

République Algérienne Démocratiques et Populaire
Ministère de L'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



N° D012122015D

Université Du 20 Août 1955 – Skikda

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

THÈSE
EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
DOCTORAT

Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commandes électriques et systèmes industriels

Présentée par
LEBIED Ryma

Thème

**Commande sans Capteur par les Techniques
Avancées d'une Machine Synchrone à Aimant
Permanent montée sur une Eolienne**

Soutenu le :

Devant le Jury composé de :

Président :	BOUKADOUM Ahcen	Professeur	Université de Skikda
Rapporteur :	LALALOU Rachid	MCA	Université de Skikda
CO-Rapporteur :	BENALLA Hocine	Professeur	Université de Constantine 1
Examineurs :	BOUZERARA Ramdane	Professeur	Université de Constantine 1
	BOUZEKRI Hacene	Professeur	Université de Skikda
	ATOUI Issam	MCA	Unité de recherche – Annaba-

2022 /2023

Remerciements

Nous remercions ALLAH le Tout-puissant de nous avoir donné le courage, la volonté et la patience de mener à terme ce présent travail.

La réalisation de cette thèse a été possible grâce au concours de plusieurs personnes à qui nous voudrions témoigner toute notre reconnaissance.

Je remercie tout particulièrement mes parents surtout mon père ALLAH yarhmou inshalah, pour leur soutien inconditionnel tout au long de ces longues années d'études.

Mes remerciements s'adressent à mon Directeur de thèse, Dr. LALALOU Rachid. Tout au long de ce travail, il a su m'apporter un soutien constant, une disponibilité, une écoute, une confiance et des conseils précieux et avisés à la hauteur de ses compétences et de ses réelles qualités humaines.

Mes remerciements s'adressent aussi à mon Co-Encadrant, Pr. BENALLA Hocine qui a également encadré ce travail de recherche.

Je remercie vivement BOUKADOUM Ahcen , à l'université du 20 Août 1955 – Skikda , et BOUZERARA Ramdane , Professeur à l'université de Constantine 1 , et BOUZEKRI Hacene , Professeur à l'université de 20 Août 1955 – Skikda , et ATOUI Issam , maître de conférence à l'Unité de recherche en technologie industriel– Annaba , pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail ainsi que pour les enrichissantes observations faites dans leurs rapports d'examinations de mon travail et participer au jury de thèse.

Mes remerciements s'adressent aux membres des laboratoires de recherche LES et LEG.

Je tiens à remercier spécialement, Dr .Akkouchi Kamal, Dr. NEBTI Khalil, et mes collègues BOUKHCHEM Ismail, DEBBABI Fares , KHABBEB Mohamed elhadi.

Lebed Ryma

Dédicaces

A mon cher père Naseredine (houcine)

A ma chère mère Eldjeda (soukiela)

A mes trois frères Lamine , Nadir , Nouh et ma sœur Ayouya

A ma tante, Salima, Tamtam, Rachida , Zakiya, Nora

A mes amies Lindouche ; Sousou , Nadouche, Hassina , Rouni, Safia,

, Boutiena, Lixoucha , Houdhoud, Mirou , Halouma

, A toute la famille Lebied et Derreche et aux amis et collègues

A ma famille éducative de Zarzara et de Sekikeda

Lebied Ryma

Production Scientifique

- Publication internationale (classe B) (Lebied R., Lalalou R., Benalla H., Nebti K., Boukhechem I., “Ameliorate direct power control of standalone wind energy generation system based on permanent magnet synchronous generator by using fuzzy logic control ”, Electrical Engineering & Electromechanics, no. 6, pp. 63-70, 2020, doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.6.09>)
- Publication internationale (classe B) (Nebti K., Lebied R. “Fuzzy maximum power point tracking compared to sliding mode technique for photovoltaic systems based on DC-DC boost converter”, Electrical Engineering & Electromechanics, no. 1, pp. 67-73, 2021, doi: [10.20998/2074-272X.2021.1.10](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.1.10))
- Publication internationale (classe B) (Boukhechem I., Boukadoum A., Boukelkoul L., R. Lebied, “Sensorless direct power control for three-phase grid side converter integrated into wind turbine system under disturbed grid voltages”, Power Stations, Grids and Systems ,no. 3, pp. 48-57, 2020 ,doi: [10.20998/2074-272X.2020.3.08](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.3.08))
- Publication internationale (classe B) (Akkouchi K., Rahmani L., Lebied R. “New application of artificial neural network-based direct power control for permanent magnet synchronous generator”. Electrical Engineering & Electromechanics, 2021, no. 6, pp. 18-24. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.6.03>.
- Publication internationale (classe B) (Boukhechem I., Boukadoum A., Boukelkoul L., Medouce H., R. Lebied, “New application of artificial neural network-based direct power control for permanent magnet synchronous generator”. International Journal of Applied Power Engineering (IJAPE), 2020, no. 3, pp. 256-266. doi: [10.11591/ijape.v9.i3.pp256-266](https://doi.org/10.11591/ijape.v9.i3.pp256-266).
- Communication internationale R. LEBIED , R. LALALOU, IBOUKHCHEM K. NEBTI , H. BENALLA (in IC-AIRES2020 4th International Conference on Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems), ” Simulation of direct torque control for wind energy conversion in Permanent magnet synchronous generator”, Tipasa , Algérie , 22-24 Décembre 2020 .

- Communication internationale R. LEBIED, R. LALALOU, H. BENALLA (Conférence international en maintenance et sécurité industriel), ” étude comparative de différentes techniques MPPT pour améliorer la performance d’un système photovoltaïque”. In Université 20 Août 1955, Skikda, Algérie, 18-19 Novembre 2019.
- Communication internationale R. LEBIED, R. LALALOU, I.BOUKHCHEM (1ere Conférence Internationale d’Electrotechnique et Technologies modernes CIETM’22), ” Modélisation et simulation de l’éolienne à vitesse variable avec un générateur synchrone à aimant permanent ”. Université Mohamed Chérif Messaadia , Souk Ahras , Algérie . Fevrier 18, 19, 2022.
- Communication nationale R. LEBIED, R. LALALOU, K .AKKOUCHI . F. DEBBABI (1er Séminaire national sur le Génie climatique, Énergies renouvelables & Efficacité énergétique (GéCLEREE2021), ” Direct power control applied to PMSG used for wind power generation ”, Médéa - Algérie, 20 – 21 Novembre 2021.
- Communication nationale R. LEBIED, R. LALALOU, (journée nationale des doctorants domaine science et technologie), ” Etude de simulation de la commande d’un hacheur boost par des techniques MPPT améliorée ” .Université 20 Aout 1955 Skikda. 3 juillet 2019.

Table des matières

Introduction générale.....	12
<i>Chapitre I</i>	15
<i>Etat d'art sur la chaine de conversion d'énergie éolienne</i>	15
I.1. Introduction.....	16
I.2.Définition de l'énergie renouvelable en électrotechnique	16
I.2.1.Energie solaire.....	16
I.2.2.Energie de marée (vague).....	17
I.2.3.Energie d'origine thermique.....	17
I.2.4.Energie éolienne	18
I.2.4.1.Historique de l'énergie éolienne	18
I.2.4.2.Description d'une éolienne	19
I.3.Les types des éoliennes	20
I.3.1. Les éoliennes à axe vertical.....	20
I.3.2. Les éoliennes à axe horizontal	21
I.4.Classifications des éoliennes selon la puissance.....	23
I.5.Formation de vent	23
I.6.Modes d'exploitation de l'énergie éolienne.....	25
I.6.1. Eolienne à vitesse fixe.....	25
I.6.2. Eoliennes à vitesse variable.....	26
I.7 .Les avantages et les inconvénients des énergies éoliennes.....	28
I.8. Les machines électriques	29
I.8.1. Histoire des machines électriques	29
I.8.2. Classification des machines électriques	30
I.8.3.La machine synchrone à aimant permanent	30
I.8.4.Description de MSAP.....	30
I.8.5.Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent	31

I.8.6. Les avantages et les inconvénients de la MSAP	33
I.9. Les types des commandes	34
I.9.1. Commandes classiques.....	34
I.9.2. Commande par les techniques l'intelligence artificielle	35
I.10. Conclusion	35
<i>Chapitre II :</i>	36
<i>Modélisation du système éolien (Turbine-MSAP)</i>	36
II.1 Introduction	37
II.2 Modélisation du vent	37
II.3. Modélisation de la turbine	38
II.4. Stratégie de maximisation de puissance "MPPT"	40
II.4.1. Le contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique.....	40
II.4.2. Le contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique	41
II.4.3. Choix de la turbine.....	42
II.5. Modélisation de la MSAP.....	42
II.6. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanent	43
II.7. Simulation de la GSAP.....	48
II.7.1. Fonctionnement à vide.....	48
II.7.2. Fonctionnement en charge	50
II.8. Conclusion	54
<i>Chapitre III :</i>	55
<i>Modélisation des convertisseurs statiques (Redresseur-Onduleur)</i>	55
III.1 Introduction	56
III.2. Les Convertisseurs statiques	56
III.2.1. Définition.....	56
III.2.2. Les avantages et les inconvénients des convertisseurs statiques.....	57
III.3. Redresseur à MLI.....	58

III.3.1. Topologies de base et principe de fonctionnement	58
III.4. Modèle MSAP – Redresseur MLI.....	59
III.4.1. La charge	61
III.4.2. Les applications principales des redresseurs à MLI triphasé	61
III.4.3. Résultats de simulation.....	62
III.5. Onduleur à MLI.....	63
III.5.1. Définition des onduleurs.....	63
III.5.2. Classification des onduleurs	64
III.5.3. Les type des onduleurs autonomes de tension.....	64
II.5.3.1. Modèle mathématique de l’onduleur de tension triphasé.....	65
III.5.4. Techniques de commande de l’onduleur de tension triphasé	66
III.5.4.1. Commande 180°.....	66
III.5.4.3. La Commande par modulation de longueur d’impulsion (MLI)	67
III.5.5. La modulation calculée.....	67
III.5.6. La modulation vectorielle.....	68
III.5.7. Commande MLI triangle- sinusoïdale.....	68
III.5.8. Principaux avantages de la MLI	68
III.5.9. Principe de fonctionnement de l’onduleur à MLI triphasé.....	68
III.5.10. Les applications principales d’onduleur	68
III.5.11. Résultats de simulation.....	69
III.6. Conclusion.....	71
<i>Chapitre IV.....</i>	<i>55</i>
<i>Commande sans capteur de la GSAP par les techniques classiques</i>	<i>55</i>
IV.1 Introduction.....	73
IV.2. Les techniques classiques.....	73
IV.2.1. Commande par orientation du vecteur de tension (VOC).....	73
IV.2.2. La commande directe de puissance (DPC).....	74

IV.3. Principe de la DPC à douze secteurs.....	75
IV.3.1. Calcul des puissances instantanées.....	76
IV.3.2. Estimation de la tension	82
IV.3.3.Détermination des secteurs.....	83
IV.3.4.Table de commutation	83
IV.3.5.Les puissances instantanées.....	84
IV.3.6. Régulateur à hystérésis	85
IV.3.7. Régulation de la tension de bus continue	86
IV.3.8. Résultats de simulation de la DPC à douze secteurs	87
IV.4. Application de la DTC sur le réseau électrique	90
IV.4.1. Modèle du réseau électrique.....	90
IV.5 Structure de la DTC appliquée au réseau électrique	90
IV.5.1. Estimation du flux	92
IV.5.2. Correcteur de flux.....	92
IV.5.3. Estimation du couple électromagnétique	93
IV.5.4. Table de commande du flux	93
IV.5.5. Table de commande du couple	93
IV.5.6. Résultats de simulation DTC– RESEAU	94
IV.6. Conclusion	98
V.1. Introduction	101
V.2.Optimisation de la DPC par algorithmes génétiques.....	101
V.2.1.Historique des algorithmes génétique.....	101
V.2.2. Définition des algorithmes génétiques.....	102
V.2.3. Principe de fonctionnement des algorithmes génétiques.....	102
V.2.4.Optimisation des paramètres d'un régulateur PI par les AG.....	107
V.2.5. Les résultats d'optimisation par l'Algorithme Génétique et simulation.....	108
V.2.6. Application sur le réseau électrique par AG.....	110

V.3. Commande à base de la logique floue	114
V.3.1. Historique de la logique floue.....	114
V.3.2. Principe de fonctionnement de contrôle logique floue	115
V.3.3. Structure d'un contrôleur floue	116
V.4. Les avantages et les inconvénients de FLC.....	117
V.5. Domaines d'application de FLC	118
V.6. Commande de la GSAP par la logique floue	118
V.6.1. Fuzzification	119
V.6. 2. Règle d'inférence floue.....	119
V.6.3. Défuzzification	120
V.6.4. Résultats de simulation la DPC douze secteurs par FLC	121
V.6.5. Couplage au réseau électrique (FLC)	123
V.7. Test de robustesse.....	127
V.8 Conclusion.....	130
Perspectives	133
Conclusion générale	135
Bibliographie	3
<i>Annexes</i>	15
Résumé.....	19
ملخص	19

Liste des figures

Figure I. 1 :Chaine de production d'énergie solaire photovoltaïque.....	17
Figure I. 2 : La ressource énergétique (des vagues)	17
Figure I. 3 :Conversion de l'énergie cinétique du vent.....	18
Figure I. 4 :La première éolienne crée par Charles et Brush.....	19
Figure I. 5 : Éléments constituant une éolienne	19
Figure I. 6 :Turbine Savonius.....	20
Figure I. 7 :Eolienne à axe vertical de type Darrieus.	21
Figure I. 8 :Éolienne à axe horizontal deux, trois pales et multi-pales	22
Figure I. 9 :Type de configuration d'éolienne à axe horizontal	22
Figure I. 10 :Influence de la force de Coriolis sur la direction du vent	24
Figure I. 11 :Éolienne à vitesse constante	26
Figure I. 12 :Éolienne à vitesse variable basée sur une machine asynchrone à cage ou la machine synchrone à aimant permanent	27
Figure I. 13 :Éolienne à vitesse variable basée sur une machine la machine synchrone à aimant permanent	27
Figure I. 14 :Éolienne à vitesse variable basée sur une MADA	28
Figure I. 15 :Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné	31
Figure I. 16 :Différents types de rotors d'une MSAP	31
Figure I. 17 :Cycle d'hystérésis	32
Figure II. 1 :La variation de la vitesse de vent.....	37
Figure II.2 :Les composants de la turbine.....	38
Figure II.3 :Le coefficient aérodynamique en fonction du ratio de vitesse de la turbine.	39
Figure II.4 :Le Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique	41
Figure II.5 :Le Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique	41
Figure II.6 :Schéma équivalent d'un enroulement.....	43
Figure II.7 : Modèle de la GSAP sur l'axe (d,q).....	45
Figure II.8 : Schémas équivalents du GSAP selon les deux axes d et q.....	46
Figure II.9 : Composantes Id et Iq	48
Figure II.10 :Composantes Vd et Vq.	49
Figure II.11 :Vitesse de rotation.	49
Figure II.12 : Couple électromagnétique (Nm).	49
Figure II.13 :Tensions statoriques.....	51

Figure II.14 : Courants statoriques.....	52
Figure II.15 :Tensions V_d et V_q	52
Figure II.16 :Courants I_d et I_q	52
Figure II.17 : Vitesse de rotation.	53
Figure II.18 : Couple électromagnétique et moteur (Nm).	53
Figure III.1 :Diagramme des types des convertisseurs statiques existant en électronique de Puissance.	57
Figure III.2 :structure Redresseur à MLI de tension triphasé	58
Figure III.3 :structure Redresseur à MLI de courant triphasé.....	59
Figure III.4 :Modèle MSAP – Redresseur MLI.....	60
Figure III.5 :Schéma du bloc de la charge	61
Figure III.6 : Les tensions d'entrée du redresseur.....	62
Figure III.7 : Les impulsions d'entrée du redresseur	62
Figure III.8 : La tension de bus continu	63
Figure III.9 :Schéma d'onduleur de tension triphasée	64
Figure III.10 : La tension d'entrée d'onduleur à MLI	69
Figure III.11 : Les impulsions de commande d'onduleur MLI.....	69
Figure III.12 : Les tensions de sortie d'onduleur MLI.....	70
Figure III.13 :Les tensions de la charge RL.....	70
Figure III.14 : Les courants de la charge RL	71
Figure IV.1 :Schéma global de la commande DPC classique.	76
Figure IV.2 : La représentation vectorielle des vecteurs va, vb, vc et va', vb', vc'	77
Figure IV.3 :Représentation du vecteur tension dans le plan d'espace vectoriel α, β en douze secteurs	83
Figure IV.4 : La boucle d'asservissement de la tension du bus continu.....	86
Figure IV.5 : Boucle de régulation de la tension continue.	87
Figure IV.6 : La tension V_{dc} et sa référence	87
Figure IV.7 : La tension et le courant statorique de la GSAP.....	88
Figure IV.8 :La puissance active estimée	88
Figure IV.9 : La puissance réactive estimée	88
Figure IV.10 : La courbe de secteur.....	89
Figure IV.11 : Le courant de ligne i_b avec son spectre harmonique	89
Figure IV.12 : Schéma synoptique globale	91
Figure IV.13 :Schéma synoptique de la commande DTC	91

Figure IV.14 : Les courants de réseau électrique.....	94
Figure IV.15 : Les tensions de réseau électrique	94
Figure IV.16 : Courants statoriques dans le repère de Concordia	95
Figure IV.17 : Flux dans le repère de Concordia.....	95
Figure IV.18 : Variation du couple en fonction temps	96
Figure IV.19 : Le Flux et sa référence	96
Figure IV.20 : La courbe des secteurs	97
Figure IV.21 : Le courant du réseau électrique avec son spectre harmonique	97
Figure IV.22 : Les tensions d'onduleur à MLI	98
Figure V.1 : Organigrammes des algorithmes génétiques.....	102
Figure V.2 : Illustration schématique du codage des variables en binaire et réelle.....	103
Figure V.3 : Croisement à un point de coupure.....	105
Figure V.4 : Croisement à deux points de coupure.....	106
Figure V.5 : Croisement uniforme.....	106
Figure V.6 : Croisement uniforme [115].....	107
Figure V.7 : Optimisation de régulateur à base de fonction objectif par AG.....	107
Figure V.8 : La tension Vdc et sa référence.....	109
Figure V.9 : La puissance active.....	109
Figure V.10 : La puissance réactive.....	109
Figure V.11 : Le courant de ligne i_b avec son spectre harmonique optimisé par les AG.....	110
Figure V.12 : les tensions de réseau électrique.....	111
Figure V.13 : les courants de réseau électrique	111
Figure V.14 : les tensions de réseau électrique.....	111
Figure V.14 : Courants statoriques dans le repère de Concordia.....	112
Figure V.15 : Flux dans le repère de Concordia	112
Figure V.16 : Variation du couple en fonction temps.....	112
Figure V.18 : Trajectoire de vecteur flux.....	113
Figure V.19 : Le courant du réseau électrique avec son spectre harmonique.....	114
Figure V.20 : les différents types des fonctions d'appartenance	115
Figure V.21 : Schéma d'un régulateur flou.....	116
Figure V.22 : schéma du régulateur FLC de la tension de bus continu	119
Figure V.23 : Schéma globale de la DPC-FLC.....	121
Figure V.24 : L'allure de tension Vdc	121
Figure V.25 : L'allure de puissance active estimée	122

Figure V.26 : L'allure de puissance réactive estimée	122
Figure V.27 : Le courant de ligne i_b et son spectre harmonique (DPC-FLC)	122
Figure V.28 : Les courants de réseau électrique	123
Figure V.28 : Les courants de réseau électrique	123
Figure V.29 : Les tensions de réseau électrique	124
Figure V.30 : Courants statoriques dans le repère de Concordia	124
Figure V.31 : Flux dans le repère de Concordia	124
Figure V.32 : Variation du couple en fonction temps	125
Figure V.33 : La courbe de secteur	125
Figure V.34 : Flux dans le repère de Concordia	126
Figure V.35 : Le courant du réseau électrique avec son spectre harmonique	126
Figure V.36 : Tension V_{dc} (Test de robustesse)	127
Figure V.37 : Puissance active (Test de robustesse)	128
Figure V.38 : La puissance réactive	129

Liste des tableaux

Tableau I. 1 :Les avantages et les inconvénients des éoliennes à axe vertical.....	21
Tableau I. 2 :Les avantages et les inconvénients à axe horizontal.....	23
Tableau I. 3 :Classification des éoliennes	23
Tableau I. 4 :Instruments pour mesurer le vent	25
Tableau I. 5 :Classification des machines électriques.....	30
Tableau I. 6 :Les matériaux magnétiques.....	32
Tableau IV.1. : Les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle	74
Tableau IV.2. : Les avantages et les inconvénients de la DPC	75
Tableau IV.3. : Table de commutation classique.....	84
Tableau IV.4. : La table de commande du flux.....	93
Tableau IV.5. : La table de commande du couple	94
Tableau V.1. : Matrice d'inférence	120
Tableau V.2. : Etude comparative entre les différentes techniques	130
Tableau .1. : Paramètres de la turbine éolienne :	16
Tableau.2. : Paramètres de la ligne	16
Tableau .3. : Paramètres de GSAP :.....	16

Abréviation

THD : Taux de distorsion harmonique.

DTC : Commande directe de couple

DPC : Commande direct de puissance

DPC-VF : La commande directe de puissance basée sur le flux virtuel

DPC- SVM : La commande directe de puissance basée sur la modulation vectorielle

P-DPC : Commande prédictive directe de la puissance

FLC : Contrôleur logique floue

AG : Algorithmes génétiques

MADA : Machine asynchrone à double alimentation

GSAP : Génératrice Synchrone à aimant permanent

MSAP : Machine Synchrone à aimants Permanent.

MLI : Modulation de largeur d'impulsions.

PWM : Pulse With Modulation

Introduction générale

Introduction générale

La pollution de l'environnement, les crises énergétiques et la forte dépendance des économies mondiales aux combustibles fossiles sont derrière l'attention croissante et accordée aux méthodes alternatives de production d'électricité [88].

Des sources d'énergie renouvelables propres telles que l'énergie solaire et éolienne sont développées ces dernières années.

L'éolien est désormais sur le point d'être véritablement compétitif par rapport aux sources conventionnelles.

Historiquement, la génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP) était utilisée pour la production de l'énergie dans une plage limitée aux faibles et moyennes gammes d'énergie. Cela est dû au coût des aimants permanents et de leur faible induction magnétique [32].

La machine asynchrone a été pour longtemps la plus utilisée dans le domaine des éoliennes surtout pour les fortes puissances.

La machine synchrone à aimants permanents devient de plus en plus compétitive grâce aux progrès des recherches menées par les savants pour avoir des aimants permanents moins chers et plus performants, pour une meilleure utilisation, la GSAP est connectée à redresseur commandé en MLI [29].

Plusieurs stratégies sont proposées par les chercheurs afin de réduire le temps de distorsion harmonique THD (Time Harmonic Distortion) et d'améliorer le facteur de puissance. Cependant, ces techniques souffrent d'une faible robustesse vis-à-vis les variations des paramètres difficiles à estimer en temps réel. Cela est à l'utilisation des régulateurs classiques PI.

Pour remédier à ce problème, nous proposons dans cette étude la commande directe de la puissance DPC (Direct Power Control) afin d'améliorer la technique classique appelée 'commande à tension orientée' VOC (Voltage Oriented Control) inspirée de la commande à flux orienté FOC (Field Oriented Control).

Malheureusement, la technique DPC repose sur l'utilisation d'un régulateur PI pour le contrôle de la tension du bus continu.

Pour pallier à ces dégradations, d'autres techniques de commandes sont développées dites commandes intelligentes inspirées du comportement humain. Parmi ces techniques, on trouve la logique floue, les réseaux de neurones et les Algorithmes Génétiques [88].

Les Algorithmes Génétiques sont basés sur les stratégies de la sélection naturelle et génétique. Dans les années 60, les premiers travaux ont commencé par le professeur Holland.

En 1989, cette optimisation a été formalisée par Goldberg [105]. Ces algorithmes utilisent pour l'optimisation des coefficients de régulateur PI classique.

La logique floue est une technique importante de l'intelligence artificielle, les principes de cette logique ont été établis en 1965 par le Professeur Lotfi Zadeh, la logique floue capable à traiter est imprécis et incertain, il est issu de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles. D'autre part la commande floue est une méthodologie adaptée à la conception de contrôleurs de systèmes non linéaires pour lesquels le modèle mathématique est imprécis et difficile à obtenir. Il a basé sur l'expertise de l'opérateur c'est à dire il s'appuie sur une base de connaissance sous forme linguistique et sur des règles de traitement (règles d'inférence), Ceci pourrait donner un avantage pour le régulateur flou par rapport à la technique classique, notamment pour l'amélioration de la robustesse d'une commande contre les erreurs de modélisations et les dérives paramétriques, souvent inévitables. Ainsi, il n'est plus question de connaître le modèle de système à commander mais plutôt de connaître son comportement ou son évolution suite à des sollicitations particulières [119]-[120]. Notre travail de thèse présentée est organisé en Cinq chapitres comme suite :

Le premier chapitre aux généralités sur la chaîne de la production d'énergie éolienne. Dans la première partie, on a décrit les différentes structures et les caractéristiques des turbines et leurs avantages et inconvénients, en seconde partie, on a défini les catégories des machines avec leur classement et les convertisseurs statiques. À la fin de ce chapitre on a terminé par la définition de quelques commandes classiques et des commandes intelligentes artificielles.

Dans le deuxième chapitre, on a fait la modélisation de l'ensemble de conversion d'énergie éolienne. Nous avons mis au point une simulation avec le logiciel MATLAB (SIMULINK) de la partie puissance (turbine-GSAP). Les résultats de simulation ont validés le fonctionnement de chaque élément avant de faire l'application de la partie commande.

Le troisième chapitre est réservé à l'étude et modélisation des convertisseurs statiques. Le redresseur MLI a été commandé et simulé par couplage à une charge résistive. L'onduleur aussi commandé par MLI sinus triangle. Les résultats de simulation des convertisseurs montrent un bon fonctionnement.

Le quatrième chapitre fait l'objet de la modélisation et la simulation de la commande sans capteur, appelé la commande directe de puissance de la GSAP monté sur l'éolienne pour gérer les puissances instantanées actives et réactives et la tension de bus continu. L'onduleur est connecté au réseau électrique.

Le cinquième chapitre est consacré à présenter certaines techniques et des commandes intelligentes. En premier lieu, on a fait une brève description de la théorie des algorithmes

génétiques, puis on a fait l'optimisation des paramètres de régulateur PI qui est utilisé dans la commande classique (DPC) par AG. En deuxième partie, on a présenté les notions de base et le réglage de la logique floue. Finalement la logique floue est appliquée pour concevoir un régulateur flou pour la GSAP pour améliorer les performances et la robustesse du système de conversion. L'onduleur est toujours connecté au réseau électrique.

Divers résultats obtenus lors des tests de simulation sont confirmés la DPC-FLC est la meilleure commande coté performances et coté robustesse.

Chapitre I

Etat d'art sur la chaine de conversion d'énergie éolienne

I.1. Introduction

L'énergie éolienne est apparue en Ecosse en juillet 1887 par le professeur James Blyth (professeur à la faculté Anderson en Glasgow), des vrais prototypes d'éoliennes avec des pales spécifiques ont été utilisés avec succès pour produire de l'électricité. Plusieurs technologies sont utilisées pour capter l'énergie éolienne (turbine à axe vertical ou à axe horizontal). L'efficacité de la production d'énergie éolienne est augmentée grâce aux propriétés mécaniques des éoliennes ainsi que des nombreuses machines, dont la plupart utilisent des machines synchrones et asynchrones [1].

Dans ce chapitre, on présente une définition de l'énergie éolienne de manière générale puis l'évolution des éoliennes durant les dernières décennies. Des statistiques sont données sur l'évolution de la production et la consommation de l'énergie éolienne en Algérie, ainsi que les différents types de générateurs utilisés dans les systèmes éoliens. Par la suite nous présentons les principaux constituants d'une éolienne, les avantages et les inconvénients d'énergie éolienne, les machines (synchrone à aimant permanent...), et les convertisseurs statiques utilisés dans la chaine de conversion.

En fin, on a terminé par des commandes classiques et non-linéaires.

I.2. Définition de l'énergie renouvelable en électrotechnique

Les énergies renouvelables se renouvellent en permanence par la nature, contrairement aux énergies non renouvelables dont le stock s'épuise avec le temps.

Il existe plusieurs types d'énergies renouvelables, les plus importants sont :

- L'énergie d'origine mécanique (énergie éolienne....)
- L'énergie sous forme électrique (panneaux photovoltaïques
- L'énergie d'origine thermique (géothermie)
- Energie de marée (vague)

I.2.1. Energie solaire

L'énergie solaire photovoltaïque est l'énergie électrique produite et transmise par le rayonnement solaire converti en électricité grâce à des panneaux photovoltaïques. Sa production moyenne sur sa durée de vie est de 20 à 40 fois l'énergie nécessaire à sa fabrication et à son recyclage. Le soleil envoie des radiations à la surface de la terre, environ 8400 fois la consommation d'énergie de l'humanité chaque année. Cela correspond à une puissance instantanée reçue de 1 kilowatt par mètre carré (kW/m²) [2]. La Figure (I.1) représente la chaine de production d'énergie solaire photovoltaïque.

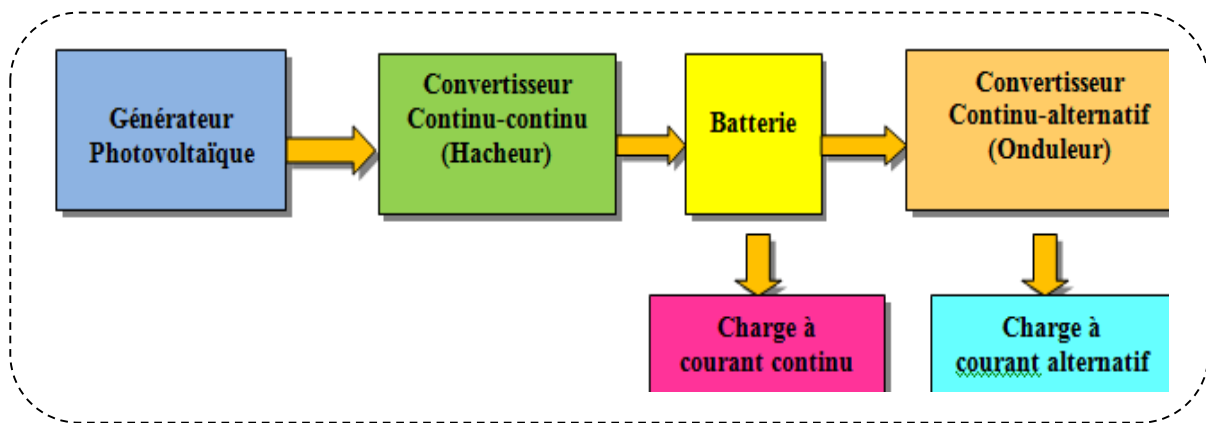


Figure I. 1 Chaîne de production d'énergie solaire photovoltaïque.

I.2.2.Énergie de marée (vague)

Le soleil est à l'origine des différences de température dans le monde, provoquant des vents soufflant à la surface de l'océan. Grâce à cela, les vagues parcourent ensuite des milliers de kilomètres sans pratiquement aucune perte d'énergie. La ressource énergétique totale des vagues est aussi importante que la consommation électrique du monde entier (environ 2 TWh). Environ 10 à 25 % de cette ressource est économiquement utilisable [3]. La Figure I.2 montre la ressource énergétique (des vagues).



Figure I. 2 La ressource énergétique (des vagues) [3]

I.2.3.Énergie d'origine thermique

L'énergie thermique est la chaleur résultant de divers processus (physiques, chimiques, mécaniques et nucléaires). L'énergie thermique peut être convertie en énergie électrique. L'utilisation de l'énergie thermique à grande échelle permet de produire des énergies finales utiles à nos vies quotidiennes, telles que l'électricité et la chaleur (chauffage et eau chaude sanitaire).

I.2.4.Énergie éolienne

L'énergie éolienne est dérivée du mot grec « Eole », le dieu du vent. L'énergie éolienne est convertie en énergie mécanique, le vent est une source d'énergie propre et renouvelable. Le vent provient de processus cycliques (rotation de la Terre, convection froid/chaud, etc.) [4]. Le système est un dispositif qui convertit une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur l'arbre d'entraînement, puis la convertit en énergie électrique grâce à un générateur (voir Figure I.3).

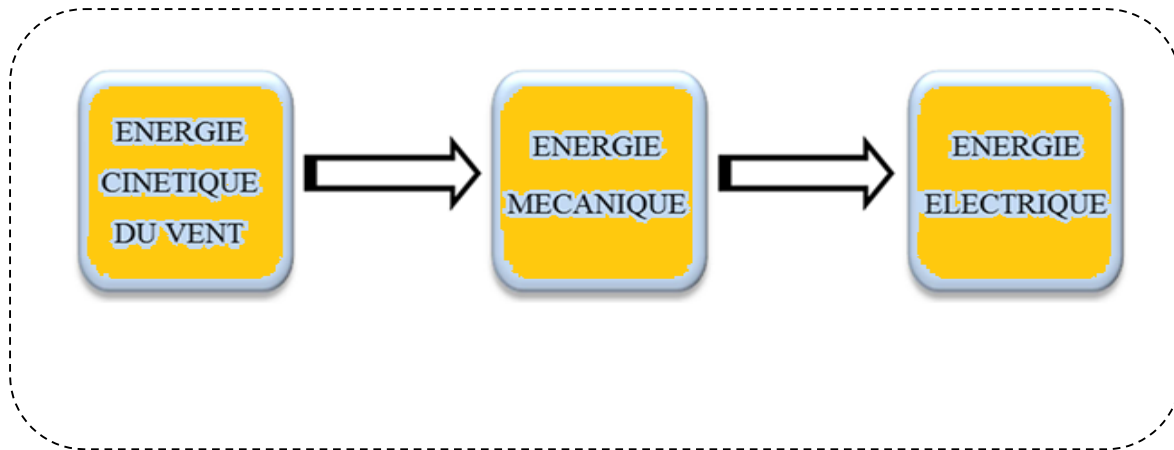


Figure I. 3Conversion de l'énergie cinétique du vent.

En raison de l'intermittence et de la variabilité du vent, les éoliennes sont considérées comme des sources d'énergie instables. N'oublions pas que le vent est une source d'énergie renouvelable, gratuite et disponible avec une bonne sécurité et respect de l'environnement. Les ressources éoliennes dans le monde sont presque illimitées. Les dernières recherches dans le domaine des éoliennes à vitesse variable, l'électronique de puissance et la technologie de contrôle avancée permettent de contrôler la puissance générée par ces éoliennes, rendant ainsi l'énergie éolienne aussi compétitive que les sources d'énergie traditionnelles.

I.2.4.1.Historique de l'énergie éolienne

La première éolienne pour la production d'électricité (voir Figure 1.4) a été construite en 1887 par Charles F. Brush. Il se compose de 144 pales d'un diamètre de 17 m et ne produit que 12 kW [5].

La première éolienne en Algérie a été installée dans la ville d'Adrar en 1953 [6]. Cette éolienne était considérée comme l'une des trois premières grandes éoliennes au monde et la première à être installée en Afrique avec une capacité de pompage de 50 litres par seconde (trois hélices de forme aérodynamique d'un diamètre de 15 mètres). Ces éoliennes ont été abandonnées depuis 1969.

