ \tilde{q} \end{pmatrix}}_{\text{Courant d'harmonique}} \quad (3.9)$$

Avec : $\Delta = V_\alpha^2 + V_\beta^2$

Enfin, il est possible de calculer les courants de référence, dans les coordonnées (α, β) en appliquant les expressions.3.8 et 3.9. Les courants de référence sont ensuite translatés aux coordonnées (a, b, c) par la transformée de Clarke inverse :

$$\begin{pmatrix} I_{ref1} \\ I_{ref2} \\ I_{ref3} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

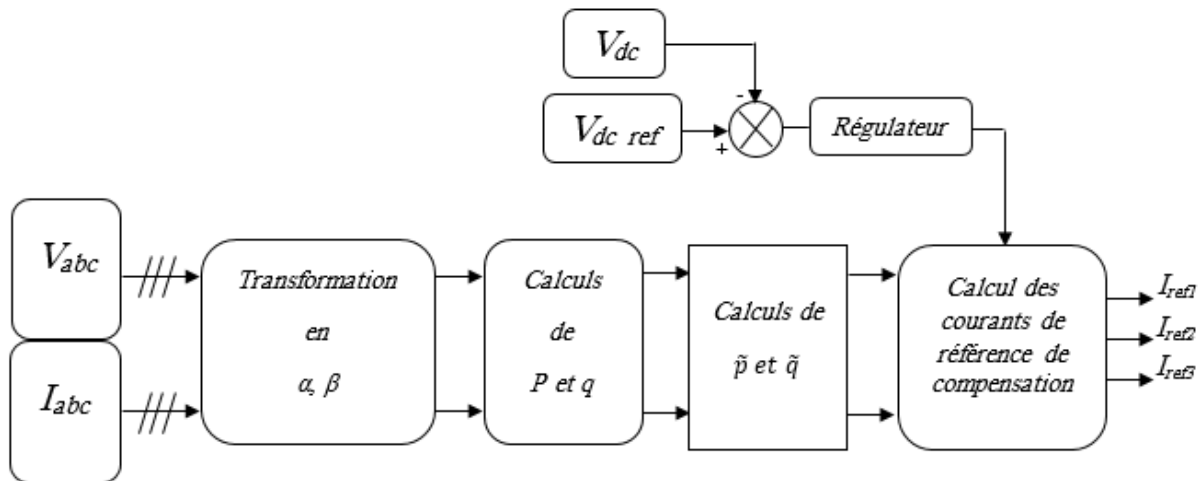


Figure 3.14: Calcul des composantes d'harmoniques par la théorie p-q.

3.6.2 Transformée de Fourier discrète (TFD)

Un signal périodique discret stationnaire de périodes N , son contenu fréquentiel peut être extrait par la transformée de Fourier discrète (TFD) [50] :

Soit la séquence $x(n)$, en appliquant la TFD, on a :

$$X(k) = \sum_{n=1}^N x(n) \cdot e^{-\frac{j2\pi(k-1)(n-1)}{N}} \quad (3.11)$$

Avec : $1 \leq k \leq N$

Où k : index fréquentiel.

La TFD inverse est donc déterminée à partir de la relation :

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N X(k) \cdot e^{\frac{-j2\pi(k-1)(n-1)}{N}} \quad (3.12)$$

Avec : $1 \leq n \leq N$

Cette expression peut se décomposer sous la forme :

$$x(n) = a_0 + \sum_{k=1} a_k \cdot \cos\left(\frac{2\pi k \cdot t(n)}{N\Delta t}\right) + b_k \cdot \sin\left(\frac{2\pi k \cdot t(n)}{N\Delta t}\right) \quad (3.13)$$

Avec :

$$a_0 = \frac{X(1)}{N}$$

$$a_k = 2. \operatorname{Re}\left(\frac{X(k+1)}{N}\right)$$

$$b_k = -2. \operatorname{Im}\left(\frac{X(k+1)}{N}\right)$$

Où :

x étant un signal de taille N , échantillonné pendant le temps t de pas Δt .

a_k et b_k , sont les coefficients de Fourier.

Les hypothèses de base de la TFD sont :

- Chaque fréquence du signal est un entier multiple de la fréquence du fondamental ;
- La fréquence d'échantillonnage équivaut au nombre d'échantillons multiplié par la fréquence du fondamental adoptée par l'algorithme ;
- la fréquence d'échantillonnage doit être trois fois supérieure à la plus grande fréquence dans le signal ;
- le nombre d'échantillons par période est déterminé par un nombre entier à la puissance de 2.

3.6.3 Transformée de Fourier Discrète récursive (TFDR)

La TFD de l'harmonique de rang m correspondant au pas temporel $(k-l)$, d'un signal discret x_n peut être exprimée par :

$$X_m(k-1) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\beta_m n - j\varphi_m(k-1)} \quad (3.14)$$

$$X_m(k-1) = e^{-j\varphi_m(k-1)} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\beta_m n} \quad (3.15)$$

Avec j le nombre complexe, tel que $j^2 = -1$;

$\beta_m = \frac{2\pi m}{N}$, et m allant de 0 à $N-1$ (N entier pair) ;

φ_m représente le changement de la phase du signal de référence.

Si une autre donnée arrive à l'instant associé au pas temporel k , la nouvelle TFD devient, avec la nouvelle donnée :

$$X_m(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\beta_m(n-1) - j\varphi_m(k)} \quad (3.16)$$

$$X_m(k) = e^{j\beta_m - j\varphi_m(k)} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\beta_m n} \quad (3.17)$$

CHAPIRE 03 : Conception d'un filtre active raccorde en parallèle avec le réseau électrique alimenté par un system éolien

Avec les équations 3.16 et 3.17, les coefficients X_n et X_0 sont respectivement remplacés par $x(k)$ et $x(k-N)$ pour uniformiser le modèle discret, et on a :

$$X_m(k) = e^{j\beta_m} \cdot e^{-j\varphi_m(k)} (e^{j\varphi_m(k-1)} \cdot X_m(k-1) + x(k) - x(k-N)) \quad (3.18)$$

La relation $\varphi_m(k) = \varphi_m(k-1) + \beta_m$ donne une solution récursive simple pour le signal harmonique de rang m , qui est :

$$X_m(k) = X_m(k-1) + e^{-j\varphi_m(k-1)} (x(k) - x(k-N)) \quad (3.19)$$

La TFD inverse de l'équation 3-12 donne la composante harmonique de rang m de $x(k)$ pour les valeurs de m allant de 0 à $N/2$ et n allant de 1 à N :

$$x_m(n) = \Gamma(m) \cdot \text{Re}(X_m(k) \cdot e^{j\beta_m n} \cdot e^{j\varphi_m(k-1)}) \quad (3.20)$$

Le facteur Γ est défini par :

$$\Gamma(m) = \begin{cases} N^{-1}, & \text{pour } m = 0, N/2 \\ 2N^{-1}, & \text{autrement} \end{cases} \quad (3.21)$$

La réponse du filtre TFDR à l'instant temporel k , $x_m(k)$, est obtenue par l'équation 3.20 pour $n=N$.

Pour le cas $\varphi_m(k) = \varphi_m(k-1) = 0$, on a des formes d'onde de référence stationnaires.

Dans ce cas, les équations 3.19 et 3.20 deviennent :

$$X_m(k) = e^{-j\beta_m} \cdot (X_m(k-1) + \Delta x(k)) \quad (3.22)$$

$$x_m(n) = \Gamma(m) \cdot \text{Re}(X_m(k) \cdot e^{j\beta_m(n-1)}) \quad (3.23)$$

Pour les valeurs de n allant de 1 à N .

On remarque dans le principe du filtre TFDR qu'il donne la forme d'onde des harmoniques. La réponse est rapide pour inspecter les harmoniques évoluant dans le temps.

Ce principe est dédié pour détecter spécifiquement les composantes harmoniques particulières voire même toutes les composantes harmoniques avec des précisions de calcul élevées.

Ce principe ne demande pas trop de calcul à cause de l'actualisation des valeurs de son signal immédiatement après l'entrée d'une nouvelle donnée dans le rang. Ce qui signifie que cette théorie peut suivre en temps réel 1 événement. Il est plus réaliste que le TFD.

3.6.4 Filtre de KALMAN

Le filtre de Kalman est un algorithme très rare, en ce sens qu'il est l'un des rares à être optimal de manière prouvée. Il a été publié pour la première fois par **Rudolf E. Kalman** dans son article fondateur de 1960 intitulé **A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems** [51].

Le filtre de Kalman peut être utilisé pour l'estimation des harmoniques quand la fréquence fondamentale est fixée. Quoique l'algorithme peut suivre les variations du signal, sa capacité est limitée aux variations d'amplitude et de phase. Durant les variations de fréquence, son fonctionnement est altéré car il ne peut pas actualiser par lui-même la valeur de la fréquence après chaque variation. Pour résoudre ce problème il faut tenir compte de l'élément fréquence dans l'équation d'état ; le modèle du filtre de Kalman sera dans ce cas décrit par des équations mathématiques non-linéaires ou différentielles ; d'où le filtre de Kalman non-linéaire appelé filtre de Kalman étendu (FKE).

La recherche d'une solution, c'est-à-dire l'estimation des paramètres par un FKE, consistera à linéariser les équations d'état autour d'un point ou d'un ensemble de points dits de référence appelés aussi trajectoire de référence. Le gain du filtre de Kalman étendu ne peut pas être déterminé a priori comme dans le cas linéaire ; de plus tous ses paramètres deviennent des fonctions aléatoires dépendant de l'estimation. Le filtre FKE a donc une tendance à diverger si le passage de l'ancienne estimée à la nouvelle estimée s'écarte des limites de la zone de linéarité.

Une technique sous-optimale qui évite l'emploi d'un filtre non-linéaire consiste à décomposer le problème d'estimation des paramètres par l'utilisation de deux estimateurs. La solution la plus simple et la plus robuste consiste à adopter un estimateur de fréquence permettant l'actualisation de la valeur de la fréquence dans l'algorithme de Kalman.

3.7 Conclusion

Ce chapitre décrit la modélisation d'un réseau électrique qui alimente une charge non linéaire monophasée et d'un filtre actif parallèle ; les différentes méthodes de détection harmonique et mettent en relief leur efficacité à la fois pour la compensation harmonique et pour l'amortissement de la résonance. Les comportements des différentes méthodes sont proches et les formes d'ondes obtenues sont pratiquement identiques.

On retient par la suite trois méthodes de détection à savoir, la méthode des puissances instantanées, le filtre de Kalman et la TFDR qui demandent peu de calcul à l'opposé de la TFD. On s'intéresse dans ce travail à la théorie des puissances instantanées pour calculer les courants d'harmoniques ; leur commande est une partie principale dans ce travail qui nous a donc permis de développer une commande de filtre actif pour atténuer la résonance harmonique qui est un des effets de la propagation d'harmonique si la fréquence de résonance coïncide et / ou est proche d'une fréquence harmonique.

Dans le chapitre suivant nous allons appliquer de des différentes commandes ; classique, prédictive, adaptatif et intelligentes pour contrôler les différentes grandeurs de système.

CHAPITRE 04

*Application des commandes
avancées à base des méthodes
métaheuristiques et la logique floue*

Chapitre 04 : Application des commandes avancées à base des méthodes métaheuristiques et la logique floue

4.1 Introduction

Un contrôle précis est essentiel pour chaque processus qui conduit à divers types de contrôleurs qui sont largement utilisés dans les industries de processus. Les méthodes de réglage de ces contrôleurs sont très importantes pour les industries de transformation [52].

Tous les systèmes de contrôle souffrent de problèmes liés à un dépassement indésirable, à des temps de stabilisation plus longs et à des vibrations et à une stabilité lors du passage d'un état à un autre. Les systèmes du monde réel sont non linéaires, une modélisation précise est difficile, coûteuse et même impossible dans la plupart des cas [53].

Le correcteur PID est la technique la plus utilisée dans l'asservissement des processus industriels. Ces dernières décennies ont vu l'apparition de plusieurs autres approches de réglage des paramètres du PID se basant sur des méthodes d'optimisations, l'objectif étant d'obtenir une réponse adéquate du procédé et de la régulation. Bien qu'il y a plusieurs techniques existantes pour le réglage des paramètres du correcteur PID, un travail intensif de recherche continu encore pour le rehaussement de la qualité et l'amélioration des performances de la commande [54].

Les contrôleurs PID conventionnels ne fonctionnent généralement pas bien pour les systèmes non linéaires. Par conséquent, des techniques de contrôle plus avancées doivent être utilisées pour minimiser les effets du bruit. Pour surmonter ces difficultés, il existe des approches de base du contrôle intelligent. Ces approches sont des domaines de recherche et de développement intéressants et très prometteurs.

Dans ce chapitre, nous présentons la commande classique PI, PI fractionnaire l'approche de logique flou, l'algorithme génétique (GA) et l'optimisation par essaim particulière (PSO).

4.2 Régulateur PID et ses critères de performance

Les régulateurs PID sont restés, de loin ; le plus couramment utilisé dans pratiquement toutes les applications industrielles de contrôle de rétroaction. La raison principale est sa structure relativement simple, qui peut être facilement comprise et mise en œuvre dans la pratique. Ils sont donc plus acceptables que les contrôleurs avancés dans les applications pratiques, à moins que des preuves ne montrent qu'ils sont insuffisants pour répondre aux spécifications. De nombreuses techniques ont été

proposées pour le réglage de leurs paramètres. La conception du contrôleur est de minimiser l'erreur du système en anticipant les entrées, où l'erreur du système est la différence entre la réponse souhaitée et l'entrée réelle. La mesure de l'erreur système est utilisée comme critère de performance [55].

Considérons le système de rétroaction général avec un régulateur PID et une fonction de transfert de centrale $G(s)$, qui est illustré à la figure.4.1 [56]

4.2.1 Modèles de régulateurs PID

Le contrôleur PID comprend des gains proportionnels, intégraux et dérivés. Le système d'asservissement est illustré à la figure.4.1 où r , e , y sont respectivement la référence, l'erreur et variables contrôlées [57].

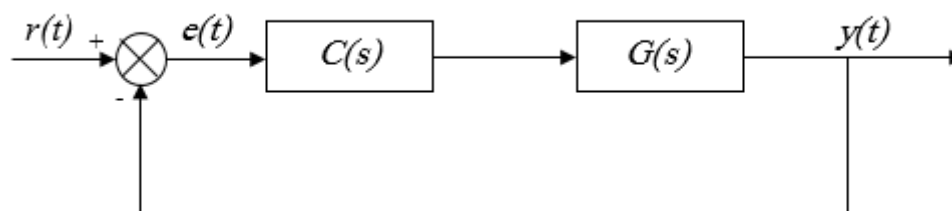


Figure 4.1: système de contrôle en boucle fermé.

Dans le diagramme de la figure.4.1, $G(s)$ est la fonction de transfert du système et $C(s)$ est la fonction de transfert du contrôleur PID qui est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (4.1)$$

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d \cdot s \right) \quad (4.2)$$

Où K_p , K_i , K_d sont respectivement les gains/paramètres proportionnels, intégraux et dérivés des contrôleurs PID qui vont être réglés, T_i est la constante de temps intégrante et T_d est la constante de temps dérivée.

4.4.2 Réglage d'un PID

Le réglage d'un PID consiste à déterminer les paramètres K_p , K_i , K_d afin d'obtenir une réponse adéquate du procédé et de la régulation. L'objectif est d'être robuste, rapide et précis. Il faut pour cela limiter le ou les éventuels dépassements [58].

La robustesse est sans doute, le paramètre le plus important et délicat. On dit qu'un système est robuste si la régulation fonctionne toujours même si le modèle change un peu. Un régulateur doit être capable d'assurer sa tâche même avec ces changements afin

de s'adapter à des usages non prévus/testés (dérive de production, vieillissement mécanique, environnements extrêmes...).

La rapidité du régulateur dépend du temps de montée et du temps d'établissement du régime stationnaire.

Le critère de précision est basé sur l'erreur statique.

L'analyse du système avec un PID est très simple mais sa conception peut être délicate, voire difficile, car il n'existe pas de méthode unique pour résoudre ce problème. Il faut trouver des compromis, le régulateur idéal n'existe pas. En général on se fixe un cahier des charges à respecter sur la robustesse, le dépassement et le temps d'établissement du régime stationnaire. Les méthodes de réglage les plus utilisées en théorie sont la méthode de Ziegler-Nichols, la méthode de P. Naslin (polynômes normaux à amortissement réglable), la méthode du lieu de Nyquist inverse (utilise le diagramme de Nyquist).

4.2.3 Les indices de performances

L'indice de performance est défini comme une mesure quantitative pour décrire les performances du système du contrôleur PID conçu. En utilisant cette technique, un « système optimal » peut souvent être conçu et un ensemble de paramètres PID dans le système peut être ajusté pour répondre aux spécifications requises. Pour un système contrôlé par PID, il existe souvent quatre indices pour décrire les performances du système : ISE, IAE, ITAE et ITSE. Ils sont définis comme suit [57] :

- $ISE = \int_0^{t_{ss}} e^2(t)dt$ Erreur quadratique intégrale
- $IAE = \int_0^{t_{ss}} |e(t)|dt$ Erreur absolue intégrale
- $ITAE = \int_0^{t_{ss}} t|e(t)|dt$ Erreur absolue de temps intégral
- $ITSE = \int_0^{t_{ss}} te^2(t)dt$ Erreur quadratique de temps intégral

Où : t_{ss} est le temps total de simulation

4.3 Conception PID d'ordre fractionnaire

4.3.1 Le Calcul Fractionnaire

Définition

L'opérateur différentiel intégral, noté aD_t^q , est un opérateur combiné de différenciation-intégration couramment utilisé dans le calcul fractionnaire. Cet opérateur est une notation pour prendre à la fois la dérivée fractionnaire et l'intégrale fractionnaire dans une seule expression et est défini par [59]:

$${}_a D_t^\alpha = \begin{cases} \frac{d^\alpha}{dt^\alpha} & \alpha > 0 \\ 1 & \alpha = 0 \\ \int_a^t (d\tau)^{-\alpha} & \alpha < 0 \end{cases} \quad (4.3)$$

Où α est l'ordre fractionnaire qui peut être un nombre complexe et a et t sont les limites de l'opération. Il existe quelques définitions pour les dérivées fractionnaires. Les définitions couramment utilisées sont les définitions de **Grunwald-Letnikov**, **Riemann-Liouville** et **Caputo (Podlubny, 1999b)**.

Définition de Grünwald-Letnikov

Une des définitions les plus rencontrées de la dérivée d'ordre fractionnaire est appelée définition de Grünwald-Letnikov, donnée par :

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^\alpha} \sum_{j=0}^{\lfloor \frac{t-a}{h} \rfloor} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t - jh) \quad (4.4)$$

Définition de Riemann-Liouville

Une autre définition très utilisée de la dérivée d'ordre fractionnaire est appelée définition de Riemann-Liouville. Inspirée de la formule de Cauchy donnée par l'équation :

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \left(\frac{d}{dt}\right)^m \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-m+1}} d\tau \quad (4.5)$$

Où : $m-1 < \alpha < m$, $m \in \mathbb{N}$, $\alpha \in \mathbb{R}^+$ et $\Gamma(\cdot)$ est la fonction gamma d'Euler

Définition de Caputo

Une autre définition selon Caputo est :

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \left(\frac{d}{dt}\right)^m \int_0^t \frac{f^m(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-m+1}} d\tau \quad (4.6)$$

Où : $m-1 < \alpha < m$, $m \in \mathbb{N}$

Propriétés

La différenciation d'ordre fractionnaire a les propriétés suivantes :

1. Si $f(t)$ est une fonction analytique, alors la différenciation d'ordre fractionnaire ${}_a D_t^\alpha f(t)$ est également analytique par rapport à t .
2. Si $\alpha = n$ et $n \in \mathbb{Z}^+$, alors l'opérateur ${}_a D_t^\alpha$ peut être compris comme l'opérateur usuel dn/dt^n .