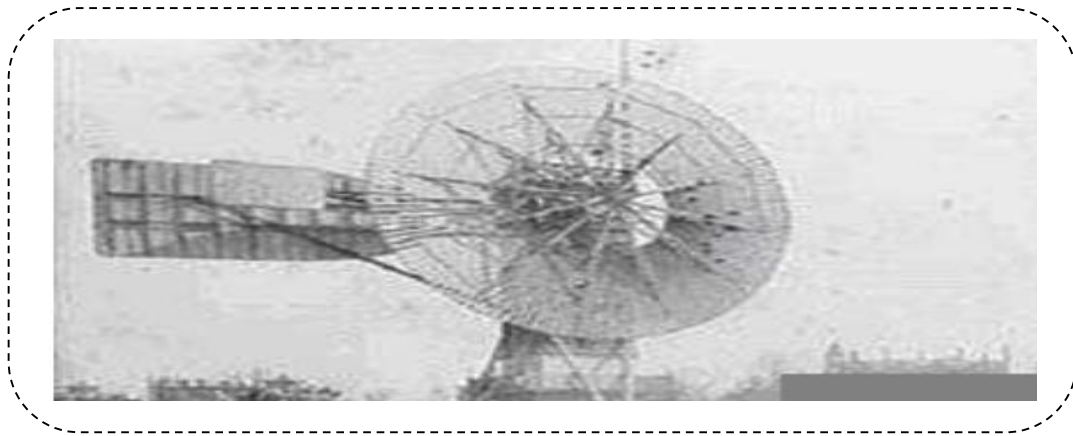


Figure I. 4 La première éolienne créée par Charles et Brush.

I.2.4.2. Description d'une éolienne

Une éolienne est constituée de plusieurs éléments, comme le montre la figure I-5 :

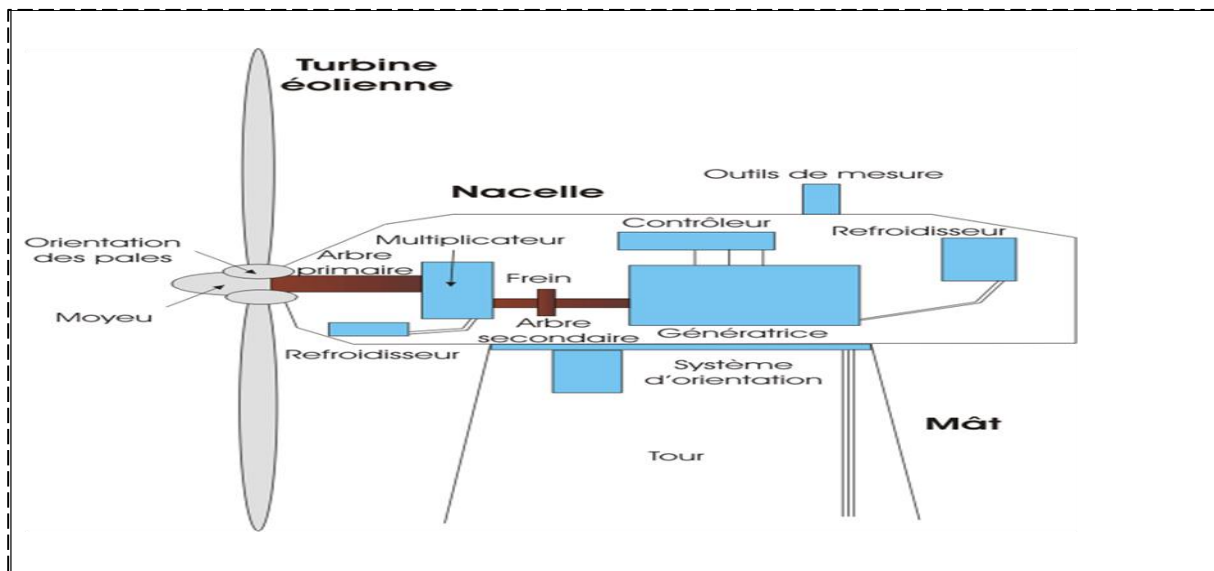


Figure I. 5 Éléments constituant une éolienne [7]

Il existe différents types de configurations d'aérogénérateurs, ce qui entraîne des différences importantes. Mais une éolienne « classique » se compose généralement de trois composants principaux.

- Le mât :

Le tuyau d'acier ou peut-être le treillis métallique doit être aussi haut que possible pour éviter les perturbations près du sol. Cependant la quantité de matière utilisée représente un coût important et le poids doit être limité. Le compromis implique généralement l'utilisation d'un mât légèrement plus grand que le diamètre du rotor de l'éolienne (par exemple : éolienne NORDEX N90 2,3 MW : diamètre 90m et hauteur de mât 80m).

- **La nacelle :**

Comprend tous les composants mécaniques qui peuvent connecter le rotor éolien au générateur : Arbres lents et rapides, roulements, multiplicateurs. Les freins à disque sont différents des freins aérodynamiques, qui ont pour fonction d'arrêter le système en cas de surcharge. Les génératrices sont généralement des machines synchrones ou asynchrones, ainsi que des systèmes hydrauliques ou électriques pour pales directionnelles.

- **Le rotor :**

Il est formé de pales assemblées dans son moyeu. Pour les éoliennes utilisées pour la production d'électricité, le nombre de pales varie généralement de 1 à 3 [7].

I.3. Les types des éoliennes

Les éoliennes se divisent en deux grandes familles :

- Turbines à axe vertical.
- Turbines à axe horizontal.

I.3.1. Les éoliennes à axe vertical

L'éolienne à axe vertical est la première structure développée pour la production de l'énergie électrique contredit l'éolienne traditionnelle à axe horizontal. Leur avantage est que le dispositif de commande et le générateur sont situés au sol et sont facilement accessibles. Depuis les années 1920 de nombreuses variantes ont été testées, dont beaucoup ont échoué, mais deux structures ont atteint le stade de l'industrialisation :

- **Savonius :**

Le fonctionnement du rotor est basé sur le principe de "résistance différentielle" utilisé dans l'anémomètre : la force exercée par le vent sur chaque surface du corps creux a une force différente, ce qui fera que le couple moteur les entraînera tous. La circulation d'air entre les deux demi-cylindres renforce cet effet, augmentant ainsi le couple moteur [8]. La figure (I.6) représente la turbine Savonius :



Figure I. 6 Turbine Savonius [8].

- **Darrieus :**

En 1931, l'ingénieur français Georges Darrieus a breveté conception rotative dont la forme la plus courante ressemble vaguement à un fouet à battre œuf .Elle se présente sous deux formes axiales qui fonctionnent sur le principe de la différence des forces de portance résultant des forces aérodynamiques qui agissent sur les pales. Mais elle ne peut pas démarrer tant que la vitesse du vent n'est pas assez élevée. Dans cette condition, la vitesse de sa rotation peut être importante car la vitesse du vent apparent s'ajoute à la vitesse en bout de pale pour les configurations spécifiées [9].

Il existe principalement deux technologies de ce type d'éoliennes (Figure 1 .7).

- Les turbines Darrieus classiques.
- Les turbines Darrieus à pales droites (type-H).



Figure I. 7 Eolienne à axe vertical de type Darrieus.

➤ **Avantages et les inconvénients d'une éolienne à axe vertical**

Tableau I. 1 Les avantages et les inconvénients des éoliennes à axe vertical

Avantages d'une éolienne à axe vertical	Inconvénients d'une éolienne à axe vertical
<ul style="list-style-type: none"> • Le générateur est posé au sol (selon modèle) • Plus petites que les éoliennes classiques • Peut être intégré dans des bâtiments 	<ul style="list-style-type: none"> • Démarrage difficile • Faible rendement. • Masse non négligeable.

I.3.2. Les éoliennes à axe horizontal

Les éoliennes à axe horizontal (Figure I.8) sont basées sur la technologie ancestrale des moulins à vent. Elles sont constituées de plusieurs pales, profilées de façon aérodynamique à la

manière des ailes d'avion, pour générer un couple moteur entraînant la rotation [10]. La majorité des nombres de pales utilisés sont deux ou trois.

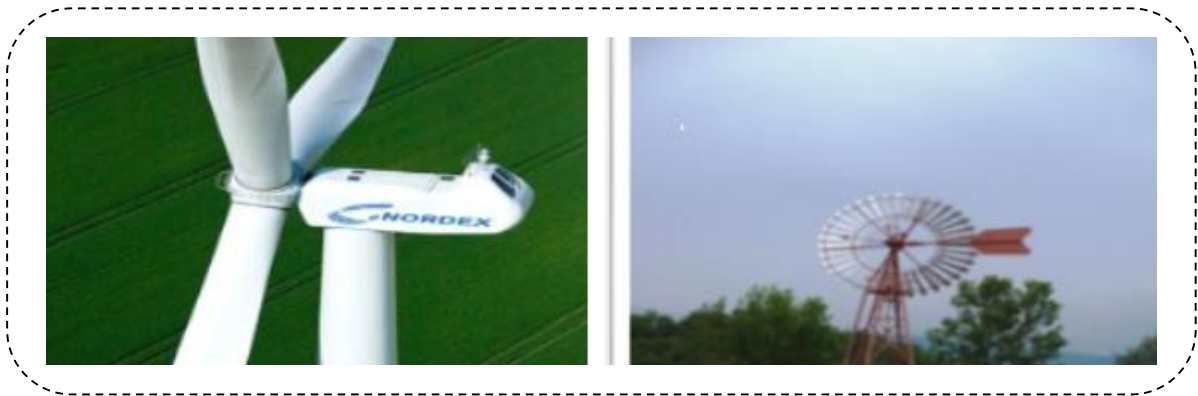


Figure I. 8 Éolienne à axe horizontal deux, trois pales et multi-pales [10].

La voilure peut être placée devant les rayons et un système mécanique est nécessaire pour orienter la surface active « face au vent ».

Une autre solution qui permet d'alléger la construction en supprimant tous les mécanismes d'orientation est la position derrière la nacelle. Dans ce cas, l'éolienne est automatiquement placée face au vent.

Les éoliennes de ce type sont assez rares car les vibrations importantes à prendre en compte sont transmises par les pales derrière le mât. La figure ci-dessous montre deux configurations [10].

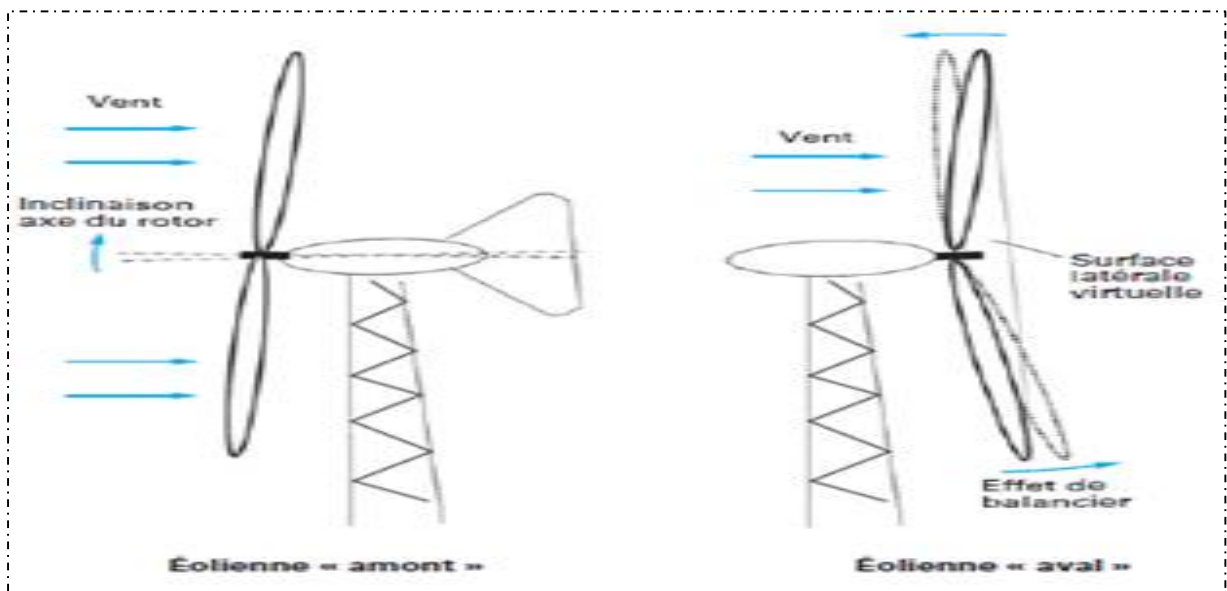


Figure I. 9 Type de configuration d'éolienne à axe horizontal

Avantages et les inconvénients d'une éolienne à axe horizontal [11] :**Tableau I. 2** Les avantages et les inconvénients à axe horizontal

Avantages d'une éolienne à axe vertical	Inconvénients d'une éolienne à axe vertical
<ul style="list-style-type: none"> • Le générateur est posé au sol (selon modèle) • Plus petites que les éoliennes classiques • Peut être intégré dans des bâtiments 	<ul style="list-style-type: none"> • Démarrage difficile • Faible rendement. • Masse non négligeable.

I.4. Classifications des éoliennes selon la puissance

Le tableau ci-dessous montre la classification des éoliennes selon la puissance [12]

Tableau I. 3 Classification des éoliennes

Classification des éoliennes	Diamètre (m)	Puissance (W)
Petite éolienne	Entre 0.5 m à 20 m	Inférieur à 100 kW
Moyenne éolienne	Entre 20 m à 50 m	100 kW à 1MW
Grande éolienne	Entre 50 à 100 m	Plus de 1MW

I.5. Formation de vent

- **L'origine de vent**

L'air qui compose l'atmosphère est un mélange gazeux de particules sous forme solide ou liquide. Sa composition est relativement stable à des altitudes inférieures à 100 km, principalement constituée d'azote et d'oxygène.

La majeure partie de sa masse est située à une altitude inférieure à 16 km, dans les basses couches de l'atmosphère [13].

- **Gisement national et mondial du vent**

Même si des études ponctuelles des variations spatio-temporelles de la vitesse du vent n'ont été publiées puisque le premier atlas des ressources éoliennes n'a été réalisé qu'en 1981 à Washington, dans le Pacifique Northwest Laboratory. En 1989, une équipe danoise du Laboratoire Riso à l'Atlas en Europe. Le premier ouvrage algérien sur l'énergie éolienne a été publié par M. Saïd M et A [14].

Ibrahim en 1984, Dans ces couches, les déplacements des masses d'air, appelées vents, ne sont pas le résultat de l'équilibre d'un ensemble de forces qui sont :

a-Force gravitationnelle : En conséquence de l'attraction mutuelle des objets, cette force est perturbée par la grande masse de la terre. Il pointe vers le centre de la terre.

b- Forces de pression : ces forces provoquent le déplacement des masses d'air qui forment le vent.

c- La force de Coriolis : cette force est liée à la rotation de la Terre sur son axe. Elle est perpendiculaire à la vitesse du vent et se dirige vers l'est dans l'hémisphère nord.

d-Les forces de frottement : Ces forces reflètent le frottement turbulent de l'air sur le sol. Généralement appliqué au mouvement de l'air dans l'atmosphère, le vent est produit par la différence de pression atmosphérique principalement causée par des gradients de température [15].

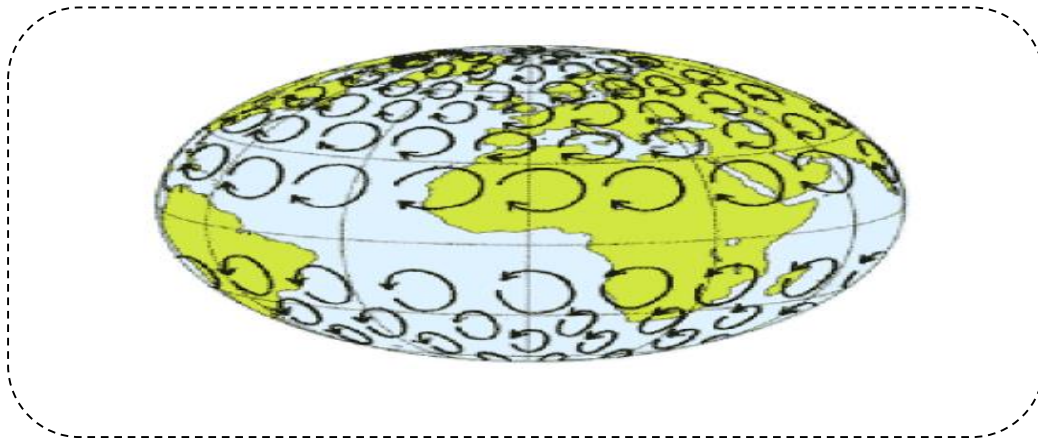


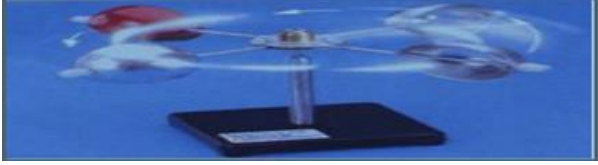


Figure I. 10 Influence de la force de Coriolis sur la direction du vent

▪ Instruments pour mesurer le vent

Il existe trois instruments de mesures définies par le tableau suivant :

Tableau I. 4 Instruments pour mesurer le vent [15].

Instruments	Image
La girouette	
Manche à air (manche à vent)	
L'anémomètre	

Unité de mesure : kilomètres par heure (km/h) ou mètres par seconde (m/s).

▪ **Critères de choix des sites éoliens**

Un bon site éolien doit présenter les qualités suivantes [16] :

- Site venté
- Il y a peu de turbulences
- Un accès facile
- Proche du réseau électrique

D'autres critères sont pris en compte pour le choix du site [17] :

- La nature du sol
- L'accessibilité du site
- La connexion au réseau électrique
- Les éoliennes
- Impact sonore

I.6. Modes d'exploitation de l'énergie éolienne

Il existe deux types :

I.6.1. Eolienne à vitesse fixe

Les premiers générateurs sur le marché sont basés sur l'utilisation de machines à cage asynchrone directement connectée au réseau (Figure 1.11). La machine est extrêmement

robuste, nécessite peu d'entretien et à de faibles coûts de construction. Étant donné que la plage de fluctuation du glissement est comprise entre (0,08), fonctionnement à vitesse variable. Le système d'orientation mécanique de la pale attribué maintient une vitesse de rotation constante [18]. Les turbines tournent également lentement, vous devez donc utiliser une boîte à vitesse (multiplicateur). Les batteries de condensateurs sont souvent affectées pour compenser la puissance réactive requise pour magnétiser les machines asynchrones à cage. Leur conception est fortement liée aux propriétés aérodynamiques et mécaniques. Les temps de réponse pour certains de ces composants varient de quelques dizaines de millisecondes [19].

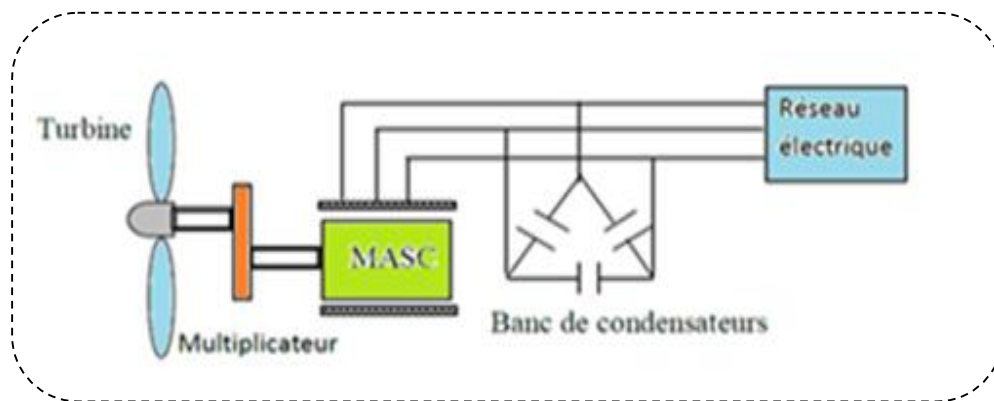


Figure I. 11 Éolienne à vitesse constante

Cela a les inconvénients suivants :

- Un dispositif consommateur réactive nécessaires pour magnétiser les machines asynchrones.
- Bruyant, à cause de la modification du système d'orientation des pales fortement sollicité, variations fréquentes du couple mécanique à cause du mouvement des pales pour garder une vitesse constante, ce qui entraîne des variations rapides du courant dans le réseau, impossibilité de réglage de la puissance générée.

Les avantages de ce type [20] :

- Simplicité électrique du système.
- Le coût pas cher
- Aucun système électronique requis

I.6.2. Eoliennes à vitesse variable

Le développement de l'électronique de puissance a permis de faire fonctionner des machines électriques à des vitesses variables et d'augmenter la production d'énergie électrique [21].

Éolienne à vitesse variable commandée par stator : les machines couramment utilisées pour l'installation de ce type d'énergie éolienne et couplées indirectement au réseau sont les machines asynchrones à cage et les machines synchrones à aimants permanents. La figure (I.12) représente l'éolienne à vitesse variable basée sur une machine asynchrone à cage ou la machine synchrone à aimant permanent et la figure (I.13) représente l'éolienne à vitesse variable basée sur une machine la machine synchrone à aimant permanent :

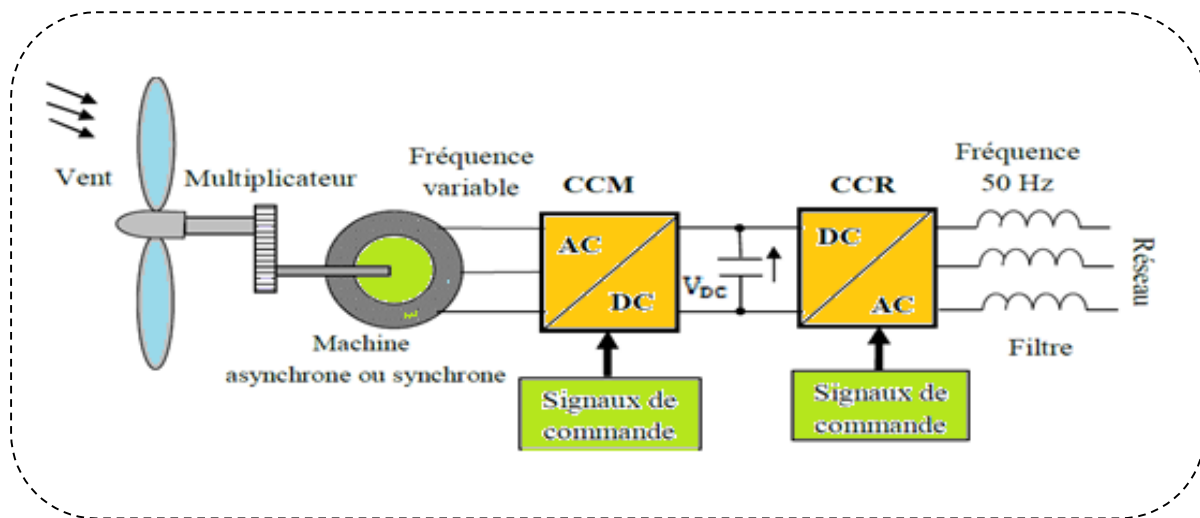


Figure I. 12 Éolienne à vitesse variable basée sur une machine asynchrone à cage ou la machine synchrone à aimant permanent

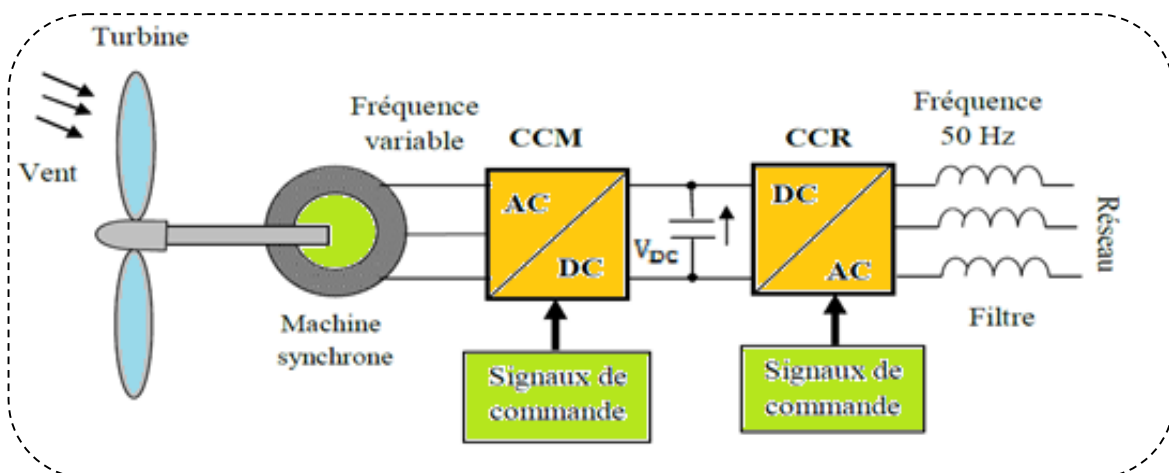


Figure I. 13 Éolienne à vitesse variable basée sur une machine la machine synchrone à aimant permanent

- ✓ **Eoliennes à vitesse variable commandées par le rotor**

Cette configuration est basée sur la Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA). Pour les éoliennes utilisant la MADA, le stator de celle-ci est directement couplé au réseau alors que son rotor est connecté au réseau à travers une interface composée de deux convertisseurs statiques comme le montre (la figure I.14). Lorsque la MADA fonctionne en génératrice, la turbine fournit une puissance mécanique, le stator et le rotor peuvent fournir de l'électricité au réseau et le rotor peut également prélever de la puissance. Tout dépend de la vitesse de rotation du générateur. Si le générateur fonctionne en mode super-synchrone, il fournit de l'énergie au réseau par le rotor via les convertisseurs. S'il fonctionne en mode sous-synchronisme, le rotor prélève de la puissance sur le réseau à travers les convertisseurs [22].

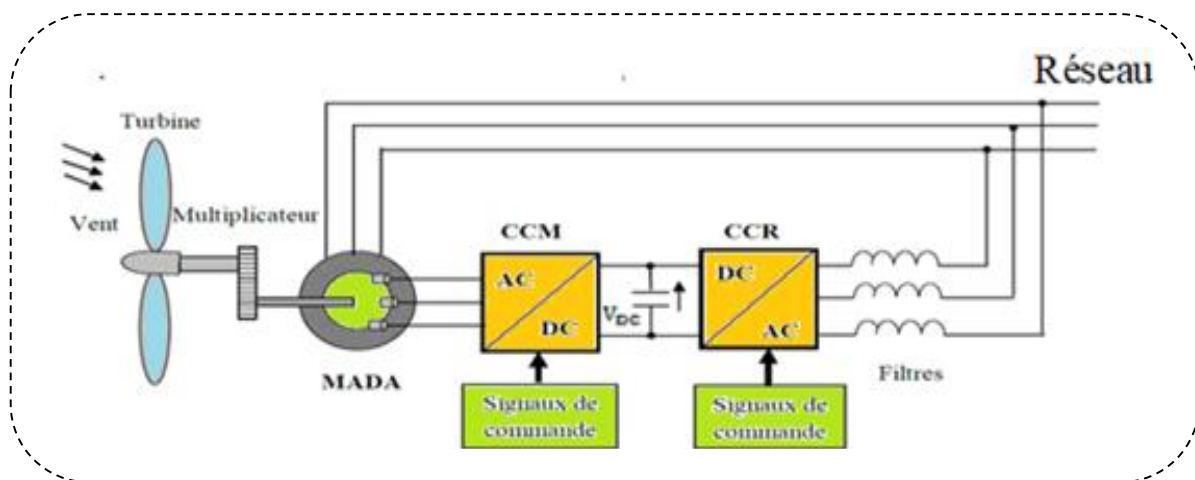


Figure I. 14 Éolienne à vitesse variable basée sur une MADA

I.7 .Les avantages et les inconvénients des énergies éoliennes

✓ Les avantages

L'énergie éolienne est une énergie qui respecte l'environnement. De nombreuses énergies ont contribué au changement climatique mondial et à la pollution de notre planète. Depuis l'ère préindustrielle, la concentration de CO₂ a augmenté de 25 % et doublera d'ici 2050. Cela a entraîné une augmentation de la température de 0,3 à 0,6 degrés depuis 1900. Provoquant le plus grand taux de réchauffement, et il est possible qu'il entraîne une élévation du niveau de la mer de 15 à 95 cm d'ici 2100 [23].

- L'énergie éolienne est l'une des énergies renouvelables les plus importantes.
- L'exploitation de l'énergie éolienne a déjà évité l'émission de 6,3 millions de tonnes de dioxyde de carbone, 21 000 tonnes de dioxyde de soufre et 17 500 tonnes de dioxyde d'azote.

- L'énergie éolienne n'est pas une énergie dangereuse comme l'énergie nucléaire et ne contient aucun impact radioactif.
- Les éoliennes peuvent être éteintes facilement. Les centrales thermiques et les centrales nucléaires sont continuées.
- L'énergie éolienne présente plusieurs avantages économiques.
- L'énergie éolienne est très importante pour les pays en développement car elle répond au besoin urgent de développement énergétique dans ces pays.
- Installation facile d'un parc éolien ou d'une turbine.
- Facilité d'intégration de ce type d'énergie dans les systèmes électriques existants [24].

✓ **Les inconvénients**

Les éoliennes présentent certains inconvénients :

- L'impact visuel est une question relative et subjective.
- Il y a beaucoup de bruit, surtout des bruits mécaniques.
- Certaines études indiquent que les éoliennes affectent les oiseaux.
- Un déséquilibre dans la stabilité et la qualité de l'énergie électrique produite par les éoliennes [25].

I.8. Les machines électriques

I.8.1. Histoire des machines électriques [26]

Dans cette partie, nous présentons une chronologie redéveloppement effectué des machines électriques :

1821 : Le premier moteur électromagnétique construit par l'Anglais Michael Faraday. Après une année Peter Barlow y a ajouté une roue dentée.

1831 : Faraday a énoncé le principe de l'induction électromagnétique. A la même période le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont également mené des travaux similaires, contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

1832 : Ampère a collaboré avec le fabricant français Hippolyte Pixii pour produire des générateurs à courant continu.

1836 : L'Anglais Hyde Clarke Hyde Clark a fabriqué une machine dont la structure est opposée à celle de Pixii/Ampère et a amélioré le commutateur redresseur.

1842 : Davidson a utilisé l'un des premiers moteurs à réactance variable.

1848 : Apparaissent des moteurs Froment, qui furent les premiers à être utilisés dans des applications industrielles, avec un couple allant jusqu'à 500 Nm.

1860 : Al 'Alliance produit des générateurs industriellement complexes.

1865 : Le premier prototype d'une machine à courant continu avec à induit en anneau et un collecteur radial a été construit grâce à l'italien Antonio Pacinotti, et son fonctionnement a été considérablement amélioré.

1888 : Au cours de ces années, un conflit éclata entre Edison et Tesla sur le choix du courant continu ou alternatif pour produire, utiliser et par conséquent consommer de l'énergie électrique. Nikola Tesla possédait plusieurs brevets pour l'ensemble de son système polyphasé (transformateurs, générateurs de moteurs synchrones et asynchrones. ...).

A partir en 1920, L'apparence des machines multi-phasées est utilisé pour la répartition de la puissance, car ces machines contient plusieurs phases, donc pour une puissance donnée, le courant par phase diminue, donc cette puissance est répartie entre les phases [27].

I.8.2. Classification des machines électriques

Tableau I. 5 Classification des machines électriques

Selon le type d'alimentation	Selon leur construction.
Machines à Courant Continu : – Machines à courant continu soit série Parallèle . Machines à courant alternatif : – Machines synchrones. – Machines asynchrones.	– Machines asynchrones. – Machines sans collecteur. – Machine synchrone à aimants permanents. – Machines avec collecteur. – Machines à courant continu. – Machines synchrones.

I.8.3.La machine synchrone a aimant permanent

Les machines synchrones sont toutes les machines dans lesquelles la vitesse du rotor est égale à la vitesse du champ magnétique tournant du stator. Le champ magnétique tournant est entraîné de deux manières par des aimants ou des circuits d'excitation. Le champ magnétique tournant est constant par rapport au rotor [28].

I.8.4.Description de MSAP

Une machine synchrone à aimants permanents est un convertisseur électromécanique qui fonctionne de deux manières. Il peut être aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Le Rotor dans ces machines est à pôles lisse (figure I.15.a) ou à pôles saillants (figure I.15.b). Comme l'entrefer sur l'arbre direct de la machine est petit, l'inductance directe L_d dans la machine à pôles saillants est supérieure à l'inductance directe sur l'axe indirect L_q . Avec la possibilité d'une commutation naturelle, l'application industrielle de ces machines dans les

systèmes d'entraînement s'est d'abord développée dans le domaine des fortes puissances (0,5 MW à 50 MW) [29].

Le stator de ces machines est la partie fixe où se trouvent les enroulements associés à la source. Il est constitué d'un empilement de plaques métalliques ferromagnétiques avec des fentes ayant trois spires identiques se correspondant par $2\pi/3$ [30]. La Figure (I.15) représente Les différents types de rotors d'une MSAP et la figure (I.16) représente les différents types de rotors d'une MSAP.

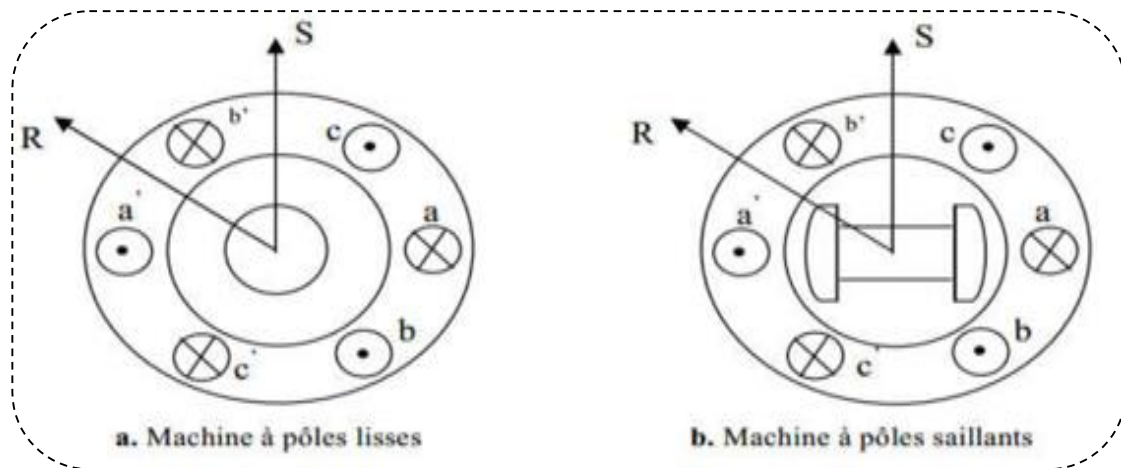


Figure I. 15 Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné [29]

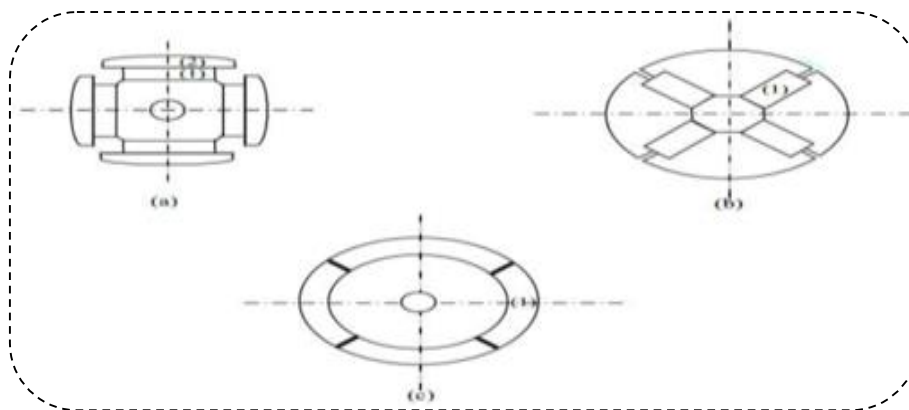


Figure I. 16 Différents types de rotors d'une MSAP [31].

(a) aimants permanents et pièce polaire saillante (2)

(b) aimants permanents noyés (c) aimants permanents distribués sur la surface du rotor.

I.8.5.Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent

Une machine synchrone à aimant permanent est un dispositif électromagnétique dont le but est de convertir de l'énergie mécanique en énergie électrique ou inversement. Il est constitué de deux parties principales, l'inducteur (rotor) qui crée un champ magnétique fixe et le stator dans lequel ce champ induit un champ variable, ces deux parties sont séparées par un entrefer.

Grâce à la superposition des trois flux magnétiques générés par les trois bobines du stator se produit un flux magnétique sinusoïdal tournant à la fréquence de la source de tension. Il existe une égalité entre la vitesse de rotation du rotor et la fréquence de la source de tension, ceci après interaction du flux magnétique tournant avec le flux du rotor dans l'entrefer qui sépare le stator du rotor, et crée ainsi une force électromagnétique.

❖ Les aimants permanents :

Les matériaux magnétiques se divisent en deux familles [32]- [33] :

Tableau I. 6 Les matériaux magnétiques

Les matériaux magnétiques durs (à large cycle)	les matériaux magnétiques dits « doux »
Souvent appelés "aimants permanents" car leur aimantation ne change pas sous l'influence d'un champ magnétique externe	Le magnétisme ne se manifeste qu'en présence d'une excitation externe.

Le magnétisme est classé par la largeur de sa période d'hystérésis comme le montre dans la figure (I.17) suivante :

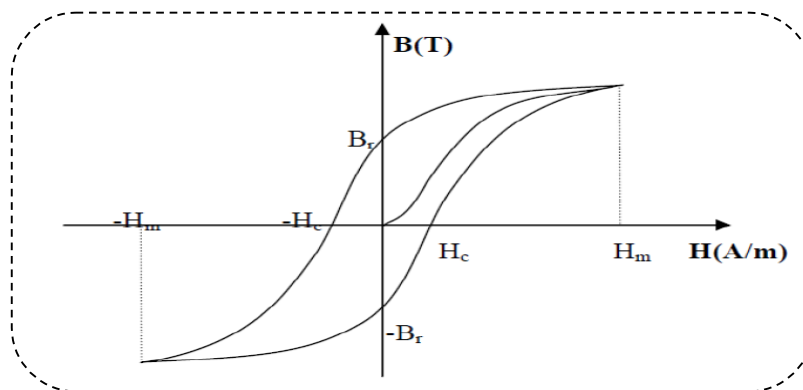


Figure I. 17 Cycle d'hystérésis [34]

❖ Les différents types d'aimants permanents

Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types [35]-[36] :

- **Les Alnico:** Aimants permanents en alliage d'aluminium Aluminium-Nickel-Cobalt. Il a une inductance résiduelle élevée et un champ forcé faible, et il a des caractéristiques d'énergétiques médiocres. Du fait de sa composition minérale, c'est le centre de perte de fer, et le procédé de fabrication induit une direction d'aimantation distincte, qui est la direction de plus grande longueur. Actuellement, en raison de sa faible qualité, il est rarement utilisé.

- **Les Ferrites:** Les aimants permanents sont fabriqués à partir de matériaux de la famille des céramiques et sont donc non conducteurs d'électricité et semi-magnétiques. Ils ont une faible inductance mais ont un champ coercitif élevé. Il est important pour son bon rapport densité énergétique et bon prix.
- **Les alliages métaux – terres rares: Actuellement :** ce sont les aimants permanents les plus efficaces utilisés dans la construction de machines synchrones .Le plus courant est l'alliage samarium-cobalt, Parce qu'il est fort, le couple de rotation donne à la machine un couple énorme et réduit Ceci est dû à son inertie, caractérisée par une induction résiduelle et un champ coercitif élevé. de taille égale, et donc par comparaison la densité d'énergie stockée dans l'aimant est trois fois supérieure à celle de l'Alnico et six fois supérieure à celle de la ferrite, Il en résulte une augmentation du couple massique de la machine et une diminution de l'inertie. Mais son prix reste élevé.

I.8.6. Les avantages et les inconvénients de la MSAP

La MSAP a de nombreux avantages mais aussi quelques inconvénients :

➤ Les avantages

Les machines à aimants permanents (MSAP) ont connu un boom ces dernières années. Elle a été adoptée dans de nombreuses applications de haute performance. Et nos quelques avantages des machines à aimants permanents sont énumérés ci-dessous:

- Suppression les pertes Joules au niveau du rotor car L'absence d'enroulement rotorique.
- Un couple volumique élevé et la puissance massique permettent une meilleure compacité.
- Facilité de construction et d'entretien grâce au manque des collecteurs et des balais.
- Les performances dynamiques sont très bonnes en raison de la densité du flux relativement élevée dans l'entrefer.
- Grande capacité de surcharge transitoire et comportement dynamique pendant l'accélération et le freinage.
- Très bonnes performances et un facteur de puissance élevé.
- Fonctionne à des vitesses très élevées.

➤ Les inconvénients

- Grâce au prix des aimants le Coût est élevé.
- Il y a un problème, qui est la température élevée de l'aimant.
- Il existe un risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- Ne pas être capable de contrôler l'excitation.

- Augmentation des pertes statoriques par effet Joule. Afin d'atteindre des vitesses élevées, c'est au moyen du courant statorique de démagnétiser la machine.
- Ne pas permettre la flexibilité de contrôler une plage de vitesse très large car ce débit n'est pas régulé.
- La structure de la machine a été affectée par les vibrations et les chocs.

I.9. Les types des commandes

Les charges non linéaires complexes caractérisées par des exigences technologiques très spécifiques nécessitent le développement des techniques de commande des convertisseurs statiques par l'utilisation des différents types de contrôle non linéaires.

I.9.1. Commandes classiques

- **Commande vectorielle**

VOC (Voltage Oriented Control) : utilise la boucle de courant, développée à l'aide de la commande vectorielle des machines électriques.

Il comprend le contrôle vectoriel courant dans le sens du vecteur de tension, le contrôle vectoriel courant dans les deux axes de rotation permet d'obtenir une commande de découplage des deux vecteurs courant dans la consigne de rotation synchrone dans le même sens que le vecteur de tension du réseau.

- **Commande directe de couple (DTC)**

La DTC a été proposé par Takahashi et Diebenbrook en 1985 [37]. Ses principaux objectifs sont de réduire les ondulations du couple et la distorsion du flux. Ainsi gardaient toujours leurs caractéristiques de base comme l'absence de MLI, le réglage par hystérésis du couple (aussi du flux dans la DTC).

La DTC est basée sur les points suivants :

- ✓ La sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- ✓ Contrôle indirect du courant et de la tension du stator du moteur.
- ✓ Obtenir un flux et un courant stator presque sinusoïdaux.
- ✓ Réponse très rapide au couple dynamique de la machine.

La bande passante du comparateur d'hystérésis affecte l'oscillation du couple et la fréquence de commutation.

- **Commande directe de puissance (DPC)**

La commande directe de la puissance (DPC) proposé par Ohnishi (1991) et développé plus tard par Noguchi et Takahachi en 1998. Le contrôle direct du couple (DTC) pour les machines est similaire au contrôle direct de la puissance (DPC) [38]. Son principe de fonctionnement est

de contrôler les forces instantanées actives et réactives, à la place du couple et du flux. Pour ce type de commande, la tension du bus continu est contrôlée par le biais du terme fondamental de la puissance active. Par exemple, si la tension du bus continu est supérieure par rapport à sa référence, la puissance active absorbée doit être réduite. Elle augmente lorsque la tension continue est faible par rapport à sa valeur de référence.

I.9.2. Commande par les techniques l'intelligence artificielle

- **Commande à base de Réseaux de Neurones**

Les réseaux de neurones ont des propriétés d'apprentissage, d'approximation et de généralisation, ils sont donc intéressants pour la synthèse d'une telle commande [39]-[40].

Les plus importants ont la capacité de mémoriser, de généraliser et surtout d'apprendre, ce qui est le phénomène le plus important. Ils sont une formule mathématique simplifiée pour les neurones biologiques.

- **Commande à base de logique floue**

La logique floue est une forme de logique utilisée dans certains systèmes experts et applications d'intelligence artificielle. Cette logique a été créée en 1965 par le scientifique azerbaïdjanais "Loutfi Zadeh" de l'Université de Californie, où il l'a développée pour l'utiliser comme un meilleur moyen de traiter les données.

- **Commande à base d'algorithme génétique**

Les algorithmes génétiques sont une méthode de recherche utilisée dans l'intelligence artificielle et l'informatique. Il est utilisé pour trouver des solutions améliorées aux problèmes de recherche basés sur la théorie de la sélection naturelle et la biologie évolutive. Les algorithmes génétiques sont excellents pour effectuer des recherches dans des ensembles des données complexes.

I.10. Conclusion

Dans ce chapitre, premièrement nous avons cité les notions de base nécessaires à la chaîne de conversion de l'énergie cinétique en énergie électrique et la définition des énergies renouvelables, ensuite on a présenté sur les différents types d'éoliennes utilisées pour la production d'électricité et leurs fonctionnements. Nous avons discuté sur les commandes classiques et les commandes non linéaires ce qui donne une brève définition de la chaine de conversion d'énergie éolienne.

Chapitre II :
Modélisation du système
éolien (Turbine-MSAP)

II.1 Introduction

Les éoliennes convertissent l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Divers composants sont conçus pour une conversion maximale de cette énergie.

L'intégration des éoliennes pour la production d'électricité a conduit les chercheurs à améliorer soit l'efficacité de la conversion électromécanique, soit la qualité de l'énergie fournie.

Pour valider notre étude théorique de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne, la simulation est nécessaire. Pour ce faire, nous devons modéliser la chaîne que nous voulons étudier.

II.2 Modélisation du vent

La première étape nécessaire à un projet de production éolienne est le choix géographique du site. Les propriétés du vent sont intéressantes pour l'étude de l'ensemble du système de conversion de l'énergie éolienne, car sa puissance, dans des conditions idéales, est proportionnelle au cube de la vitesse du vent. Pour connaître les caractéristiques d'un site, il est indispensable de disposer de mesures de la vitesse du vent et de sa direction, sur une longue période de temps. Elle est modélisée par une addition d'un certain nombre d'harmoniques et la variation de la vitesse du vent est selon l'équation suivante [41]-[42] :

$$V_V(t) = 6.5 + 0.2 \sin(0.1047t) + 2\sin(0.2665t) + \sin(1.2930t) + 0.2 \sin(3.6645t) \quad (\text{II.1})$$

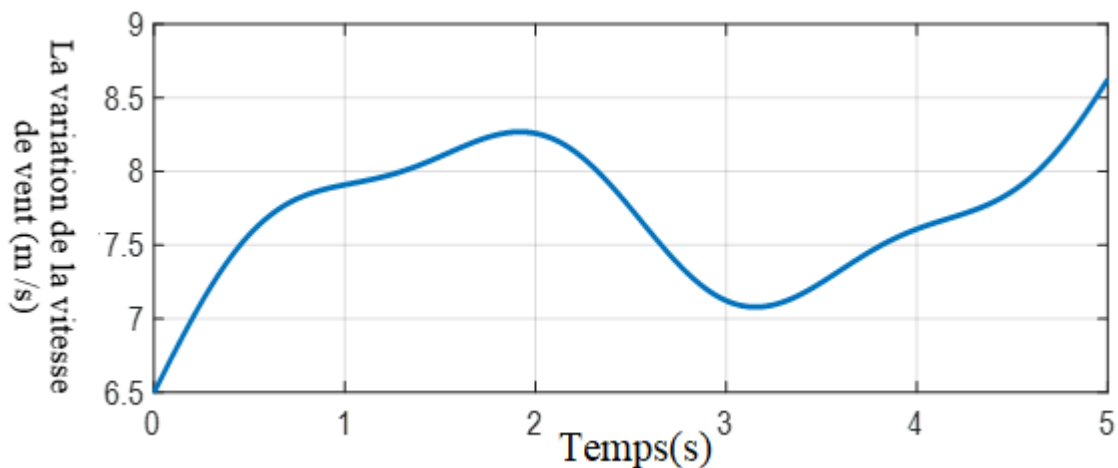


Figure II. 1 La variation de la vitesse de vent.

II.3. Modélisation de la turbine

Dans cette partie, nous allons étudier une turbine éolienne ayant des pales de longueur R entraînant une génératrice à travers un multiplicateur de vitesse de gain G (Figure II.2) [43].

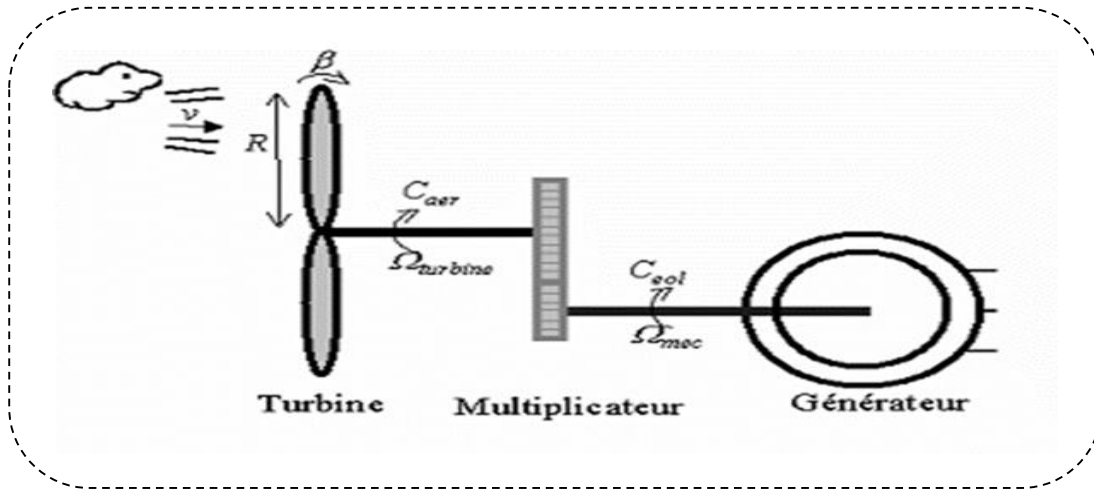


Figure II.2 les composants de la turbine.

La puissance du vent ou puissance éolienne est définie de la manière suivante :

$$P_v = \frac{\rho \cdot S \cdot v^3}{2} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

- ρ : la densité de l'air (1,22 kg / m³).
- S : surface circulaire balayée par la turbine.
- v : la vitesse du vent.

L'expression de la puissance aérodynamique au niveau du rotor de la turbine est écrite :

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

C_p : représente le coefficient de puissance. Il est chargé des caractéristiques de la turbine. Donc il influence sur le rendement aérodynamique de la turbine.

La courbe de la (Figure II.3) représente la variation C_p en fonction du rapport de vitesse et de l'angle de l'orientation des pales β .

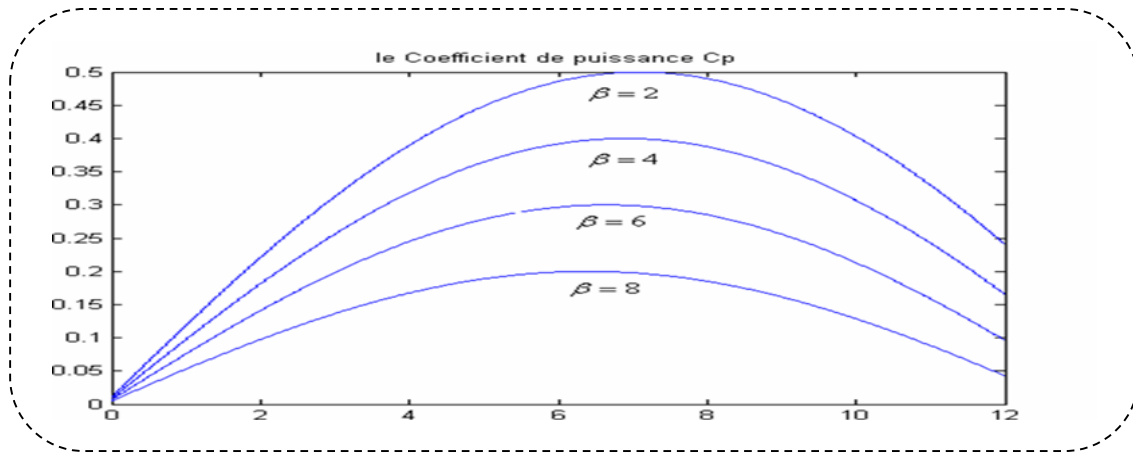


Figure II.3 le coefficient aérodynamique en fonction du ratio de vitesse de la turbine.

Le rapport entre la vitesse linéaire des pales et la vitesse du vent représente Le rapport de vitesse suivante :

$$\lambda = \frac{\Omega_t \cdot R}{v} \quad (\text{II.4})$$

Ω_t : représente la vitesse de la turbine.

A partir les études réalisées sur une éolienne de puissance 1.5MW [3], l'expression du coefficient de puissance est donné par l'équation suivante :

$$C_p = (0.5 - 0.167)(\beta - 2) \sin \left[\frac{\pi(\lambda + 0.1)}{18.5 - 0.3(\beta - 2)} \right] - 0.00184(\lambda - 3)(\beta - 2) \quad (\text{II.5})$$

β : Représente L'angle de l'orientation des pales.

Le couple aérodynamique est déterminé par :

$$C_{aer} = \frac{P_{aer}}{\Omega_t} = C_p \cdot \frac{\rho \cdot S \cdot v^3}{2} \cdot \frac{1}{\Omega_t} \quad (\text{II.6})$$

▪ Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur c'est un composant dans la construction de la turbine. Il adapte la vitesse (lente) de la turbine à la vitesse de la génératrice. La modélisation mathématique de multiplicateur est donnée par les équations suivantes :

$$C_g = \frac{C_{aer}}{G} \quad (\text{II.7})$$

$$\Omega_t = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (\text{II.8})$$

▪ Equation dynamique de l'arbre de la turbine

La masse de la turbine éolienne est reportée sur l'arbre de la turbine sous la forme d'une inertie turbine J et comprend la masse des pales et la masse du rotor de la turbine. Le modèle

mécanique proposé considère l'inertie totale J constituée de l'inertie de la turbine reportée sur le rotor de la génératrice et de l'inertie de la génératrice [43].

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_g \quad (\text{II.9})$$

Il est noté que l'inertie du rotor de la génératrice est très faible par rapport à l'inertie de la turbine reportée par cet axe. A titre illustratif, pour une éolienne « Vestas » de 2 MW, une pale a une longueur de 39 m et pèse 6.5 tonnes.

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

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} \quad (\text{II.10})$$

Où J totale qui apparaît sur le rotor de la génératrice. Ce couple mécanique prend en compte le couple électromagnétique C_{em} produit par la génératrice, le couple des frottements visqueux C_{vis} et le couple issu du multiplicateur C_g

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad (\text{II.11})$$

Le couple résistant dû aux frottements est définie par un coefficient de frottements visqueux f

$$C_{vis} = f \cdot \Omega_{mec} \quad (\text{II.12})$$

II.4. Stratégie de maximisation de puissance "MPPT"

Les éoliennes utilisées pour produire de l'électricité doivent produire un maximum d'électricité en utilisant pleinement l'énergie disponible dans le vent. C'est pour ça il y'a des nombreux systèmes de commande de l'éolienne, agissant au niveau de la partie mécanique par l'intermédiaire de l'angle de calage des pales ou au niveau de la partie électrique via l'électronique de puissance [44,45].

II.4.1. Le contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique

La méthode de cette stratégie est réglé le couple électromagnétique de la génératrice de manière à fixer la vitesse de rotation mécanique à une vitesse de référence pour extraire le maximum de puissance de la turbine.

Le schéma du contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique de rotation est donné par (la figure II.4) [46]-[44].

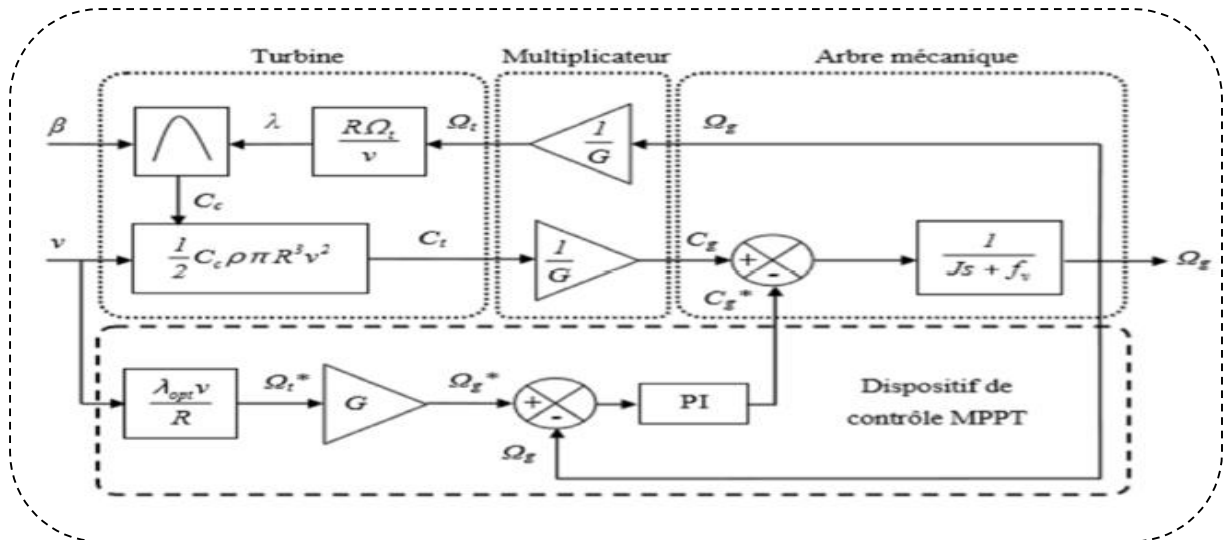


Figure II.4 Le Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique [46].

II.4.2. Le contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique

Dans cette stratégie le contrôle base sur l’hypothèse que la vitesse du vent change très peu en régime permanent par rapport les constantes de temps électriques du système éolien, Ce qui signifie que le couple d'accélération de la turbine peut être considéré nul.

la stratégie du contrôle MPPT de la turbine éolienne sans asservissement de la vitesse de rotation (voir la figure II.5) [46]-[44].

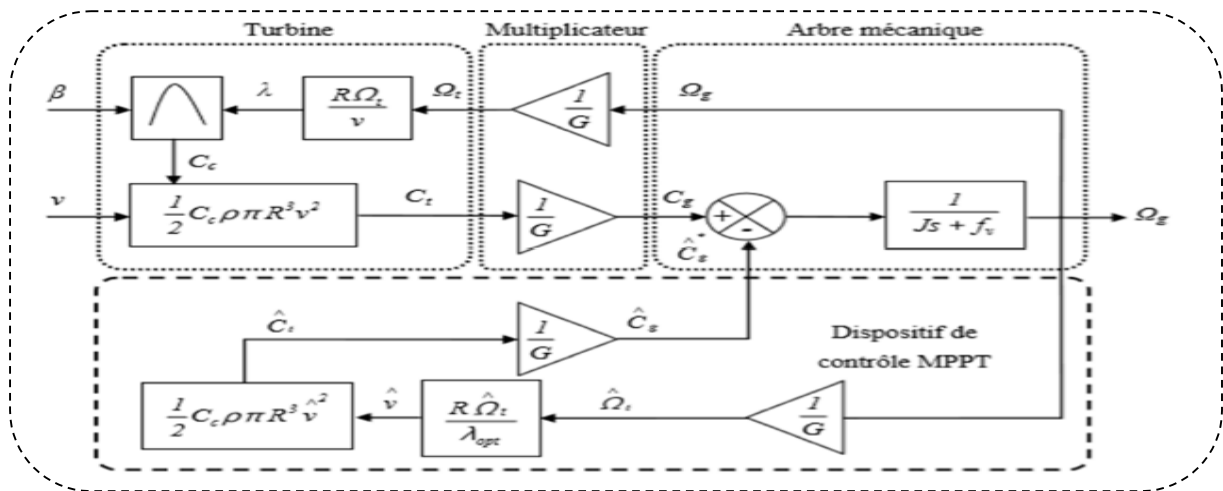


Figure II.5 Le Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique [46]

Cette technique de commande peut être appliquée lorsque la génératrice est de type génératrice asynchrone double alimentation (GADA) .

Dans ce cas on a deux alimentation l'un au niveau de stator et l'autre au niveau du rotor.

La vitesse de rotation est liée par la relation :

$$ws = wr + wm \tag{II.13}$$

$$wm = ws - wr \tag{II.14}$$

La vitesse w_m est réglé par réglage de w_r .puisque le rotor est alimenté via un onduleur ou la fréquence réglable [47]- [48].

II.4.3. Choix de la turbine

La turbine à axe horizontal à 2 et 3 pales est généralement utilisée pour les moyennes et les grandes puissances tandis que les turbines à axe vertical sont plutôt utilisées pour les faibles puissances.

Notre éolienne est réservée pour être utilisée dans les zones urbaines et les sites isolés. D'un autre côté, la turbine est couplée directement à la génératrice à aimant permanent qui possède un bon rendement même aux faibles vitesses de rotation donc la turbine est sans multiplicateur ce qui améliore le rendement et minimise l'entretien de la chaîne de production de l'énergie éolienne .

On a opté dans notre étude l'utilisation d'une turbine à axe vertical pour ses avantages déjà connus (espace réduit de l'installation, ne nécessite pas un système d'orientation ...etc.et pour ma machine 1 kW, La MPPT n'est pas importante puisque la puissance est petite (avantage du côté économique).

II.5. Modélisation de la MSAP

La modélisation des parties mécaniques et électriques de la machine se trouvent dans le même bloc.

La relation entre la pulsation ω_g du champ magnétique tournant et la vitesse de rotation est constante [49]- [50].

$$\Omega_s = \frac{\omega_g}{p} \quad (\text{II.15})$$

Ou : $\omega_g = 2. \pi. f$

f : La fréquence de courant alternatif.

L'enroulement du stator sera affecté par le champ magnétique tournant, occupant une position au niveau de l'entrefer et générant une force électromotrice E :

$$E = k. N. \phi. f \quad (\text{II.16})$$

k : Le coefficient de Kapp.

N : Nombre de conducteurs d'une phase de la machine.

Φ : Flux maximum en weber pour une phase.

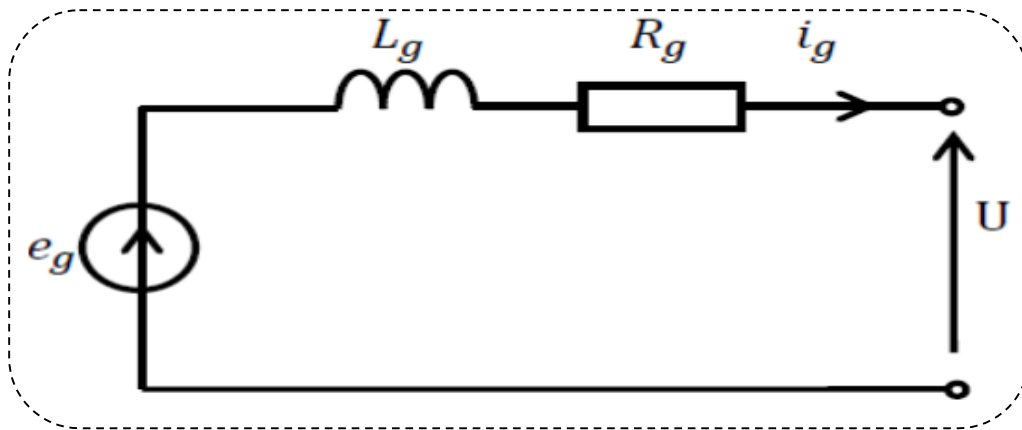


Figure II.6 schéma équivalent d'un enroulement.

e_g : F.é.m. à vide en volt.

U : Tension aux bornes d'un enroulement de la machine en Volt.

R_g : Résistance de l'enroulement en Ohm.

L_g : L'inductance synchrone en Henry

D'après le schéma de la Figure II.4, la loi des mailles est :

$$e_g = U + L_g \cdot \frac{di_g}{dt} + R_g \cdot i_g \quad (\text{II.17})$$

L'équation de la partie mécanique sans l'apparition du frottement est :

$$J_{ds} \cdot \frac{d\Omega_s}{dt} = T_d - T_{em} \quad (\text{II.18})$$

J_{ds} : L'inertie totale de l'ensemble moteur diesel et générateur synchrone.

Ω_s : La vitesse de rotation.

T_d : Le couple mécanique sur l'arbre.

T_{em} : Le couple électromagnétique.

II.6. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanent

➤ Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine synchrone doit être simplifiée, donc les hypothèses suivantes doivent être faites [51]-[52] :

- Elimination de la composante homopolaire des courants par la connexion de stator en étoile avec neutre en l'air.
- La saturation du circuit magnétique est négligée ce qui mène à exprimer les flux magnétiques comme des fonctions linéaires des courants des phases.

- La négligence des harmoniques d'espace donc la distribution de la FMM dans l'entrefer est sinusoïdale.
- La négligence les pertes par hystérésis et par courants de Foucault.
- La négligence de l'effet de la température.

➤ **Les équations de la machine synchrone à aimant permanent**

Les équations des tensions statoriques sont :

$$\begin{cases} V_a = R_s I_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \\ V_b = R_s I_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \\ V_c = R_s I_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \\ V_f = R_s I_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Les Equations des flux sont :

$$\begin{cases} \varphi_a = L_s I_a + M_{ab} I_b + M_{ac} I_c + M_{af} I_f \\ \varphi_b = L_s I_b + M_{ba} I_a + M_{bc} I_c + M_{bf} I_f \\ \varphi_c = L_s I_c + M_{ca} I_a + M_{cb} I_b + M_{cf} I_f \\ \varphi_f = L_f I_f + M_{fa} I_a + M_{fb} I_b + M_{fc} I_c \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

II.6.1. Le modèle de Park

Pour faire une simplification de système on introduit la transformée de PARK qui fait correspondre aux variables réelles leurs composantes [53] :

$$\begin{cases} V_d, V_q, V_0 \\ I_{ds}, I_{qs}, I_0 \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Le passage triphasé-biphasé est donné comme le montre :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$[P(\theta)]$: La matrice de PARK normalisée, elle est définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Les coefficients des équations différentielles sont variables (en fonction de θ).

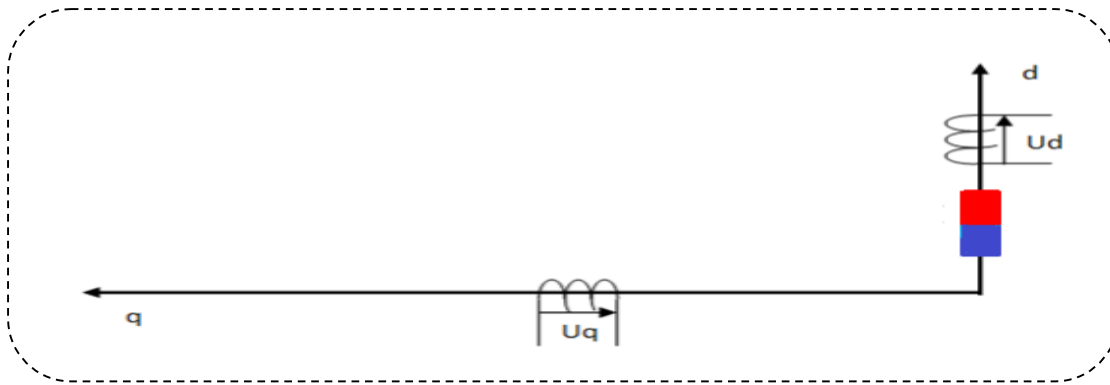


Figure II.7 Modèle de la GSAP sur l'axe (d,q)

Les équations des tensions sont :

La machine triphasée est équilibrée et symétrique avec neutre isolé donc la composante homopolaire est nulle. Les équations électriques sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + L_d \frac{dI_{ds}}{dt} - L_q \omega \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + L_q \frac{dI_{qs}}{dt} - L_d \omega \cdot I_{ds} + \omega \cdot \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

En utilisant la convention du générateur, on inverse le sens des courants I_{ds} et I_{qs} dans les repères de Park, le modèle du générateur synchrone à aimants permanents obtenu est décrit par les équations suivantes [54] :

$$\begin{cases} V_{ds} = -R_s I_{ds} - \frac{d\varphi_d}{dt} + \omega \cdot \varphi_q \\ V_{qs} = -R_s I_{qs} - \frac{d\varphi_q}{dt} - \omega \cdot \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Les Equations des flux sont :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_{ds} I_{ds} - \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

On remplace les équations des flux (II.27) dans le système (II.26) on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = -R_s I_{ds} - L_d \frac{dI_{ds}}{dt} + \omega \cdot L_q I_{qs} \\ V_{qs} = -R_s I_{qs} - L_q \frac{dI_{qs}}{dt} - \omega \cdot (L_d I_{ds} - \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

À partir de l'équation (II.27), on peut déduire le schéma équivalent du GSAP selon les deux axes d et q, (Figure II.8) [55] :

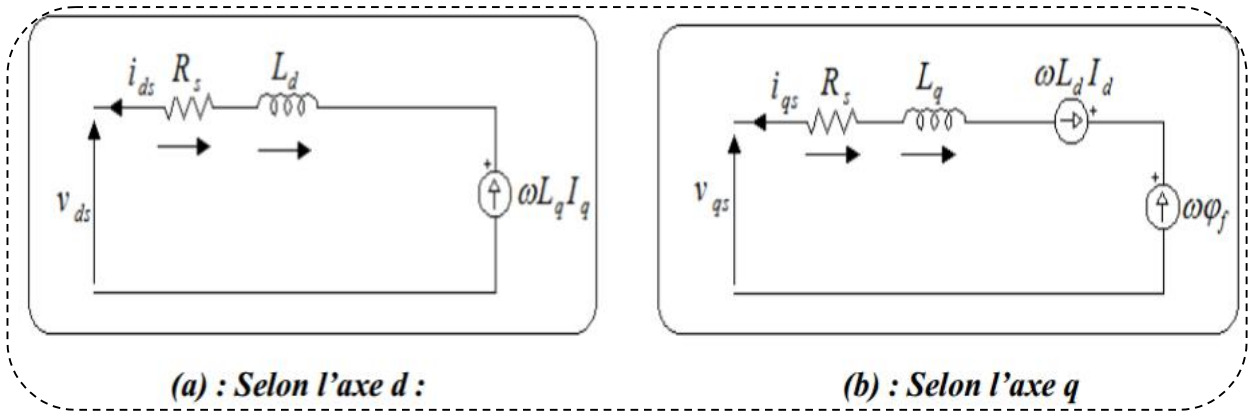


Figure II.8 Schémas équivalents du GSAP selon les deux axes d et q.