3. L'opérateur d'ordre $\alpha=0$ est l'opérateur d'identité : ${}^0D_t^\alpha f(t) = f(t)$.
4. La différenciation d'ordre fractionnaire est linéaire ; si a, b sont des constantes, alors :

$${}^0D_t^\alpha f(t)[af(t) + bf(t)] = a{}^0D_t^\alpha f(t) + b{}^0D_t^\alpha g(t)$$

5. Pour les opérateurs d'ordre fractionnaire avec $R(\alpha) > 0, R(\beta) > 0$, et sous des contraintes raisonnables sur la fonction $f(t)$, il tient la loi additive de l'exposant

$${}^0D_t^\alpha [{}^0D_t^\beta f(t)] = {}^0D_t^\beta [{}^0D_t^\alpha f(t)] = {}^0D_t^{\alpha+\beta} f(t)$$

6. La dérivée d'ordre fractionnaire commute avec la dérivée d'ordre entier

$$\frac{d^n}{dt^n} ({}^aD_t^\beta f(t)) = {}^aD_t^\alpha \left(\frac{d^n f(t)}{dt^n} \right) = {}^aD_t^{\alpha+n} f(t)$$

Sous la condition $t = a$ on a $f^{(k)}(a) = 0, (k = 0, 1, 2, \dots, n - 1)$.

4.3.2 Approximation rationnelle des Opérateurs Fractionnaires

Les fonctions rationnelles sont quelquefois supérieures aux polynômes dans l'interpolation et l'évaluation. En effet, les fonctions rationnelles convergent généralement plus rapidement que l'expansion en série de puissances grâce à leur capacité de modéliser des fonctions par des zéros et des pôles. Pour ces raisons, il était très intéressant d'approximer les opérateurs d'ordre fractionnaire par des fonctions rationnelles qui devraient être stables et à phase minimale. Les méthodes d'approximation rationnelle qui existaient dans la littérature sont [60]:

- Méthode de Charef
- Méthode d'Oustaloup
- Autres méthodes (Méthode de Matsuda, Méthode de Carlson, Méthode CFE [continued fraction expansion], Roy, Wang, Jones...).

Méthode d'approximation rationnelle de Charef

Pour modéliser mathématiquement les fonctions irrationnelles des opérateurs d'ordre fractionnaire qui sont très compliquées à étudier, **Charef** a proposé d'approximer ces fonctions irrationnelles par des fonctions rationnelles. Ces approximations vont permettre d'utiliser les théories simples et bien connues des systèmes linéaires. Reposant sur une méthode graphique, l'approche de Charef consiste à approximer la ligne de pente fractionnaire sur le tracé de Bode de la fonction de transfert irrationnelle par un nombre de lignes sous forme de Zig-Zag, produite par une alternance de pente -20dB/dec et 0dB/dec correspondant à une alternance de pôles et de zéros.

L'opérateur intégral d'ordre fractionnaire est donné par :

$$H(s) = \frac{K_i}{s^\alpha} \tag{4.7}$$

Où : $0 < \alpha < 1$ et K_i est une constante. Cet opérateur est réalisé par un pôle à puissance fractionnaire (PPF) comme suit :

$$G(S) = \frac{K}{(1 + \frac{S}{\omega_c})^\alpha} \quad (4.8)$$

et pour $\omega \in [\omega_b, \omega_h]$ tel que $\omega \gg \omega_c$, on aura :

$$G(S) = \frac{K}{(\frac{S}{\omega_c})^\alpha} = \frac{K\omega_c^\alpha}{S^\alpha} = \frac{K_i}{S^\alpha} = H(S) \quad (4.9)$$

Avec $K_i = K\omega_c^\alpha$ et $\omega_c = \omega_b \sqrt{10^{(\frac{\varepsilon}{10\alpha})} - 1}$; où ε est l'erreur maximale permise entre l'intégrateur d'ordre fractionnaire et le PPF. Alors pour $\omega \in [\omega_b, \omega_h]$ et $K_i = K\omega_c^\alpha$ et $\omega_c = \omega_b \sqrt{10^{(\frac{\varepsilon}{10\alpha})} - 1}$; on peut écrire :

$$H(S) = \frac{K_i}{S^\alpha} = \frac{K}{(1 + \frac{S}{\omega_c})^\alpha} = K \frac{\prod_{i=0}^N (1 + \frac{S}{Z_i})}{\prod_{i=0}^N (1 + \frac{S}{S_i})} \quad (4.10)$$

De la même façon, l'opérateur dérivé d'ordre fractionnaire est donné par :

$$H(S) = K_d S^\beta \quad (4.11)$$

Où $0 < \beta < 1$ et K_d est une constante. Cette opération est réalisée par un zéro à puissance fractionnaire (ZPF) comme suit :

$$G(S) = K(1 + \frac{S}{\omega_c})^\alpha \quad (4.12)$$

Et pour $\omega \in [\omega_b, \omega_h]$ tel que $\omega \gg \omega_c$, on aura :

$$G(p) = K \left(\frac{S}{\omega_c}\right)^\beta = \frac{KS^\beta}{\omega_c^\beta} = K_d S^\beta = H(S) \quad (4.13)$$

Avec $K_d = K/\omega_c^\beta$ et $\omega_c = \omega_b \sqrt{10^{(\frac{\varepsilon}{10\alpha})} - 1}$; où ε est l'erreur maximale permise entre le dérivateur d'ordre fractionnaire et le ZPF. Alors pour $\omega \in [\omega_b, \omega_h]$ et $K_i = K\omega_c^\beta$ et $\omega_c = \omega_b \sqrt{10^{(\frac{\varepsilon}{10\alpha})} - 1}$ on peut écrire :

$$H(S) = K_d S^\beta = K \left(1 + \frac{S}{\omega_c}\right)^\beta = K \frac{\prod_{i=0}^N (1 + \frac{S}{Z_i})}{\prod_{i=0}^N (1 + \frac{S}{S_i})} \quad (4.14)$$

Méthode d'approximation rationnelle d'Oustaloup

Dans une bande de fréquences donnée $[\omega_b, \omega_h]$, l'algorithme d'Oustaloup est basé sur l'approximation d'une fonction de la forme :

$$H(S) = S^\alpha, \quad \alpha \in \mathbb{R}^+ \quad (4.15)$$

Par une fonction rationnelle :

$$\hat{H}(S) = C \prod_{K=-N}^N \frac{S+\hat{\omega}_k}{S+\omega_k} \quad (4.16)$$

Où, les pôles, les zéros et le gain peuvent être évalués comme suit :

$$\hat{\omega}_k = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\frac{K+N+\frac{1}{2}(1-\alpha)}{2N+1}}, \quad \omega_k = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\frac{K+N+\frac{1}{2}(1-\alpha)}{2N+1}}, \quad C = \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{-\frac{\alpha}{2}} = \prod_{K=-N}^N \frac{\omega_k}{\hat{\omega}_k}$$

4.3.3 Modèles d'ordre fractionnel

L'opérateur laplacien peut être acquis à partir de l'une des classes les plus courantes de systèmes de modélisation trouvées dans la théorie du contrôle, appelée système d'ordre fractionnaire linéaire invariant dans le temps (FOLTI), qui est mathématiquement équivalent à un filtre invariant dans le temps linéaire (LTI) de dimension infinie. Ainsi, un système d'ordre fractionnaire peut être approximé à l'aide de polynômes d'ordre supérieur ayant des opérateurs différent-intégraux d'ordre entier [61]. Cependant, la classe de systèmes FOLTI qui sera considérée ici est décrite par les équations différentielles d'ordre fractionnaire suivantes :

$$a_n D^{\alpha_n} y(t) + a_{n-1} D^{\alpha_{n-1}} y(t) + \dots + a_0 D^{\alpha_0} y(t) = b_m D^{\beta_m} u(t) + b_{m-1} D^{\beta_{m-1}} u(t) + \dots + b_0 D^{\beta_0} u(t) \quad (4.17)$$

Où $u(t)$ et $y(t)$ sont les variables d'entrée et de sortie de contrôle, et où D^α définit un différentiel d'ordre fractionnaire opérateur (selon la définition de Caputo) de différents ordres fractionnaires pour des constantes arbitraires $\alpha_k, k = 0, 1, \dots, n, \beta_i, i = 0, 1, \dots, m$, et $n, m \in \mathbb{N}$.

La réponse en fréquence des systèmes est généralement effectuée en utilisant des fonctions de transfert. La fonction de transfert d'un système FOLTI est définie comme le rapport de la transformée de Laplace de la sortie (réponse de sortie du système) à la transformée de Laplace de l'entrée (entrée du système) sous l'hypothèse que toutes les conditions initiales sont nulles.

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (4.18)$$

Une fonction de transfert typique d'un système FOLTI peut être décrite par la fonction de transfert suivante :

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m D^{\beta_m} + b_{m-1} D^{\beta_{m-1}} + \dots + b_0 D^{\beta_0}}{a_n D^{\alpha_n} + a_{n-1} D^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 D^{\alpha_0}} \quad (4.19)$$

4.3.4 Contrôleur proportionnel-intégral-dérivé d'ordre fractionnaire

La forme la plus courante d'un régulateur PID d'ordre fractionnaire est le régulateur $PI^\lambda D^\mu$ (Podlubny, 1999a), impliquant un intégrateur d'ordre λ et un différenciateur d'ordre μ où λ et μ peuvent être n'importe quels nombres réels. La fonction de transfert d'un tel contrôleur a la forme :

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + K_i \frac{1}{s^\lambda} + K_D s^\mu, (\lambda, \mu > 0) \quad (4.20)$$

Où $G_c(s)$ est la fonction de transfert du contrôleur, $E(s)$ est une entrée et $U(s)$ est la sortie du contrôleur. Le terme intégrateur est $1/s^\lambda$, c'est-à-dire que sur un plan semi-logarithmique, on a une droite de pente -20λ dB/décade. Le signal de commande $u(t)$ peut alors être exprimé dans le domaine temporel comme :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\lambda} e(t) + K_D D^\mu e(t) \quad (4.21)$$

La figure.4.2 est une configuration schématique de FOPID. Clairement, en sélectionnant $\lambda=1$ et $\mu=1$, un régulateur PID classique peut être récupéré. Les sélections de $\lambda=1, \mu=0$ et $\lambda=0, \mu=1$ correspondent respectivement aux régulateurs PI et PD conventionnels. Tous ces types classiques de régulateurs PID sont les cas particuliers du régulateur $PI^\lambda D^\mu$ fractionnaire.

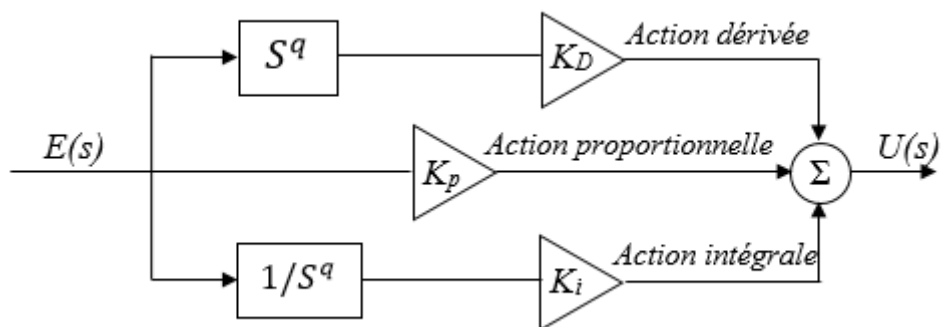


Figure 4.2 : Schéma fonctionnel de FOPID.

On peut s'attendre à ce que le contrôleur $PI^\lambda D^\mu$ puisse améliorer les performances de contrôle des systèmes. L'un des avantages les plus importants du contrôleur $PI^\lambda D^\mu$ est le meilleur contrôle des systèmes dynamiques, qui sont décrits par des modèles mathématiques d'ordre fractionnaire. Un autre avantage réside dans le fait que les contrôleurs $PI^\lambda D^\mu$ sont moins sensibles aux changements de paramètres d'un système contrôlé. Cela est dû aux deux degrés de liberté supplémentaires pour mieux ajuster les propriétés dynamiques d'un système de contrôle d'ordre fractionnaire. Cependant, tous ces bénéfices revendiqués n'ont pas été systématiquement démontrés dans la littérature.

4.4 Les Méthodes d'optimisations des paramètres de PI et PI^λ fractionnaire

4.4.1 Réglage des paramètres des contrôleurs PI et PI^λ

les contrôleurs PI et PI^λ a d'ordre fractionnaire proposés, pour un système à une seule entrée et une seule sortie (SISO), comme illustré à la figure.4.3, où $r(s)$ est le signal

d'entrée de référence, $e(s)$ est le signal d'erreur, $G_c(s)$ est la fonction de transfert des contrôleurs PI ou PI^λ d'ordre fractionnaire, $u(s)$ est le signal d'entrée de système, $G(s)$ est la fonction de transfert du système et $y(s)$ est le signal de sortie de la centrale. Les contrôleurs proposés deux paramètres pour un régulateur PI et trois paramètres pour PI^λ d'ordre fractionnaire (opérateurs proportionnel (K_p), intégral (K_i), l'ordre intégral λ). Cela peut être fait par la résolution d'un problème d'optimisation. Dans ce cas, la méthode proposée pour optimiser ces paramètres de contrôleurs PI et PI^λ d'ordre fractionnaire est basée sur l'algorithme standard Particle Swarm Optimization (PSO) et génétique algorithme (GA) [62].

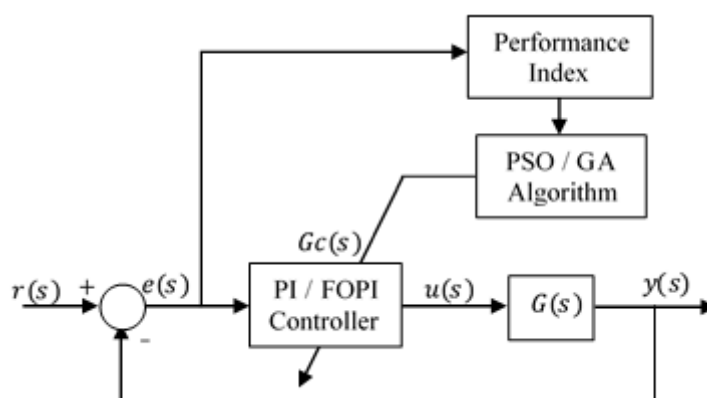


Figure 4.3 : Conception des contrôleurs PI et PI^λ fractionnaire basé sur PSO.

4.4.2 Optimisation par Essaim Particulaire(PSO) :

L'algorithme d'optimisation de l'essaim de particules est un algorithme d'optimisation intelligent suggérant le comportement de l'essaim d'oiseaux qui a été proposé par le psychologue **Kennedy** et le **Dr Eberhart** en 1995. Kennedy et Eberhart (1995). Par rapport à d'autres algorithmes d'optimisation, l'optimisation de l'essaim de particules est plus objective, facile et performante. Il est appliqué dans de nombreux domaines tels que l'optimisation de fonctions, l'entraînement de réseaux de neurones, le contrôle de systèmes flous, etc. Dans l'algorithme Particle Swarm Optimization, chaque individu est appelé "particule" qui représente une solution potentielle. L'algorithme obtient la meilleure solution par la variabilité de certaines particules dans l'espace de traçage. Les particules recherchent dans l'espace des solutions en suivant la meilleure particule en changeant fréquemment leurs positions et leur fitness ; la direction et la vitesse de vol sont déterminées par la fonction objective.

En supposant que $X_i=(x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iD})$ est la position de la i -ième particule dans la D -dimension, $V_i=(v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iD})$ est sa vitesse qui représente sa sens de la recherche. Dans le processus d'itération, chaque particule conserve la meilleure position $pbest$ trouvée par elle-même, de plus, elle connaît également la meilleure position $gbest$ recherchée par les particules du groupe, et change sa vitesse en fonction de deux meilleures positions [63].

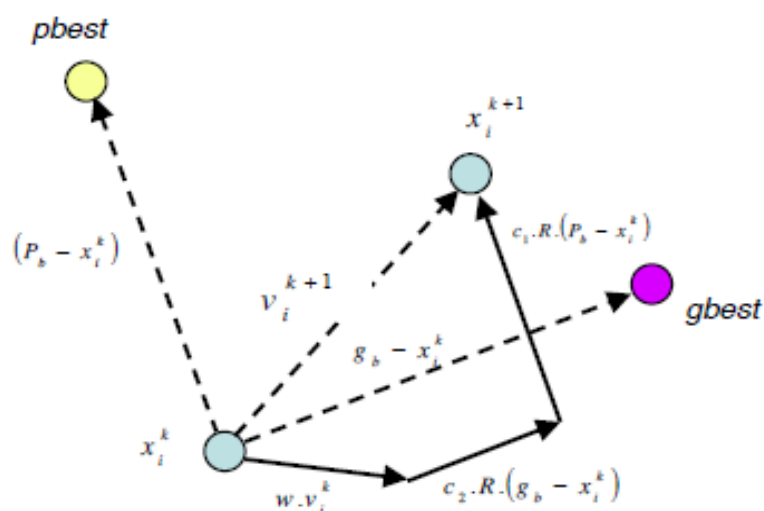


Figure 4.4 : Exemple de recherche de PSO.

La formule standard d'optimisation de l'essaim de particules est la suivante [64]:

$$V_{id}^{k+1} = wV_{id}^k + c_1r_1(p_{id}^k - X_{id}^k) + c_2r_2(g_{gd}^k - X_{id}^k) \quad (4.22)$$

$$X_{id}^{k+1} = X_{id}^k + V_{id}^{k+1} \quad (4.23)$$

Dans laquelle : $i=1,2,\dots,N$; N la population des particules du groupe ; $d=1,2,\dots,D$; k le nombre maximal d'itérations ; $r1$ et $r2$ les valeurs aléatoires dans $[0, 1]$ utilisées pour conserver la diversité des particules du groupe ; $c1$ et $c2$ les coefficients d'apprentissage, aussi appelés coefficients d'accélération; V_{id}^k : le nombre décomposant de la vitesse de la particule i à la k -ième itération; X_{id}^k ; le nombre d composant de la position de la particule i dans la k -ième itération ; p_{id} le nombre d composant de la meilleure particule de position que j'ai jamais trouvée ; p_{gd} la composante numérique d de la meilleure position que les particules du groupe aient jamais trouvée ; w désigne le facteur de poids d'inertie. Un organigramme détaillé de PSO tenant compte des étapes ci-dessus est illustré à la figure suivante :

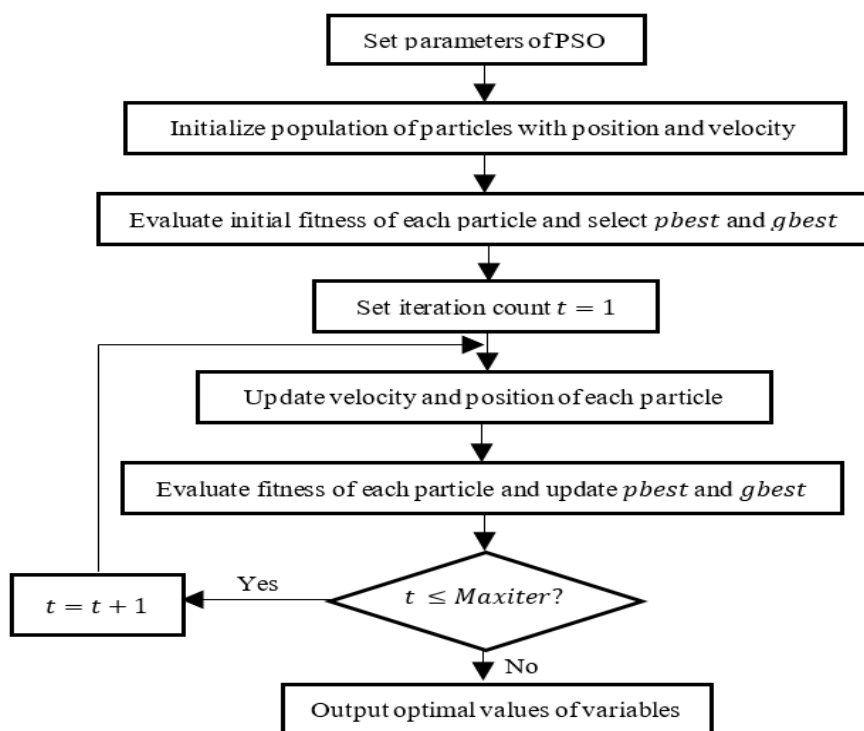


Figure 4.5 : Organigramme de PSO.

4.4.3 Optimisation par l’algorithme génétique GA :

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation s'appuyant sur des techniques dérivées de la génétique et de l'évolution naturelle. Ils ont trouvé leurs fondements par **J.H. Holland**, professeur à l'université du Michigan, en 1975. Les algorithmes génétiques (GA) sont des méthodes de recherche et d'optimisation globales stochastiques qui imitent la métaphore de l'évolution biologique naturelle et qui sont développées sur la base de la théorie darwinienne de la "survie du plus apte" [65].