L'expression de la puissance est :

L'expression de la puissance électrique de la machine dans le repère (abc) est exprimée par :

$$P(t) = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c \quad (II.28)$$

La puissance transmise dans le repère de Park est exprimée par :

$$P(t) = (V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs}) \quad (II.29)$$

Après on replace V_{ds} , V_{qs} par leurs expressions, on obtient :

$$P(t) = \left[-R_s (I_{ds}^2 - I_{qs}^2) - \left(I_{ds} \frac{d\varphi_d}{dt} + I_{qs} \frac{d\varphi_q}{dt} \right) + \omega (\varphi_d I_{qs} - \varphi_q I_{ds}) \right] \quad (II.30)$$

Sachant que [12]:

$[-R_s (I_{ds}^2 - I_{qs}^2)]$: Représente la puissance dissipée par effet Joule dans les enroulements du stator (P_j).

$[\omega (\varphi_d I_{qs} - \varphi_q I_{ds})]$: Représente la puissance électromagnétique (P_{em}).

$\left[I_{ds} \frac{d\varphi_d}{dt} + I_{qs} \frac{d\varphi_q}{dt} \right]$: Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator (P_v).

L'équation de couple est :

L'expression du couple électromagnétique C_{em} est donnée par la dérivée de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de la rotation du rotor [56] :

$$\left\{ C_{em} = \frac{dw_e}{d\theta_{geo}} = P \frac{dw_e}{d\theta_e} \right. \quad (II.31)$$

Avec :

w_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).

θ_e : Angle électrique.

P : Nombre de paires de pôles.

C_{em} : Couple électromagnétique.

Ou :

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega \quad (\text{II.32})$$

$$P_{em} = [\omega(\varphi_d I_q - \varphi_q I_d)] \quad (\text{II.33})$$

L'équation du couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = P[(\varphi_d I_q - \varphi_q I_d)] \quad (\text{II.34})$$

Afin de l'affectation des opérations nécessaire, on peut écrire :

$$C_{em} = P[(L_q - L_d)I_d I_q + \varphi_f I_q] \quad (\text{II.35})$$

L'équation mécanique suivante représente la dynamique de la machine :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_{em} - C_f \quad (\text{II.36})$$

Avec :

$$C_f = F\Omega \quad (\text{II.37})$$

C_m : Couple moteur appliqué sur le générateur.

C_f : Couple de frottement.

J : Moment d'inertie total de la machine.

F : Coefficient de frottement visqueux.

II.7.Simulation de la GSAP

II.7.1. Fonctionnement à vide

À vide les courants statoriques sont nuls.

$$\begin{cases} I_{ds} = 0 \\ I_{qs} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Alors les équations des tensions et du couple sont :

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ C_{em} = 0 \\ V_{qs} = \omega \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

Dans ce fonctionnement, On veut montrer la proportionnalité entre la vitesse de rotation de la GSAP et l'amplitude et la fréquence de la tension fournie. Pour cela, on fait lancer le générateur. Ensuite on le laisse tourner librement. Le frottement dans ce cas est nul [57] .

➤ Résultats de simulation

Les simulations sont réalisées sous Matlab/simulink (version 2016 a). Les paramètres de simulation sont :

$J = 0.00141 K_g.m^2, P = 3; f_i = 0.9 Wb, R_s = 0.895 \Omega, L_d = 0.012 H, L_q = 0.0211 H$ [58] [88] :

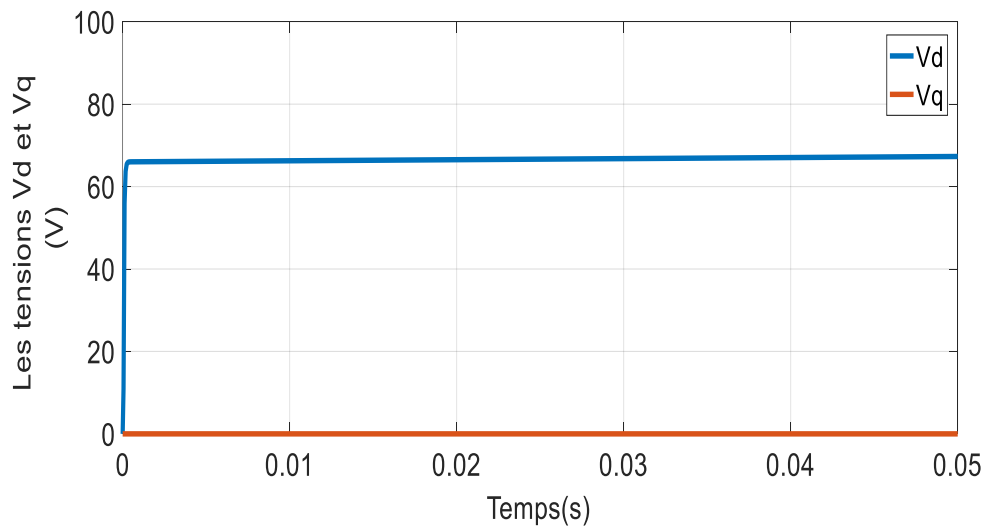


Figure II.9 Composantes Id et Iq

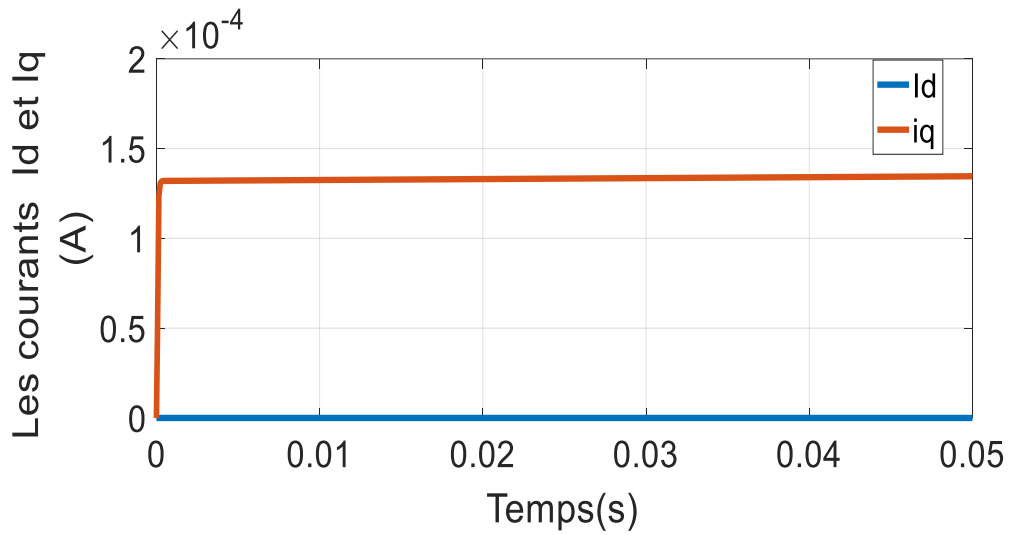


Figure II.10 Composantes V_d et V_q .

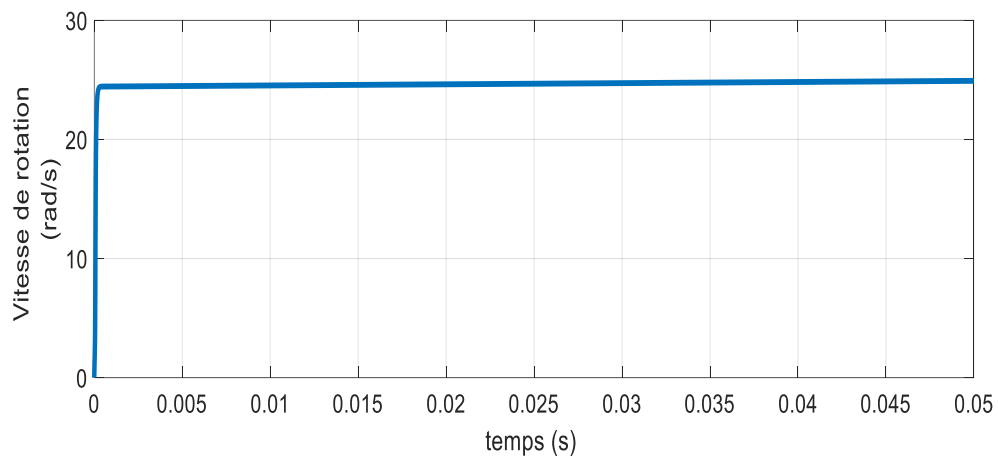


Figure II.11 Vitesse de rotation.

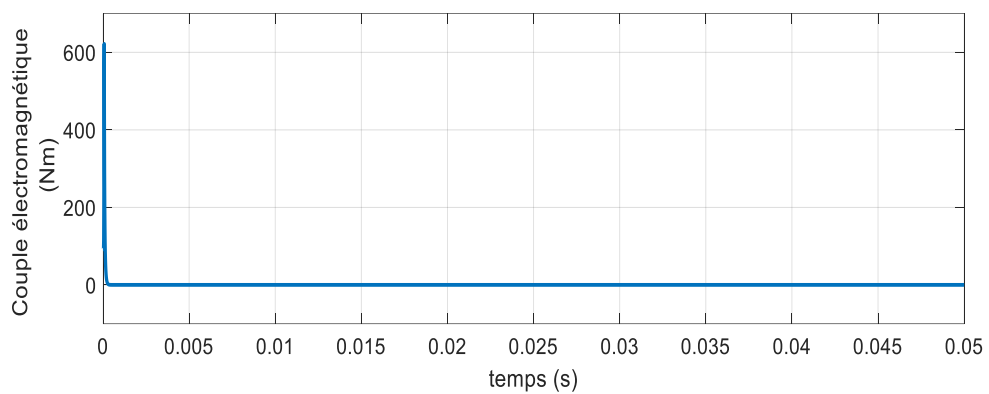


Figure II.12 Couple électromagnétique (Nm).

➤ Interprétation des résultats

On remarque que les tensions V_d et V_q sont continues. La tension V_d est nulle parce que c'est elle qui est responsable de la réaction d'induit, en notre terme cette tension doit être toujours nul.

La tension V_q est responsable du couple ou bien du courant actif. Dans cet essai, il est clair que la tension V_q est égale à 68V.

II.7.2. Fonctionnement en charge

Dans ce cas le générateur alimente une charge (R_{ch} , L_{ch}). Pour obtenir les tensions et les courants résultants de l'application de cette charge sur le générateur, on applique les équations données par (II.26) [57] :

$$\begin{cases} V_{ds} = -R_S I_{ds} - L_d \frac{dI_d}{dt} + \omega \cdot L_q I_q \\ V_{qs} = -R_S I_{qs} - L_q \frac{dI_q}{dt} - \omega \cdot (L_d I_d - \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

L'application des tensions V_{ds} et V_{qs} sur la charge est exprimées par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_{ch} \cdot I_{ds} + L_{ch} \frac{dI_d}{dt} - \omega L_{ch} I_q \\ V_{qs} = R_{ch} \cdot I_{qs} + L_{ch} \frac{dI_q}{dt} + \omega L_{ch} I_d \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Après de remplacer les expressions de V_{ds} et V_{qs} dans (II.38), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} 0 = -(R_S + R_{ch}) I_{ds} - (L_d + L_{ch}) \frac{dI_d}{dt} + \omega (L_q + L_{ch}) I_q \\ 0 = -(R_S + R_{ch}) I_{qs} - (L_q + L_{ch}) \frac{dI_q}{dt} - \omega (L_d + L_{ch}) I_d + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Ensuite en introduisant la transformation de LAPLACE dans les équations ci-dessus, on aura :

$$\begin{cases} S I_d = \frac{1}{L_d + L_{ch}} [-(R_S + R_{ch}) I_{ds} + \omega (L_q + L_{ch}) I_q] \\ S I_q = \frac{1}{L_q + L_{ch}} [-(R_S + R_{ch}) I_{qs} - \omega (L_d + L_{ch}) I_d] + \frac{\omega \varphi_f}{L_q + L_{ch}} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

On considère le flux d'excitation φ_f comme une grandeur de commande et les courants I_{ds} , I_{qs} comme variables d'état [58].

On cherche un système d'équations d'état :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \tag{II.44}$$

$$[Y] = [C][X] + [D][U] \tag{II.45}$$

Avec :

$$\begin{cases} [X] = [I_{ds} I_{qs}]^t \\ [U] = [0 \ \varphi_f]^t \end{cases} \tag{II.46}$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} [X] + [0][U] \tag{II.47}$$

On peut écrire les équations (II.48) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} I'_{sd} \\ I'_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S+R_{ch}}{L_d+L_{ch}} & \omega \frac{L_q+L_{ch}}{L_d+L_{ch}} \\ -\omega \frac{L_d+L_{ch}}{L_q+L_{ch}} & -\frac{R_S+R_{ch}}{L_q+L_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega}{L_q+L_{ch}} \varphi_f \end{bmatrix} \tag{II.48}$$

Les matrices [A] et [B] sont :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_S+R_{ch}}{L_d+L_{ch}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_S+R_{ch}}{L_q+L_{ch}} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q+L_{ch}}{L_d+L_{ch}} \\ -\frac{L_d+L_{ch}}{L_q+L_{ch}} & 0 \end{bmatrix} \tag{II.49}$$

$$[B][U] = \omega \frac{1}{L_q+L_{ch}} \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_f \end{bmatrix} \tag{II.50}$$

➤ **Résultats de simulation**

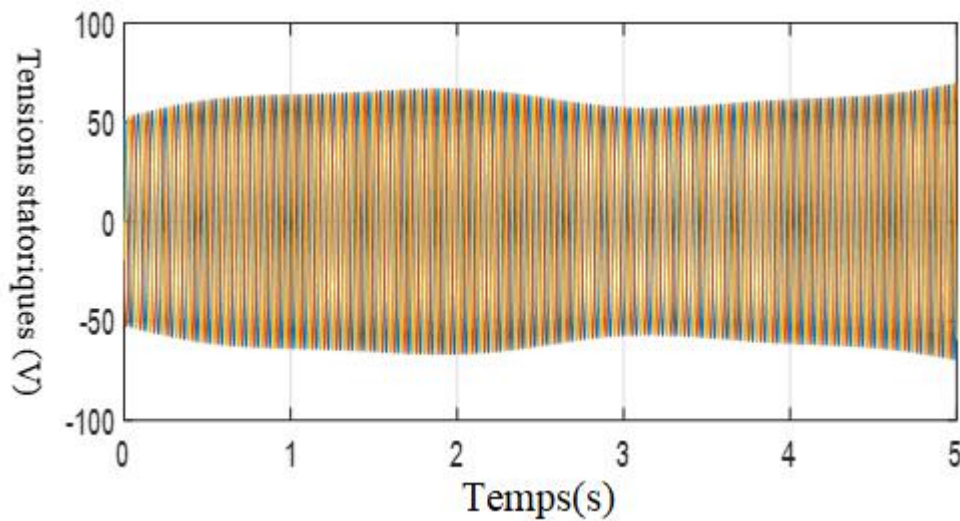


Figure II.13 Tensions statoriques

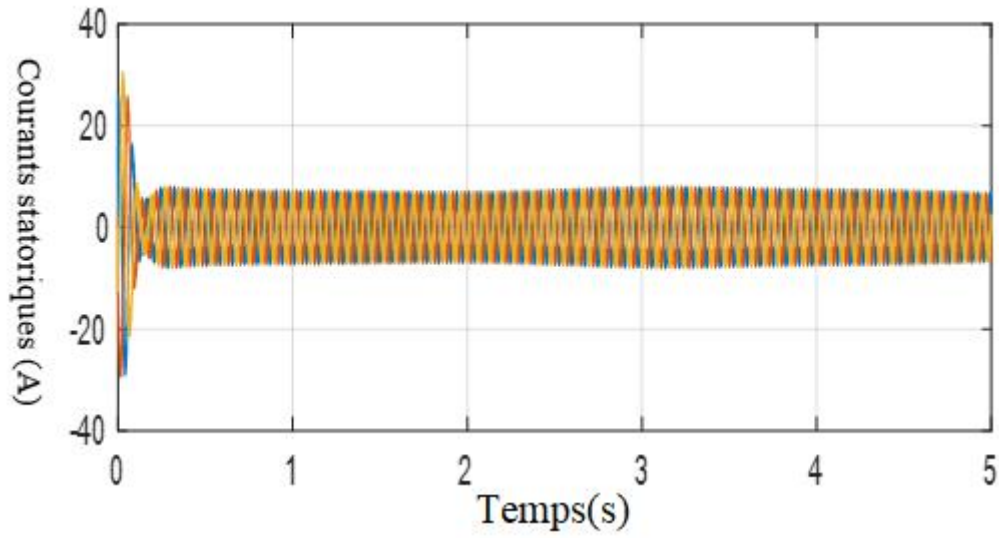


Figure II.14 Courants statoriques

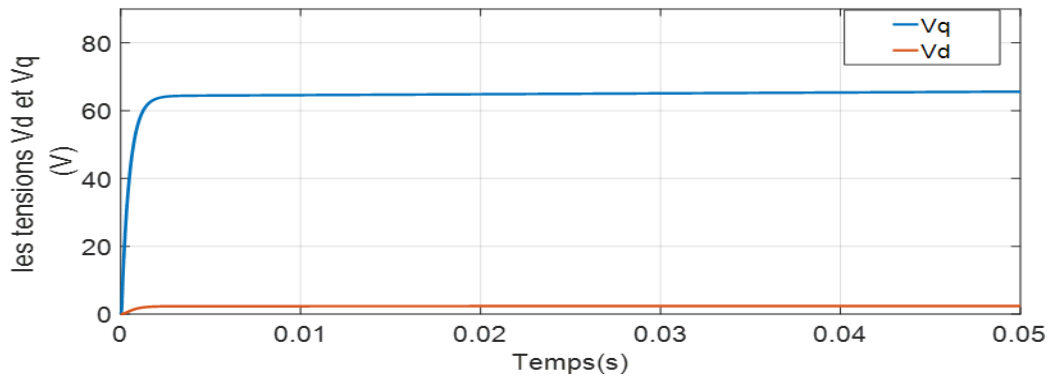


Figure II.15 Tensions Vd et Vq

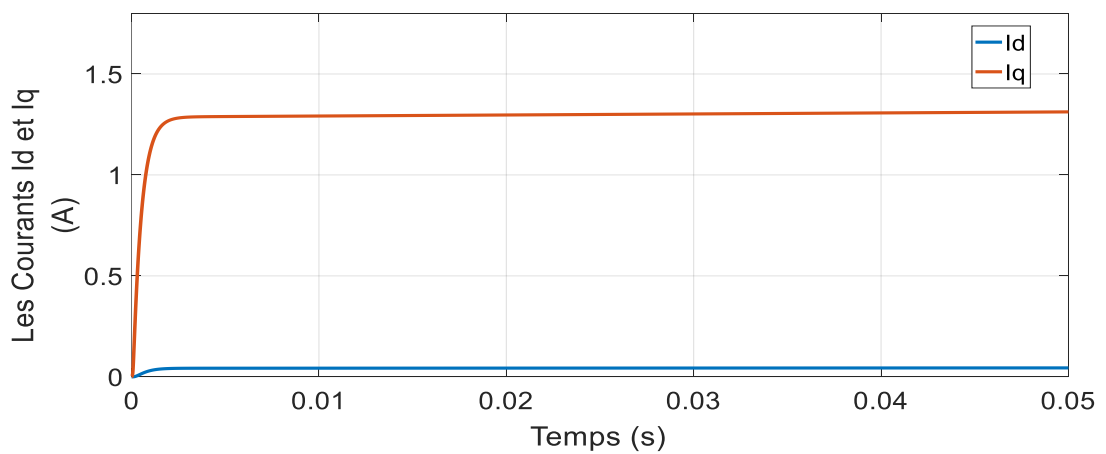


Figure II.16 Courants Id et Iq.

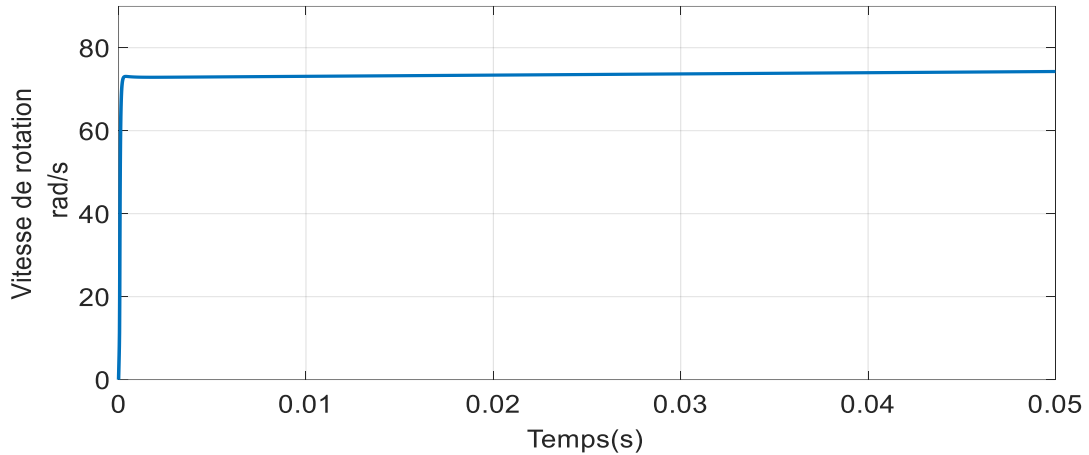


Figure II.17 Vitesse de rotation.

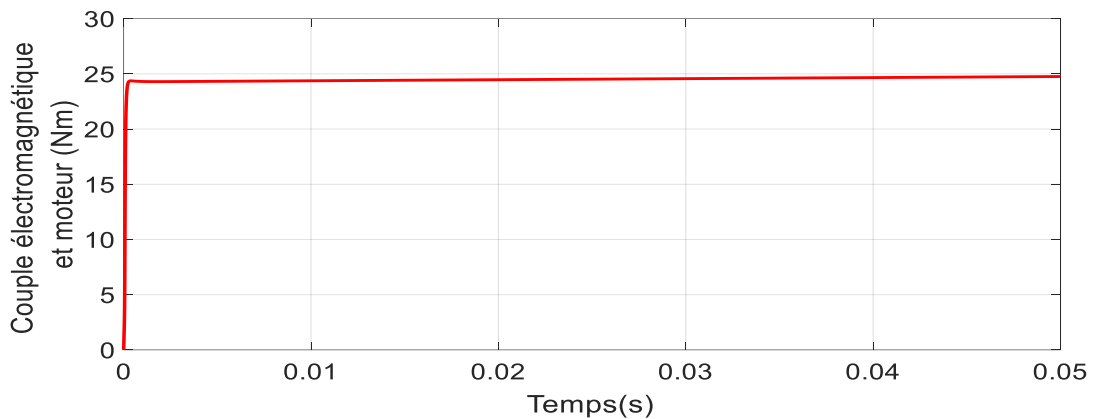


Figure II.18 Couple électromagnétique et moteur (Nm).

Les de la GSAP en charge sont : ($R_{ch}=50 \Omega$; $L_{ch}=0.002H$).

➤ Interprétation des résultats

Les résultats de simulation obtenus montrent bien la validation de notre modèle de l'ensemble vent turbine et génératrice GSAP.

Les tensions et les courants dans le repère (a,b,c) forment un système triphasé équilibré .

Ces grandeurs, après le passage d'un régime transitoire très court de l'ordre 0.3 seconde, sont sinusoïdales pour amplifier l'étude, la GSAP est modélisée dans le repère de park.

Les résultats de simulation montrent clairement que les grandeurs Q sont réservées à la commande de la puissance active.

II.8.Conclusion

En ce deuxième chapitre, nous avons décrit la modélisation du système de conversion éolienne (vent, turbine, GSAP). Nous avons présenté le modèle de la machine synchrone à aimant permanent en utilisant la transformation de Park. Le modèle est validé par simulation, les résultats obtenus à vide et en charge de la machine sont présentés et commentés.

Pour une bonne exploitation de l'énergie éolienne, le générateur synchrone est lié à un convertisseur statique formé par deux étages à savoir : redresseur MLI, filtre passe bas et un onduleur MLI. Le convertisseur assure une bonne adaptation. Le troisième chapitre c'est l'étude des convertisseurs statiques.

Chapitre III :
Modélisation des
convertisseurs statiques
(Redresseur-Onduleur)

III.1 Introduction

Les convertisseurs statiques sont des éléments essentiels du système de conversion d'énergie éolienne. Ils sont des systèmes permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné.

Dans cette partie, On présente le principe de fonctionnement et les différents types de ces convertisseurs statiques.

III.2. Les Convertisseurs statiques

III.2.1.Définition

Les convertisseurs statiques sont des composants essentiels des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Ceux des machines à courant continu sont spécifiques et Ils peuvent être divisés en deux groupes principaux :

- Fonctionne depuis le réseau alternatif.
- Qui est alimenté par une source de tension continue, éventuellement créée par redressement à partir du réseau

La distribution de l'énergie électrique se fait sous forme d'une tension alternative sinusoïdale. L'électronique de puissance ajuste la largeur de la puissance électrique pour l'adapter aux différents besoins. L'électronique de puissance utilise des convertisseurs statiques par l'utilisation des interrupteurs électroniques.

Par Exemple :

- Conversion AC --> DC appelée un redresseur
- Conversion DC --> AC appelée un onduleur
- Conversion DC --> DC appelée un hacheur [59].

Dans cette partie, on présente une brève description des convertisseurs statiques et description de type de convertisseurs statiques [60].

Le diagramme ci-dessous représente les types de convertisseurs.

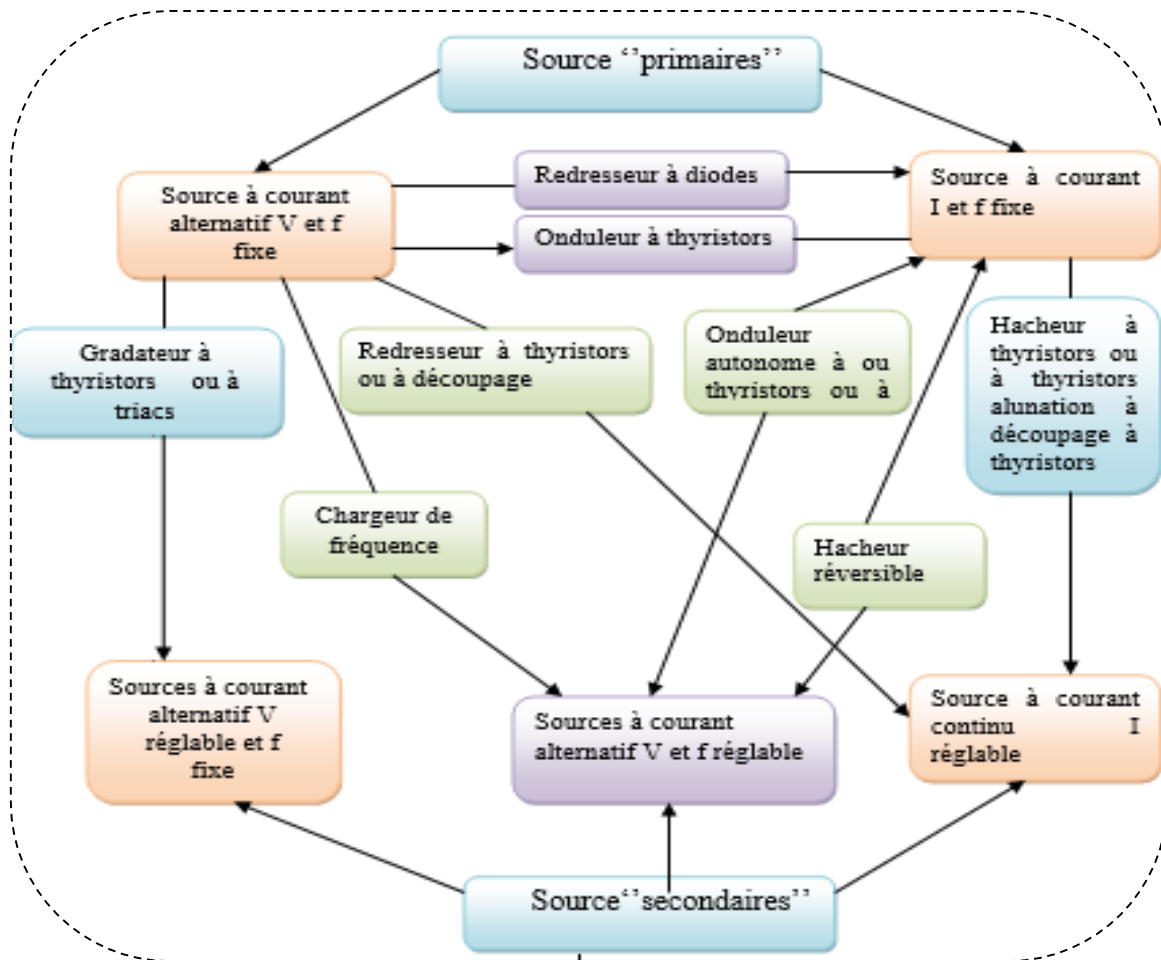


Figure III.1 Diagramme des types des convertisseurs statiques existant en électronique de Puissance.

III.2.2. Les avantages et les inconvénients des convertisseurs statiques

Les avantages

- La possibilité de contrôler et de réguler la transmission d'énergie
- Etre un système moins encombrant
- L'excellence de rendement
- Facilité de mise en œuvre grâce à l'utilisation de l'automatisation
- Efficacité de protections

Les inconvénients

- Les courants harmoniques n'ont pas d'effet direct sur la consommation énergétique mais ils augmentent les pertes par échauffement dans les installations (transformateurs, câblage,...etc.).
- Le déclenchement intempestif des protections

- Existences des vibrations et des bruits acoustiques
- Des effets à long terme
- L'échauffement des sources
- Il y'a un fatigue mécanique dans les installations
- Effet négatifs des échauffements des récepteurs
- La destruction des matériels utilisés

III.3. Redresseur à MLI

III.3.1.Topologies de base et principe de fonctionnement

Le redresseur à MLI triphasé se compose de trois bras. Les interrupteurs sont commandables à deux segments et des interrupteurs contrôlables (ouverture et fermeture) qui remplacent les diodes du pont de Graëtz [61]. Ces composants présentes les avantages suivants :

- Le réduire de perturbations harmoniques car le courant et la tension peuvent être modulés (modulation de largeur d'impulsions ou MLI) ;
- Facteur de puissance contrôlable ;
- Le redresseur fonctionne comme une source de tension ou une source de courant.

Les redresseurs triphasés à MLI sont utilisés en deux façons :

- Redresseur de courant
- Redresseur de tension [62].
- ✓ **Redresseur à MLI triphasé de tension**

Dans cette configuration la source alternative triphasée associée au filtre « LC » se fonctionne comme un générateur de tension tandis que la source continue agit comme un générateur de courant. (Figure III.2).

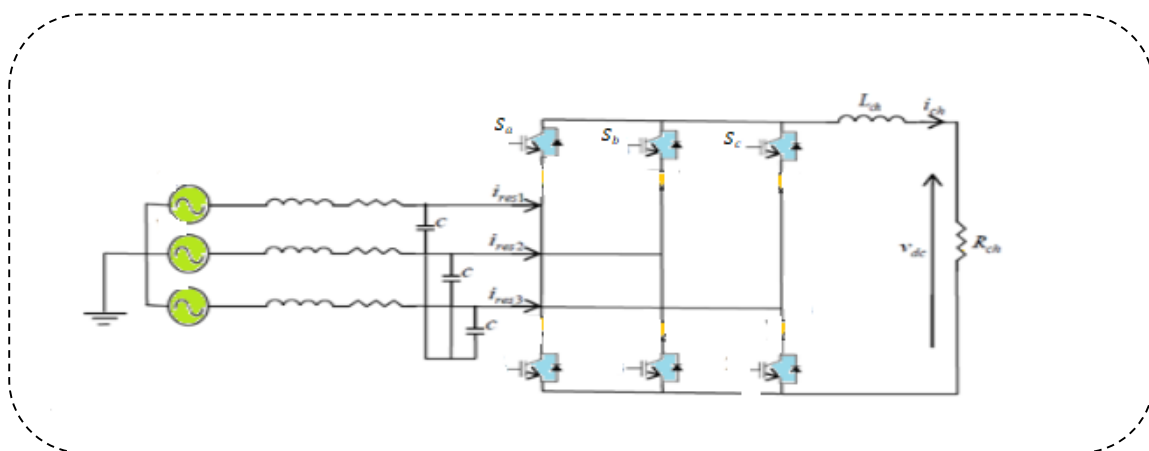


Figure III.2 structure Redresseur à MLI de tension triphasé

- ✓ **Redresseur MLI triphasé de courant**

Dans cette configuration, la source alternative triphasée associée au filtre « rL » se fonctionne comme un générateur de courant tandis que la charge continue agit comme un générateur de tension (Figure III.3).

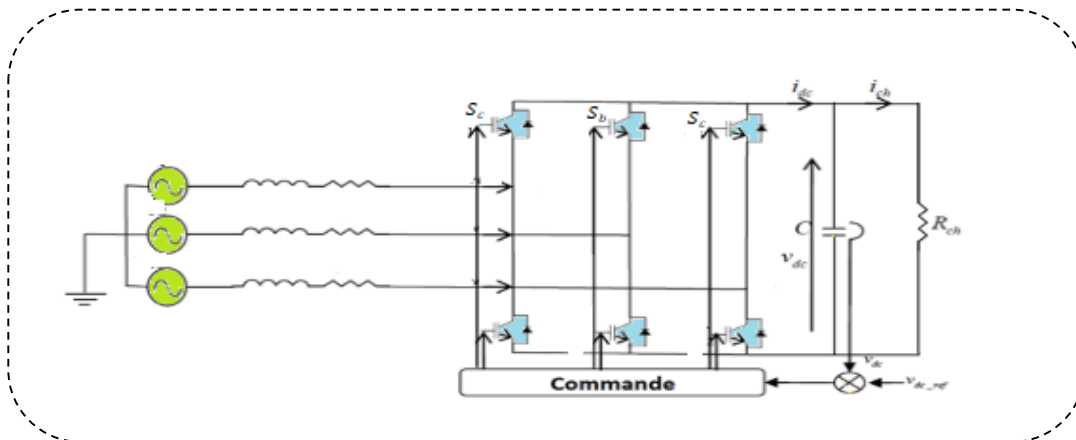


Figure III.3 structure Redresseur à MLI de courant triphasé

III.4. Modèle MSAP – Redresseur MLI

On s’intéresse seulement au comportement dynamique des variables électriques et mécaniques de la machine.

Pour faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation, on va modéliser le redresseur par un ensemble d'interrupteurs idéaux : donc la résistance est nulle à l'état passant et la résistance est infinie à l'état bloqué alors réaction instantanée aux signaux de commande.

Le modèle dynamique du système, il faut diviser l'étude du convertisseur en trois parties :

- Le coté alternatif
- Le coté discontinu composé par les interrupteurs
- Le coté continu.