Le principe de base consiste à simuler le processus d'évolution naturelle dans un environnement hostile. On parlera de l'individu dans une population. L'individu est composé d'un ou plusieurs chromosomes. Les chromosomes sont eux-mêmes constitués de gènes qui contiennent les caractères héréditaires de l'individu. Pour un problème d'optimisation donné, un individu représente un point de l'espace d'état. On lui associe la valeur du critère à optimiser. L'algorithme génère ensuite de façon itérative des populations d'individus sur lesquelles on applique des processus de sélection, de croisement et de mutation. La sélection a pour but de favoriser les meilleurs éléments de la population, tandis que le croisement et la mutation assurent une exploration efficace de l'espace d'état [66].

Principe de fonctionnement

Un algorithme génétique recherche le ou les extremas (minimum ou maximum) d'une fonction définie sur un espace de données. Pour l'utiliser, on doit disposer des six éléments suivants :

1- Un principe de codage de l'élément de population. Cette étape associe à chacun des points de l'espace d'état une structure de données. Elle se place généralement après une phase de modélisation mathématique du problème traité. La qualité du codage des données conditionne le succès des algorithmes génétiques. Le codage binaire a été très utilisé à l'origine. Les codages réels sont, désormais, largement utilisés, notamment dans les domaines applicatifs pour l'optimisation des problèmes à variables réelles.

2- Un mécanisme de génération de la population initiale. Ce mécanisme doit être capable de produire une population d'individus non homogène qui servira de base pour les générations futures. Le choix de la population initiale est important car il peut rendre plus ou moins rapide la convergence vers l'optimum global. Dans le cas où l'on ne connaît rien du problème à résoudre, il est essentiel que la population initiale soit répartie sur tout le domaine de recherche.

3- Une fonction à optimiser. Celle-ci retourne une valeur appelée fitness ou fonction d'évaluation de l'individu.

4- Un mécanisme de sélection des individus candidats à l'évolution

5- Des opérateurs permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace d'état. L'opérateur de croisement recompose les gènes d'individus existant dans la population, l'opérateur de mutation a pour but de garantir l'exploration de l'espace d'états.

6- Des paramètres de dimensionnement : taille de la population, nombre total de générations ou critère d'arrêt, probabilités d'application des opérateurs de croisement et de mutation. L'organigramme de la figure.4.6 montre comment les AGs opèrent.

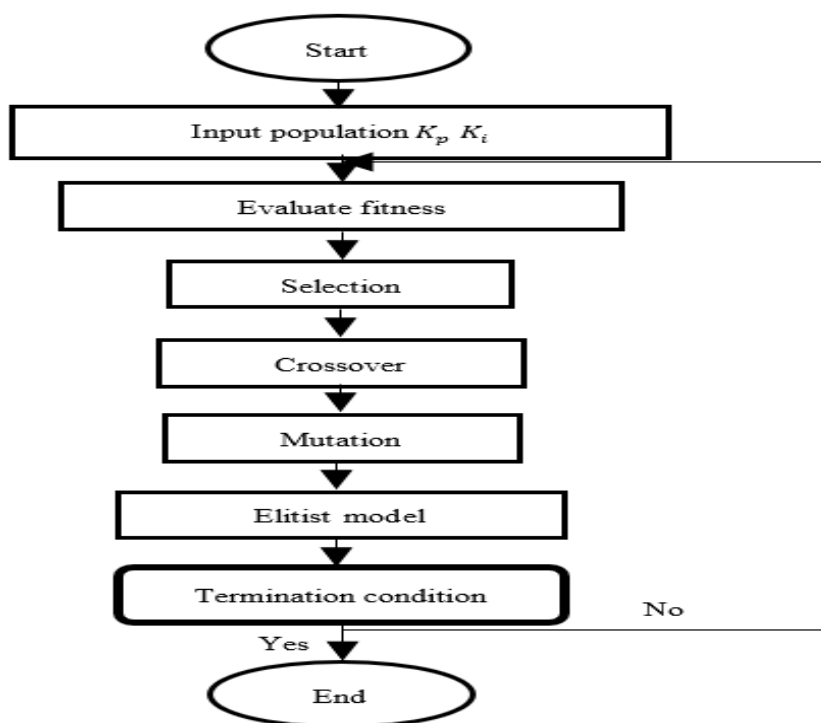


Figure 4.6 : Organigramme de GA.

4.5 Logique floue

En 1965, **Lotfi A. Zadeh** a introduit un nouveau concept basé sur le comportement humain et surtout le bon sens raisonnement, nommé comme un concept de logique floue. Théorie des ensembles flous est une méthode pour réduire la complexité du système en introduisant une certaine quantité d'imprécision ou de flou. Comme son nom l'indique, c'est le sens qui signifie raisonnement, qui est une valeur estimée plutôt qu'exacte. Une fonction l'approximation est approfondie dans le système flou dans lequel un ensemble approprié de règles basées sur les fonctions d'appartenance avec l'utilisation d'étiquettes linguistiques est développée [67].

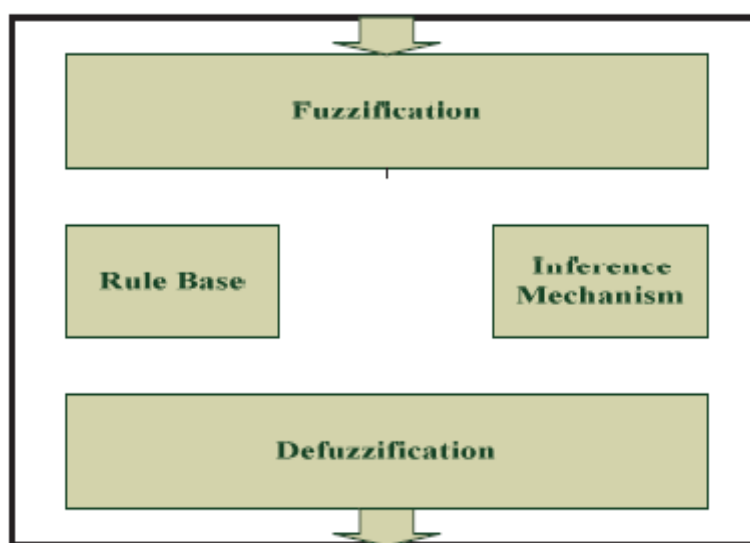


Figure 4.7: Modèle fonctionnel du système de contrôle flou.

Le système de contrôle flou est illustré à la figure.4.7 en utilisant le modèle fonctionnel. Le système de commande floue comprend les quatre modules nommés inférence fuzzification, base de règles floues, mécanisme d'inférence floue et inférence de défuzzification. En fuzzification, des entrées nettes composées systématiquement avec la règle individuelle de la base de règles. Base de règles floue comprend une règle heuristique générée par des experts humains. **Mamdani** et **Takagi-Sugeno-Kang** sont les deux types de systèmes d'inférence floue. Le traitement de ces deux systèmes est similaire. Seule la manière de calculer la sortie est différente.

La mise en œuvre de la logique floue est préférée au contrôleur PI traditionnel pour le système non linéaire et ayant un dépassement important. D'autres études concluent également que dans l'étude de cas de moteurs non linéaires en comportement, la performance en régime permanent ne peut pas être atteinte via le contrôleur PI traditionnel. L'accent global dans l'étude de cas posée sur l'amélioration des performances en utilisant le contrôle de logique floue. La logique floue a été appliquée avec succès à partir d'applications domestiques comme une machine à laver aux applications sophistiquées telles que la vitesse commande de moteurs, turbines, etc. Au cours des dernières années pour réglage du contrôleur PI basé sur un système de logique floue approche s'est révélée bénéfique. Les caractéristiques d'un flou système comme la robustesse et la flexibilité peuvent efficacement incorporer dans le schéma de contrôle pour un réglage amélioré des paramètres PI [68].

4.5.1 Réglage via le contrôleur flou

La structure floue est constituée de deux entrées : erreur $e(t)$ et la dérivée de l'erreur (de/dt), une sortie, et Mamdani inférence floue. Dans la figure.4.8 pour le forage haut performance machine, le FLC proposé est illustré.

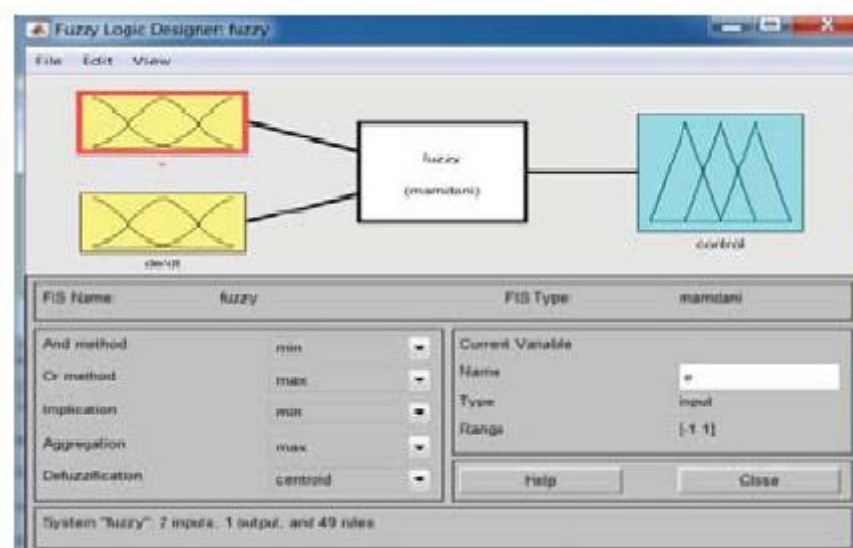


Figure 4.8 : Système flou Mamdani pour le contrôleur à logique floue proposé.

4.5.2 Réglage par un contrôleur PI flou

Dans un contrôleur flou, le concepteur doit collecter des informations sur la manière dont une décision artificielle devrait agir dans le système en boucle fermée. Parfois, ces informations proviennent d'un expert humain effectuant la tâche de contrôle, tandis qu'à d'autres moments, le concepteur peut aider à comprendre la dynamique de l'usine et proposer un ensemble de règles sur la manière de contrôler le système. Ces règles stipulent essentiellement que « si la sortie de l'usine et l'entrée de référence se comportent d'une certaine manière, alors l'entrée de l'usine doit être modifiée pour atteindre les objectifs opérationnels de contrôle ». Un régulateur flou peut être combiné avec une régulation classique pour obtenir des régulateurs flous PD, PI et PID. La commande PI floue génère une sortie de commande incrémentielle à partir de l'erreur, du changement d'erreur, l'erreur d'accélération et l'univers de discours [69] qui doivent optimiser par des méthodes intelligentes. Dans notre projet, on utilise le PSO et le GA pour l'optimisation. La figure.4.9 illustre la conception le contrôleur fuzzy PI.

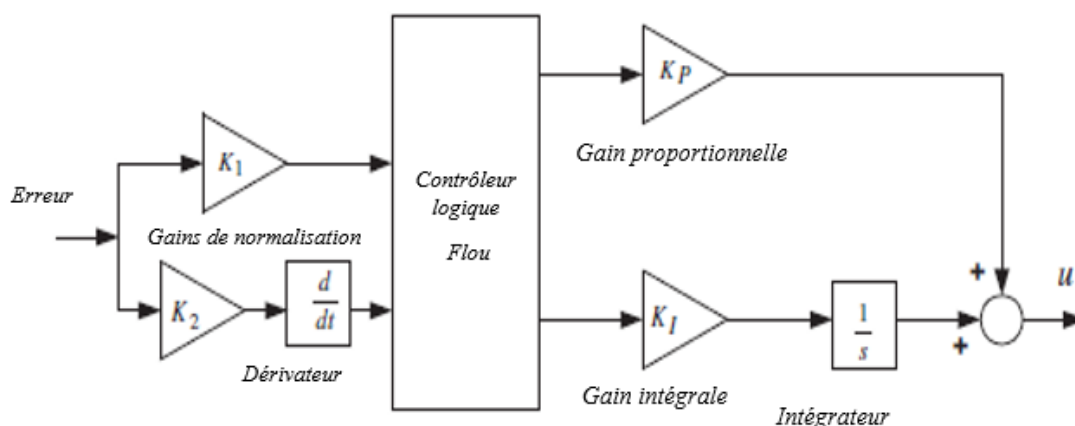


Figure 4.9: Structure du régulateur PI flou proposé

Sur la figure.4.10, la structure d'un contrôleur PI flou auto-réglé avec deux entrées (e et de/dt) et trois sorties (K_p , K_i) est représentée.

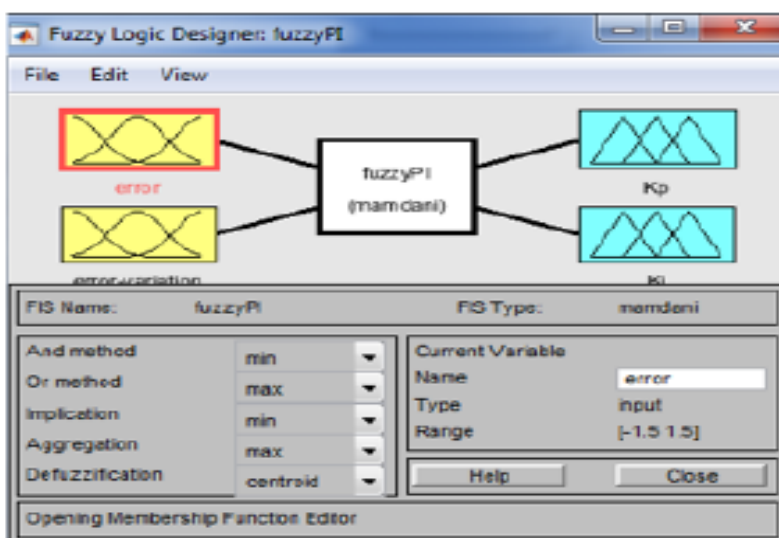


Figure 4.10: Système flou Mamdani pour le contrôleur PI.

Optimisation du contrôleur PI flou basé sur les algorithmes PSO et GA

Cette technique présente la proposition de suspension active contrôleur PI flou avec réglage PSO, qui est décrit dans la figure.4.11. Le but du PSO et GA sont ajustés les facteurs d'échelle d'un contrôleur flou où sont A et B pour les entrées, et K_p , K_i , pour les sorties, de sorte qu'il minimise l'objectif fonction et minimise donc l'erreur entre la valeur désirée et la valeur de sortie [70].

Dans ce contexte, le PSO optimise l'intervalle de l'univers de discours pour les entrées e , de/dt et pour deux sorties K_p , K_i et les règles floues. Les intervalles d'optimisation PSO-fuzzy PI sont donnés par :

- i. $A_{min} < A < A_{max}$
- $B_{min} < B < B_{max}$
- $Kp_{min} < Kp < Kp_{max}$
- $Ki_{min} < Ki < Ki_{max}$

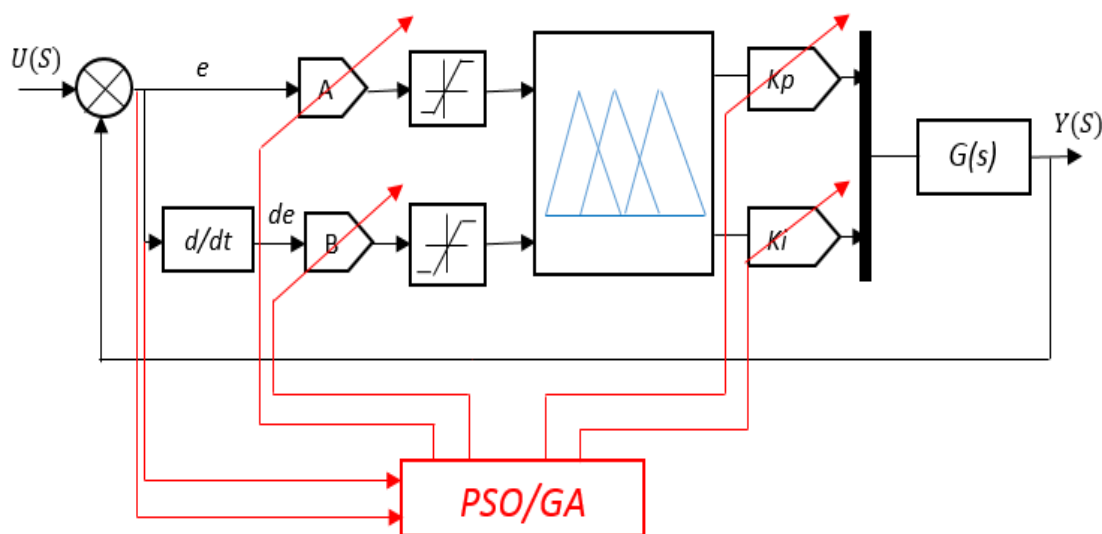


Figure 4.11 : Schéma fonctionnel du système de contrôle fuzzyPI optimisé par PSO et GA.

4.5.3 Réglage par un contrôleur PI^λ flou

La théorie des ensembles flous donne plus de flexibilité dans la conception de systèmes et l'expression des observations dans une notation linguistique facile à suivre. En outre, le système à logique floue fonctionne mieux dans le réglage des paramètres du contrôleur dans un système de commande en boucle fermée, en particulier un système avec une non-linéarité entre ses entrées et ses sorties. Les contrôleurs classiques, y compris le contrôleur d'ordre fractionnaire, fonctionnent sur la base des entrées d'erreurs avec une valeur de gain fixe pour les termes proportionnel, intégral et dérivé. Par conséquent, les performances du contrôleur ne sont pas au niveau attendu pour un système non linéaire et complexe. Une tentative peut être faite pour incorporer une valeur de gain dynamique pour les termes proportionnel, intégral et dérivé au lieu d'un gain fixe. La modification dynamique du gain dans une structure de contrôle FOPID améliorera les performances du contrôleur et apportera la sortie du système rapidement à un état stable pendant la variation de charge et les perturbations externes. En considérant ces aspects, une logique floue combinée à un schéma de commande d'ordre fractionnaire est proposée dans ce contexte. Le contrôleur FuzzyFOPID est une combinaison du contrôle flou de la base de règles avec le contrôleur FOPID. Dans cette

stratégie de contrôle, le FLC est conçu pour utiliser les entrées d'erreur système et d'erreur dérivée pour obtenir le facteur d'échelle des termes proportionnel, intégral et dérivé [15].

En utilisant ces facteurs d'échelle, l'amplitude du gain du contrôleur sera mise à jour à chaque période d'échantillonnage. La trame d'une structure de contrôle FuzzyFOPID typique est illustrée à la figure.4.12.

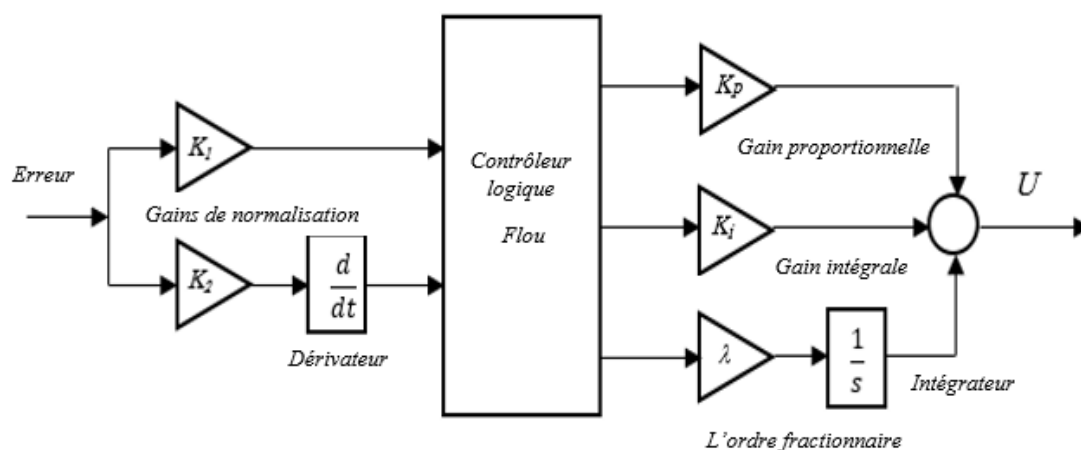


Figure 4.12: Structure du régulateur PI^λ flou proposé.

La structure d'un contrôleur FuzzyFOPI accordé avec deux entrées (e et de/dt) et trois sorties (Kp , Ki , λ), est illustrées à la figure.4.13.