La fonction des interrupteurs est d'établir une liaison entre le côté alternatif et le bus continu ; ces interrupteurs étant complémentaires, leurs états sont définis par la fonction suivante [63] :

$$s = \begin{cases} +1, \bar{S} = -I \\ -1, \bar{S} = +I \end{cases} \quad \text{Pour } s = a, b, c \quad \text{(III.1)}$$

L'équation des courants d'entrée i_a, i_b, i_c est écrite par :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad \text{(III.2)}$$

Les équations des tensions d'entrée entre phases du redresseur MLI sont décrites par :

$$U_{ab} = (S_a - S_b).V_{dc} \quad (III.3)$$

$$U_{bc} = (S_b - S_c).V_{dc} \quad (III.4)$$

$$U_{ca} = (S_c - S_a).V_{dc} \quad (III.5)$$

Les équations des tensions du système triphasé équilibré sans liaison neutre peuvent être écrites :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R. \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L. \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

Avec

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_l \quad (III.7)$$

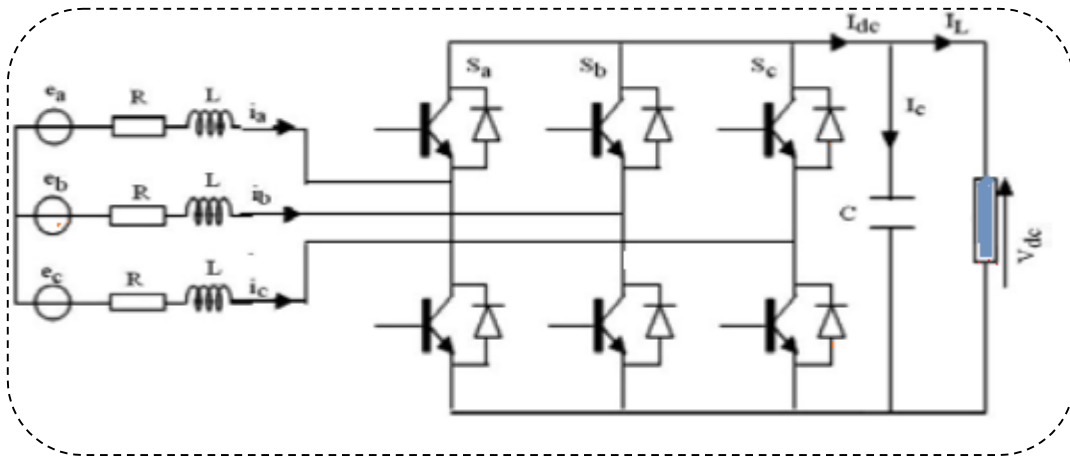


Figure III.4 Modèle MSAP – Redresseur MLI

Les équations dans les coordonnées synchrones dq sont exprimées :

$$e_d = R. i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega. L. i_q + U_d \quad (III.8)$$

$$e_q = R. i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega. L. i_d + U_q \quad (III.9)$$

$$C \frac{dU_c}{dt} = S_d i_d + S_q i_q - i_L \quad (III.10)$$

Avec :

$$S_d = \frac{1}{\sqrt{6}} (2.S_a - S_b - S_c). \cos(\omega t) + \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c). \sin(\omega t) \quad (III.11)$$

$$S_q = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_b - S_c) \cdot \cos(\omega t) + \frac{1}{\sqrt{6}}(2 \cdot S_a - S_b - S_c) \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{III.12})$$

III.4.1. La charge

Le bloc de la charge se compose d'une capacité C (pour diminuer les ondulations de la tension redressée) et se place en parallèle avec une résistance R .

La modélisation de la charge continue voir la (Figure III.5) [64].

L'équation de la tension V_{dc} aux bornes de la charge est écrite par :

$$\begin{cases} \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(I_{dc} - I_{ch}) \\ V_{dc} = R_{ch}I_{ch} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

I_{ch} : Courant de la charge.

I_{dc} : Courant redressé.

- A vide : $I_{ch} = 0$

- Pour un charge résistive R : $I_{ch} = \frac{V_{ch}}{R}$ (III.14)

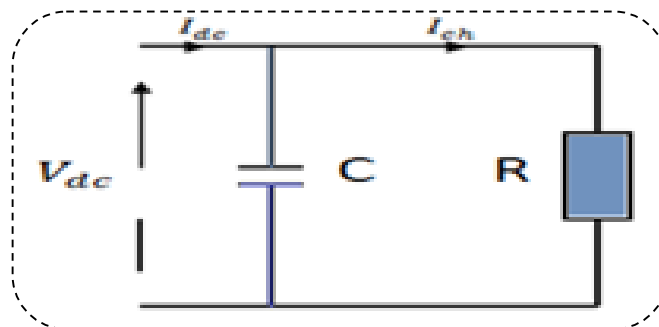


Figure III.5 Schéma du bloc de la charge

III.4.2. Les applications principales des redresseurs à MLI triphasé

La première application des redresseurs PWM est de remplacer les redresseurs à diodes qui constituent l'étage d'entrée des variateurs de vitesse. Ils sont utilisés également dans le domaine de la production d'énergie éolienne. Les deux cas major sont :

- Le redresseur connecté au rotor dans les machines asynchrones à double alimentation.
- Le redresseur connecte au stator dans les machines synchrones à aimants permanents.

D'autres applications peuvent être imaginées comme le contrôle de la tension d'un bus continu pouvant être connecté à d'autres systèmes [65]- [66].

III.4.3.Résultats de simulation

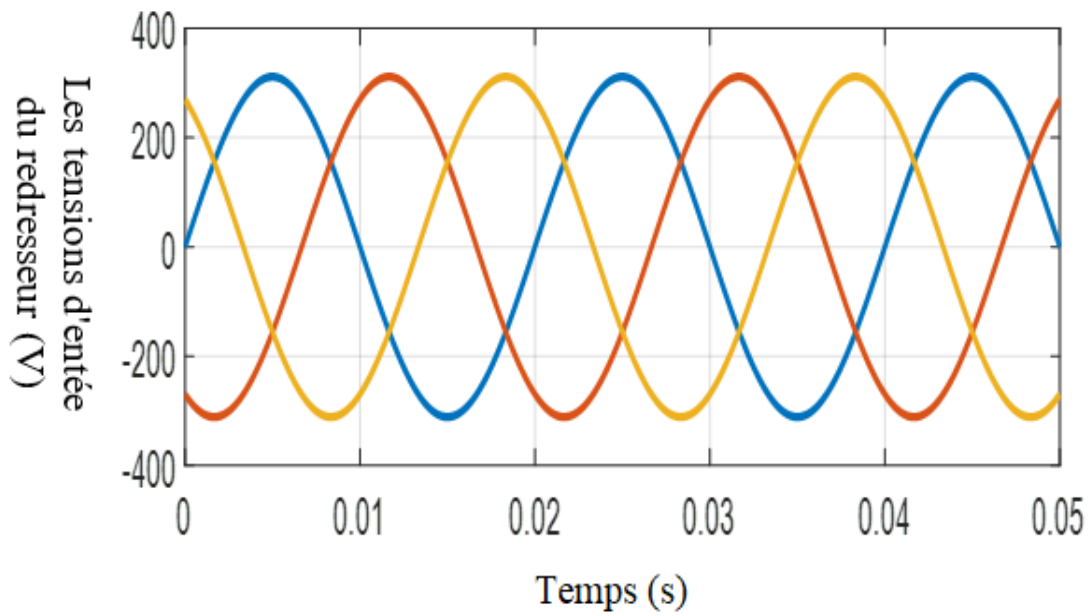


Figure III.6 Les tensions d'entrée du redresseur

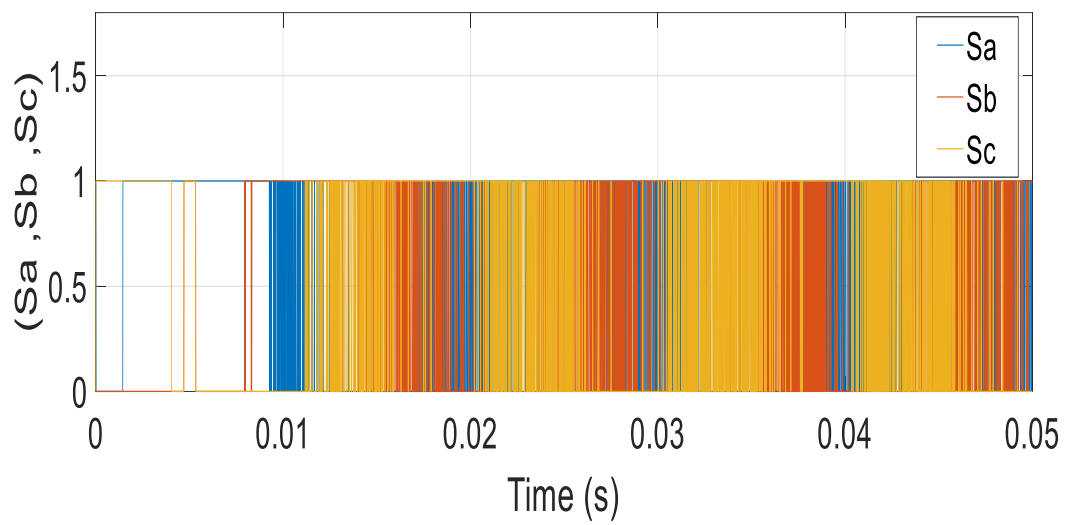


Figure III.7 Les impulsions d'entrée du redresseur

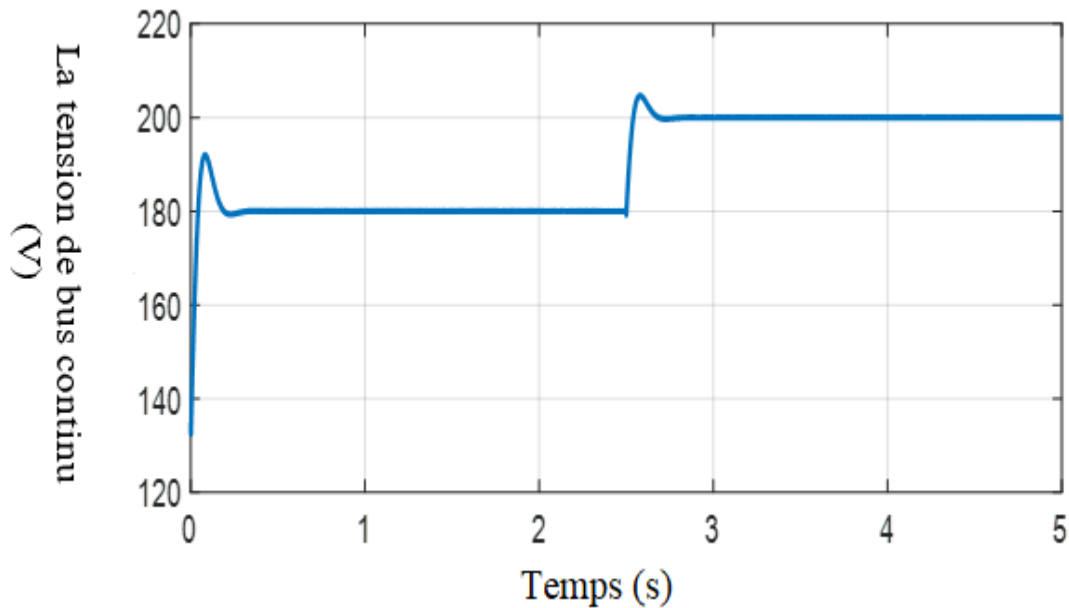


Figure III.8 La tension de bus continu

➤ Interprétation

L'ensemble source (générateur), redresseur MLI se comporte comme une source de courant réglable. On remarque sur les courbes de simulation une nette concordance avec cet objectif. L'augmentation de la tension de référence provoque une augmentation du courant du bus continu et par la suite une augmentation du courant de ligne. L'augmentation du courant de ligne n'est possible que par la diminution de la tension d'entrée du redresseur MLI.

En effet, pour augmenter la tension du bus continu, il suffit de diminuer la tension à l'entrée du redresseur en agissant sur les différents interrupteurs en se basant sur une technique de commande de redresseur.

III.5.Onduleur à MLI

III.5.1. Définition des onduleurs

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue – alternative, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir l'alternatif à la sortie. L'onduleur est essentiellement utilisé pour fournir une tension ou un courant alternatif afin d'assurer l'alimentation en énergie des charges critiques (micro-ordinateur, station de télécommunication.) pendant la coupure du réseau électrique ou une alimentation permanente pour les systèmes autonomes (centrales photovoltaïques, engins aérospatiaux [67]-[68]-[69]).

III.5.2. Classification des onduleurs

Les onduleurs se divisent en trois classes [69]. :

- **Onduleurs non autonomes** : Si l'énergie nécessaire à la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif, l'onduleur est dit non autonome. Dans ce cas, la fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif.
- **Onduleurs autonomes** : Les onduleurs autonomes sont des convertisseurs statiques qui assurent la conversion DC-AC par une alimentation continu, Ils modifient périodiquement la connexion entre l'entrée et la sortie et peut obtenir du courant alternatif en sortie.
- **Onduleurs à résonance** : sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La méthode de commande des interrupteurs est par la fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. donc les onduleurs à résonance doit être commandé par la charge.

III.5.3. Les type des onduleurs autonomes de tension

- **Les onduleurs monophasés**

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, le point milieu peut-être que tu peux être du côté de la sortie alternative ou du côté de l'entrée continue, Il y'a :

- Onduleur push- pull : C'est un onduleur avec transformateur de sortie à point milieu.
- Onduleur monophasé en demi-pont : C'est un onduleur avec diviseur capacitif à l'entrée.

- **Les onduleurs triphasés**

Les onduleurs de tension triphasés découlent immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs. La source de tension continue est obtenue à partir d'un pont redresseur et chaque demi pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode [70].

La représentation schématique de l'onduleur est représentée par la (Figure III.9)

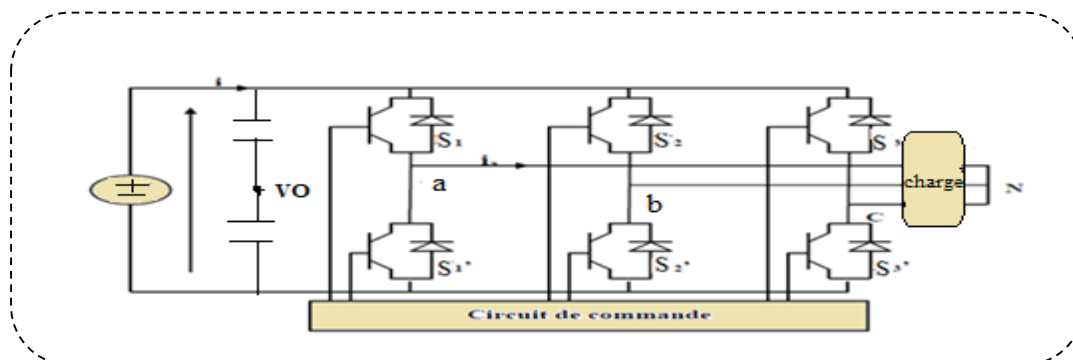


Figure III.9 Schéma d'onduleur de tension triphasé

II.5.3.1. Modèle mathématique de l'onduleur de tension triphasé

Les interrupteurs S1 et S1', S2 et S2', S3 et S3' doivent être complémentaires deux à deux, quel que soit la loi de commande à adopter, il est possible d'établir des relations générales que nous utiliserons pour la commande MLI ; quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie a, b, c et le point milieu (fictif) 'O' de la source de tension.

$$\begin{cases} V_a - V_O = \frac{V_{dc}}{2} : S_1 \text{ est fermée et } V_a - V_O = -\frac{V_{dc}}{2} ; S_1 \text{ ouvert} \\ V_b - V_O = \frac{V_{dc}}{2} \text{ si } S_2 \text{ est fermée et } V_b - V_O = -\frac{V_{dc}}{2} ; S_2 \text{ ouvert} \\ V_c - V_O = \frac{V_{dc}}{2} \text{ si } S_3 \text{ est fermée et } V_c - V_O = -\frac{V_{dc}}{2} ; S_3 \text{ ouvert} \end{cases} \quad \text{(III .15)}$$

Les tensions composées à la sortie de l'onduleur sont en fonction des états des interrupteurs.

$$(V_a - V_b = (V_a - V_O) - (V_b - V_O)) \begin{cases} = V_{dc} \text{ si } S_1 \text{ est fermée et } S_2 \text{ ouvert} \\ = -V_{dc} \text{ si } S_1 \text{ est fermée et } S_2 \text{ ouvert} \\ = V_{dc} \text{ si } S_1 \text{ est fermée et } S_2 \text{ ouvert} \\ = -V_{dc} \text{ si } S_1 \text{ est fermée et } S_2 \text{ ouvert} \end{cases} \quad \text{(III .16)}$$

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) = \frac{1}{3}[(V_a - V_b) - (V_c - V_a)] \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) = \frac{1}{3}[(V_b - V_c) - (V_a - V_b)] \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) = \frac{1}{3}[(V_c - V_a) - (V_b - V_c)] \end{cases} \quad \text{(III .17)}$$

La charge est équilibrée, on peut écrire [65] :

$$\begin{cases} I_a + I_b + I_c = 0 \\ V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 0 \end{cases} \quad \text{(III .18)}$$

Donc :

$$\begin{cases} U_{ab} - U_{ca} = (V_a - V_b) - (V_c - V_a) = 2V_a - V_b - V_c \\ U_{bc} - U_{ab} = (V_b - V_c) - (V_a - V_b) = -V_a + 2V_b - V_c \\ U_{ca} - U_{bc} = (V_c - V_a) - (V_b - V_c) = 2V_c - V_b - V_a \end{cases} \quad \text{(III .19)}$$

Et on a :

$$\begin{cases} V_{aN} = -V_{bN} - V_{cN} \\ V_{bN} = -V_{aN} - V_{cN} \\ V_{cN} = -V_{aN} - V_{bN} \end{cases} \quad \text{(III .20)}$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{aN} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) = \frac{1}{3}[(V_a - V_b) - (V_c - V_a)] \\ V_{bN} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) = \frac{1}{3}[(V_b - V_c) - (V_a - V_b)] \\ V_{cN} = \frac{1}{3}(U_{ac} - U_{bc}) = \frac{1}{3}[(V_c - V_a) - (V_b - V_c)] \end{cases} \quad (\text{III .21})$$

On obtint finalement :

$$\begin{cases} V_{aN} = \frac{1}{3}(2(V_a - V_0) - (V_b - V_0) - (V_c - V_0)) \\ V_{bN} = \frac{1}{3}(-(V_a - V_0) + 2(V_b - V_0) - (V_c - V_0)) \\ V_{cN} = \frac{1}{3}(-(V_a - V_0) - (V_b - V_0) + 2(V_c - V_0)) \end{cases} \quad (\text{III .22})$$

Si V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeur continues), alors V_{aN} , V_{bN} et V_{cN} sont les tensions de sorties de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent, L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu - alternatif (DC-AC)

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (\text{III .23})$$

On obtenu :

$$[V_{abcN}] = [T] \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{III .24})$$

III.5.4. Techniques de commande de l'onduleur de tension triphasé

Les onduleurs de tension peuvent être commandés par plusieurs stratégies :

- 1- Commande pleine onde ou 180°.
- 2- Commande 150.
- 3- Commande MLI.

III.5.4.1. Commande 180°

Dans les variateurs de vitesse, l'onduleur de tension fonctionne presque toujours en MLI dans toute la plage des vitesses. L'onduleur fait varier non seulement la fréquence des tensions de sortie mais aussi leur valeur. Toutefois, il faut d'abord examiner le cas où l'onduleur est commandé en pleine onde, car ce fonctionnement sert de point de départ et de base de comparaison pour l'étude de fonctionnement en MLI.

Nous concéderons une charge triphasée équilibrée, et pour simplifier l'étude nous supposerons que le couplage en étoile (bien que le branchement d'une charge triangle soit envisageable).

Pour cette structure, plusieurs types de commande sont possible, on a fait les études pour la commande 180° , c'est la commande la plus utilisée [71].

III.5.2.Commande 150°

Dans cette commande, chaque interrupteur est commandé pendant 120° ou 150° . Il y a un « trou » de 60° (ou 30°) entre les commandes de deux interrupteurs d'une même branche, (commande disjointe).

III.5.4.3.La Commande par modulation de longueur d'impulsion (MLI)

Plusieurs techniques de modulations existent pour améliorer la qualité de la tension à la sortie de l'onduleur, parmi lesquelles on peut citer :

- **La modulation linéaire multiple (UPWM)**

Dans cette technique, une porteuse triangulaire est comparée à un signal de référence linéaire. Les ondes de sortie se présentent sous la forme de trains d'impulsions dans des créneaux de largeur égale. Si l'indice de modulation est égal à 1, on obtient une modulation singulière, où le signal de sortie est formé d'une seule impulsion par demi- période. interrupteurs d'une branche voisine [72].

- **La modulation sinusoïdale triangulaire unipolaire (SPWM)**

Pour cette technique, Le signal de référence est sinusoïdal et la sortie de l'onduleur une onde formée d'un train d'impulsion de largeur variable. D'autre coté la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. SPWM est la plus utilisée dans les applications industrielles puisque la plus efficace pour la neutralisation des harmoniques [73].

- **La modulation sinusoïdale partielle (ou modifie) (MSPWM)**

Dans cette cas la porteuse n'est pas appliquée au milieu des alternances de la sinusoïde mais le signale référence toujours reste sinusoïdal [74].

III.5.5.La modulation calculée

Cette technique de MLI consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de manière à répondre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur. Les critères usuellement retenus sont :

- élimination d'harmoniques de rangs spécifiés
- élimination d'harmoniques dans une bande spécifiée,

- minimisation d'un critère harmonique global.

III.5.6. La Modulation vectorielle

La MLI vectorielle est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones. Contrairement à d'autres méthodes, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur [75].

III.5.7. Commande MLI triangule- sinusoïdales

Le principe de base de la modulation de largeur d'impulsion est sur le découpage d'une pleine onde rectangulaire. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension d'alimentation (continue) et de largeur variable. La technique la plus répandue pour la reproduction d'un signal MLI est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence appelé modulatrice et qui constitue l'énergie du signal recueilli à la sortie de l'onduleur [76].

III.5.8. Principaux avantages de la MLI

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants [77] :

- Une bonne neutralisation d'harmonique.
- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- De faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue.

III.5.9. Principe de fonctionnement de l'onduleur à MLI triphasé

L'onduleur à MLI triphasé se compose en 03 bras des interrupteurs IGBT dont les signaux de grille suivent des lois de commande appropriées, permettant d'onduler le courant suivant une référence sinusoïdale. La référence prise en phase avec la tension de phase pour obtenir un échange de réactif nul avec le réseau.

III.5.10. Les applications principales d'onduleur

Les plus importantes applications sont [77] :

- Le raccordement entre les panneaux photovoltaïques et le réseau
- Les alimentations de secours pour PC
- L'alimentation du chauffage à induction (plaque de cuisson, four industriel,...)

III.5.11. Résultats de simulation

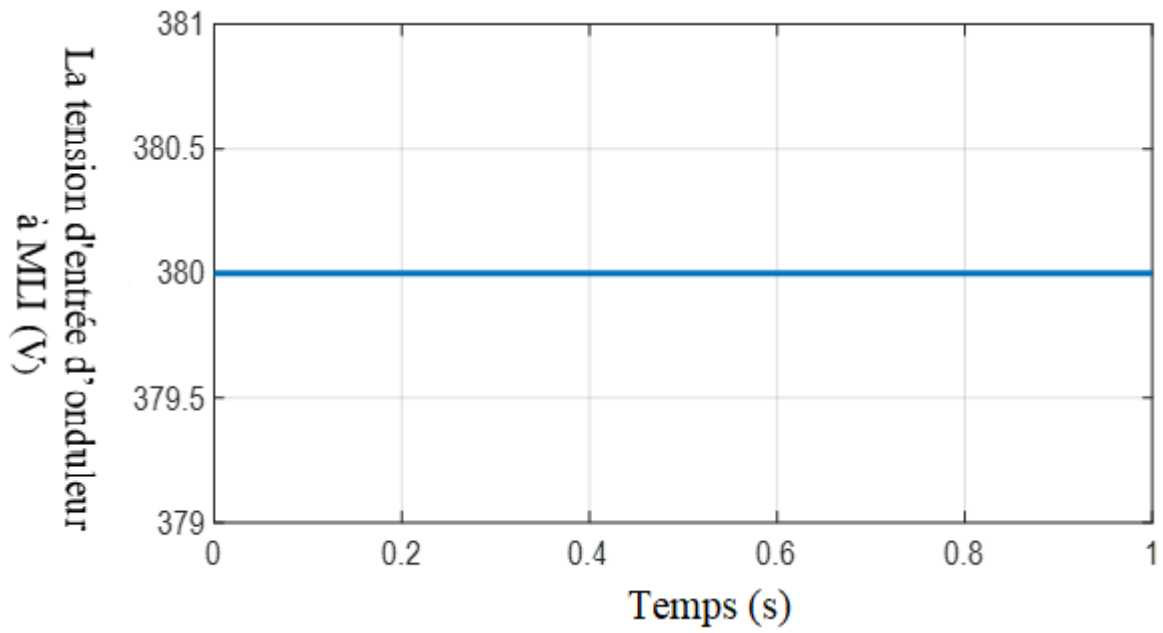


Figure III.10 La tension d'entrée d'onduleur à MLI

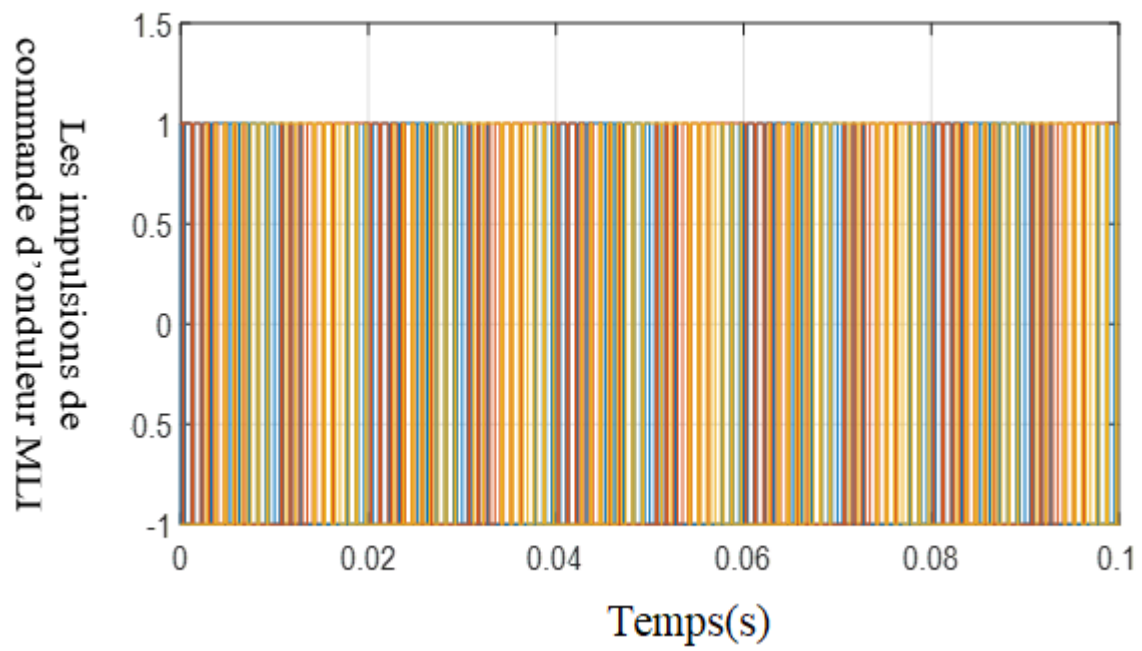


Figure III.11 Les impulsions de commande d'onduleur MLI

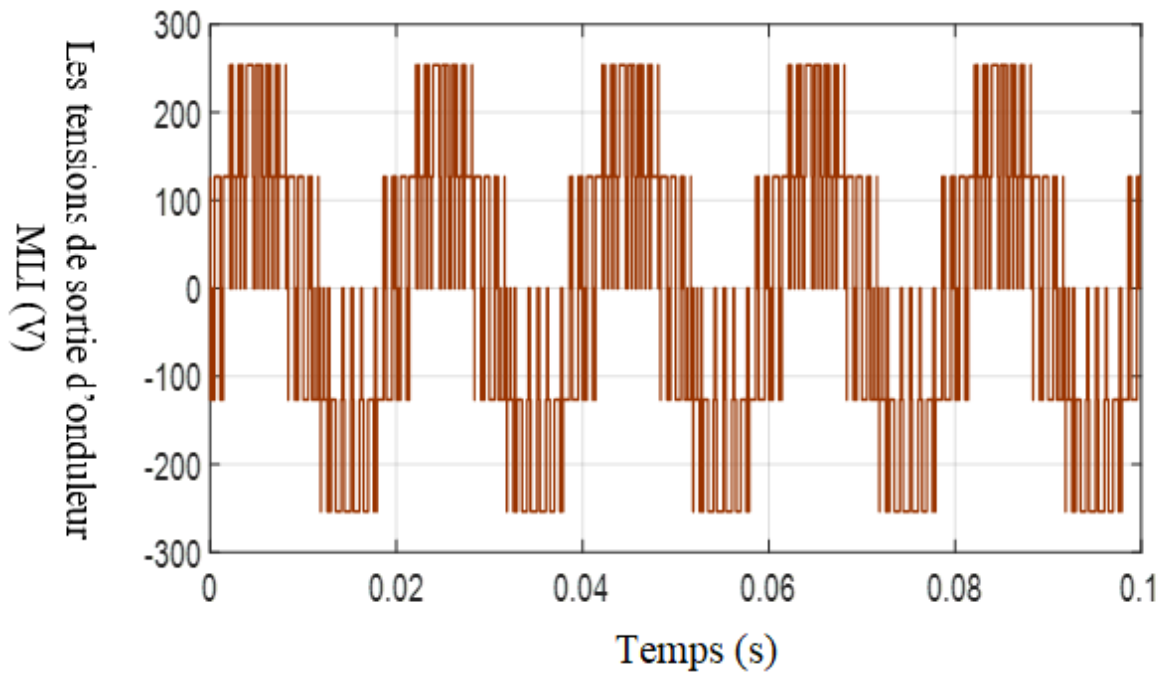


Figure III.12 Les tensions de sortie d'onduleur MLI

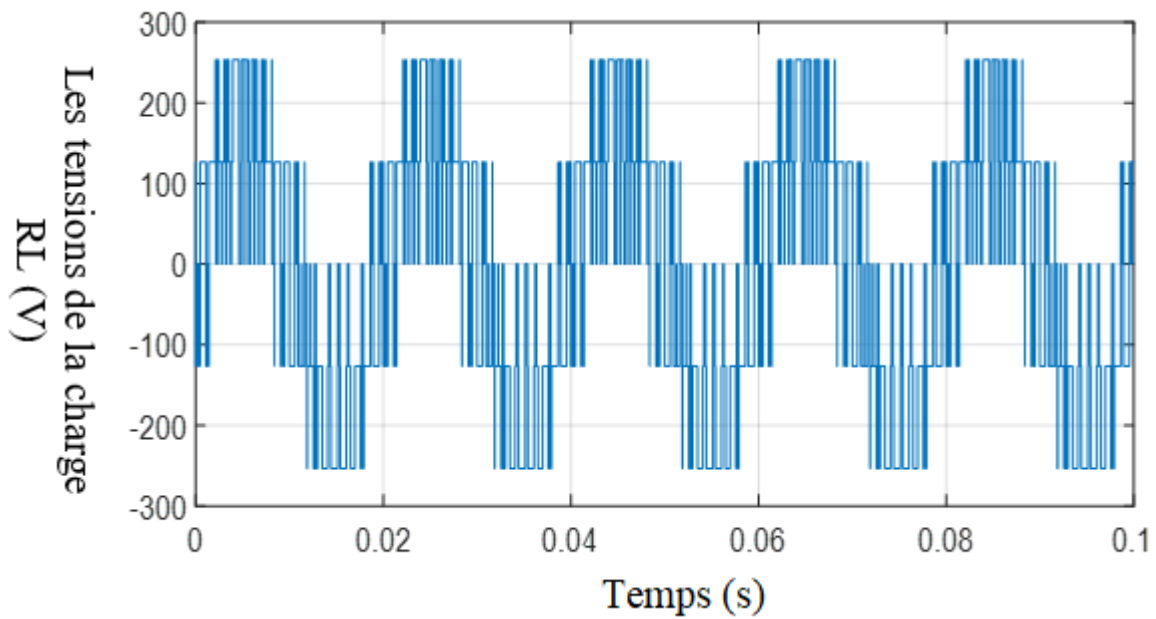


Figure III.13 Les tensions de la charge RL

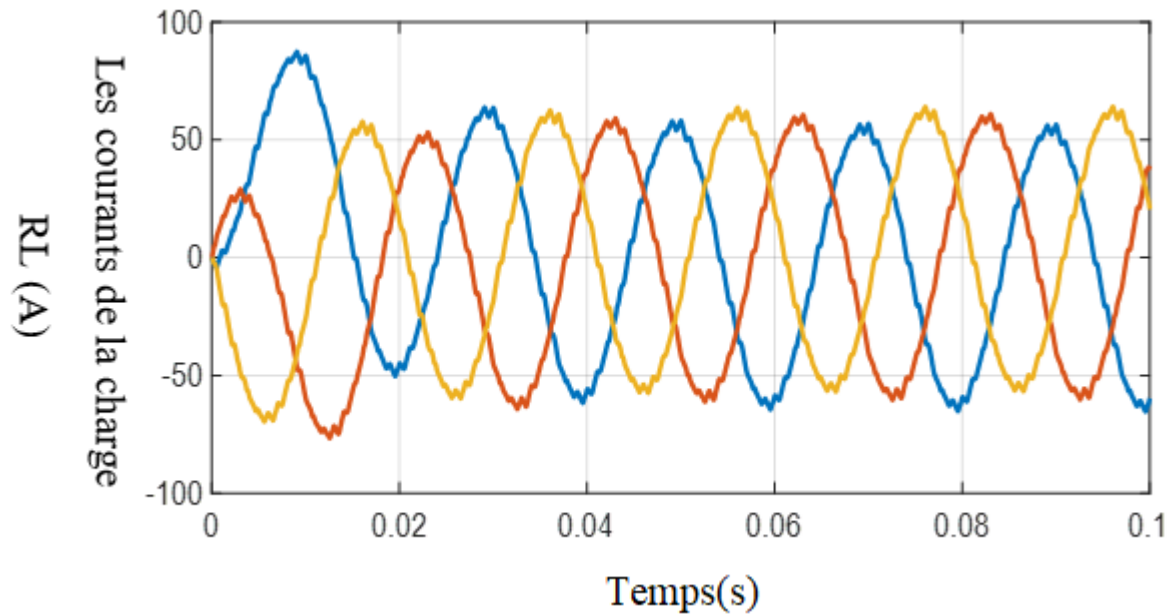


Figure III.14 Les courants de la charge RL

Interprétation

Les formes de tension et de courant de sortie de l'onduleur de tension triphasée pour une charge RL :

La tension de sortie sous forme crête et pour le courant sous forme sinusoïdale. L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations.

III.6.Conclusion

Le troisième chapitre présente les différents types des convertisseurs statiques (redresseur à MLI, onduleur à MLI) et leurs techniques de commande, le modèle mathématique de redresseur à MLI et l'onduleur à MLI et les résultats des différentes simulations.

Le convertisseur assure une bonne adaptation et un bon réglage des paramètres, afin d'injecter l'énergie récupérée dans le réseau. C'est ce que nous allons faire dans le chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande sans capteur de la GSAP par les techniques classiques

IV.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la connaissance des différents types de techniques classiques.

- Commande vectorielle (VOC) basée sur l'orientation du vecteur de tension à l'entrée du redresseur MLI.
- Commande directe de puissance (DPC).
- Commande directe de puissance basée sur la modulation vectorielle (DPC- SVM).
- Commande directe de puissance basée sur le flux virtuel (DPC-VF).

L'objectif est d'avoir une absorption sinusoïdale du courant et un facteur de puissance unitaire.

Le passage d'une technique à une autre est dans le but de dépasser les inconvénients de la précédente et d'améliorer les performances, la robustesse et le rendement de notre système de conversion éolienne.

Notre convertisseur électronique est formé par deux étages, un redresseur MLI et un onduleur MLI lié entre eux par un filtre.

Pour la commande de l'onduleur, on a opté au choix de la technique DTC afin d'avoir un bon réglage des paramètres nécessaires pour un couplage au réseau (amplitude, fréquence et ordre de phase).

IV.2. Les techniques classiques

IV2.1. Commande par orientation du vecteur de tension (VOC)

La commande par orientation du vecteur de tension VOC a été inspirée de la commande FOC.

La commande VOC est basée sur l'estimation d'un angle de phase par utilisation d'un bloc PLL (phase locked loop). Les tensions de la GSAP sont réécrites dans un repère (d, q)

L'objectif de cette orientation est d'avoir un courant sinusoïdal et en phase avec la tension, en d'autres termes, réduire au maximum la puissance déformante et l'énergie réactive [78]-[79]-[80].

➤ **Avantages et Inconvénients de la commande vectorielle [81]**

Tableau IV.1. Les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle [81]

Avantages de VOC	Inconvénients de VOC
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Basée sur les mesures des grandeurs électriques ➤ Elle est précise et rapide ➤ Elle est basée sur le modèle transitoire le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Présence de transformation des coordonnées dépendant d'un angle estime. ➤ Faible robustesse aux variations paramétriques.

IV.2.2. La commande directe de puissance (DPC)

Les différentes configurations de la DPC se subdivisent en trois catégories :

- DPC (Classique) : basées sur le choix de la séquence des interrupteurs à chaque instant d'échantillonnage donné par une table de commutation.
- DPC-SVM : le principe du DPC avec une modulation vectorielle (SVM) afin d'obtenir une fréquence de commutation constante sans l'utilisation d'une table de commutation.

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle utilise un algorithme numérique afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un vecteur tension de sortie qui s'approche le mieux possible du vecteur tension de référence. Cette technique de MLI suit les principes suivants :

Echantillonnage du signal de référence à intervalles réguliers T_e appelé période de modulation.

Réalisation dans chaque période de modulation, d'une impulsion de largeur T centrée sur la période, et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation (MLI symétrique). Uniformisation des états de tous les interrupteurs d'un même demi-pont au centre et aux deux extrémités de la période.

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de référence [82].

- DPC utilisant le flux virtuel : les configurations détaillées sont basées sur le calcul d'un flux virtuel :

La commande directe de puissance basée sur le flux virtuel (DPC-VF). Cette stratégie de contrôle qui est utilisée à la place de la commande basée sur l'estimation de la tension, permet

d'obtenir un faible THD tout en gardant l'avantage d'une commande sans capteur de tension de ligne [83]- [84]- [85].

Cette technique de contrôle des convertisseurs AC/DC repose sur l'estimation du flux en assimilons le réseau à un moteur virtuel, et consiste à sélectionner un vecteur de commande à partir d'une table de commutation. Cette dernière est basée sur l'erreur numérisée S_p, S_q des puissances active et réactive instantanées, aussi bien que sur la position angulaire du flux estimé. Le plan $(\alpha \beta)$ est divisé en douze secteurs, pour déterminer le secteur de travail [83] - [84].

➤ Avantages et Inconvénients de la DPC

Tableau IV.2. Les avantages et les inconvénients de la DPC [86]

Avantages de la DPC	Inconvénients de DPC
<ul style="list-style-type: none"> ➤ La réponse dynamique est élevée. ➤ Ne utilise pas des boucles imbriquées et ni des transformations de coordonnées et ni de découplage entre les composantes du courant. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Dans l'utilisation d'un microprocesseur très rapide car la Fréquence d'échantillonnage est très élevée. ➤ La variation de la fréquence de commutation, et la valeur de l'inductance assez élevée pour lisser la forme d'onde du courant.

IV.3. Principe de la DPC a douze secteurs

Le principe de la DPC consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation des semi-conducteurs constituant le redresseur à MLI, à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisées entre les références des puissances actives et réactive. La référence de la puissance active est obtenue par régulation de la tension continue, en utilisant un régulateur PI. Tandis que pour assurer un facteur de puissance unitaire un contrôle de la puissance réactive à zéro et les valeurs réelles (P et q), fournies par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur des tensions du réseau. Pour ce dernier, le plan α - β est divisé en douze (12) secteurs égaux de 30° . Chacune des séquences de commande correspond à un vecteur de tension à l'entrée du

redresseur [87]-[88]. La figure (IV.1) montre la configuration de la commande directe de puissance.

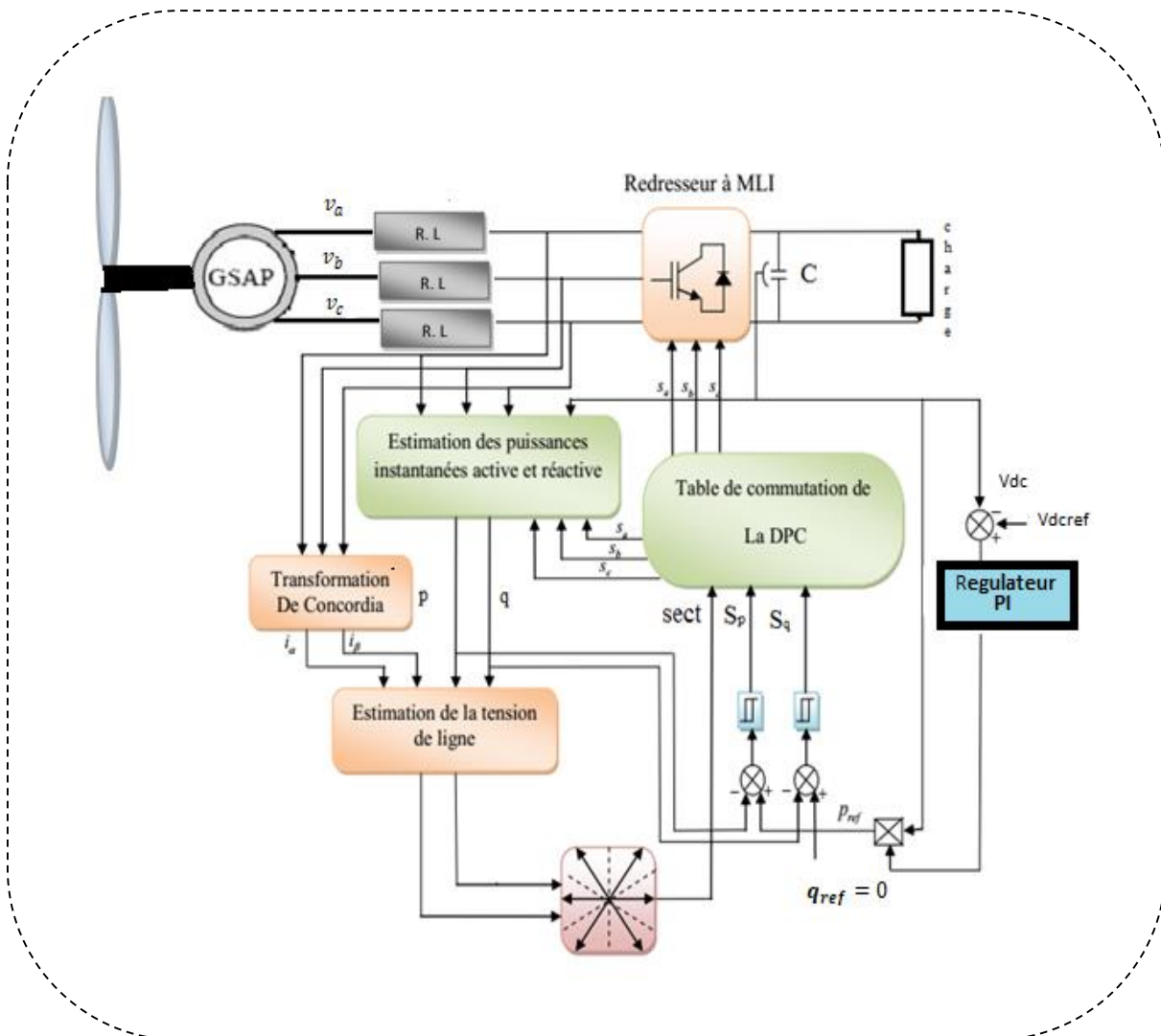


Figure IV.1 Schéma global de la commande DPC classique.

IV.3.1. Calcul des puissances instantanées

Pour calculer la puissance active et réactive nous avons trois méthodes [89] :

- La Première méthode : la mesure des courants et des tensions
- La deuxième méthode : l'estimation des tensions du réseau et mesure des courants
- La troisième méthode : l'estimation du flux virtuel et mesure des courants.

1^{er} méthode : il faut faire la mesure des courants et des tensions.

La puissance active instantanée est calculée par le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne et la puissance réactive est calculée par le produit vectoriel entre eux. Cette dernière est définie par Takahashi [90].

$$p = \underline{v}_{(abc)} \cdot \underline{i}_{(abc)} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (IV.1)$$

$$q = \underline{v}_{(abc)} \wedge \underline{i}_{(abc)} = v'_a i_a + v'_b i_b + v'_c i_c \quad (IV.2)$$

D'où v'_a, v'_b, v'_c sont en arrière de 90° sur v_a, v_b, v_c comme le montre dans (Figure IV.2).

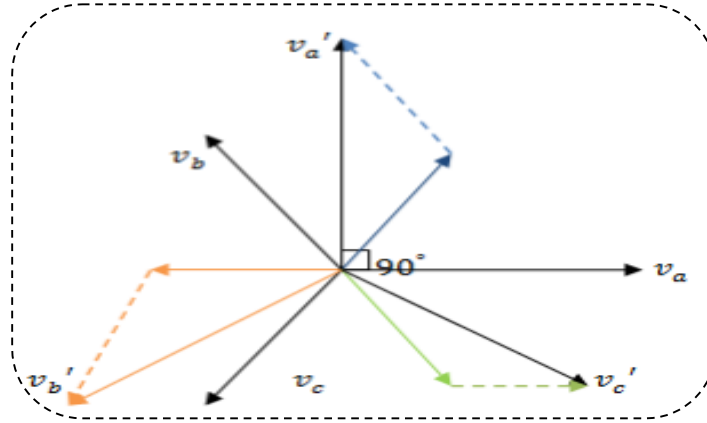


Figure IV.2 La représentation vectorielle des vecteurs v_a, v_b, v_c et v'_a, v'_b, v'_c

Les deux équations précédentes sont écrites sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \\ v'_a & v'_b & v'_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} v'_a \\ v'_b \\ v'_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} v_b - v_c \\ v_c - v_a \\ v_a - v_b \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} v_{bc} \\ v_{ca} \\ v_{ab} \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

La puissance apparente complexe est exprimée par [42] :

$$\bar{S} = \bar{V} \cdot \bar{I} = p + jq \quad (IV.5)$$

$$\begin{aligned} \bar{S} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c + j \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_b - v_c) i_a + \\ (v_c - v_a) i_b + (v_a - v_b) i_c \end{aligned} \quad (IV.6)$$

V : Tension instantanée de la source.

I : Courant instantané de ligne.

2^{ème} méthode : Obtenir la puissance active et réactive par estimation des tensions du réseau et mesure des courants :

Premièrement la démonstration de l'équation de la puissance réactive instantanée :

$$\hat{q} = q_s + q_L \quad (IV.7)$$

\hat{q} : La puissance réactive totale.

q_L : La puissance réactive dans les inductances.

q_s : La puissance réactive à l'entrée du convertisseur.

La puissance réactive est égale au produit vectoriel entre la tension et le courant.

$$q_L = \vec{v}_L \wedge \vec{I}_s \quad (IV.8)$$

v_L : Tension aux bornes de l'inductance

I_s : Courant de ligne.

Avec :

$$[v_L] = \begin{bmatrix} v_{La} \\ v_{Lb} \\ v_{Lc} \end{bmatrix} \text{ et } i = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (IV.9)$$

Ce qui donne :

$$q_L = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ v_{La} & v_{Lb} & v_{Lc} \\ i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \quad (IV.10)$$

Alors :

$$q_L = \vec{i}(v_{Lb}i_c - v_{Lc}i_b) - \vec{j}(v_{La}i_c - v_{Lc}i_a) - \vec{k}(v_{La}i_b - v_{Lb}i_a) \quad (IV.11)$$

Le système en équilibre, alors :

$$\begin{cases} v_{Lc} = -v_{La} - v_{Lb} \\ i_c = -i_a - i_b \end{cases} \quad (VI.12)$$

On aura :

$$q_L = \vec{i}[(v_{Lb} - v_{Lc})i_c - v_{Lc}(i_a - i_c)] - \vec{j}(v_{La}i_c - v_{Lc}i_a) + \vec{k}[v_{La}(-i_a - i_c) - (-v_{La} - v_{Lc})i_a] \quad (IV.13)$$

$$q_L = (v_{La}i_c - v_{Lc}i_a)(-i + j - k) \quad (\text{IV.14})$$

Le module q_L est :

$$q_L = \sqrt{3}(v_{La}i_c - v_{Lc}i_a) \quad (\text{IV.15})$$

Puisque :

$$\begin{cases} v_{La} = L \frac{di_a}{dt} \\ v_{Lc} = L \frac{di_c}{dt} \end{cases} \Rightarrow q_L = \sqrt{3}L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) \quad (\text{IV.16})$$

$$q_s = v_s \wedge I_s \quad (\text{IV.17})$$

La tension d'entrée du redresseur v_s peut être exprimée par :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \text{ et } i = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

Ce qui donne :

$$q_s = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ v_{sa} & v_{sb} & v_{sc} \\ i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.19})$$

Alors :

$$q_s = \vec{i}(v_{sb}i_c - v_{sc}i_b) - \vec{j}(v_{sa}i_c - v_{sc}i_a) + \vec{k}(v_{sa}i_b - v_{sb}i_a) \quad (\text{IV.20})$$

Le système en équilibre, alors :

$$\begin{cases} v_{sc} = -v_{sa} - v_{sb} \\ i_c = -i_a - i_b \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

Cela nous donne :

$$\begin{aligned} q_s = \vec{i}[(-v_{sb} - v_{sc})i_c - v_{sc}(i_a - i_c)] - \vec{j}(v_{sa}i_c - v_{sc}i_a) \\ + \vec{k}[v_{sa}(-i_a - i_c) - (-v_{sa} - v_{sc})i_a] \end{aligned} \quad (\text{IV.22})$$

D'où :

$$q_s = (v_{sa}i_c - v_{sc}i_a)(-\vec{i} + \vec{j} - \vec{k}) \quad (\text{IV.23})$$

Le module du q_s sera :

$$q_s = \sqrt{3}(v_{sa}i_c - v_{sc}i_a) \quad (\text{IV.24})$$

D'après la matrice de conversion on a :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.25})$$

On aura :

$$q_s = \sqrt{3} \frac{v_{dc}}{3} [(2S_a - S_b - S_c)i_c - (-S_a - S_b + 2S_c)i_a] \quad (\text{IV.26})$$

Donc :

$$q_s = \sqrt{3} \frac{v_{dc}}{3} [S_a(2i_c + i_a) + S_b(i_a - i_c) + S_c(-2i_a - i_c)] \quad (\text{IV.27})$$

A partir de l'équilibre de courant l'équation devient :

$$q_s = \sqrt{3} \frac{v_{dc}}{3} [S_a(i_b - i_c) + S_b(i_c - i_a) + S_c(i_a - i_b)] \quad (\text{IV.28})$$

On a :

$$\widehat{q} = q_s + q_L \quad (\text{IV.29})$$

L'équation finale sera :

$$\widehat{q} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[3L \left(\frac{di_a}{dt} i_c + \frac{di_c}{dt} i_a \right) - v_{dc} \left(\begin{matrix} S_a(i_b - i_c) + S_b(i_c - i_a) + \\ S_c(i_a - i_b) \end{matrix} \right) \right] \quad (\text{IV.30})$$

La deuxième démonstration de l'équation de la puissance active instantanée :

La puissance active est égale au produit scalaire entre la tension et le courant :

$$p_L = v_L I_s \quad (\text{IV.31})$$

Avec :

q : la puissance active totale.

p_L : La puissance active dans les inductances

p_s : La puissance active à l'entrée de convertisseur.

On aura :

$$p_L = v_{La}i_a + v_{Lb}i_b + v_{Lc}i_c \quad (\text{IV.32})$$

Ce que donne :

$$p = L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) \quad (\text{IV.33})$$

$$p_s = v_{dc} I_{dc} \quad (\text{IV.34})$$

Avec :

$$I_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (\text{IV.35})$$

Donc :

$$p_s = v_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (\text{IV.36})$$

Alors :

$$\hat{p} = L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + v_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (\text{IV.37})$$

selon l'équation (IV.37), la variation est instantanément en fonction de l'ordre de commutation du convertisseur.

La première partie de l'expression précédente présente la puissance dans les inductances de ligne, les résistances internes de ces inductances sont négligeables puisque la puissance active dissipée dans ces résistances est plus faible devant la puissance mise en jeu. L'autre partie, représente la puissance dans le convertisseur [91].

IV.3.2. Estimation de la tension

Le secteur de fonctionnement de la tension de ligne est nécessaire pour la détermination des ordres de commutation. Il est important de faire l'estimation de la tension de ligne correctement même avec des harmoniques pour obtenir un facteur de puissance élevé.

Le calcul de la chute de tension aux bornes de l'inductance est effectué par dérivation du courant, alors la tension est calculée en additionnant la tension de référence à l'entrée du convertisseur avec la chute de tension calculée.

Par contre, la dérivée du courant où les bruits seront amplifiés mais lors de l'application d'une estimation de tension basée sur des calculs de puissance, nous éviterons ce problème [92].

La matrice suivante (IV.37) donne les courants de ligne i_a, i_b, i_c dans les coordonnées stationnaires $\alpha_ \beta$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.37})$$

Les expressions des puissances active et réactive sont :

$$\hat{p} = \underline{v}_{(abc)} \cdot \underline{i}_{(abc)} = \underline{v}_\alpha \cdot \underline{i}_\alpha + \underline{v}_\beta \cdot \underline{i}_\beta \quad (\text{IV.38})$$

$$\hat{q} = \underline{v}_{(abc)} \wedge \underline{i}_{(abc)} = \underline{v}_\alpha \cdot \underline{i}_\beta - \underline{v}_\beta \cdot \underline{i}_\alpha \quad (\text{IV.39})$$

La forme matricielle des expressions (IV.38) et (IV.39) est :

$$\begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.40})$$

On peut écrire l'expression matricielle en fonction du courant de ligne (mesuré) et la puissance (estimée), comme ça :

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha \\ \hat{v}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.41})$$

La transformation inverse de Concordia des tensions de ligne donne par :

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_a \\ \hat{v}_b \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha \\ \hat{v}_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.42})$$

IV.3.3.Détermination des secteurs

Le secteur de la tension estimée est très nécessaire pour faire la détermination des états de commutation optimale. A cet effet, le plan de l'espace vectoriel (α, β) est divisé en six secteurs ou douze secteurs (Figure IV.3), il peut être connu par la relation suivante [93] :

$$(2n - 3) \frac{\pi}{6} < \theta_n < (2n - 1) \frac{\pi}{6} \quad n = 1,2 \dots 6 \tag{IV.43}$$

$$(n - 2) \frac{\pi}{6} < \theta_n < (n - 1) \frac{\pi}{6} \quad n = 1,2 \dots 12 \tag{IV.44}$$

n :Le numéro du secteur est déterminé instantanément par la position de vecteur la tension.

Donné par l'expression suivante :

$$\hat{\theta}_n = \text{Arctg} \left(\frac{\hat{e}_\beta}{\hat{e}_\alpha} \right) \tag{IV.45}$$

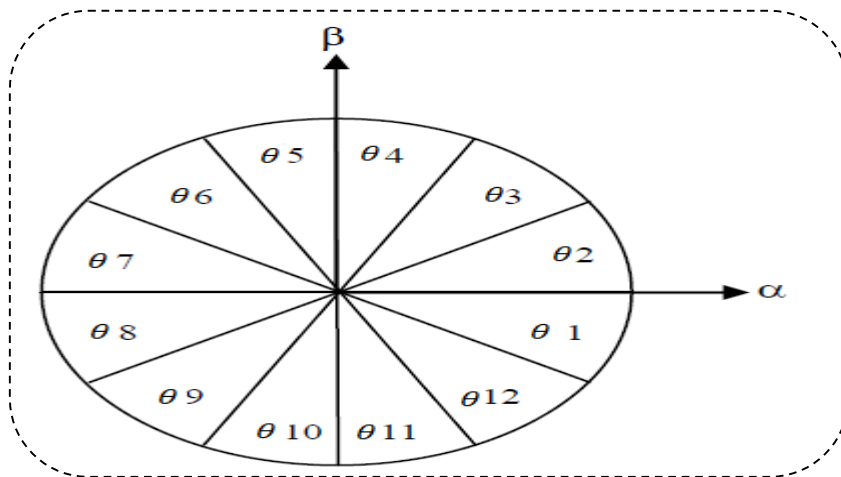


Figure IV.3 Représentation du vecteur tension dans le plan d'espace vectoriel (α, β) en douze secteurs [93].

IV.3.4.Table de commutation

Les entrée de la table de commutation (Tableau IV.3) sont Les signaux numériques d'erreurs S_p et S_q et le secteur de travail.

Les états de commutations S_a, S_b et S_c du redresseur à MLI sont mémorisés .En utilisant la table commutation, Grâce à la table de commutation, l'état de commutation optimal du convertisseur pour chaque état de commutation peut être sélectionné en fonction de la combinaison des signaux numériques S_p, S_q et du nombre du secteur, Cela signifie que l'état de commutation optimal est choisi de manière à ce que l'erreur de puissance active puis se être

restreinte dans une bande à hystérésis de largeur $2H_p$ et la chose même pour l'erreur de la puissance réactive avec une bande de largeur $2H_q$ [94].

Tableau IV.3. Table de commutation classique

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4	V_7	V_5	V_0
	1	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4	V_7	V_5	V_0	V_6	V_7	V_1	V_0
0	0	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
	1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1

IV.3.5. Les puissances instantanées

Dans le système triphasé, la définition de la puissance active instantanée c'est le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne et la définition de puissance réactive c'est le module de leur produit vectoriel.

Ces puissances sont données par les relations [95]- [96] :

$$P(t) = i^T \cdot e = [i_a \quad i_b \quad i_c] \cdot \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = i_a \cdot e_a + i_b \cdot e_b + i_c \cdot e_c \quad (IV.46)$$

$$q = \|i \times e\| \quad (IV.47)$$

$$i \times e = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ i_a & i_b & i_c \\ e_a & e_b & e_c \end{bmatrix} = (i_b e_c - i_c e_b) \vec{i} - (i_a e_c - i_c e_a) \vec{j} + (i_a e_b - i_b e_a) \vec{k} \quad (IV.48)$$

On a les relations suivantes :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (IV.49)$$

$$e_a = \frac{1}{3}(e_{ab} - e_{ca}), e_b = \frac{1}{3}(e_{bc} - e_{ab}), e_c = \frac{1}{3}(e_{ca} - e_{bc}) \quad (IV.50)$$

L'expression du produit devient :

$$i \times e = \frac{1}{3}[(e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b + (e_a - e_b)i_c](i + j + k) \quad (IV.51)$$

Alors, la puissance réactive est exprimée par la formule ci-dessous :

$$q = \|i \times e\| = \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b + (e_a - e_b)i_c] \quad (\text{IV.52})$$

Les puissances actives et réactives instantanées peuvent être estimées sans mesurer la tension du réseau.

Les expressions qui permettent cette estimation sont basées sur des mesures du courant absorbé et des mesures de la tension du bus continu et de l'état des interrupteurs. Ils donnent comme suit :

$$\hat{P} = \left(L \frac{di_a}{dt} i_a + L \frac{di_b}{dt} i_b + L \frac{di_c}{dt} i_c \right) + v_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (\text{IV.53})$$

$$\hat{q} = \sqrt{3} L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - L \frac{di_c}{dt} i_a \right) - \frac{1}{\sqrt{3}} v_{dc} \left[\begin{array}{c} S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + \\ S_c (i_a - i_b) \end{array} \right] \quad (\text{IV.54})$$

Pour faire le calcul de la position du vecteur des tensions dans le plan (α - β), il faut estimer les valeurs des composantes e_α et e_β à partir des puissances instantanées et des courants absorbés.

En utilisant la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{P} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.55})$$

IV.3.6. Régulateur à hystérésis

L'idée principale derrière la méthode DPC est de maintenir les puissances active et réactive instantanées dans une bande souhaitée. Le DPC se compose de deux comparateurs à hystérésis dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et estimées des puissances active et réactive.

La largeur de la bande d'hystérésis influe notamment sur les performances du redresseur, donc la distorsion harmonique et sur la fréquence moyenne de commutation.

Les variables booléennes S_p et S_q sont les sorties des régulateurs à hystérésis, indiquent les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs des puissances selon la logique ci-dessous :

$$S_p \begin{cases} 1 \text{ pour } \hat{P} < \hat{P}_{ref} - H_p \\ 0 \text{ pour } \hat{P} > \hat{P}_{ref} + H_p \end{cases} \quad (\text{IV.56})$$

$$S_q \begin{cases} 1 \text{ pour } \hat{q} < \hat{q}_{ref} - H_q \\ 0 \text{ pour } \hat{q} > \hat{q}_{ref} + H_q \end{cases} \quad (\text{IV.57})$$

H_p, H_q : Les écarts des régulateurs à d'hystérésis à deux niveaux [97].

IV.3.7. Régulation de la tension de bus continue

Le régulateur de type PI corrige l'erreur entre la tension continue mesurée et sa référence. Il contrôle le processus de chargement et de déchargement du condensateur .Il est nécessaire d'avoir une valeur de consigne de bus DC préfixée à la condition de commandabilité de la machine en avant.

Alors la régulation de la tension continue est assurée par un régulateur de type PI

$$i_c = C \left(\frac{dV_{dc}}{dt} \right) = idc - ich \quad (\text{IV.58})$$

- ic : Le courant dans le condensateur.
- V_{dc} : La tension du bus continu.
- C : La valeur de la capacité.
- idc : Le courant modulé par le convertisseur du côté de la machine.
- ich : Le courant modulé par le convertisseur du côté charge.

Par l'application de la transformation de Laplace, l'équation précédente s'écrit :

$$i_c = C.S.V_{dc} \rightarrow V_{dc} = \frac{i_c}{C.S} \quad (\text{IV.59})$$

La boucle de régulation de la tension continue par correcteur PI sera comme le montre le schéma bloc de la (Figure IV.4)

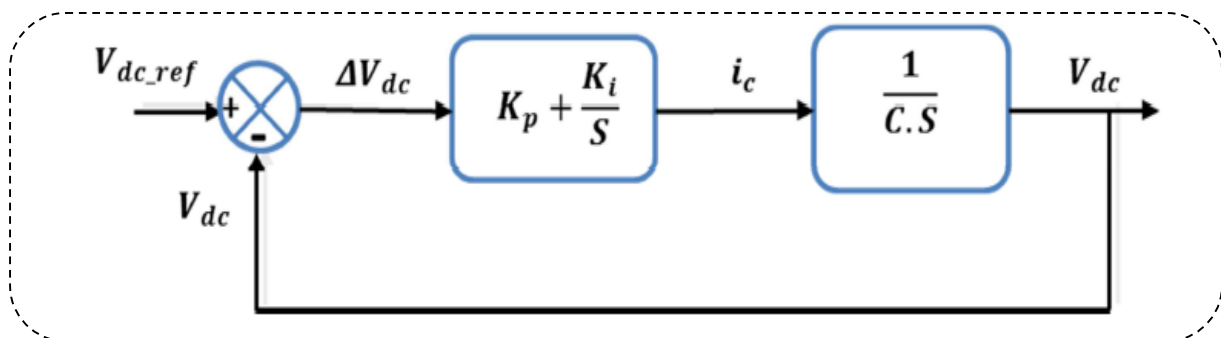


Figure IV.4 La boucle d'asservissement de la tension du bus continu.

Le calcul des paramètres des régulateurs sera déduit de la FTBF :

$$FTBF = \frac{K_P.S+K_i}{C.S^2+K_P.S+K_i} = \frac{K_i}{C.S^2+K_P.S+K_i} + \frac{K_P.S}{C.S^2+K_P.S+K_i} \quad (IV.60)$$

$$FTBF = \frac{(K_i/C)}{S^2+(K_P/C).S+(K_i/C)} \rightarrow \begin{cases} (K_i/C) = \omega_n^2 \\ (K_P/C) = 2 \cdot \varepsilon \cdot \omega_n \end{cases} \rightarrow \begin{cases} K_i = C \cdot \omega_n^2 \\ K_P = 2 \cdot \varepsilon \cdot \omega_n \cdot C \end{cases} \quad (IV.61)$$

La puissance active de référence (P_{ref}) c'est Le produit entre le courant continu de référence et la tension continue Le produit entre le courant continu de référence et la tension continue (V_{dc})[98].

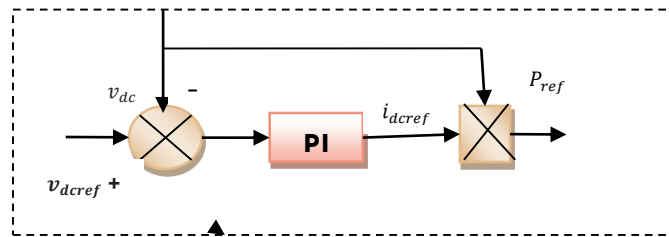


Figure IV.5 Boucle de régulation de la tension continue.

IV.3.8. Résultats de simulation de la DPC à douze secteurs

Les paramètres sont : $V_{dc_ref} = 230V$ à $V_{dc_ref} = 280V$ à ($t = 5s$) et le référence de puissance réactive est ($Q_{ref} = 0VAR$).