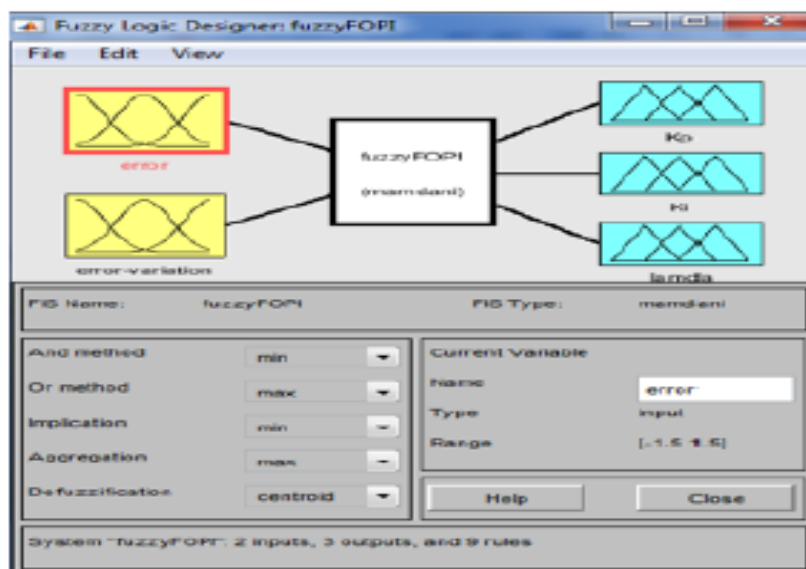


Figure 4.13: Système flou Mamdani pour le contrôleur FOPI accordé flou proposé.

Optimisation du contrôleur PI λ flou basé sur les algorithmes PSO et GA

Cette section présente la proposition de suspension active contrôleur fuzzyFOPI avec réglage PSO, qui est décrit dans la figure.4.14. Le but du PSO et GA est d'ajuster les facteurs d'échelle d'un contrôleur flou où sont A et B pour les entrées ; les paramètres, l'univers de discours des fonctions membreships (K_p , K_i , λ) du régulateur FuzzyFOPI qui représentent les sorties et ce régulateur, de sorte qu'il minimise l'objectif fonction et minimise donc l'erreur entre la valeur désirée.

Les intervalles d'optimisation PSO-fuzzy FOPI sont donnés par :

- ii. $A_{min} < A < A_{max}$
- $B_{min} < B < B_{max}$
- $Kp_{min} < Kp < Kp_{max}$
- $Ki_{min} < Ki < Ki_{max}$
- $\lambda_{min} < \lambda < \lambda_{max}$

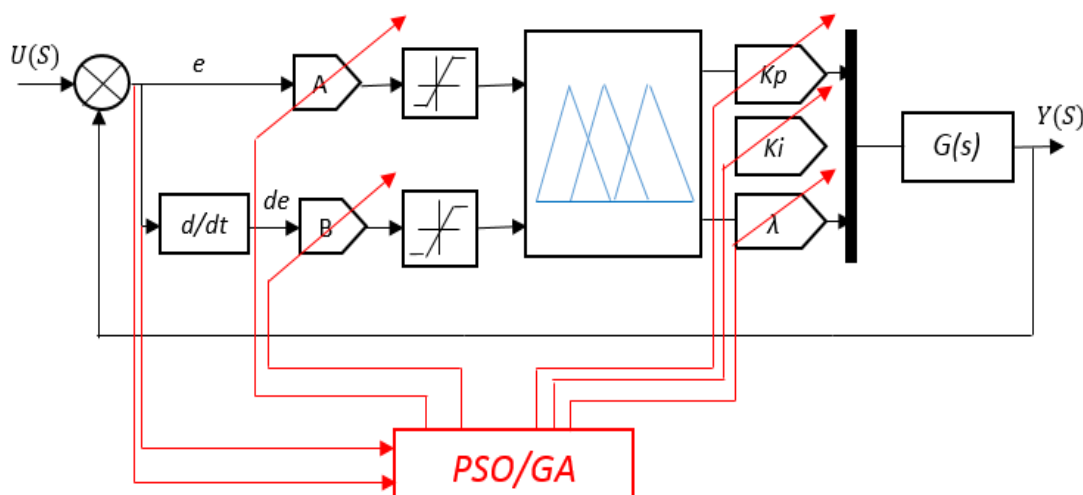


Figure 4.14 : Schéma fonctionnel du système de contrôle fuzzyFOPI optimisé par PSO et GA.

4.6 Problème d'optimisation

Le but de tous les algorithmes d'optimisation est de minimiser les performances d'erreur du système. Par conséquent, la fonction objective doit prendre en compte la réduction de l'erreur. Les caractéristiques de la réponse sont implémentées comme une fonction objective. Le critère d'erreur absolue intégrale (ITAE) donne des bons résultats par rapport aux autres indices de performance ; pour cette raison, nous utilisons le critère ITAE dans le but de minimiser le signal d'erreur, les dépassements et le temps de prise [71].

La fonction objective étudiée est donnée ci-dessous :

$$ITAE = \int_0^{t_{ss}} t|e(t)|dt \quad (4.24)$$

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté, en premier lieu, un concept de contrôleur PI et les méthodes classiques pour régler son paramètres, et puis on présente aussi un concept adaptatifs d'ordre fractionnaire en spécifiant les différents définitions et les approches approximation de ce régulateur. L'idée fondamentale de ce concept est l'introduction d'une intégration d'ordre fractionnaire à côté de l'intégration régulière de la sortie du système au carré dans le gain d'adaptation de la stratégie de commande. L'introduction de l'opérateur d'ordre fractionnaire dans le gain d'adaptation de la stratégie de commande a fourni des paramètres de réglage supplémentaires qui ont amélioré les performances du système de commande en boucle fermée. Le calcul des paramètres de ce système de régulation nécessite au des commande robustes, et qui présente des bon performances. Pour cette raison, plusieurs méthodes d'optimisations intelligentes a été faite dans ce chapitre, parmi elles : le PSO, GA, FuzzyPI, FuzzyFOPI, et PSO-FuzzyPI, PSO-FuzzyFOPI, GA-FuzzyPI.

Dans le chapitre suivant, Les résultats de simulation sont présentés pour montrer l'impact de la qualité des commandes intelligentes par rapport de commande classique.

CHAPITRE 05

Résultats des simulations

Chapitre 5 : Résultats des simulations

5.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons étudié l'état de l'art des énergies renouvelable et spécialement l'énergie éolienne, les principaux composants du système ainsi que la modélisation et la commande de chaque partie indépendamment. Dans ce chapitre nous allons présenter les résultats des simulations du système global (système éolien et le filtre actif) avec les différents régulateurs que nous avons déjà expliqués. Ce système est représenté par la figure.5.1, il est basé sur une éolienne constituée d'une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP) connectée au réseau électrique à travers deux convertisseurs dos-à-dos avec une liaison continue, le tous sont relient au réseau électrique par un filtre actif parallèle. Le convertisseur côté générateur assure à la fois la conversion AC-DC et le contrôle des courants sortants du GSAP qui déjà viennent du contrôle de la vitesse de la GSAP en fonction de la vitesse du vent afin d'extraire une puissance maximale (contrôle MPPT). Le convertisseur côté réseau assure l'injection de l'énergie produite au réseau avec le contrôle de la puissance active et réactive, et la régulation de la tension de bus continu (contrôle PQ); le convertisseur côté réseau est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre actif pour l'élimination des harmoniques dans le courant injecté au réseau. L'étude du système global dans ce chapitre est divisée en deux parties : le contrôle du convertisseur côté génératrice et le contrôle du convertisseur côté réseau, avec la modélisation de différents éléments liés au contrôle comme le bus continu et le filtre de liaison. Finalement nous allons implémenter la simulation du système global sous MATLAB/Simulink.

5.2 Configuration du système globale

La figure.5.1 représente le WECS utilisé dans cette étude.

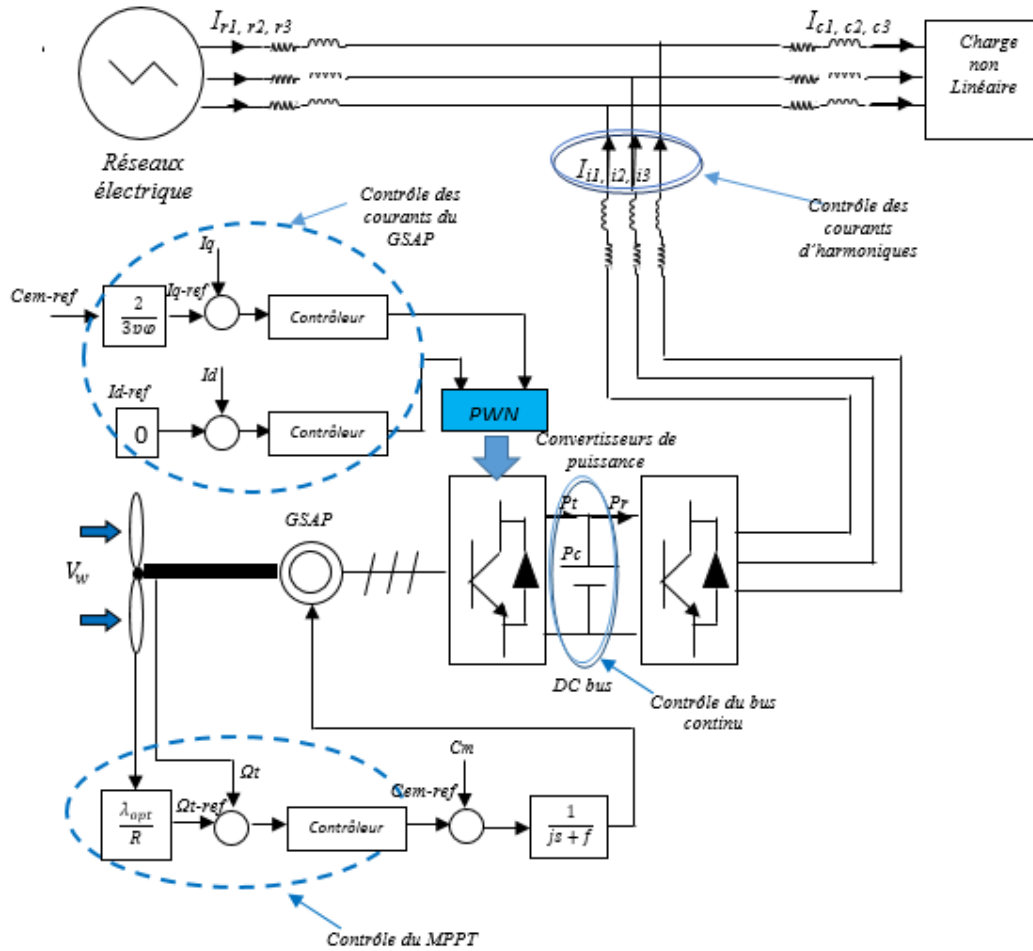


Figure 5.1 : Configuration du WECS et son schéma de contrôle.

5.3 Résultats de simulation pour réglage de MPPT et les courants du GSAP par PSO-PI, PSO-FOPI et GA-PI.

L'objectif de l'optimisation basée sur PSO et GA est de trouver un ensemble de paramètres K_p , K_i pour le régulateur PI et K_p , K_i , λ tel que la rétroaction système de contrôle qui minimise l'indice de performance. L'optimisation de l'indice de performance ITAE donne de meilleurs résultats comparativement aux autres indices ; donc il sera utilisé comme une fonction d'objectif.

Note : l'intervalle choisi pour déterminer les paramètres des régulateurs PI e FOPI est compris entre [0 0] à [200 200] et [0 0 0] à [200 200 1].

Les paramètres PSO, GA et WT-GSAP utilisés dans la simulation sont donnés dans les tableaux.5.1, 5.2, 5.3 et les résultats de calculs sont résumés dans les tableaux.5.4 et 5.5.

Tableau 5.1 : Paramètres de PSO.

Paramètres	Valeurs
Taille de la population	49
Nombre d'itération	50
Nombre de variables	2 (K_p, K_i) et 3 (K_p, K_i, λ).
Masse d'inertie w	0.9
Constante d'accélération $C1, C2$	2
Gamme de variables (K_p, K_i, λ)	[200 200] e [200 200 1]

Tableau 5.2: Paramètres de GA.

Paramètres	Valeurs
Taille de la population	50
Nombre de variables	2 (K_p, K_i) et 3 (K_p, K_i, λ).
Gamme de variables (K_p, K_i, λ)	[200 200] et [200 200 1]
Génération	100
Croisement	Single point
Mutation	0.01
Codage	Binaire

Tableau 5.3 : Paramètres du GSAP avec l'émulateur éolien.

Paramètres	Valeurs
paire de pole P	3
fréquence du réseau f_n	50 Hz
coefficient de frottement f	0.001 (N.m.s)/rad
moment d'inertie J	0.0008 kg.m ²
Nombre des pales	3
Longueur des pales	01m
Flux électromagnétique	0.175 Weber

5.3.1 Régulation du MPPT

Comme nous indiquons sur le premier chapitre, la technique de MPPT consiste à profiter le maximum de puissance générée par la turbine éolienne par le suivre de vitesse de turbine qui transmise par suite à l'arbre de GSAP ; Le couple mécanique C_m vu par la machine synchrone est différent du couple de vent C_{em} car il faut tenir compte de l'inertie de l'éolienne et du frottement visqueux propre à la structure de l'éolienne. La fonction de transfert de la vitesse de la turbine est :

$$G1(s) = \frac{1}{Js+f} \quad (5.1)$$

Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures suivantes :

D'abord, on teste le meilleur indice de performance parmi les quatre indices, il est par suit utilisé pour définir l'erreur dans les prochaines régulations.

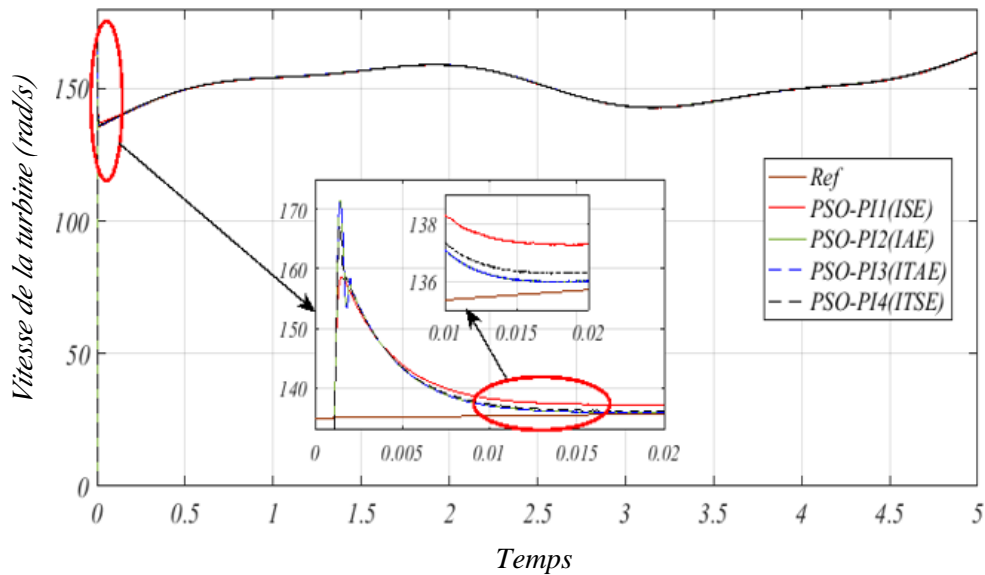


Figure 5.2 : La vitesse de la turbine pour ISE, IAE, ITAE et ITSE à l'aide de PSO.

On peut voir clairement que l'indice de performance ITAE donne de très bon résultats par rapport les autre indices de performances. Les résultats de simulation suivants montrent la comparaison des performances entre le PI et FOPI optimisés par le PSO d'une coté et entre PI et FOPI optimisés par le GA dans une autre côté.

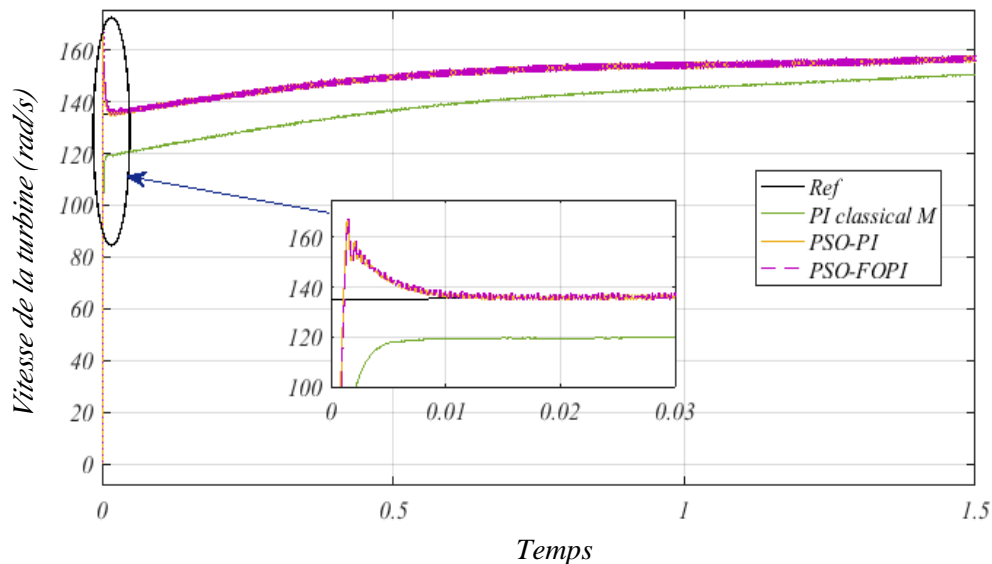


Figure 5.3 : la vitesse de la turbine pour les contrôleurs : PI classique, PI-PSO et FOPI-PSO.

5.3.2 Régulation des courants de GSAP

La fonction de transfère qui représente la régulation des courants i_d et i_q est définie par :

$$G2(s) = \frac{1}{Ls+R} \quad (5.2)$$

Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures suivantes :

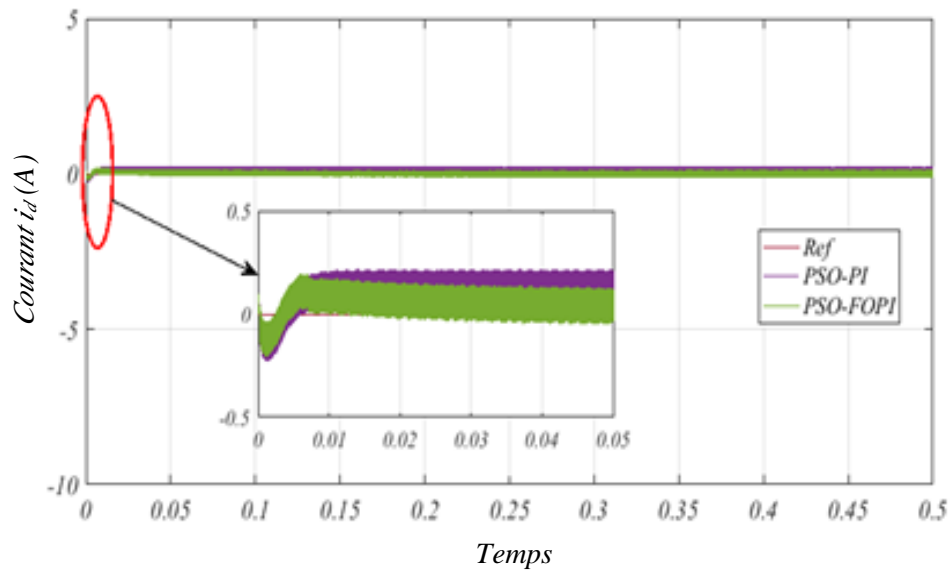


Figure 5.4 : Le courant i_d avec PI et FOPI optimisés par PSO.