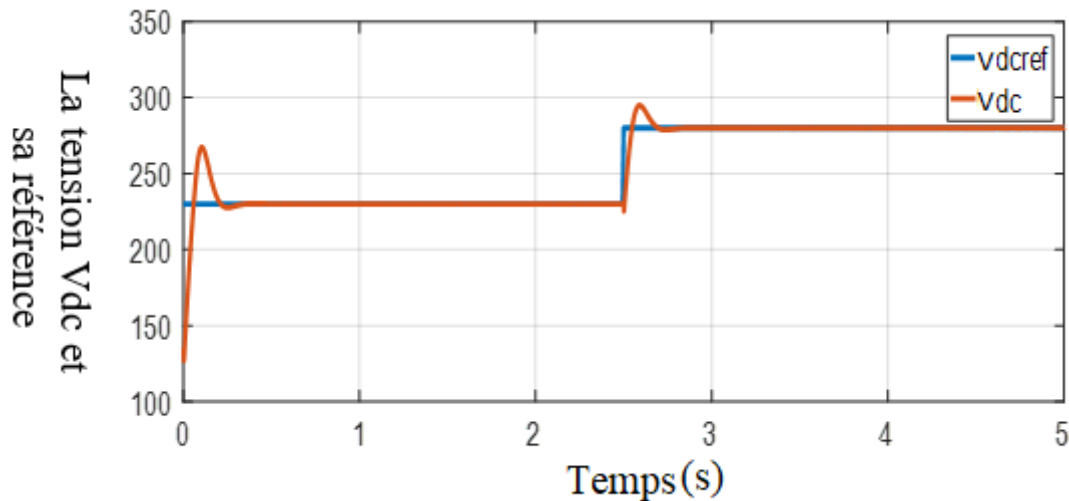


Figure IV.6 La tension Vdc et sa référence

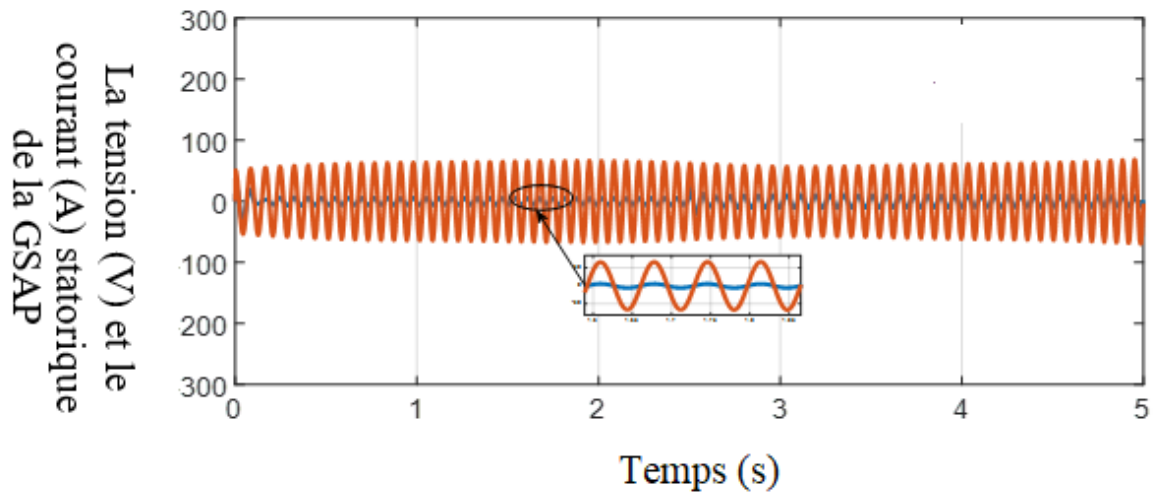


Figure IV.7 La tension et le courant statorique de la GSAP

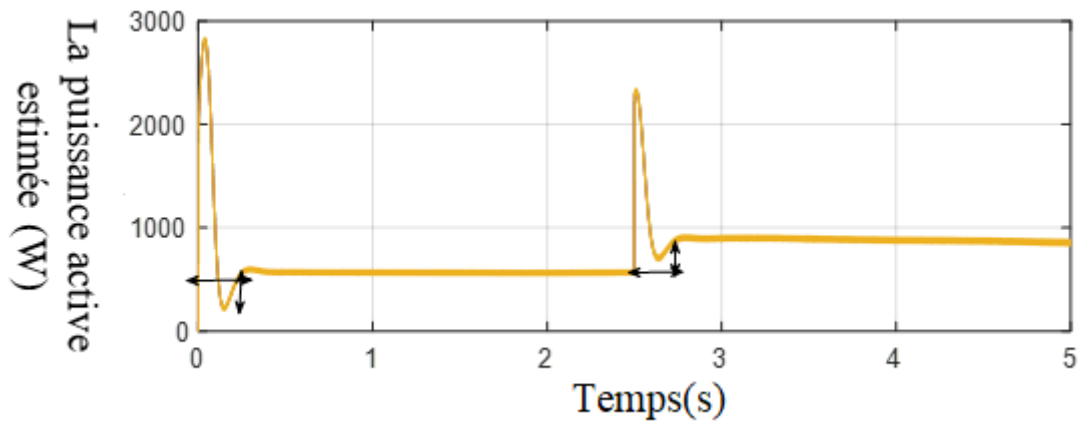


Figure IV.8 La puissance active estimée

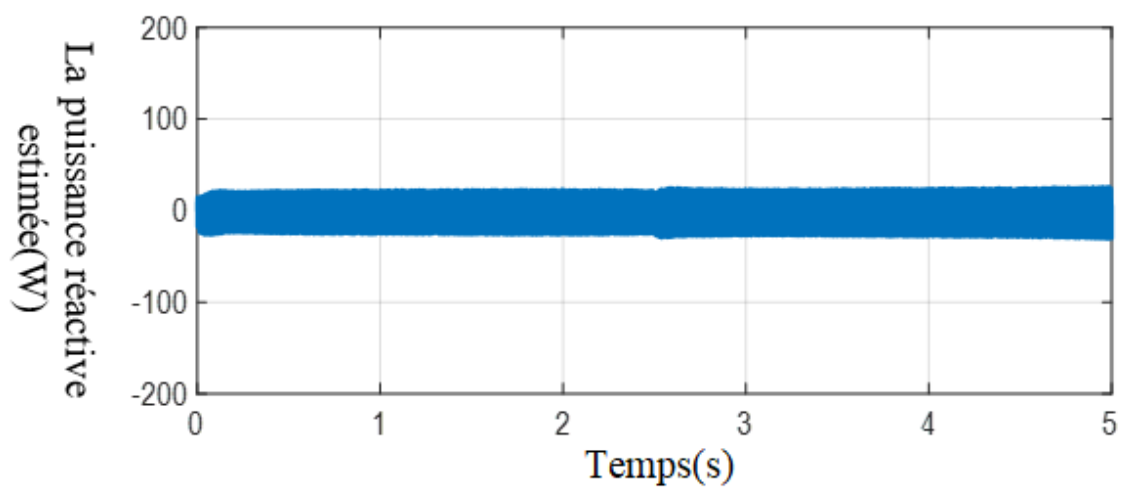


Figure IV.9 La puissance réactive estimée

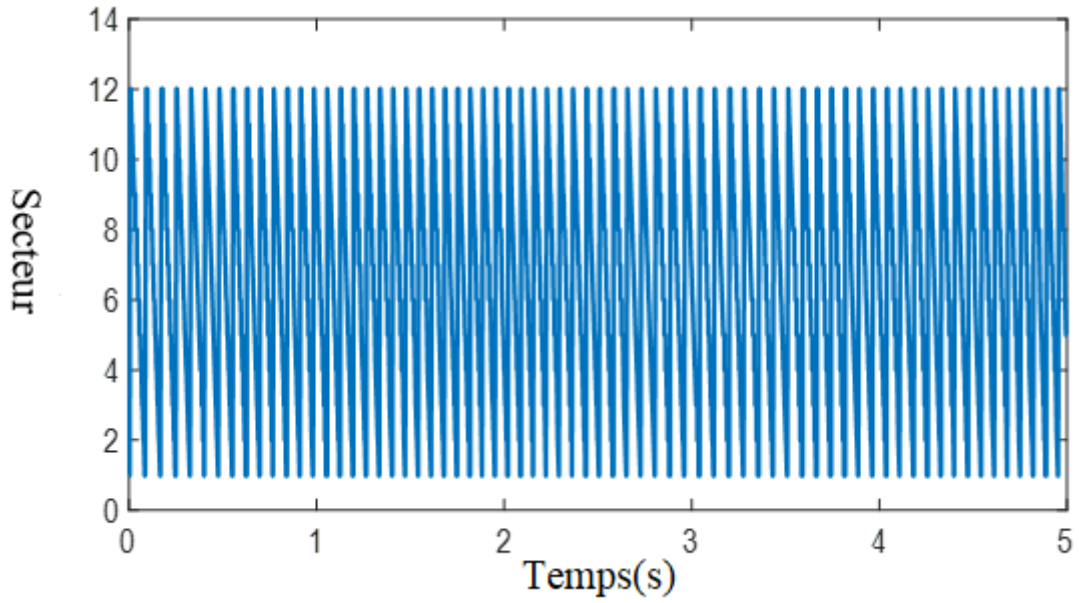


Figure IV.10 La courbe de secteur

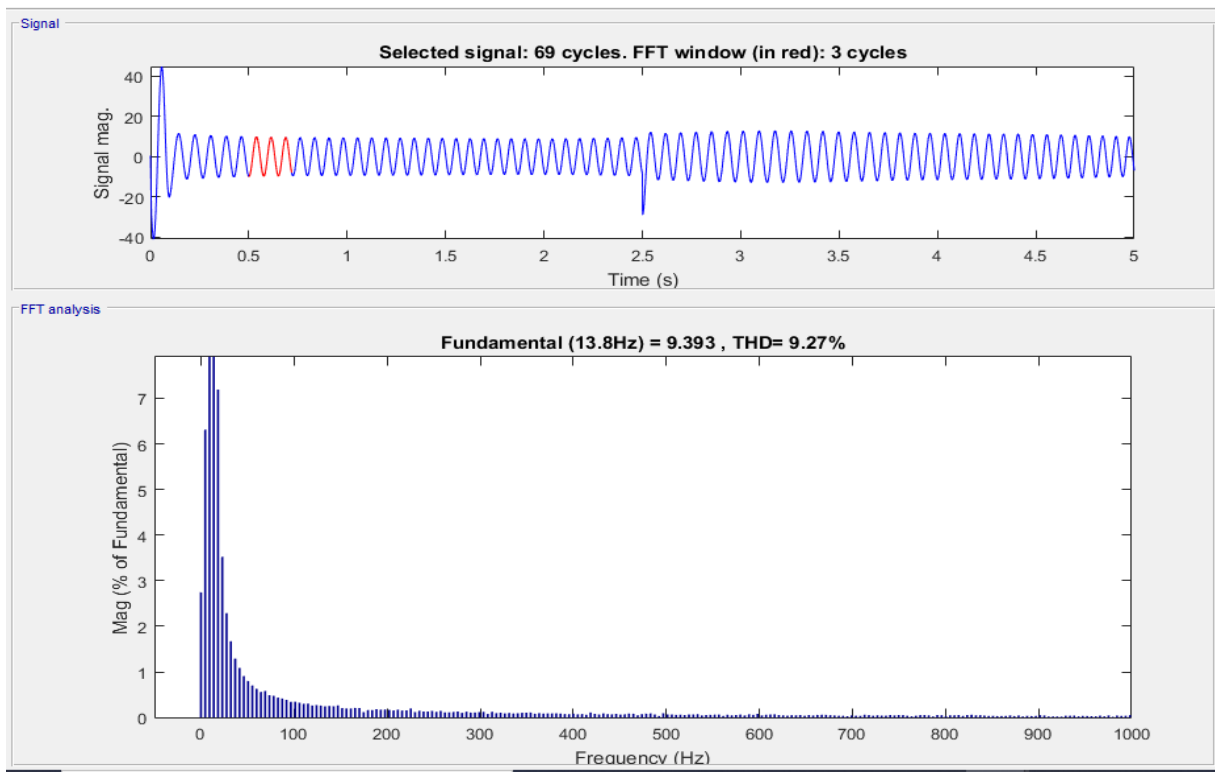


Figure IV.11 Le courant de ligne ib avec son spectre harmonique

➤ **Interprétation des résultats**

Les résultats obtenus lorsque on modifie la tension de référence de bus continu pour la commande à douze secteurs est présentée sur les figures.

La Figure (IV.6) montre que la tension de bus continu suit sa référence avec un dépassement est un temps de réponse moyen ($t = 0.3$ s) une erreur statique admissible et il y a un dépassement dans la variation du profile de tension en 280 V et dans la Figure (IV.7) le courant est sinusoïdal et en phase avec la tension, La Figure (IV.8) montre que la puissance active suit sa référence ($P = 550$ W- 850 W) avec l'existence des pics et la Figure (IV.9) montre que la puissance réactive suit sa référence avec des oscillations autour de la référence.

La Figure (IV.10) confirme que les secteurs sont déphasés entre eux de 30 degrés. le THD est non admissible (9.27%) (Supérieur à 5%).

IV.4. Application de la DTC sur le réseau électrique

L'énergie électrique peut être utilisée de deux manières différentes soit :

- Dans un site isolé
- Injection dans le réseau

Les conditions d'injection au réseau électrique sont :

- La même fréquence
- La même Amplitude
- Le même ordre de phase

IV.4.1. Modèle du réseau électrique

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_s + L \frac{di_s}{dt} + e_a \\ V_{sb} = R_s i_s + L \frac{di_s}{dt} + e_b \\ V_{sc} = R_s i_s + L \frac{di_s}{dt} + e_c \end{cases} \quad (IV.62)$$

Les paramètres de réseau électrique sont :

La fréquence : 50 Hz ; La résistance : 0.7 Ω ; L'inductance : 0.01 H ; La tension : 230 V

IV.5 Structure de la DTC appliquée au réseau électrique

Le schéma devient comme suit :

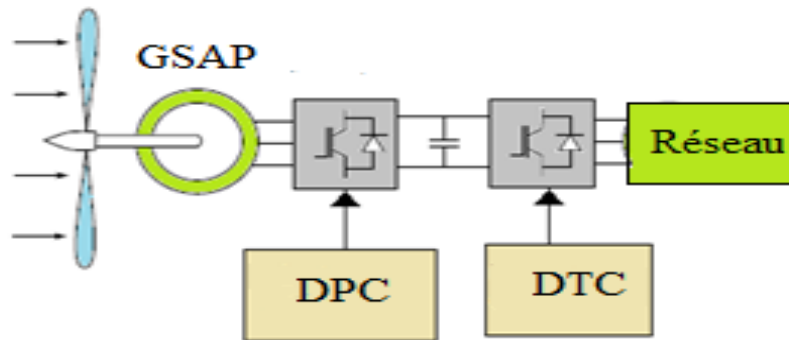


Figure IV.12 Schéma synoptique globale

La Figure (IV.12) représente le schéma synoptique de la commande DTC d'un réseau électrique.

Le flux dans ce cas est un flux virtuel.

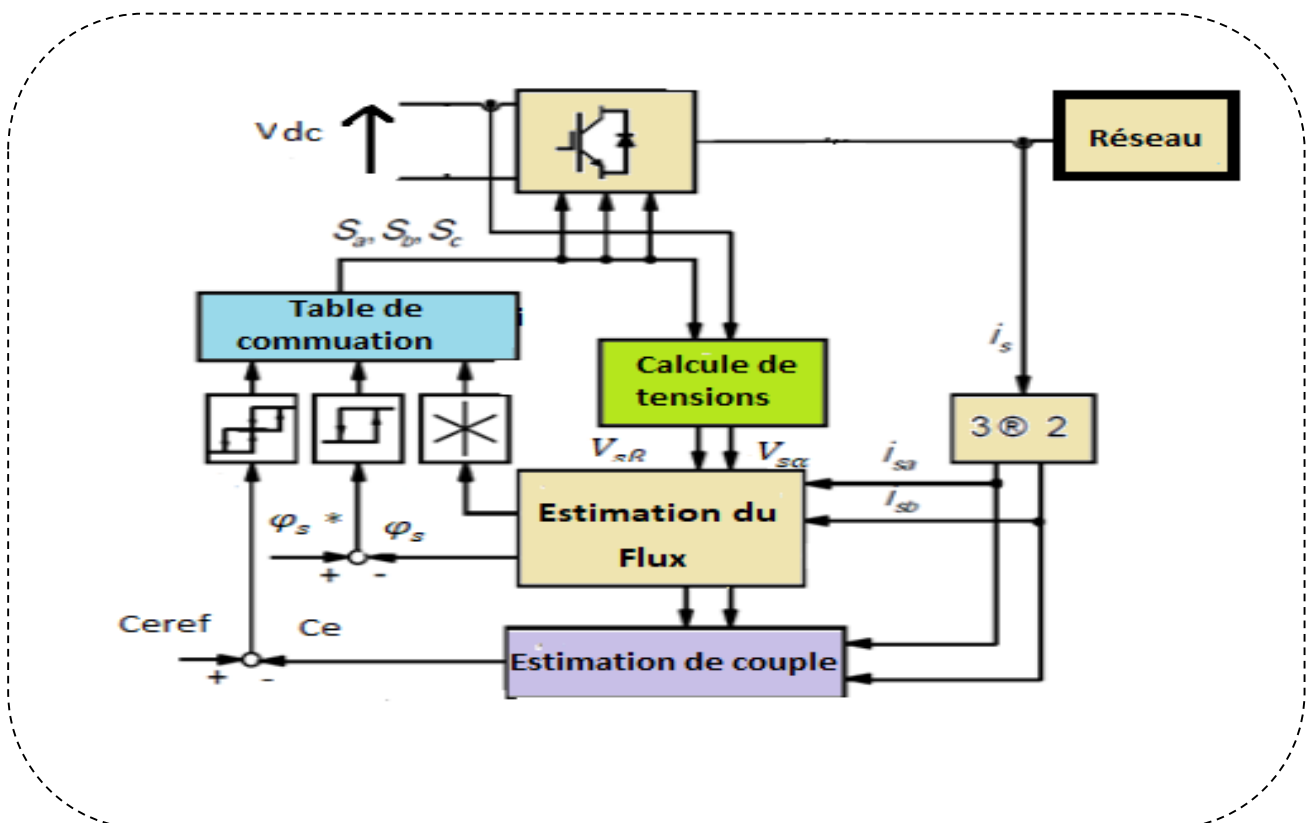


Figure IV.13 Schéma synoptique de la commande DTC

IV.5.1. Estimation du flux

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des courants et des tensions à la sortie de l'onduleur. A partir de l'équation (IV.64) [99]-[100] :

$$\varphi_s = \int_0^t (V_s - R_s \cdot i_s) dt \quad (IV.63)$$

On obtient les composantes α, β du vecteur φ_s :

$$\varphi_s = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta} \quad (IV.64)$$

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (IV.65)$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, à partir des commandes (S_a, S_b, S_c) de mesure de la tension U_0 et en appliquant la transformation de Concordia [101] [100] :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (IV.66)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} u_f \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} u_f (S_b - S_c) \end{cases} \quad (IV.67)$$

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

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (IV.68)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (IV.69)$$

On écrit le module du flux virtuel comme suivant :

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (IV.70)$$

IV.5.2. Correcteur de flux

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux virtuel dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire. La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux virtuel [102]. On peut écrire :

$$\begin{cases} Si \Delta\varphi_s > \varepsilon_s & alors K_\varphi = 1 \\ Si 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0 & alors K_\varphi = 0 \\ Si 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0 & alors K_\varphi = 1 \\ Si \Delta\varphi_s < -\varepsilon_\varphi & alors K_\varphi = 0 \end{cases} \quad (IV.71)$$

$K_\varphi = 0$: Signifie qu'il faut réduire le flux.

$K_\varphi = 1$: Signifie qu'il faut augmenter le flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques.

IV.5.3. Estimation du couple électromagnétique

A partir de l'estimation du composants du flux virtuel $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$, et les mesures des courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, on peut mettre l'expression du moment du couple sous la forme :

$$C_e = p(\varphi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (IV.72)$$

IV.5.3. Correcteur de couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple. tel que :

$$|C_{eref} - C_e| \leq \Delta C_e \quad (IV.73)$$

Avec :

C_{eref} : La référence de couple.

ΔC_e : La bande d'hystérésis du correcteur.

IV.5.4. Table de commande du flux

Dans le cas général, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux en fonction du secteur [102].

Tableau IV.4. La table de commande du flux

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$ \varphi_s \rightarrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$ \varphi_s \searrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

IV.5.5. Table de commande du couple

Les séquences de tensions actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple. Nous verrons que les séquences de tension nulle

contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement, (Tableau IV.5) [102].

Tableau IV.5. 11La table de commande du couple

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

IV.5.6. Résultats de simulation DTC– RESEAU

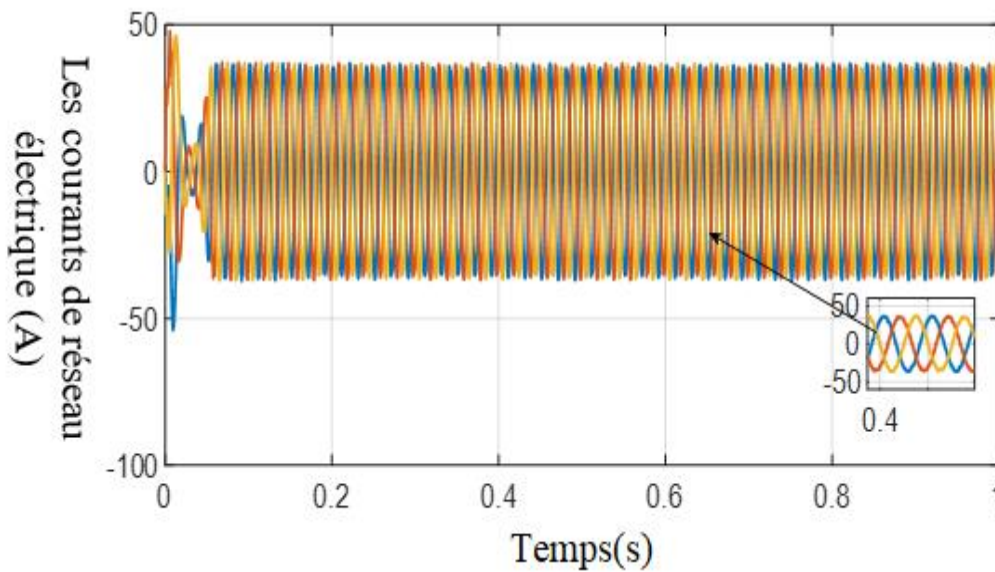


Figure IV.14 Les courants de réseau électrique

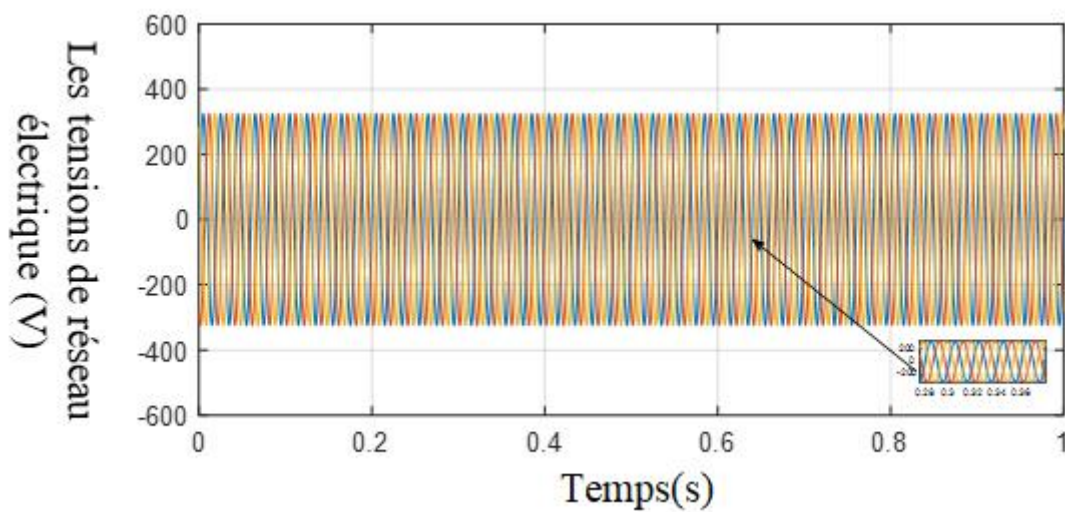


Figure IV.15 Les tensions de réseau électrique

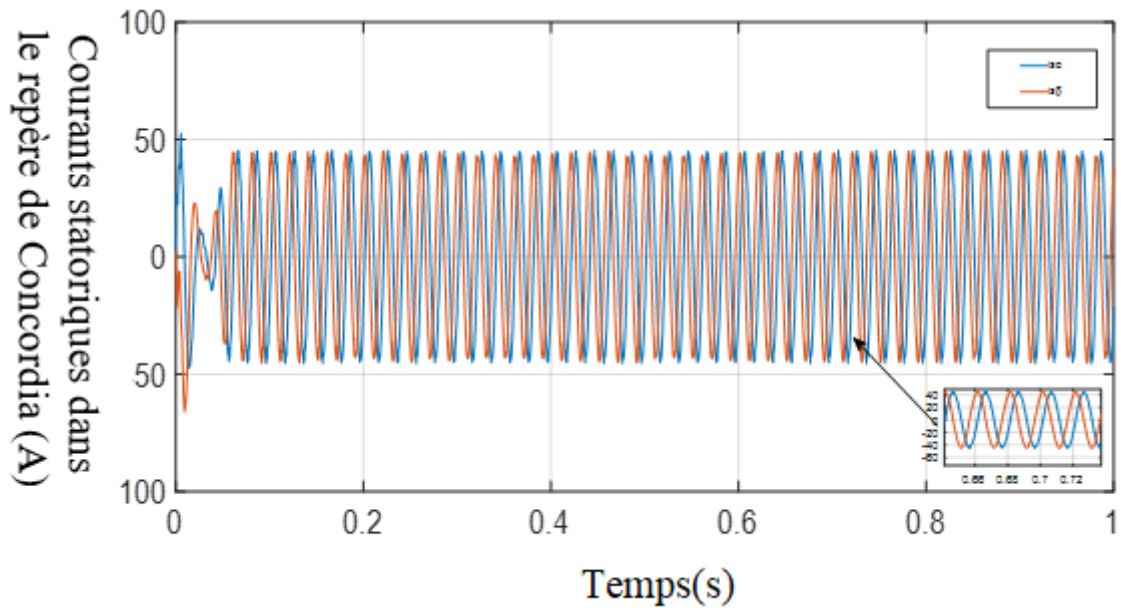


Figure IV.16 Courants statoriques dans le repère de Concordia

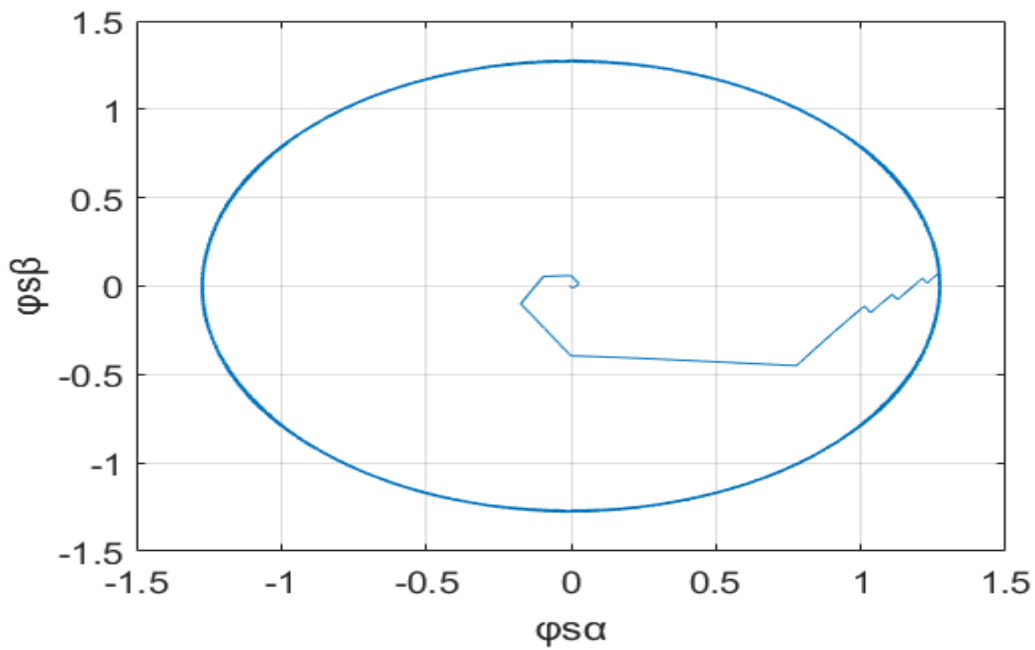


Figure IV.17 Flux dans le repère de Concordia

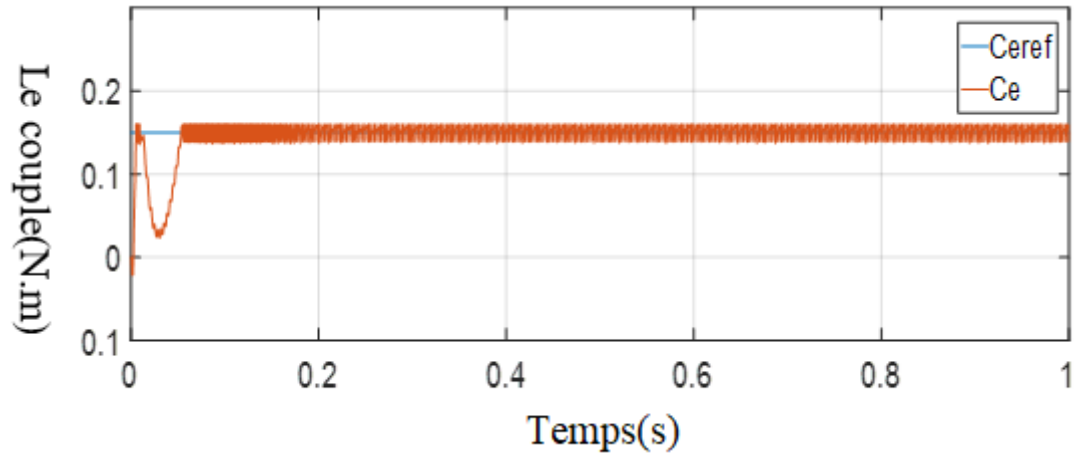


Figure IV.18 Variation du couple en fonction temps

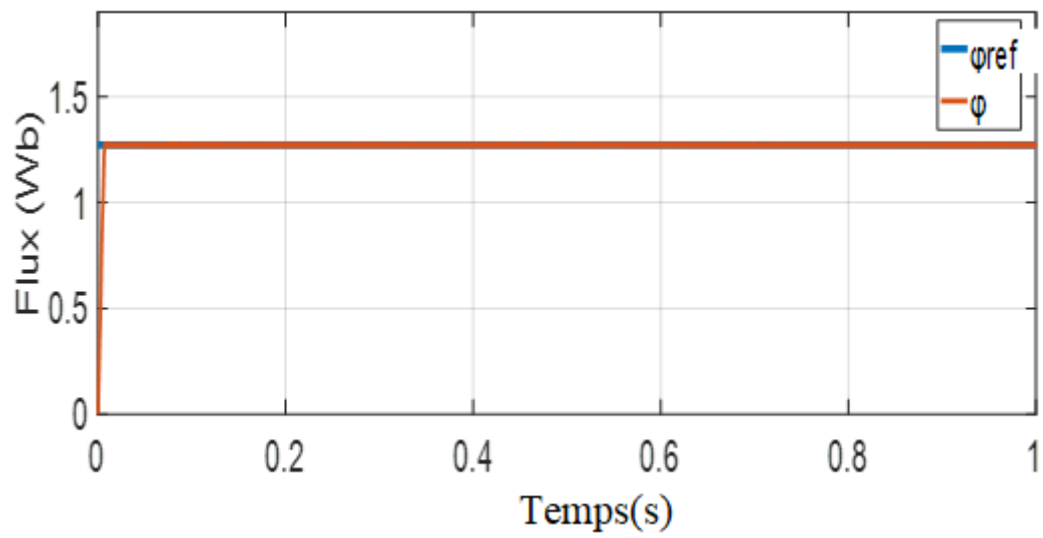


Figure IV.19 Le Flux et son référence

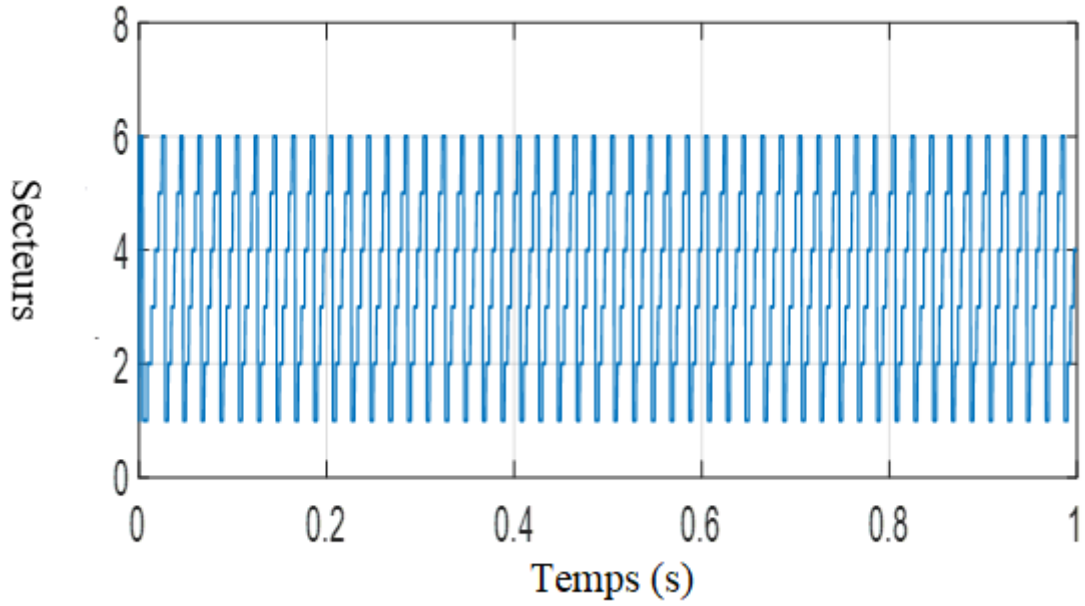


Figure IV.20 La courbe des secteurs

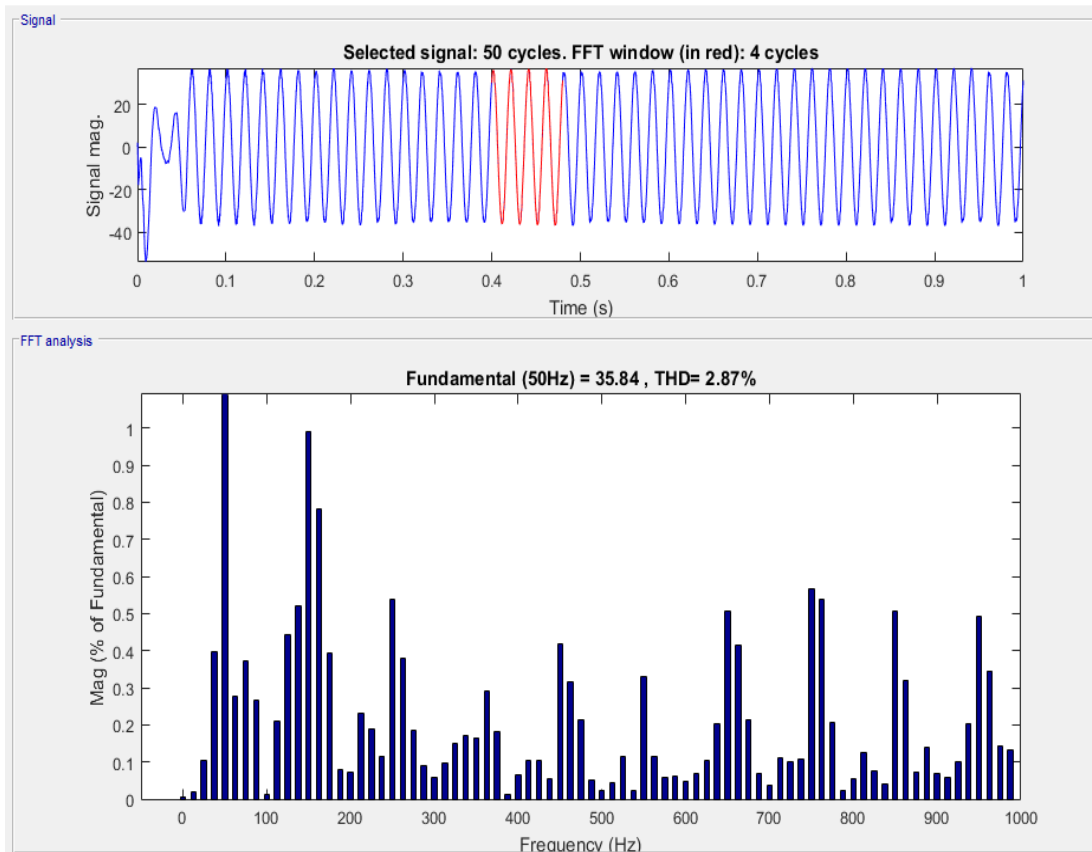


Figure IV.21 Le courant du réseau électrique avec son spectre harmonique

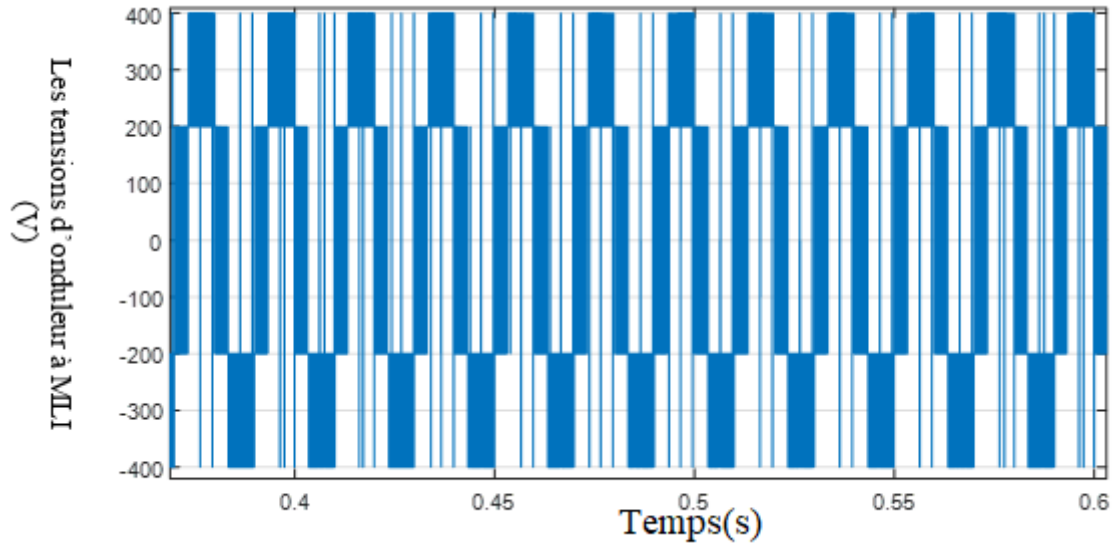


Figure IV.22 Les tensions d'onduleur à MLI

➤ Interprétation des résultats

Dans cette partie de thèse, la chaîne de conversion éolienne est connectée à un réseau basse tension de valeur efficace égale à 230 V et une fréquence 50 Hz via un onduleur MLI.

L'onduleur est commandé par la technique DTC ou on control les grandeurs virtuels le flux et le couple. La machine est considérée comme une machine commandée en couple. Les résultats de simulation montrent que le flux suit sa référence et la tête du vecteur varie dans une couronne.

Le couple suit aussi sa référence avec une erreur limité dans une bande. Le vecteur flux tourne en passant d'un secteur à un autre dans l'ordre 1, 2, 3,4...6

Les courants présentent des distorsions normalisées THD=2.87 .Les tensions à la sortie de l'onduleur forment un système triphasé dont les tensions sont en forme de créneau.

Les conditions de couplage au réseau sont vérifiées (fréquence, amplitude et ordre de phase)

IV.6. Conclusion

Dans cette partie nous avons appliqué la (DPC) classique sur la GSAP basée sur un régulateur de tension PI et le contrôle instantanément des puissances active et réactive. Dans ce cas les états des interrupteurs du redresseur sont sélectionnés à partir d'une table de commutation basée sur les erreurs instantanées entre les puissances active et réactive estimées et leurs valeurs de références.

Les résultats de cette simulation sont acceptables, le courant prend la forme sinusoïdale et il devient en phase avec la tension mais avec un grand THD 9.27 % car les régulateurs classiques PI sont déterminés à partir des paramètres de la machine. La commande DPC présente une grande sensibilité aux incertitudes paramétriques. C'est à dire peut entrainer une dégradation des performances de contrôle lors des variations paramétriques.