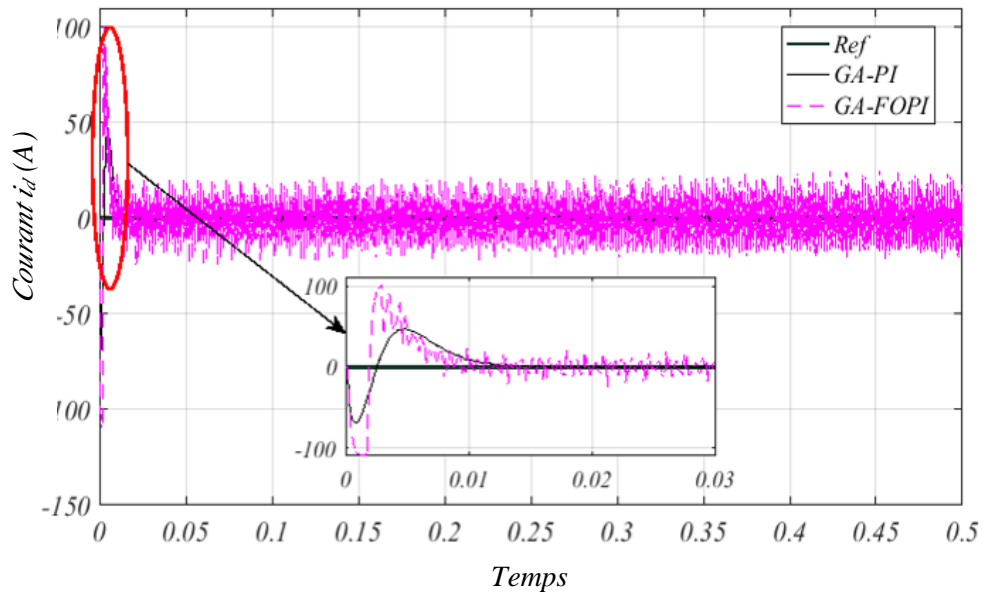


Figure 5.5: Le courant i_d avec PI et FOPI optimisés par GA.

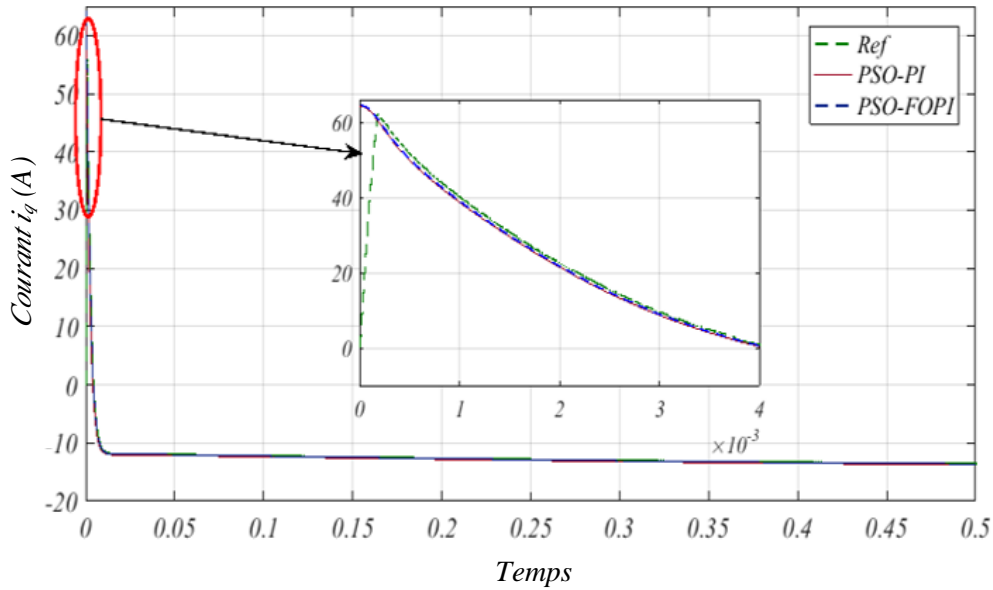


Figure 5.6: Le courant i_q avec PI et FOPI optimisés par PSO.

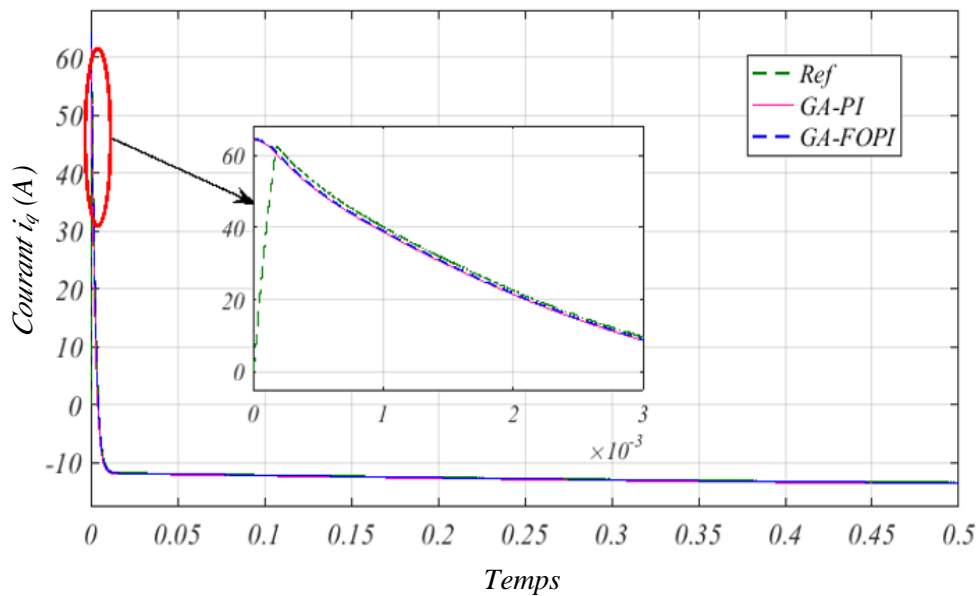


Figure 5.7: Le courant i_q avec PI et FOPI optimisés par GA.

D'après les figures.5.3, 5.4, 5.5, 5.6 et 5.7, on peut remarquer que FOPI optimisé par le PSO donne des meilleures performances par rapport au PI optimisé par le PSO tandis que FOPI optimisé par GA conduit à des mauvaises performances par rapport au PI optimisé par GA.

Une étude comparative entre PSO-FOPI et GA-PI est entreprise pour déterminer le meilleur contrôleur parmi tous les contrôleurs proposés, Les résultats sont présentés dans les figures.5.8 et 5.9.

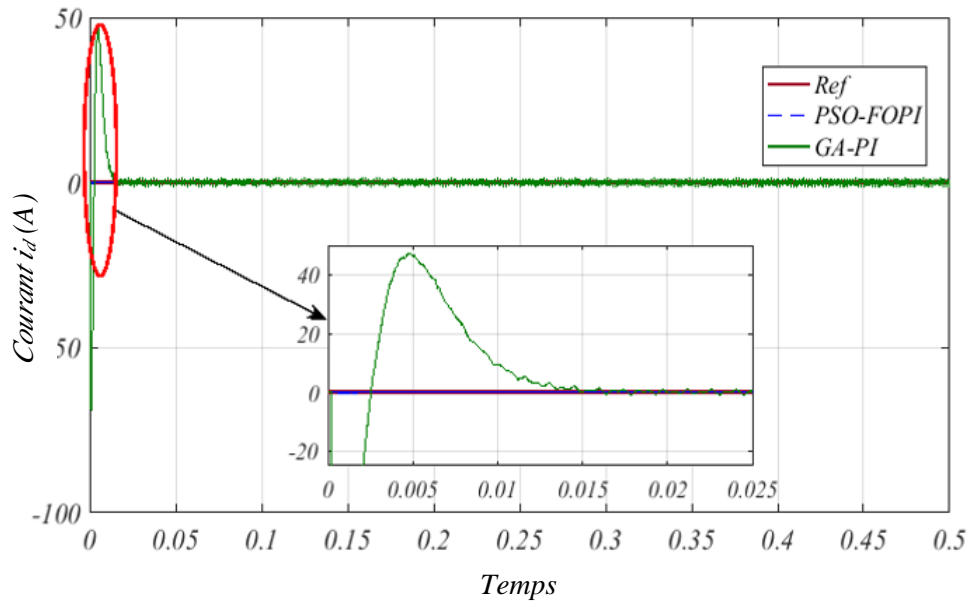


Figure 5.8: Le courant i_d par PI-GA et FOPI-PSO.

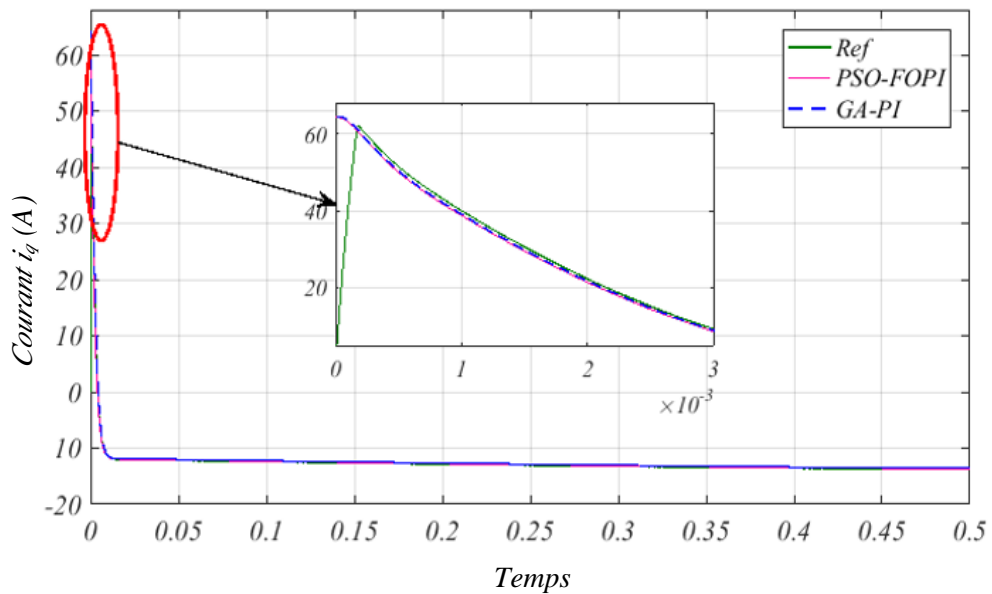


Figure 5.9: Le courant i_q par PI-GA et FOPI-PSO.

Les résultats qui sont illustrés par les figures.5.8, 5.9 montrent que le contrôleur PI d'ordre fractionnaire optimisé par le PSO conduit à des meilleures performances en termes de caractéristiques de réponse transitoire.

Les tableaux.5.4 et 5.5 présentent les paramètres des régulateurs PI et FOPI et les performances des deux algorithmes PSO et GA.

Tableau 5.4 : Les résultats de calcul de PSO et GA pour le régulateur PI.

L'algorithme	Fonction de transfert	Dynamique	Robustesse	Rapidité	K_p	K_i	Best fitness
PSO	G1(s)	+	+	+	133.6583	167.2180	1.4855e-09
	G2(s)	+	+	+	200	200	0.0038
GA	G1(s)	0	0	0	115.413	144.266	7.3066e-15
	G2(s)	0	0	0	133.6583	167.2180	1.5512e-4

Tableau 5.5. Les résultats de calcul de PSO et GA pour le régulateur FOPI.

L'algorithme	Fonction de transfert	Dynamique	Robustesse	Rapidité	K_p	K_i	λ	Best fitness
PSO	G1(s)	++	++	++	159.9851	200	1	5.0163e-08
	G2(s)	++	++	++	0	200	1	3.0789e-04
GA	G1(s)	+	+	+	147.346	184.191	1	5.4366e-8
	G2(s)	+	+	+	200	200	0.394	0.00356

Les tableaux.5.4 et 5.5 présentent une étude comparative en termes de dynamique et robustesse des commandes PSO et GA pour les deux Régulateurs PI et FOPI. Les signes +, - et 0 sont utilisés pour mesurer la performance de chaque commande.

++ : Très bonnes performances.

+ : Bonnes performances.

0 : Performances moyennes.

- : Mauvaise performance.

-- : Performances très mauvaise.

5.4 Résultats de simulation pour réglage de MPPT et les courants du GSAP par fuzzyPI, fuzzyFOPI, PSO-fuzzyPI, PSO-fuzzyFOPI

5.4.1 Régulation du MPPT

Dans cette étape, nous allons optimiser l'intervalle de l'univers du discours pour deux entrées e , de/dt ; et trois sorties K_p , K_i et λ et les règles floues. Les résultats obtenus par le PSO est sur l'intervalle [0 0] à [300 300] pour le contrôleur FuzzyPI, et [0 0 0] à [300 300 1] pour le contrôleur FuzzyFOPI sont présentés dans les deux tableaux suivants :

Tableau 5.6: Les résultats des paramètres de PI e FOPI obtenus par PSO.

PSO algorithme	K_p	K_i	λ	Error (output)	Error variation (output)
PI Rang [0 0] à [300 300]	37.6938	282.8085	-	1.0415e-09	1.0415e-11
FOPI Rang [0 0 0] à [300 300 1]	300	300	0.7943	4.5873e-06	4.5873e-08

La tache suivante consiste à introduire la valeur de l'erreur et la variation d'erreur calculées à partir du PSO. Les valeurs des sorties K_p , K_i et λ obtenues par l'algorithme PSO-flou sont comparées à celles des valeurs obtenues par l'algorithme de PSO. Les résultats obtenus par l'algorithme fuzzyPI et fuzzyFOPI sont présentés par le tableau.5.7 suivant :

Table 5.7 : Résultats des paramètres de FuzzyPI et FuzzyFOPI à l'aide du PSO.

FuzzyPI algorithm	K_p	K_i	λ	Error (input)	Error variation (input)
PI Rang [0 0] à [300 300]	37.6949	282.6113	-	1.0415e-09	1.0415e-11
FOPI Rang [0 0 0] à [300 300 1]	297.5455	297.5455	0.7959	4.5873e-06	4.5873e-08

On peut remarquer d'après les résultats des deux tableaux.5.6 et 5.7 que les paramètres pour PI et FOPI calculés par l'algorithme PSO sont presque égaux de ceux calculés par l'algorithme flou, alors on peut dire que le fuzzyPI et fuzzyFOPI sont optimisés.

Les résultats de règles floues et les fonctions appartenances pour les contrôleurs PI et FOPI sont présentent comme suit :

Tableau 5.8 : Les résultats de règles flous pour FuzzyPI.

Fuzzy rules

ans =

1. If (error is negative) and (error variation is negative) then (Kp is PB)(Ki is PB) (1)
2. If (error is negative) and (error variation is zeros) then (Kp is PB)(Ki is PB) (1)
3. If (error is negative) and (error variation is positive) then (Kp is PB)(Ki is PB) (1)
4. If (error is zeros) and (error variation is negative) then (Kp is PMS)(Ki is PB) (1)
5. If (error is zeros) and (error variation is zeros) then (Kp is PMS)(Ki is PB) (1)
6. If (error is zeros) and (error variation is positive) then (Kp is PMS)(Ki is PB) (1)
7. If (error is pozitiv) and (error variation is negative) then (Kp is PS)(Ki is PB) (1)
8. If (error is pozitiv) and (error variation is zeros) then (Kp is PS)(Ki is PB) (1)
9. If (error is pozitiv) and (error variation is positive) then (Kp is PS)(Ki is PB) (1)

Out =

37.6929 282.6113

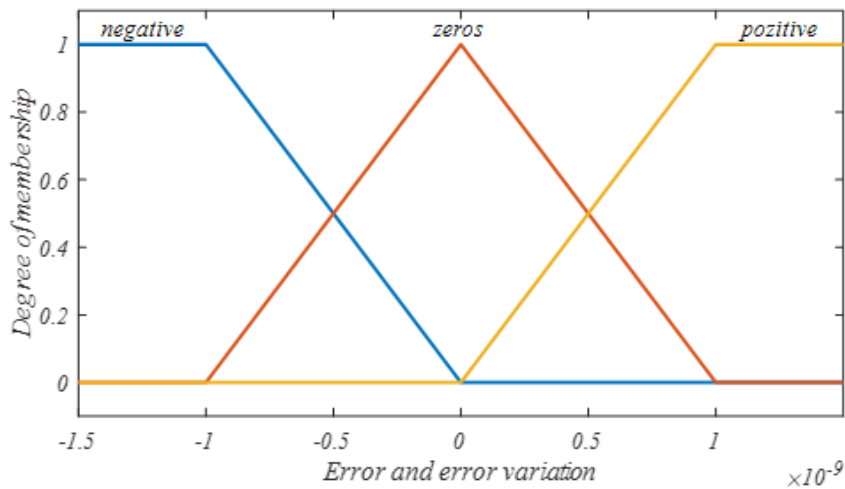


Figure 5.10: – Entrées des fonctions d'appartenance.

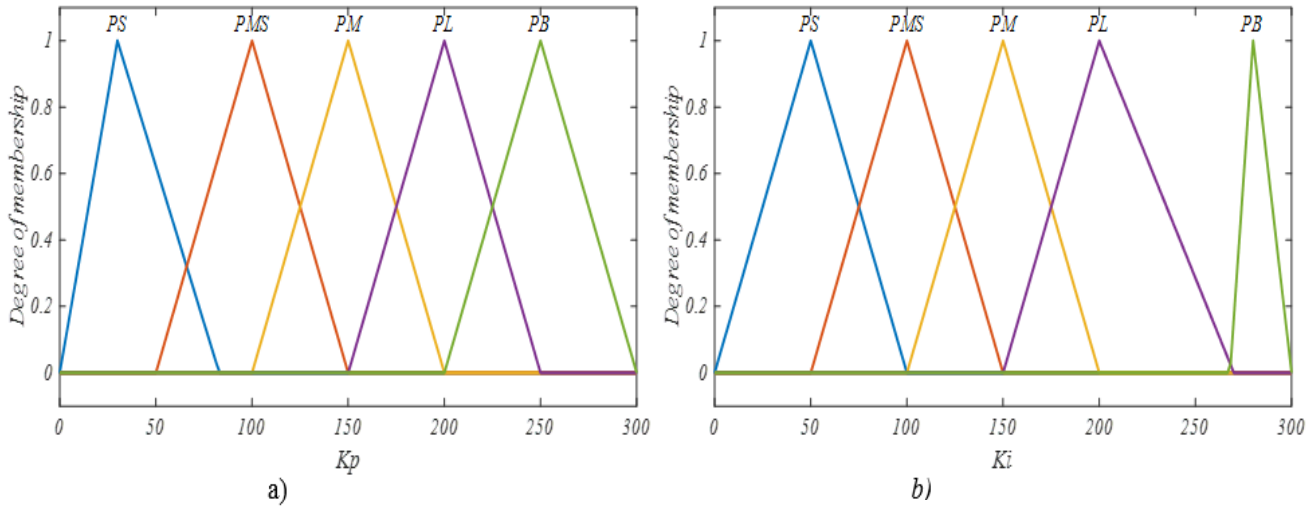


Figure 5.11 : Sorties des fonctions d'appartenance

Tableau 5.9 : Les résultats de règles flous pour FOPI.

Fuzzy rules

ans =

1. If (error is negative) or (error variation is negative) then (Kp is PB)(Ki is PB)(lamda is PB) (1)
2. If (error is negative) or (error variation is zeros) then (Kp is PB)(Ki is PB)(lamda is PB) (1)
3. If (error is negative) or (error variation is positive) then (Kp is PB)(Ki is PB)(lamda is PB) (1)
4. If (error is zeros) or (error variation is negative) then (Kp is PB)(Ki is PB)(lamda is PB) (1)
5. If (error is zeros) or (error variation is zeros) then (Kp is PB)(Ki is PB)(lamda is PB) (1)
6. If (error is zeros) or (error variation is positive) then (Kp is PB)(Ki is PB)(lamda is PB) (1)
7. If (error is poztive) or (error variation is negative) then (Kp is PB)(Ki is PB)(lamda is PB) (1)
8. If (error is poztive) or (error variation is zeros) then (Kp is PB)(Ki is PB)(lamda is PB) (1)
9. If (error is poztive) or (error variation is positive) then (Kp is PB)(Ki is PB)(lamda is PL) (1)

Out =

299.3666 299.3666 0.7943

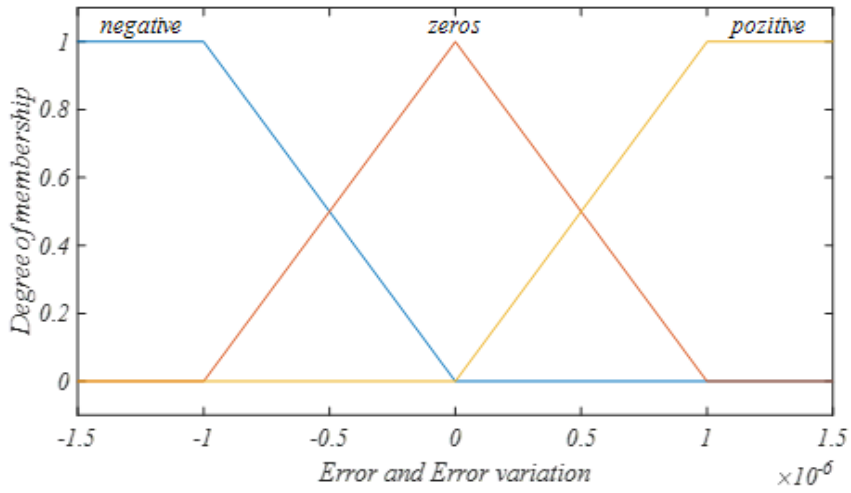


Figure 5.12 : Entrées des fonctions d'appartenance.

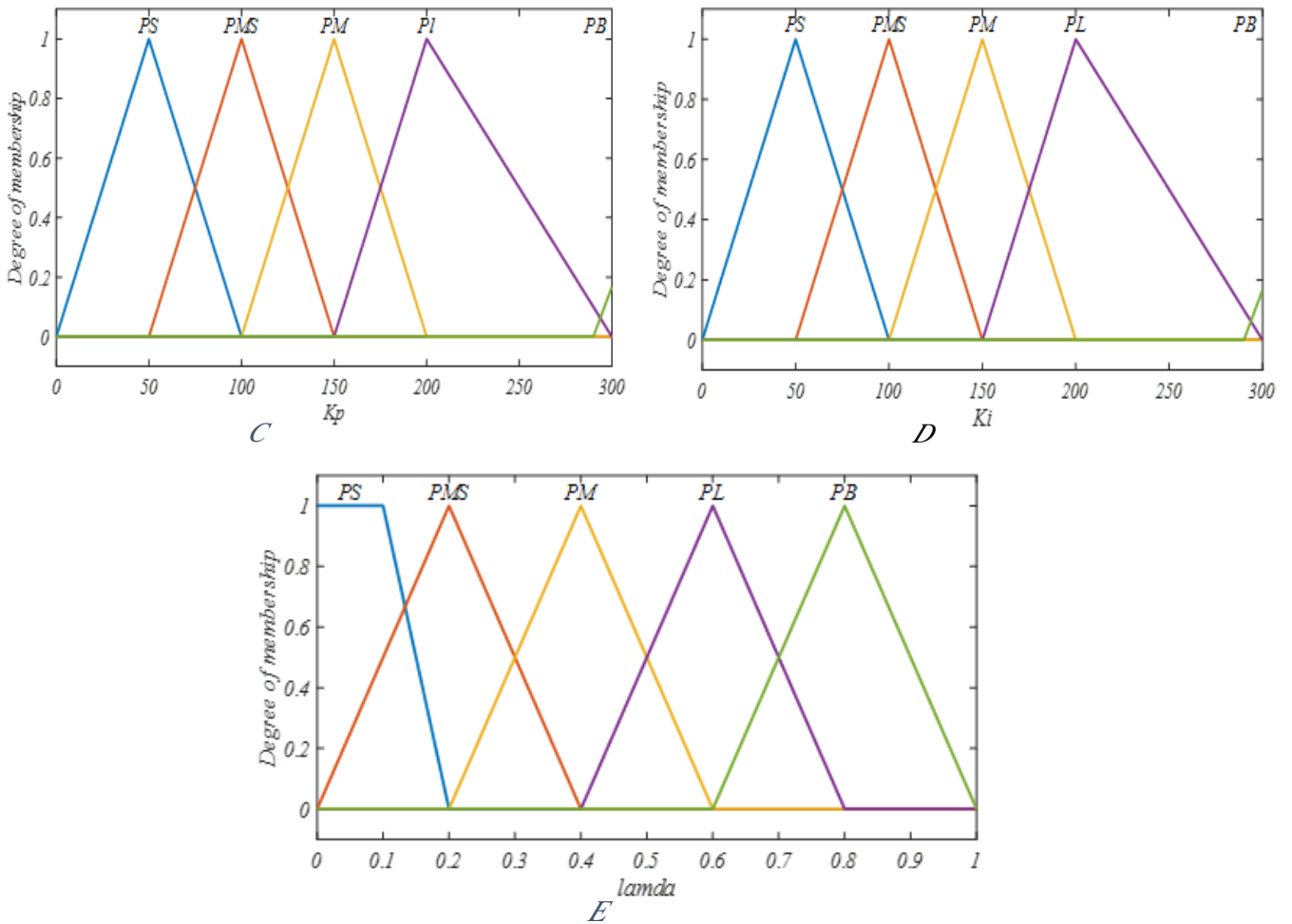


Figure 5.13 : Sorties des fonctions d'appartenance

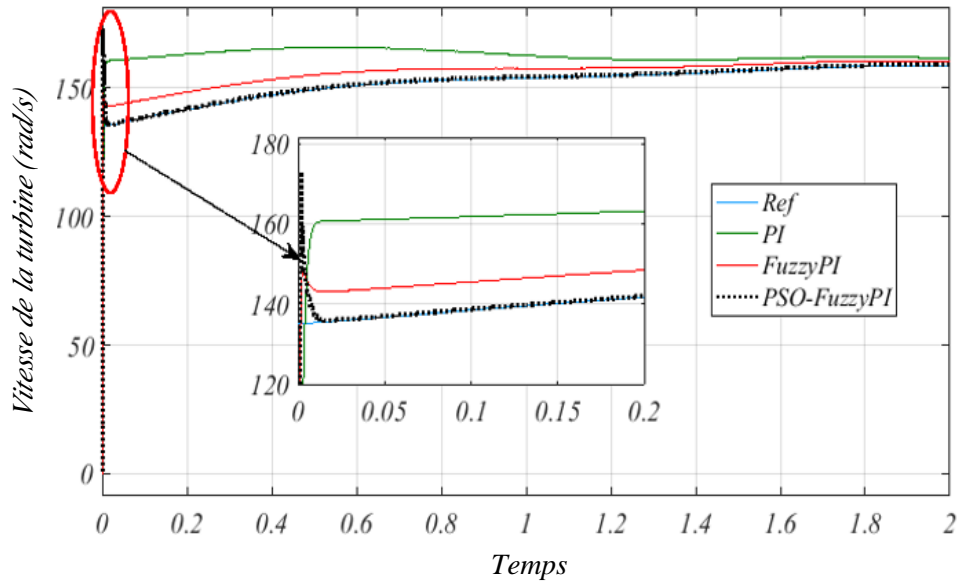


Figure 5.14: Performances des contrôleurs : PI, FuzzyPI et PSO-FuzzyPI.

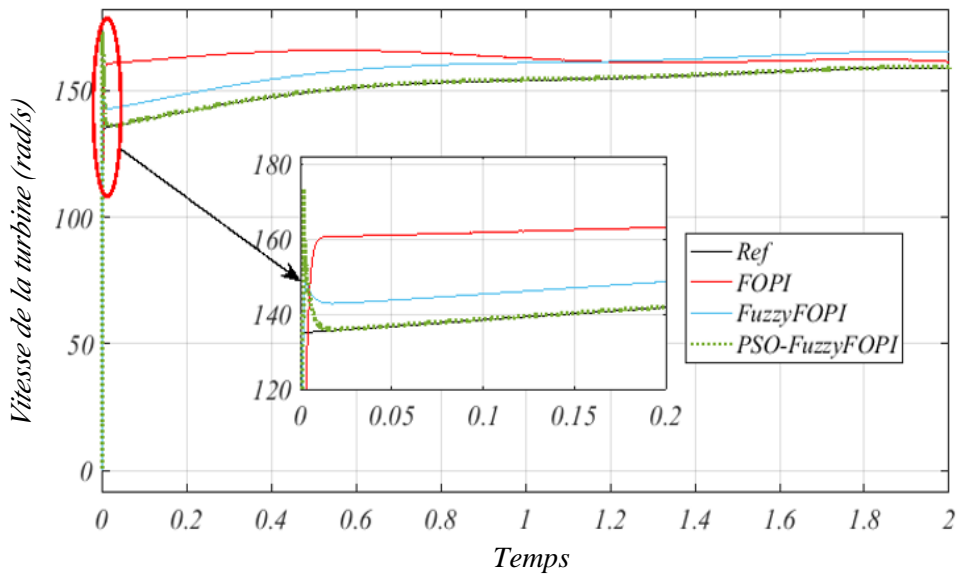


Figure 5.15 : Performances des contrôleurs : FOPI, FuzzyFOPI, et PSO-FuzzyFOPI.

On voit clairement sur les figures.5.14 et 5.15 que le contrôleur FuzzyPI optimisé par PSO et le contrôleur FuzzyFOPI optimisé par PSO donnent de bonnes performances par rapport aux autres contrôleurs. Le travail suivant consiste à comparer les performances des deux contrôleurs.

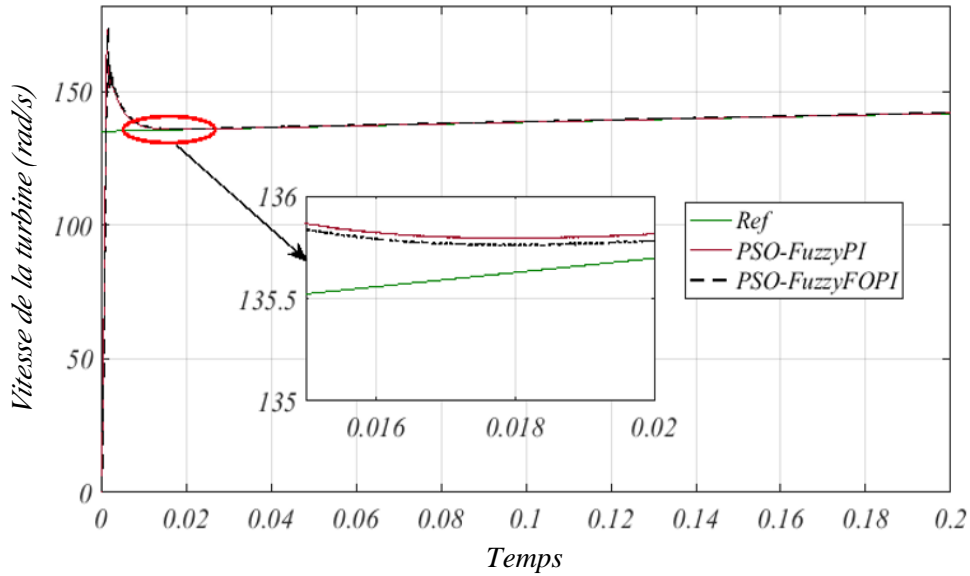


Figure 5.16 : La comparaison des performances entre deux contrôleurs : PSO-FuzzyPI et PSO-FuzzyFOPI.

On peut voir sur la figure.5.16, que le contrôleur PSO-FuzzyFOPI donne une bonne flexibilité par rapport au PSO-FPI, à cause de l'impact de λ . La dernière étape consiste à tester la robustesse de deux contrôleurs PSO-FuzzyPI, et PSO-FuzzyFOPI par la variation paramétrique avec $\Delta J = +0.0007$ et $\Delta f = +0.002$.

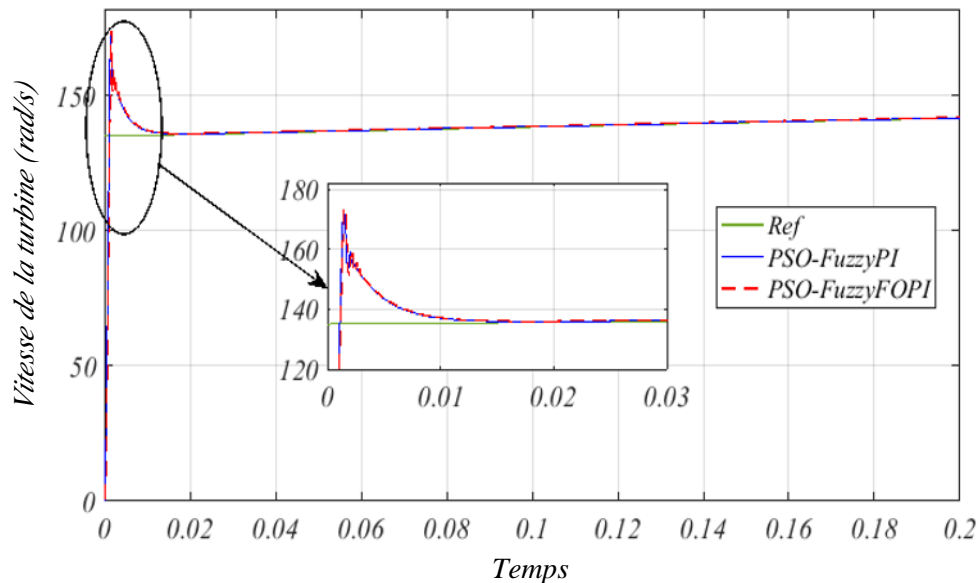


Figure 5.17 : Les performances des contrôleurs PSO-FuzzyPI et PSO-FuzzyFOPI par variation paramétrique.

D'après la figure.5.17, les contrôleurs PSO-FuzzyPI, et PSO-FuzzyFOPI présentent une bonne robustesse malgré la variation paramétrique du système. La suite du travail consiste à optimiser les contrôleurs fuzzyPI en utilisant GA. Ces régulateurs sont

appliqués pour régler la tension en bus continu et les courants d'harmoniques inverses injectées au réseau électrique.

5.5 Résultats de simulation pour réglage de tension en bus continu DC et les courants d'harmoniques par GA-FuzzyPI

Comme nous citons à l'introduction. La deuxième partie de commande est consacrée à appliquer une méthode intelligente pour régler les courants d'harmonique inverses pour résoudre le problème de distorsion au niveau de réseau électrique. La théorie de puissances active et réactive considère l'un des meilleurs technique pour faire ça ; ces courants sont alimentés par un système éolien via une tension de bus continu. Donc, le mauvais réglage de la tension du bus DC et les courants harmoniques affectent directement la forme et la qualité de l'énergie électrique dans le réseau électrique. La méthode utilisée est basée sur l'optimisation de la logique floue à l'aide de l'algorithme génétique (GA-fuzzyPI). La technique d'algorithme génétique utilisée dans cette étude a de rôle d'ajusté les règles flou et les gains de normalisation.

5.5.1 Régulation de tension en bus continu DC

La tension du bus DC est ajustée à partir de la puissance délivrée par le système éolien et de la puissance injectée dans le réseau électrique via un convertisseur DC/AC. La régulation est illustrée sur la figure suivante :

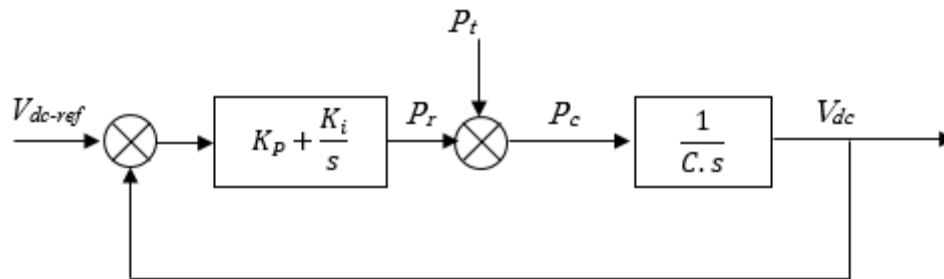


Figure 5.18: Régulation de tension en bus continu.

La fonction de transfert est définie par :

$$G1(s) = \frac{1}{C.s} \tag{5.3}$$

Le réglage des paramètres du régulateur PI (K_p , K_i) est basé sur la recherche du point d'optimisation par le GA sur un intervalle de [0 0] à [1 1], et donc trouver l'erreur, puis établir les règles floues.

Les règles floues et les résultats de simulations obtenues après tout un processus sont :

Tableau 5.10 : Les règles floues pour G1 (s).

Fuzzy rules

1. If (error is negative) and (error variation is negative) then (Kp is PB)(Ki is P) (1)
2. If (error is negative) and (error variation is zeros) then (Kp is PB)(Ki is P) (1)
3. If (error is negative) and (error variation is positive) then (Kp is PB)(Ki is P) (1)
4. If (error is zeros) and (error variation is negative) then (Kp is PB)(Ki is P) (1)
5. If (error is zeros) and (error variation is zeros) then (Kp is PB)(Ki is P) (1)
6. If (error is zeros) and (error variation is positive) then (Kp is PB)(Ki is P) (1)
7. If (error is positive) and (error variation is negative) then (Kp is PB)(Ki is P) (1)
8. If (error is positive) and (error variation is zeros) then (Kp is PB)(Ki is P) (1)
9. If (error is positive) and (error variation is positive) then (Kp is PB)(Ki is P) (1)

Out =

0.9933 0.9933

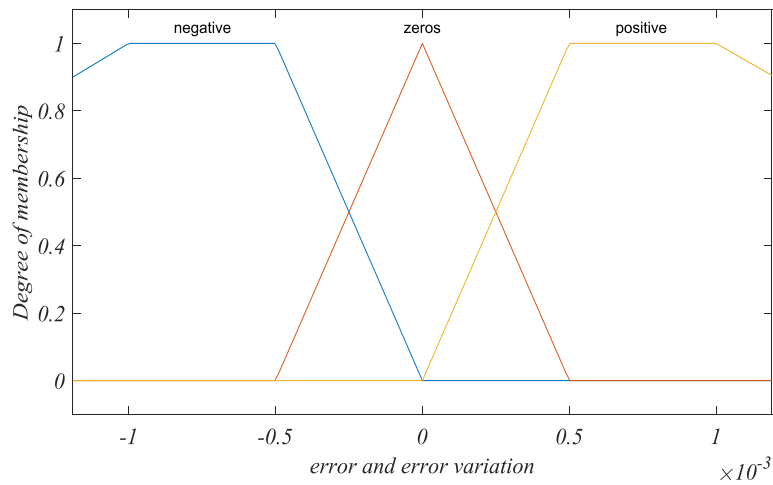


Figure 5.19 : Fonctions d'appartenance des entrées.

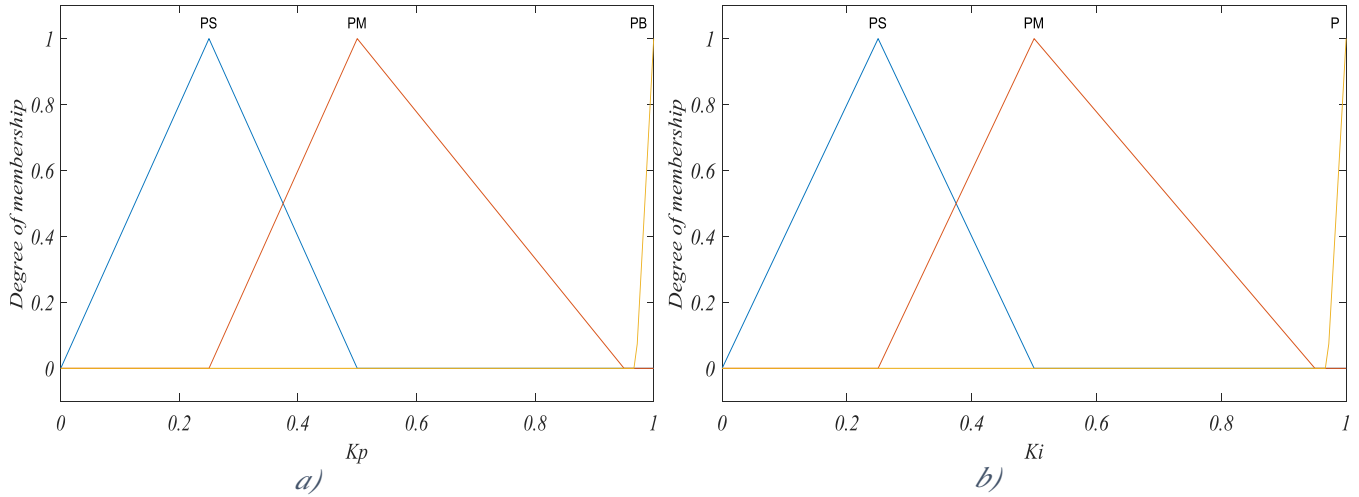


Figure 5.20 : Fonctions d'appartenance des sorties.

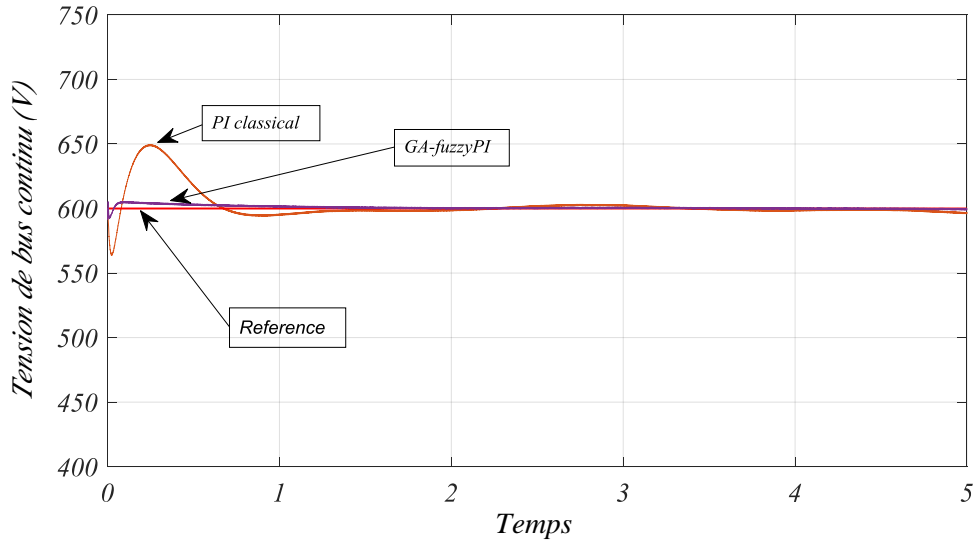


Figure 5.21 : La tension du bus continu : PI classiques et GA-fuzzyPI.

5.5.2 Régulation des courants d'harmoniques

La régulation des courants harmoniques est illustrée sur la figure suivante :

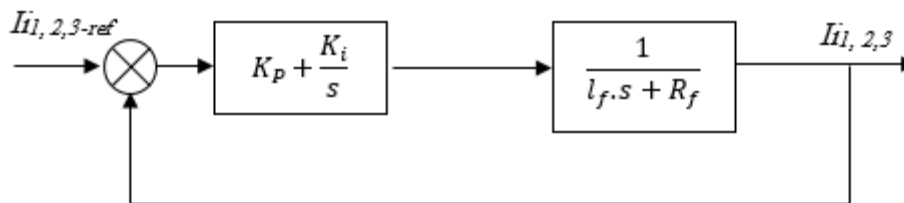


Figure 5.22: Régulation des courants d'harmoniques.

La fonction de transfert est définie par :

$$G1(s) = \frac{1}{l_f \cdot s + R_f} \quad (5.4)$$

Le réglage des paramètres du régulateur PI (k_p, k_i) est basé sur la recherche du point d'optimisation par le GA. Les résultats de simulation e les règles flou son obtenus sur l'intervalle [0 0] a [300 300].

Tableau 5.11 : Les règles floues pour $G2 (s)$.

Fuzzy rules	
ans =	
1. If (error is negative) and (error variation is negative) then (Kp is PS)(Ki is PS) (1)	
2. If (error is negative) and (error variation is zeros) then (Kp is PS)(Ki is PS) (1)	
3. If (error is negative) and (error variation is positive) then (Kp is PS)(Ki is PS) (1)	
4. If (error is zeros) and (error variation is negative) then (Kp is PMS)(Ki is PMS) (1)	
5. If (error is zeros) and (error variation is zeros) then (Kp is PMS)(Ki is PMS) (1)	
6. If (error is zeros) and (error variation is positive) then (Kp is PMS)(Ki is PMS) (1)	
7. If (error is pozitiv) and (error variation is negative) then (Kp is PM)(Ki is PM) (1)	
8. If (error is pozitiv) and (error variation is zeros) then (Kp is PM)(Ki is PM) (1)	
9. If (error is pozitiv) and (error variation is positive) then (Kp is PM)(Ki is PM) (1)	
Out =	
93.0035	155.0039

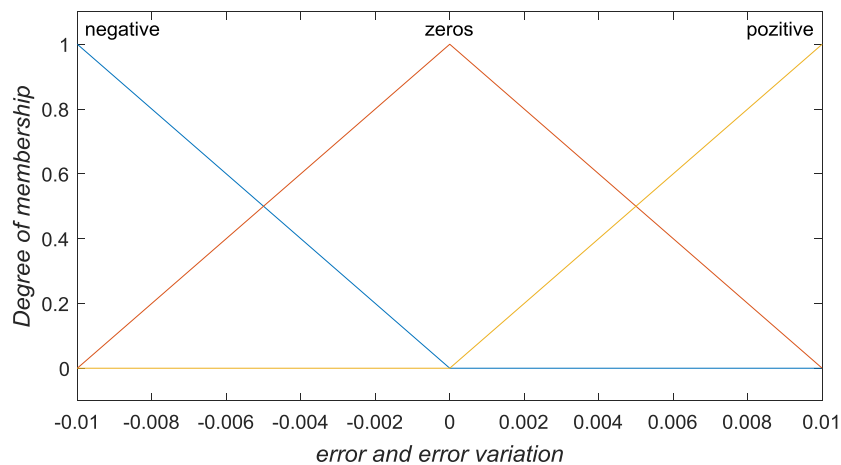


Figure 5.23: Fonctions d'appartenance des entrées.

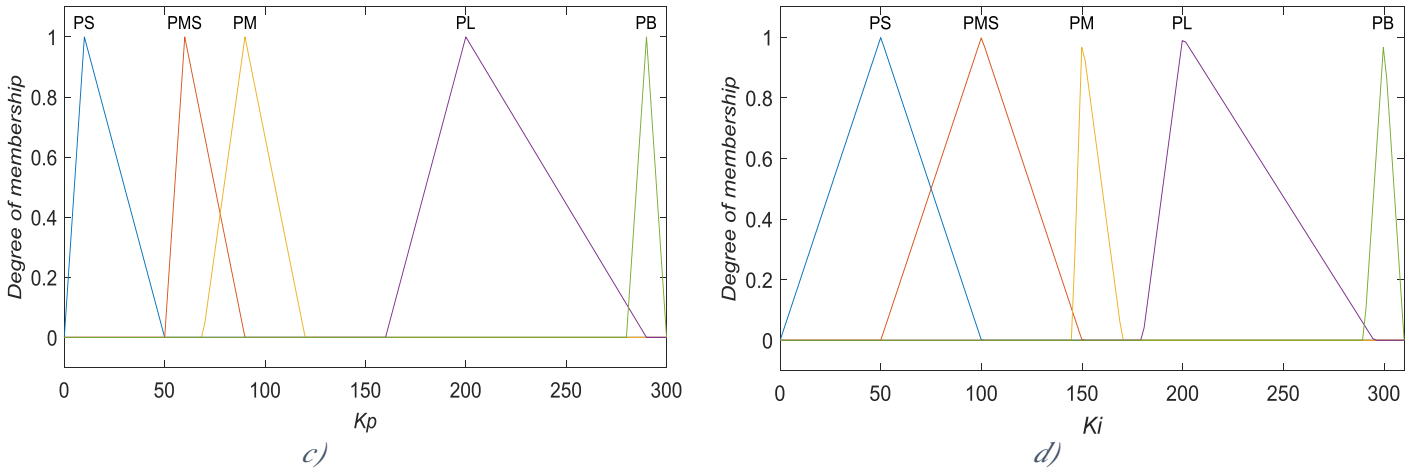


Figure 5.24: Fonctions d'appartenance des sorties.

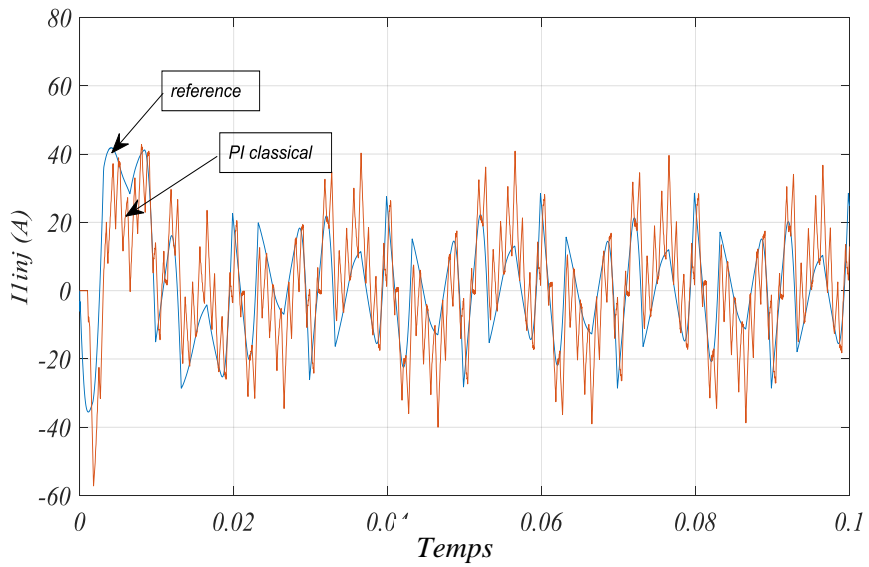


Figure 5.25: Courant harmonique par la commande PI classique.

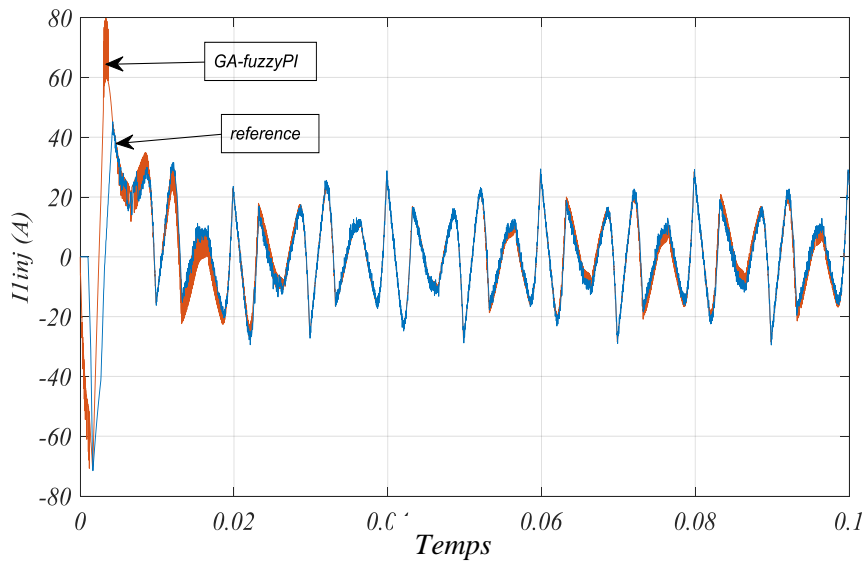


Figure 5.26: Courant harmonique par la commande GA-fuzzyPI.

5.5.3 Analyse et discussion

Les résultats des paramètres de régulateurs pour les deux fonctions de transferts sont obtenus par un calcul algorithmique et qui présentent dans les tableaux suivants :

Tableau 5.12 : paramètres des résultats du contrôleur PI obtenus par l'algorithme GA.

Algorithme GA	Function de transfèrt	K_p	K_i	Error (output)	Error variation (output)
PI Ranges [0 0] à [300 300] et [0 0] à [1 1]	$\frac{1}{Lf.s + R}$	93.094	155.157	0.01	0.0001 (51 iter)
	$\frac{1}{C.s}$	1	1	0.00119	1.19e-5

Dans cette étape, nous introduisons la valeur des erreurs et la variation d'erreur calculée à partir du GA comme valeurs d'entrées. Les valeurs des sorties K_p , K_i obtenues par l'algorithme flou optimisé par GA (GA-fuzzyPI) sont comparées à celles des valeurs obtenues par l'algorithme de GA.

Les résultats obtenus par l'algorithme flou ont été présentés par le tableau suivant :

Tableau 5.13 : paramètres de résultats du contrôleur PI obtenu par FuzzyPI à l'aide GA.

GA-fuzzyPI	Function de transfèrt	K_p	K_i	Error (input)	Error variation (input)
PI Rangs [0 0] à [300 300] et [0 0] à [1 1]	$\frac{1}{Lf.s + R}$	93.0035	155.0039	0.01	0.0001
	$\frac{1}{C.s}$	0.9933	0.9933	1.19e-3	1.19e-5

On dit que la logique floue PI est optimisée, si les résultats du programme de logique floue obtenus à l'aide de la technique de GA sont presque égaux aux résultats obtenus par la technique de GA

Nous avons remarqué sur les figures.5.21 et 5.26 que la commande GA-fuzzyPI donne de bons résultats et de bonnes performances par rapport à la méthode classique.

Les figures.5.27 e 5.28 montrent l'analyse spectrale effectuée sur la phase (a) pour la charge actuelle et le réseau électrique avant et après le filtrage actif. Le courant côté charge THD (distorsion harmonique totale) de 21,59% est réduit à 2,15% sur le réseau électrique, ce qui confirme la bonne qualité du filtrage (voir figures.5.29, 5.30).

On note également que le courant filtré en phase avec la tension, montre un bon filtrage des courants harmoniques et une compensation parfaite de la puissance réactive comme le montre sur la figure.5.31.

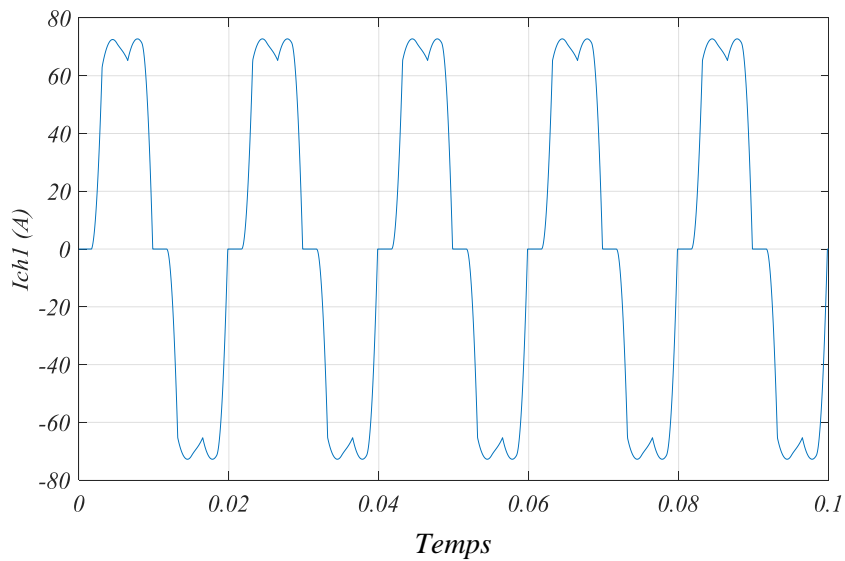


Figure 5.27 : Courant phase « a » de la charge I_{ch1} .

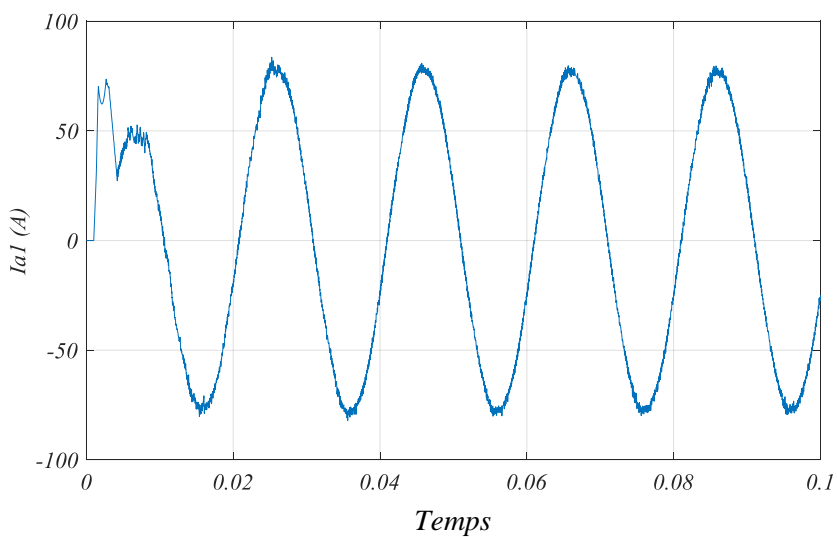


Figure 5.28 : Courant de source I_{a1} après filtrage.

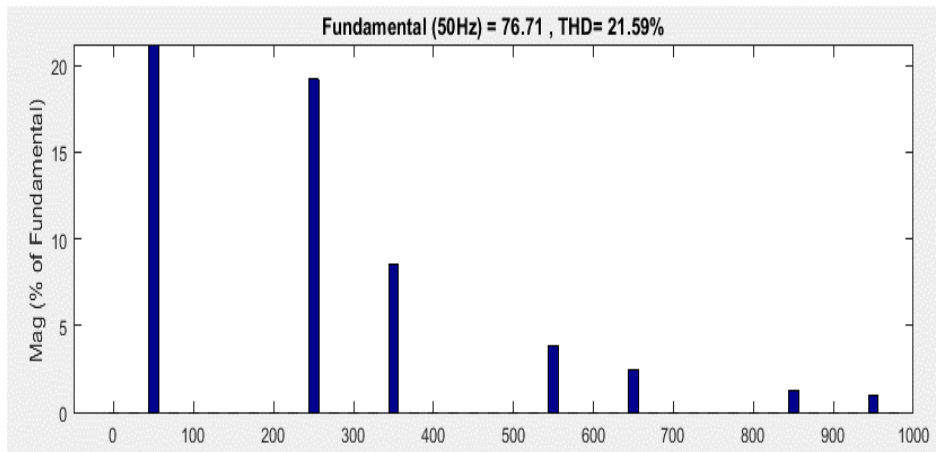


Figure 5.29 : Analyse spectrale du courant harmonique de compensation avant filtrage.

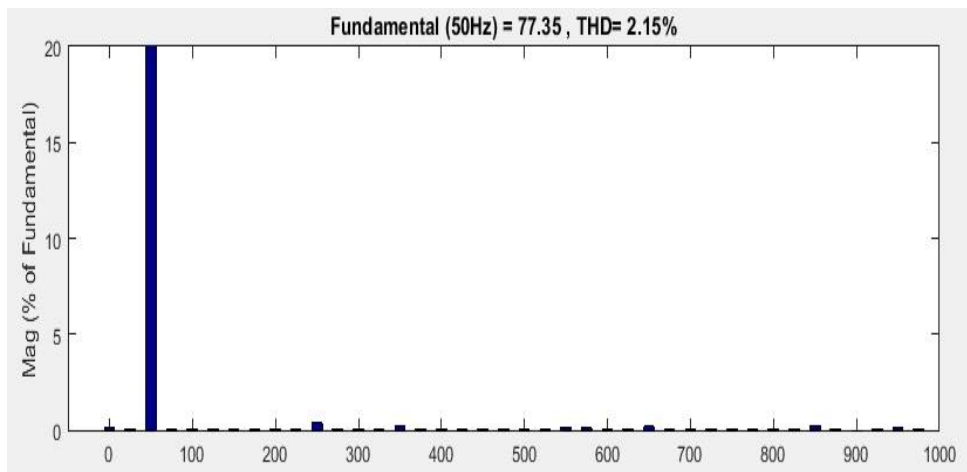


Figure 5.30 : Analyse spectrale du courant harmonique de compensation après filtrage

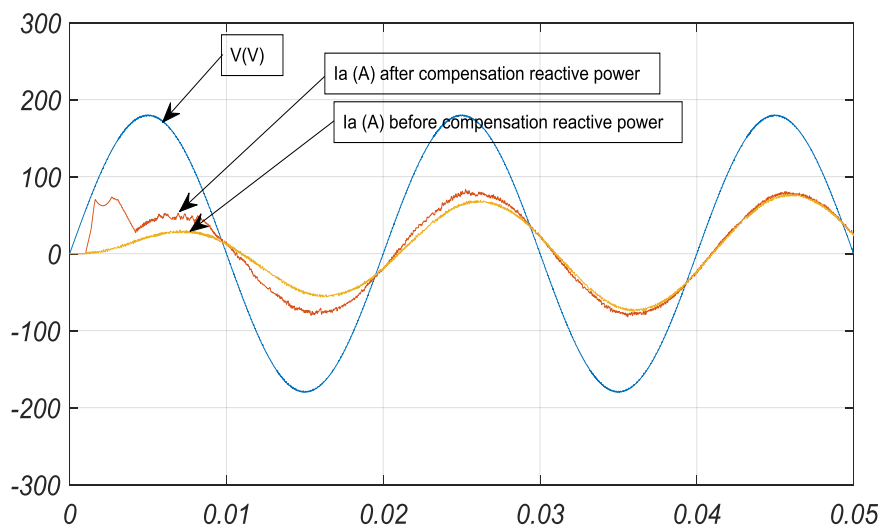


Figure 5.31 : Analyse temporelle avant et après compensation puissance réactive.

5.6 Conclusion

Ce chapitre présente les résultats de simulation obtenus par des différents régulateurs appliqués, le premier réglage est le contrôle du MPPT et les courants du GSAP à l'aide de PI et de PI d'ordre fractionnaire (FOPI) optimisés à l'aide de techniques d'algorithme générique (GA) et d'optimisation d'essaim de particules (PSO). Le fuzzyPI et fuzzyFOPI optimisé le PSO sont aussi appliqués pour ce contrôle. Les résultats obtenus ont montré que le contrôleur FOPI et fuzzyFOPI optimisés par le PSO conduit à de meilleures performances en termes de caractéristiques de réponse transitoire. Le deuxième réglage est le contrôle de la tension en bus continu et les courants d'harmoniques injectés au réseau électrique ce réglage est effectué par GA-fuzzyPI.

Le FLC conçu améliore les performances de contrôle que le contrôleur de retour d'état. Cependant, le FLC n'est pas robuste. L'optimisation du contrôleur à logique floue par l'GA donne une nouvelle technique de contrôle qui permet d'avoir un bon rendement et une bonne robustesse et par conséquent d'avoir un bon suivi de la commande de sortie d'après les résultats de simulation.

*CONCLUSION
GÉNÉRALE*

Conclusion générale

L'impact des générateurs éolien actuels sur les réseaux électriques a été discuté ; de nos jours peu de stratégies de commande de ces générateurs prennent en compte les problèmes liés à la sureté des réseaux. Néanmoins, de solutions émergentes.

Les problématiques abordées dans ce mémoire nous ont permis d'étudier les modes de fonctionnement des machines synchrones à aimant permanent (GSAP) utilisées dans les systèmes éoliens, quelques méthodes de commande optimale à savoir la technique MPPT, ainsi que la modélisation d'une chaine de production d'énergie éolienne à partir d'un émulateur, la tension en bus continu et le contrôle des courants d'harmoniques. Une étude sur les commandes d'intelligence artificielle pour améliorer les performances de système de conversion éolien et l'énergie dans réseaux électriques.

La première partie de ce travail a été consacrée à des rappels sur les systèmes renouvelables en spécifiant sur l'énergie éolienne et les concepts physiques régissant leur fonctionnement. Ces rappels ont été suivis par un état de l'art sur la conversion électromécanique à travers du GSAP. La bonne régulation de MPPT permet de profité le maximum de puissance avec un bon asservissement de vitesse de turbine.

Les machines à aimants permanents apportent une solution intéressante pour l'utilisation des énergies renouvelables ; ces machines présentent plusieurs avantages par rapport aux machines classiques à savoir : durée de vie élevée, rendement élevé, maintenance réduite,... etc.

La seconde étude menée dans ce rapport concerne la modélisation et le réglage de tension en bus continu qui par suite pose un problème major de régulation et oblige les chercheur de trouve une meilleur solution de commande. Une bonne régulation de DC-bus permet de protégé les batteries contre le dysfonctionnement et il permet aussi de charge la batterie le plus temps possible.

Le système (turbine+ GSAP) est consacré pour compensé la puissance réactive au réseau électrique lié à charge non linéaire à travers un DC -bus ; il est de rôle aussi d'injecté les courants d'harmonique inverses pour le but d'éliminés la distorsion du courants et de la tension

Les déférentes commandes intelligente son appliqué pour ajuster des paramètres mentionnés, les résultats de simulation montrent l'impact de chaque commande sur le réglage,

Une étude comparative validée par simulation de ces différentes commandes intelligentes a été faite afin de présenter leurs performances en termes de rapidité de convergence et de l'adaptativité aux variations paramétriques des paramètres de système. La simulation est effectuée à partir de l'environnement Matlab Simulink.

Cette étude comparative par simulation nous a permis d'identifier et déterminer les meilleures commandes utilisées ; ces meilleures commandes nous aiderons aussi d'avoir un bun fonctionnements et avoir aussi de très performances de notre système.

Perspectives:

Ce travail peut être poursuivi comme suite:

CONCLUSION GÉNÉRALE

- Implémenter d'autres commandes robustes comme H infini optimisé par le PSO et GA.
- Faire une étude sur les stratégies de commande de cette chaîne pour les zones de fonctionnement qui ne sont pas traitées dans ce travail.
- Etudier en détails l'interaction entre le vent et l'aéroturbine dans le but de bien comprendre et clarifier certains phénomènes qui ne sont pas pris en compte dans ce travail.
- Valider les résultats de simulation, il est important de réaliser un banc d'essai.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Choayb Chekired, Aissam Achour, and Mounir Encadreur Hedef. *Etude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à base d'une machine synchrone à aimant permanent*. PhD thesis, Université de Jijel, 2020.
- [2] VN Jayasankar and U Vinatha. *Advanced control approach for shunt active power filter interfacing wind-solar hybrid renewable system to distribution grid*. J. Electrical Systems 14-2 (2018): 88-102.
- [3] WJ Praiselin and J Belwin Edward. *A review on impacts of power quality, control and optimization strategies of integration of renewable energy based microgrid operation*. International Journal of Intelligent Systems and Applications, 12(3) :67, 2018.
- [4] Abdoulaye Mamadie Sylla. *Modélisation d'un émulateur éolien à base de machine asynchrone à double alimentation*. PhD thesis, Université du Québec à Trois-Rivières, 2013.
- [5] Venugopal J Kante and ZJ Khan. *A review paper on modeling and simulation of permanent magnet synchronous generator based on wind energy conversion system*. International Jour. Of Engg. Research and Appl, 4(6):34–43, 2014.
- [6] Aicha Asri, Youcef Mihoub, Said Hassaine, Pierre-Olivier Logerais, Adel Amiar, and Tayeb Allaoui. *An adaptive fuzzy proportional integral method for maximum power point tracking control of permanent magnet synchronous generator wind energy conversion system*. Rev. Roum. Sci. Techn.–Electrotechn, et Energ, 63(3):320–325, 2018.
- [7] Oussama Maroufi, Abdelghani Choucha, and Lakhdar Chaib. *Hybrid fractional fuzzy pid design for mppt-pitch control of wind turbine-based bat algorithm*. Electrical Engineering, 102:2149– 2160, 2020.
- [8] Sarir Noureddine, Sebaa Morsli, Allaoui Tayeb and Denai Mouloud. *Optimal fractional-order pi control design for a variable speed PMSG-based wind turbine*. Journal Europeen des systèmes automatisés, 54:915–922, 2021.
- [9] R Belaidi, A Haddouche, M Fathi, M Mghezzi Larafi, and A Chikouche. *Improvement of the electrical energy quality using a shunt active filter supplied by a photovoltaic generator*. Energy Procedia, 6:522–530, 2011.
- [10] Henrik Brantsæter, Łukasz Kocewiak, Atle Rygg Ardal, and Elisabetta Tedeschi. *Passive filter design and offshore wind turbine modelling for system level harmonic studies*. Energy Procedia, 80:401–410, 2015.
- [11] Ming-Hung Chen. *Development of shunt-type three-phase active power filter with novel adaptive control for wind generators*. The Scientific World Journal, 2015, 2015.
- [12] Alireza Hoseinpour, S Masoud Barakati, and Reza Ghazi. *Harmonic reduction in wind turbine generators using a shunt active filter based on the proposed modulation technique*. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 43(1):1401–1412, 2012.

- [13] Nadhir Mesbahi, Ahmed Ouari, and Tedjani Mesbahi. *Active filtering of wind energy conversion systems with dfig for nonlinear or unbalanced load*. In IEEE CIER conf, 2014.
- [14] Indu Maurya, SK Gupta, and Priyanka Maurya. *An efficient harmonic detection approach for shunt active filter based on wavelet transform*. Ain Shams Engineering Journal, 9(4):2833–2839, 2018.
- [15] M Al-Dhaifallah, N Kanagaraj, and KS Nisar. *Fuzzy fractional-order pid controller for fractional model of pneumatic pressure system*. Mathematical Problems in Engineering, 2018.
- [16] Xin Wu, Yanhe Xu, Jie Liu, Cong Lv, Jianzhong Zhou, and Qing Zhang. *Characteristics analysis and fuzzy fractional-order pid parameter optimization for primary frequency modulation of a pumped storage unit based on a multi-objective gravitational search algorithm*. Energies, 13(1):137, 2020.IV
- [17] Ivo Petras. *Fractional derivatives, fractional integrals, and fractional differential equations in Matlab*. IntechOpen, 2011.
- [18] Bo Shang, Jianxin Liu, Tiebiao Zhao, and YangQuan Chen. *Fractional order robust visual servoing control of a quadrotor uav with larger sampling period*. In 2016 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS), pages 1228–1234. IEEE, 2016.
- [19] Mohamed Jasim Mohamed and Amjad Khashan. *Comparison between pid and fopid controllers based on particle swarm optimization*. In The Second Engineering Conference of Control, Computers and Mechatronics Engineering ECCCM2, 2014.
- [20] Hassen T Dorrah, Ahmed M El-Garhy, and Mohamed E El-Shimy. *PSO based optimized fuzzy controllers for decoupled highly interacted distillation process*. Ain Shams Engineering Journal, 3(3):251–266, 2012.
- [21] Chia-Nan Ko, Tsong-Li Lee, Yu-Yi Fu, and Chia-Ju Wu. *Simultaneous auto-tuning of membership functions and fuzzy control rules using genetic algorithms*. In 2006 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, volume 2, pages 1102–1107. IEEE, 2006.
- [22] M Mohammadian and Russel James Stonier. *Tuning and optimization of membership functions of fuzzy logic controllers by genetic algorithms*. In Proceedings of 1994 3rd IEEE International Workshop on Robot and Human Communication, pages 356–361. IEEE, 1994.
- [23] Duc Hoan Tran. *Conception Optimale Intégrée d’une chaîne éolienne” passive” : analyse de robustesse, validation expérimentale*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse INPT, 2010.
- [24] Meghni Billel. *Contribution à l’amélioration des performances d’une chaîne énergétique éolienne*. PhD thesis, These Doctorat, université Badji Mokhtar Annaba 2015. [4] Wikipedia, 1955.
- [25] Djeghri, Billel and Karim, Zermane. *Analyse de la viabilité financière d’un projet hypothétique d’énergie éolienne*. Journal El-Bahith Review, vol 21, 1,137-150, 2021.

BIBLIOGRAPHIE

- [26] Yaiche, Mohamed Rédha and Bouhanik, Abdellah. *Atlas solaire algérien*. Journal de Portail des Energies Renouvelables, Centre de développement des Energies Renouvelables. Vol.16, 2002.
- [27] Gomez, Lina Maria Ruiz Gomez Ruiz. *Intégration de la production éolienne aux réseaux électriques: approches techniques et économiques*. Thèse Phd. Université de Grenoble. 2012.
- [28] Forcier, Louis-Charles. *Conception d'une pale d'éolienne de grande envergure à l'aide de techniques d'optimisation structurale*. Thèse Phd. École de technologie supérieure. 2010.
- [29] DIF, Sofiane. *Conception et modélisation par éléments finis d'une pale éolienne à axe horizontal*. Mémoire master. 2013.
- [30] Guérette, Dominique. *Asservissement d'une éolienne à vitesse variable et à pas fixe dans le cadre d'un système de jumelage éolien-diesel à haute pénétration*. Thèse Phd. Université du Québec à Rimouski. 2010.
- [31] Arnaud Davigny. *Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie*. Thèse de Doctorat. Ecole Doctorale Sciences Pour L'ingénieur, Université des Sciences et Technologie de Lille, 2007.
- [32] Berhail, Abdelkader. *Commande d'une éolienne à base de GSAP connectée au réseau électrique par convertisseur multiniveaux*. Thèse de Doctorat. Université du Québec à Trois-Rivières. 2020.
- [33] Thongam, Jogendra Singh and Ouhrouche, Mohand. *MPPT control methods in wind energy conversion systems*. *Journal of Fundamental and advanced topics in wind power*. Vol.15, 339-360, 2011, publisher in InTech Vienna, Austria.
- [34] Zouheyr, Dekali and Lotfi, Baghli and Abdelmadjid, Boumediene. *Improved hardware implementation of a TSR based MPPT algorithm for a low cost connected wind turbine emulator under unbalanced wind speeds*. *Journal of Energy*, vol.232. 121039, 2021, publisher in Elsevier.
- [35], [35] Wu, Bin and Lang, Yongqiang and Zargari, Navid and Kouro, Samir. *Power conversion and control of wind energy systems*. Publisher in John Wiley and Sons. 2011.
- [36] Amor Khlaief. *Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)*. PhD thesis, Aix-Marseille, 2012.
- [37] Saeed Afsharnia. *Contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents : identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1995.
- [38] Radaorozandry, Liva Eric. *Conception et optimisation des machines synchrones avec des modèles analytiques en tenant compte de la saturation magnétique*. Thèse de Doctorat. 2007.
- [39] Hamecha, Samira. *Etude et commande d'une éolienne à base d'une machine synchrone à aimants permanents*. Thèse de Doctorat. Université Mouloud Mammeri. 2013.
- [40] Soltane Belakehal. *Conception et commande des machines à aimants permanent d'édédiées aux énergies renouvelables*. Thèse de Doctorat. 2010.

BIBLIOGRAPHIE

- [41] Dahbi, Abdeldjalil. *Étude des performances et commande d'une machine synchrone à aimants permanents utilisée dans les éoliennes*. Thèse de Doctorat. Université de Sétif 1-Ferhat Abbas. 2012.
- [42] Rezkallah, Miloud. *Amélioration de la qualité d'énergie fournie au réseau autonome hybride éolien-diesel*. Thèse Phd. École de technologie supérieure. 2010.
- [43] LILIEN, Jean-Louis. *Transport et distribution de l'énergie électrique*. L'Institut d'Electricité Montefiore. Thèse Phd. Université de Liege, vol.92, 2006.
- [44] Boris Bailly and Frédéric Rosenstein. *Planification du réseau de transport d'électricité et maîtrise de la demande d'électricité : vers une complémentarité des objectifs*, Livre, (4):28–35, 2003.
- [45] Sukumar Mishra, CN Bhende, and BK Panigrahi. *Detection and classification of power quality disturbances using s-transform and probabilistic neural network*. IEEE Transactions on power delivery, 23(1) :280–287, 2008.
- [46] Salma Ait Fares. *Réseau de neurones adaline pour l'estimation des harmoniques pour la commande d'un filtre actif*. PhD thesis, Université du Québec à Trois-Rivières, 2003.
- [47] Hamza, Elferd. *Fonctionnement en mode dégradé d'un onduleur multi niveaux application au filtre actif parallèle*. Thèse de doctorat. Université Mohamed Boudiaf- M'SILA. 2017.
- [48] AL Dourari and MK Fellah. *Application d'un filtre actif parallèle au contrôle de la tension d'un réseau à haute tension*. In Conférence Nationale sur la Haute Tension, Laghouat, ALGERIE ,2013.
- [49] Mohamed Amin MA Moftah, Gaber El-Saady A Taha, and El-Noby A Ibrahim. *Active power filter for variable-speed wind turbine PMGS interfaced to grid and non-linear load via three phase matrix converter*. In 2016 Eighteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), pages 1013–1019. IEEE, 2016.
- [50] Pierre Hubertin Andrianirina. *Etude et développement des méthodes de contrôle des harmoniques dans le réseau de distribution électrique*. PhD thesis, Université du Québec à Trois- Rivières, 2007.
- [51] Corey Montella. *The kalman filter and related algorithms: A literature review*. Research Gate, 2011.
- [52] Guenounou, Ouabib. *Méthodologie de conception de contrôleurs intelligents par l'approche génétique. Application un bioprocédé*. Thèse de doctorat. Université Paul, Sabatier-Toulouse. 2009.
- [53] Khelifi, Cherif. *Contrôle non destructif des machines tournante : application a une éolienne à axe verticale*. Thèse de doctorat. Université of sciences and technology in Oran. 2015.
- [54] Abdelkader, BOUDALI. *Contribution à la commande avancée et à l'amélioration de la stabilité et le fonctionnement d'une microcentrale hydroélectrique*. Thèse de doctorat. Université Ibn Khaldoun-Tiaret. 2021.

- [55] Nur Iffah Mohamed Azmi, Nafrizuan Mat Yahya, Ho Jun Fu, and Wan Azhar Wan Yusoff. *Optimization of the pid-pd parameters of the overhead crane control system by using PSO algorithm*. In MATEC Web of Conferences, volume 255, page 04001. EDP Sciences, 2019.
- [56] Aseem K Subeekrishna M P. Comparative study of pid and fractional order pid controllers for industrial applications. International Journal of Engineering Research Technology (IJERT).
- [57] Mahmud Iwan Solihin, Lee Fook Tack, and Moey Leap Kean. *Tuning of pid controller using particle swarm optimization (PSO)*. In Proceeding of the international conference on advanced science, engineering and information technology, volume 1, pages 458–461, 2011.
- [58] FERGANI, Nadir. *Réglage de PID fractionnaire pour une réponse désiré en boucle fermée*. Third International Conference on Energy. Université de Constantine 1. 2009.
- [59] Mohammad Reza Faieghi and Abbas Nemati. On fractional-order pid design. In Applications of MATLAB in Science and Engineering. IntechOpen, 2011.
- [60] Issam ATOUI. Contribution au diagnostic de défauts d'une génératrice asynchrone dans une chaîne de conversion d'énergie éolienne. PhD thesis, Université Badji Mokhtar de Annaba, 2015.
- [61] Shaher Momani, Reyad El-Khazali, and Iqbal M Batiha. *Tuning pid and $pi \lambda d \delta$ controllers using particle swarm optimization algorithm via el-khazali's approach*. In AIP Conference Proceedings, volume 2172, page 050003. AIP Publishing LLC, 2019.
- [62] Liu, Xiaoyong. *Optimization design on fractional order PID controller based on adaptive particle swarm optimization algorithm*. Journal of Nonlinear Dynamics, vol.84, 1, 379-386, 2016, publisher in Springer.
- [63] Chalane, Idir and Ouari, Tarek and Guenounou, O and others. *Optimisation des paramètres d'un PID par essais particuliers (PSO)*. Mémoire de master. Université Abderrahmane Mira. 2017.
- [64] Bettou Khalfa and Charef Abdelfateh. *Optimal tuning of fractional order $PI^{\lambda}D^{\mu}$ a controller using particle swarm optimization algorithm*. IFAC-PapersOnLine, 50(1):8084–8089, 2017.
- [65] Mostafa Mjhed. *PID controller design using genetic algorithm technique*. Proceedings of the ICICR, pages 1–4, 2013.
- [66] Smail BAZI. *Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO «Particle Swarm Optimization»*. PhD thesis, Université de Batna 2, 2009.
- [67] Wu, Bing and Yip, Tsz Leung and Yan, Xinping and Soares, C Guedes. *Fuzzy logic based approach for ship-bridge collision alert system*. Vol.187, 106152, 2019, publisher in Elsevier.
- [68] Arti Saxena, YM Dubey, and Manish Kumar. *PSO and fuzzy based tuning mechanism for optimization of transient response in high-performance drilling machine*. In 2020 7th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN), pages 1147–1152. IEEE, 2020.
- [69] Nun Pitalua-Diaz, Enrique J Herrera-Lopez, Guillermo Valencia-Palomo, Alvaro Gonzalez- Angeles, Ricardo A Rodriguez-Carvajal, and Nohe R Cazarez-Castro. *Comparative*

BIBLIOGRAPHIE

analysis between conventional pi and fuzzy logicpi controllers for indoor benzene concentrations. Sustainability, 7(5):5398–5412, 2015.

[70] Mandow A. Garcia-Cerezo A Hurel, J. *Tuning a fuzzy controller by particle swarm optimization for an active suspension system.* IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. IEEE. 2524—2529. 2012.

[71] Sarir Noureddine, Sebaa Morsli, Allaoui Tayeb. *Optimized fuzzy fractional PI-based MPPT controllers for a variable-speed wind turbine.* Journal WIND ENGINEERING, 1-14, 2022.

[72] Winda Astuti Mahmud Iwan Solihin, Cheah Yong Chuan. *Optimization of fuzzy logic controller parameters using modern metaheuristic algorithm for gantry crane system (gcs).* Materials Today: Proceedings. Vol : 29, 168-172, 2020, publisher in Elsevier.