Pour l'application de réseau électrique avec la commande DTC les résultats sont satisfaisants coté THD.

Ceci exige d'appliquer des nouvelles techniques de réglage afin d'obtenir les performances souhaité dans le prochain chapitre.

Chapitre V
Commande sans capteur de la
GSAP par des techniques
intelligentes

V.1. Introduction

On a toujours aspiré à l'amélioration des performances des chaînes de conversions éoliennes et en diminuant ses erreurs. Il est évidemment difficile par les techniques de la commande classique. Alors, on examine plus précisément la régulation ainsi que son optimisation.

La commande directe de puissance a montré certains inconvénients grâce aux les coefficients des régulateurs (PI) qui sont calculés à partir des paramètres de la machine. Lors la variation de ces coefficients, ils provoquent une altération de la commande de la machine. En plus leurs calculs est un peu difficile dans les systèmes non linéaires.

Des multiples techniques sont présentées et introduites pour la commande des entrainements électriques dites intelligences artificielle, basées sur le remplacement du régulateur classique par un régulateur flou ou un régulateur neuronal ..., Ainsi que l'identification et l'optimisation des paramètres de contrôleur PI par les algorithmes génétiques, l'objectif de commander la machine avec des hautes performances et bonne robustesse.

Au cours de ce chapitre, nous procéderons à l'optimisation des régulateurs PI utilisés pour la commande directe de la GSAP par les algorithmes génétiques qu'ils serviront à calculer les gains de k_p et k_i pour lesquels les performances du régulateur seront optimales. Après ça, on va présenter les notions de base de la logique floue, Ainsi que la conception d'un régulateur floue, son application pour le réglage de tension de bus continu et discuter les résultats de simulation obtenu.

Finalement, la chaine a été connectée à un réseau basse tension afin de tester et valider nos résultats obtenus par les techniques intelligentes

V.2.Optimisation de la DPC par algorithmes génétiques

V.2.1.Historique des algorithmes génétique

L'optimisation vise à améliorer les performances en se rapprochant le plus possible d'une ou plusieurs valeurs optimales. Elles sont utilisées pour les systèmes à structure simple, mais cette méthode n'aboutit pas à une solution lorsque le système à optimiser devient important et complexe. Les méthodes stochastiques sont les méthodes le plus efficaces et le plus puissantes [103]-[104].

Parmi les algorithmes d'optimisation évolutionnistes stochastique, on trouve les algorithmes génétiques. Il a été assimilé des concepts d'évolution et de la sélection naturelle. Grâce à une procédure de recherche probabiliste basée sur le mécanisme de la sélection naturelle et de la génétique, les algorithmes génétiques sont très efficaces sur un spectre général

de problèmes complexes. Ils ont été développés par John Holland à l'université de Michigan. En 1975, John Holland publia son livre " adaptation in naturel and Artificiel système " qui contient les bases de l'algorithme génétique [105]-[103].

Dans les années 1990, les algorithmes génétique sont utilisées dans le contrôle des systèmes Electromécaniques et l'Automatique pour faire l'optimisation des gains des régulateurs utilisés dans la commande [106]-[107].

V.2.2. Définition des algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation .Basés sur la théorie de l'évolution de Darwin. La fonction de ces algorithmes est comme l'évolution d'une population en passant par les mêmes étapes : sélection, croisement et mutation [108].

V.2.3. Principe de fonctionnement des algorithmes génétiques

Le principe d'un algorithme génétique est la recherche des extrêmes d'une fonction définie sur un espace de données. Pour l'utiliser, on doit disposer des éléments montrés dans la figure (V.1) :

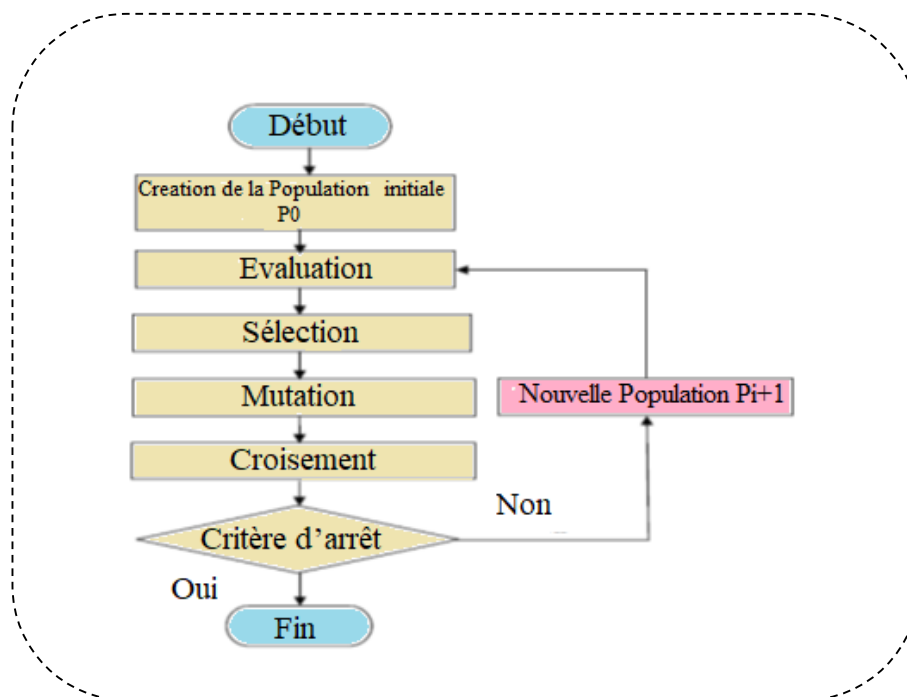


Figure V.1 Organigrammes des algorithmes génétiques.

- Les paramètres de dimensionnement sont : la taille de la population, le nombre total de générations ou critère d'arrêt, les probabilités d'application des opérateurs.
- La création de la population initiale. Dans ce mécanisme la production de population d'individus est non homogène.

- Une fonction à optimiser. Celle-ci retourne une valeur appelée fitness ou fonction d'évaluation de l'individu.
- Les opérateurs génétiques (sélection, croisement, mutation) permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace de recherche.
- Les paramètres de dimensionnement : Taille de la population, ou critère d'arrêt, probabilités d'application des opérateurs.

Pour faire un algorithme génétique, il est nécessaire de suivre le processus suivant [109]-[110]-[111] :

- **Le codage**

Dans cette étape chaque point de l'espace est associé à une structure des données. Ceci se fait généralement après la modélisation du problème à traiter.

Dans l'algorithme génétique de base fondé par Holland il se faisait en transcrivant en binaire les paramètres à optimiser afin de constituer un gène. Ces gènes sont alors mis bout à bout pour former le chromosome. Son utilisation nécessite un mécanisme de décodage [110].

La figure (V.2) peut montrer les types de codage :

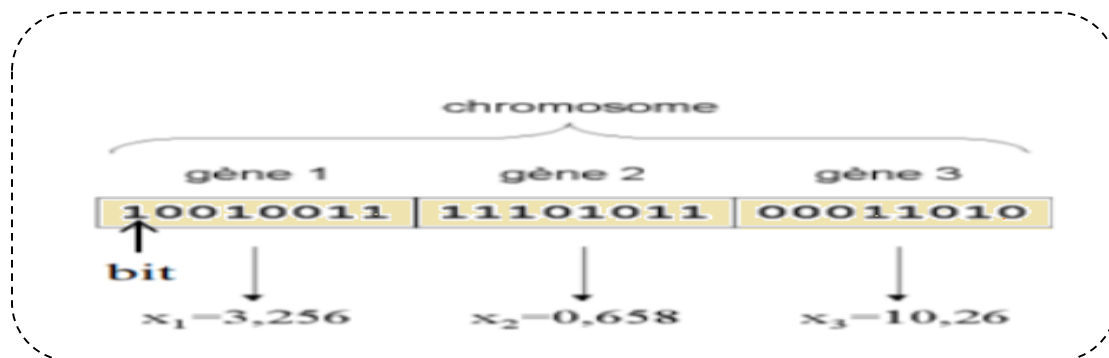


Figure V.2 Illustration schématique du codage des variables en binaire et réelle.

- **Choix de la population initiale**

Le choix se fera sur un ensemble hétérogène d'individus qui seront la génération mère. Ce choix est d'autant plus important qu'il peut rendre l'algorithme plus ou moins rapide. La population initiale est répartie sur tout le domaine de recherche, dans le cas où le problème à résoudre est inconnu.

- **Définition de la fonction à optimiser**

Cette fonction est appelée fitness ou fonction d'évaluation de l'individu.

- **Les opérateurs des Algorithmes Génétiques**

Les opérateurs jouent un rôle essentiel pour la réussite et l'application d'un AG. Nous en dénombrons trois principaux : la sélection, le croisement et la mutation.

- **La sélection**

Cet opérateur est chargé de “favoriser” les meilleurs individus. Il va générer à partir de la population courante une nouvelle population par copie des individus choisis de la population courante avec une probabilité qui dépend des valeurs de la fonction d'adaptation à optimiser pour former une génération intermédiaire et s’y reproduire. Ce procédé permet de donner aux meilleures chaînes, une probabilité élevée de contribuer à la génération suivante [111] :

- **Sélection par Roulette (Wheel sélection)**

L'ensemble de chromosomes qui représente les individus est placé sur une roulette ou chaque chromosome (individus) à une chance d’être sélectionné proportionnelle à sa performance. Donc plus les individus sont adaptés au problème, plus ils ont de chances d’être sélectionnés par le lancement d'une bille, le chromosome désigné par son arrêt sera sélectionné et participera à la formation de la nouvelle génération. Supposons qu'un chromosome occupe plus de 90% de la roulette, dans ce cas il est fort probable qu'il soit le seul sélectionné ce qui limite l'évolution de la population. Soit f_i la fitness de chaque individu et on définit P_i comme étant le pourcentage d'espace qu'occupe ces individus sur la roue on a :

$$P_i = \frac{f_i}{\sum f_i} \quad (V.1)$$

- **La sélection par rang**

On procède de la même manière que pour la sélection par roulette, sauf que les chromosomes triés par rang du plus mauvais au meilleur et n'est pas sur la roulette. Pour une population initiale de taille N , le plus mauvais chromosome sera attribuer au rang 1 et le meilleur au rang N . Ainsi la sélection dépendra du rang du chromosome et non pas de sa capacité d'adaptation. Tous les chromosomes auront alors une chance d’être sélectionnés. Cécidie les individus sélectionnés ne sont pas très différents. L'algorithme génétique doit donc créer plusieurs générations pour aboutit à la solution optimale.

La création à d'une population constituée de m copies des meilleurs individus de la population précédente, mène à une convergence plus rapide de l'algorithme vers la solution optimale.

- **Elitisme**

Cette méthode vise à préserver l'élite de la population. Lors de la création d'une nouvelle génération il est fort possible que de bons chromosomes soient perdus au cours décroisement et de la mutation.

Pour y remédier, on copie un ou plusieurs de ces chromosomes dans la nouvelle génération. [112].

- **Méthode de l'espérance mathématique**

De Jong s'est basé pour sa sélection sur la capacité d'adaptation de chaque chaîne. Cette capacité est donnée par la relation :

$$P_i = \frac{f_i}{\bar{f}} \tag{V.2}$$

\bar{f} : fitness moyen de population.

- **Sélection de Brindle**

Dans ses recherches, Brindle évoque plusieurs méthodes de sélection, sans pour autant, en déterminer la plus performante. Des études ultérieures ont cependant démontré la supériorité de la Sélection par tournoi.

Cette méthode consiste à sélectionner une paire d'individus par roue de loterie.

L'individu ayant l'adaptation la plus élevée sera déclaré vainqueur du tournoi et sera par conséquent ajouté à la nouvelle génération. Ce processus sera répéter jusqu'à ce que la population soit constituée [112].

Il existe aussi des autres méthodes de Brindle comme La Sélection Stochastique.

- **Le croisement**

L'étape de croisement effectuée après de l'étape de la sélection est finie. Le croisement permet d'explorer l'ensemble des solutions possibles qui génère de nouveaux individus appelés enfants à partir des individus appelés parents [113].

Nous citons quelques techniques dans ce qui suit :

- **Le croisement à un point**

Le croisement à un point le plus utilisé puisque c'est le plus simple. La stratégie de ce dernier est choisir aléatoirement un point de croisement pour chaque couple d'individus sélectionnés. L'opération de croisement effectuée au niveau des gènes par une représentation en binaires ou en réels. Le croisement à un point (voir la figure (V.3) [114].

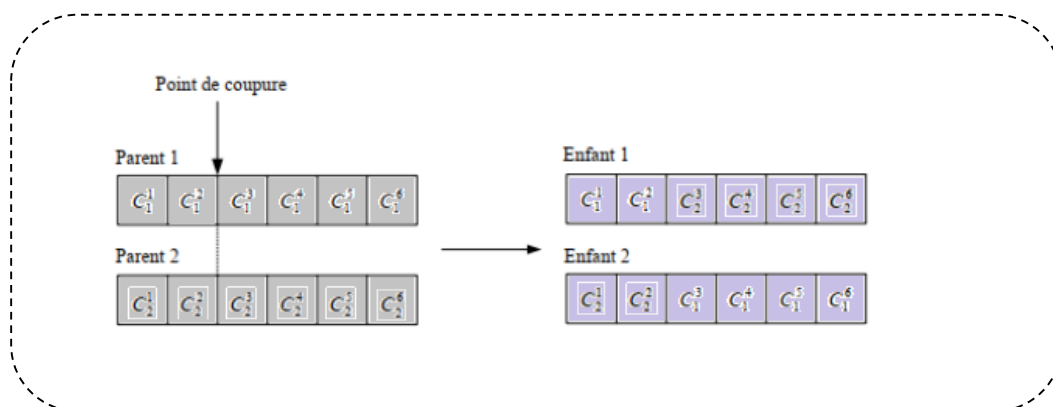


Figure V.3 Croisement à un point de coupure.

- **Le croisement à deux points**

Le principe de croisement à deux points est le même principe à un seul point. La seule différence est les gènes se trouvant entre les deux sites des points de coupe. La figure (Figure V.4) illustre ce type de croisement [115] :

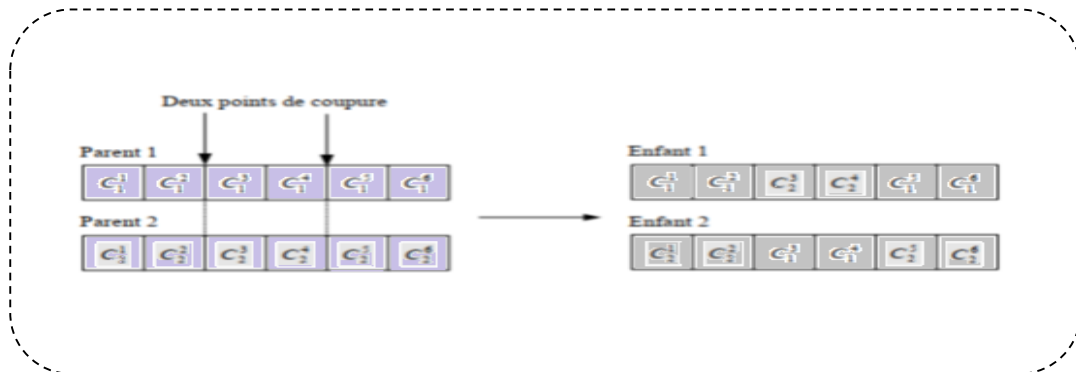


Figure V.4 Croisement à deux points de coupure.

- **Le croisement uniforme**

Un masque de croisement est généré aléatoirement pour chaque génération, le codage est fait en binaire et du même taille de chromosome, la figure(V.5) montre son fonctionnement :

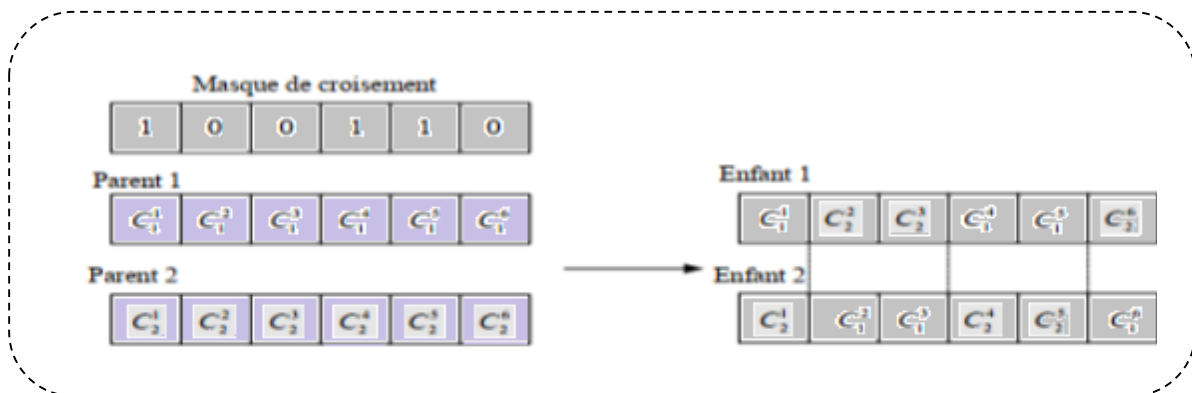


Figure V.5 Croisement uniforme.

- **Mutation**

La mutation est une sélection aléatoire de l'un des gènes du chromosome. Le gène remplace par une valeur aléatoire du domaine d'extension des gènes. La figure(V.6) représente un exemple de mutation [115] :

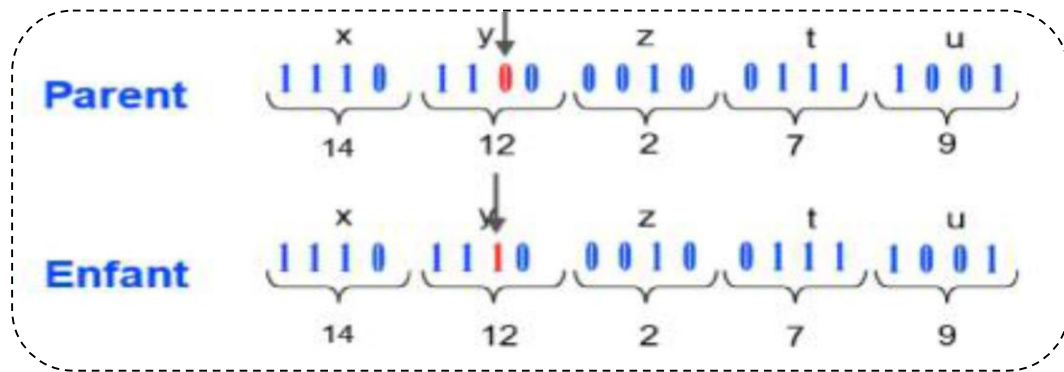


Figure V.6 Croisement uniforme [115].

- Critères d'arrêt

Le critère d'arrêt peut représenter :

- Le nombre de génération fixé initialement.
- La valeur de la fonction d'évaluation ou de fitness a atteint une valeur fixée a priori.
- L'absence de l'évolution de la valeur de la fonction d'évaluation des individus d'une population à une autre.
- Les individus ont atteint un certain degré d'homogénéité.

V.2.4.Optimisation les paramètres d'un régulateur PI par les AG

- la fonction objective de notre système

L'optimisation d'un régulateur PI se traduit par l'optimisation de la fonction objective est définie par l'erreur de régulation en boucle fermé de la tension figure (V.7) démontrer :

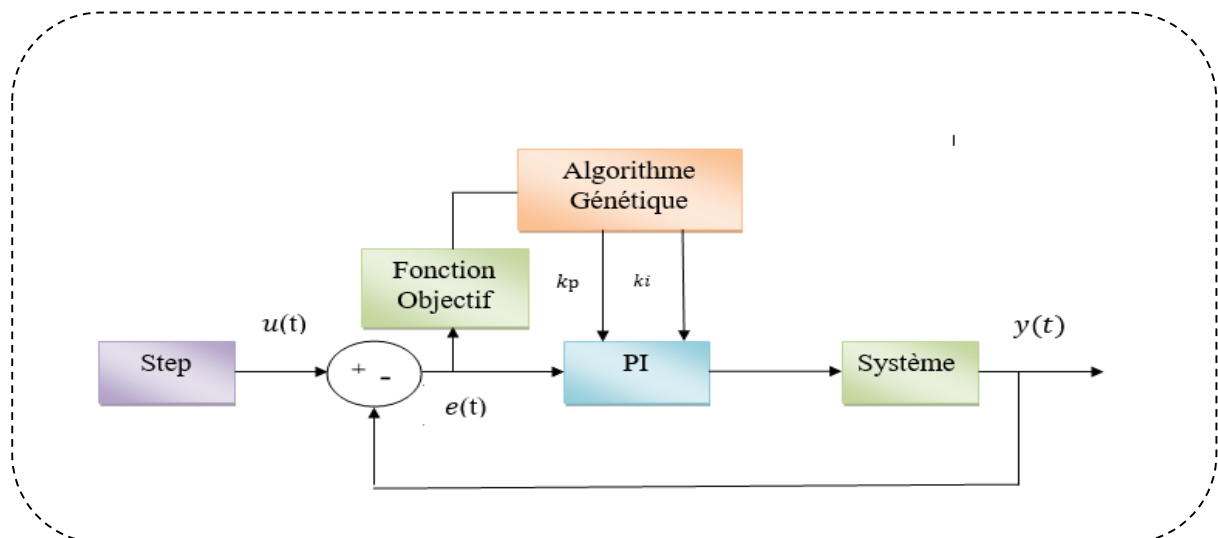


Figure V.7 Optimisation de régulateur à base de fonction objectif par AG.

- Critère de performance

Pour avoir une bonne précision dynamique de système, il faut que le régime transitoire soit caractérisé par un dépassement faible et un temps de repense optimal, et comme nous avons dit que la fonction objective choisie est pour minimiser l'erreur entre la valeur mesurée (Tension) et la référence. On peut illustrer par l'équation :

$$e(t) = u(t) - y(t) \quad (V.3)$$

Il existe plusieurs méthodes pour le calcul de critère (ISE, IAE, ITSE, ITAE)

- **La méthode d'intégrale du carré de l'erreur (ISE) :**

L'intégrale de l'erreur quadratique est :

$$ISE = \int_0^T e(t)^2 dt \quad (V.4)$$

- **La méthode d'intégrale de l'erreur absolue (IAE) :**

L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur est :

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \quad (V.5)$$

- **La méthode d'intégrale du produit de l'erreur carré par le temps (ITSE)**

Il est donné par :

$$ITSE = \int_0^T t e(t)^2 dt \quad (V.6)$$

- **La méthode d'intégrale du produit de l'erreur absolue par le temps(ITAE)**

Il est donné par :

$$ITAE = \int_0^T t \cdot |e(t)| dt \quad (V.7)$$

Nous avons utilisé la méthode IAE.

V.2.5. Les résultats d'optimisation par l'Algorithme Génétique et simulation

Dans cette partie, la méthode d'optimisation des coefficients de régulateur PI (régulateur de tension) est effectué par des outils "TOOLBOX" développée sous Matlab et un programme script.

Les résultats obtenus sont :

Pour régulateur de tension on a : $K_p=0.058$; $K_i = 0.261$

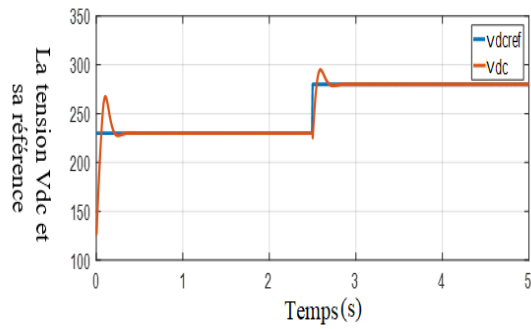


Figure V.8 a La tension Vdc (DPC-PI)

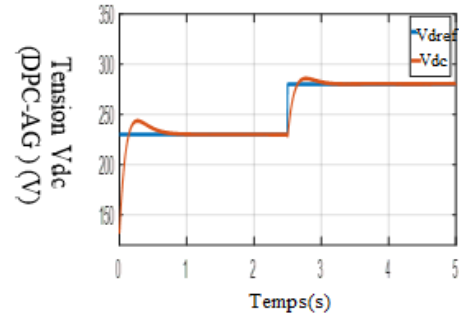


Figure V.8 b La tension Vdc (DPC-AG)

Figure V.8 La tension Vdc et sa référence

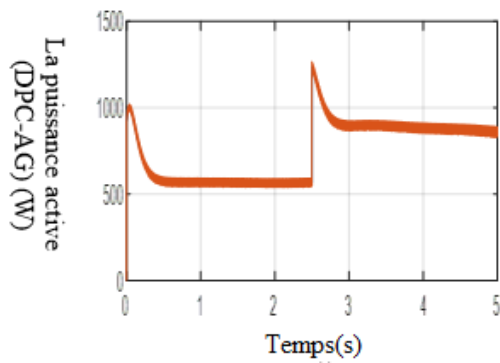


Figure V.9 a La puissance active (DPC-AG)

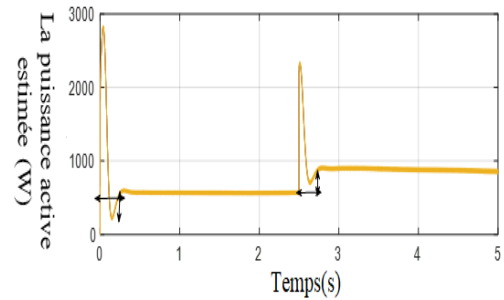


Figure V.9 b La puissance active (DPC-PI)

Figure V.9 La puissance active

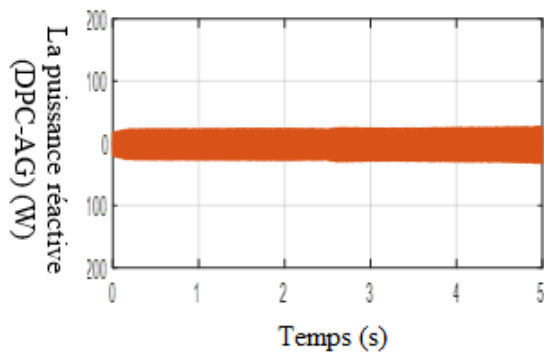


Figure V.10 a La puissance réactive

(DPC- AG)

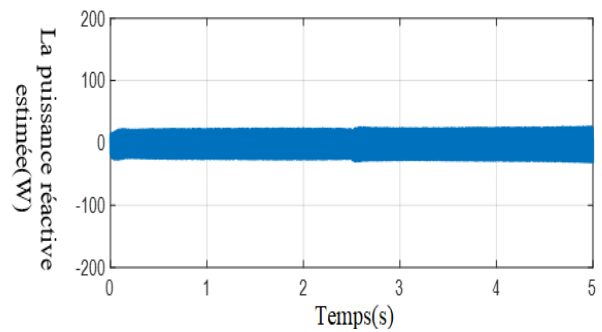


Figure V.10 b La puissance réactive

(DPC-PI)

Figure V.10 La puissance réactive

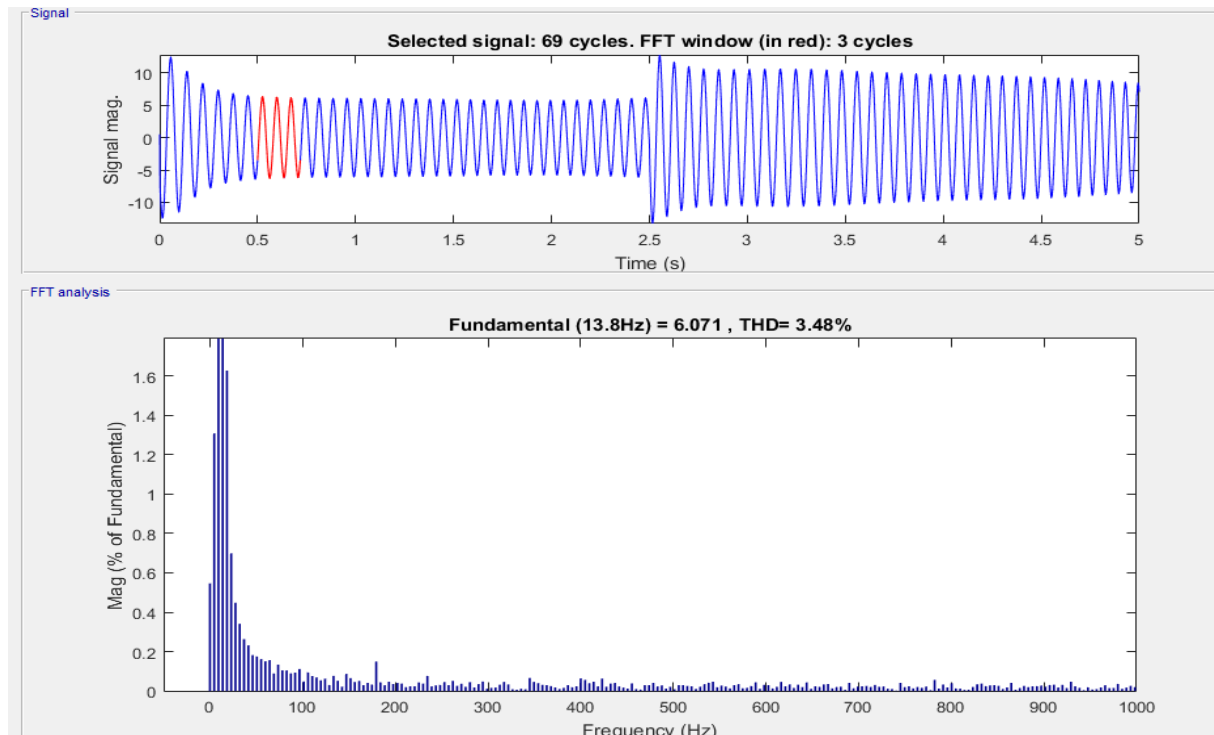


Figure V.11 Le courant de ligne ib avec son spectre harmonique optimisé par les AG.

Interprétation des résultats

Dans cette partie, une étude comparative est faite entre le DPC classique et la DPC optimisée par algorithme générique en se basant sur le THD du courant du côté réseau et sur les performances de la tension du bus continu.

La fonction du fitness de notre algorithme génétique est ‘ IAE ‘ (intégrale absolue error). Les résultats obtenus montrent une réduction du THD qui passe de 9.27 à 3.48 qui est une valeur normalisée.

On a remarqué aussi une diminution du dépassement de la tension continue et une nette amélioration du critère de performance ‘ IAE’ qui passe de la valeur 14.89 à 8.75.

Les ondulations des puissances active et réactive sont plus ou moins inchangées et suivent leurs références.

L’énergie réactive varie autour de sa valeur référence nulle, même si on change la référence de la tension continu ce qu’assure un courant en phase avec la tension.

V.2.6. Application sur le réseau électrique par AG

Le schéma devient comme suit :

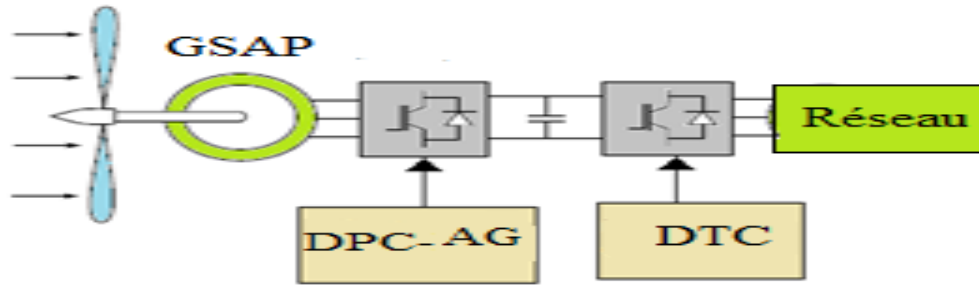


Figure V.12 les tensions de réseau électrique

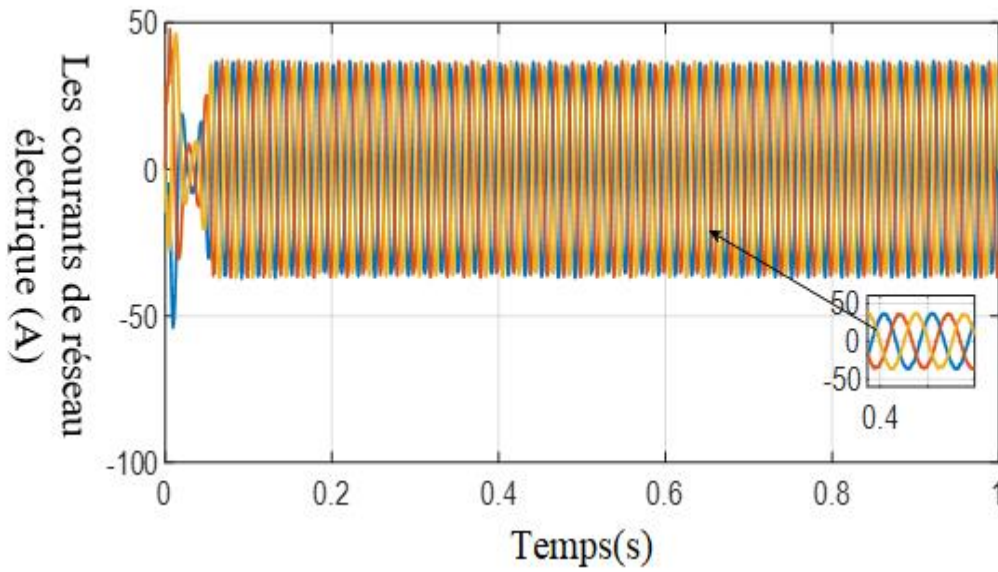


Figure V.13 les courants de réseau électrique

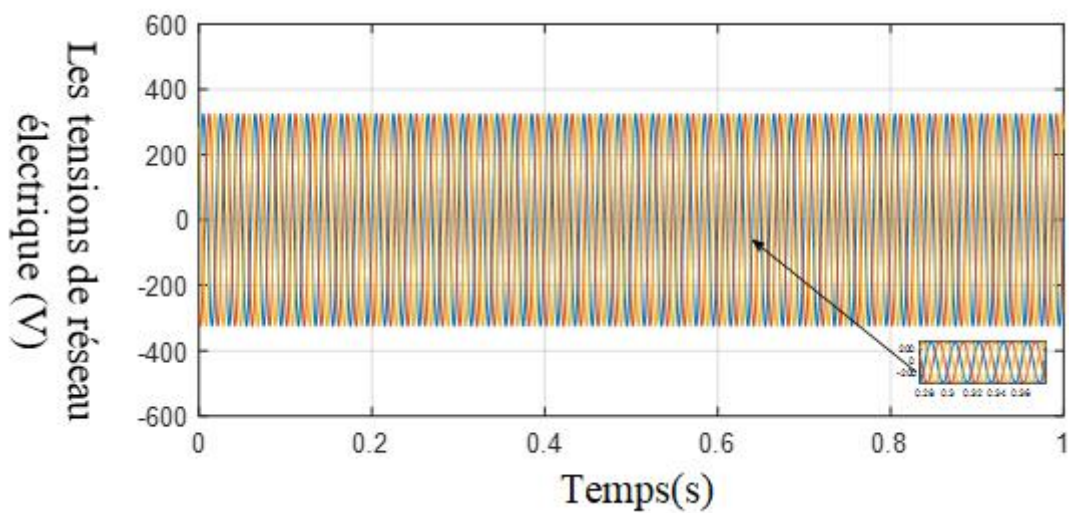


Figure V.14 les tensions de réseau électrique

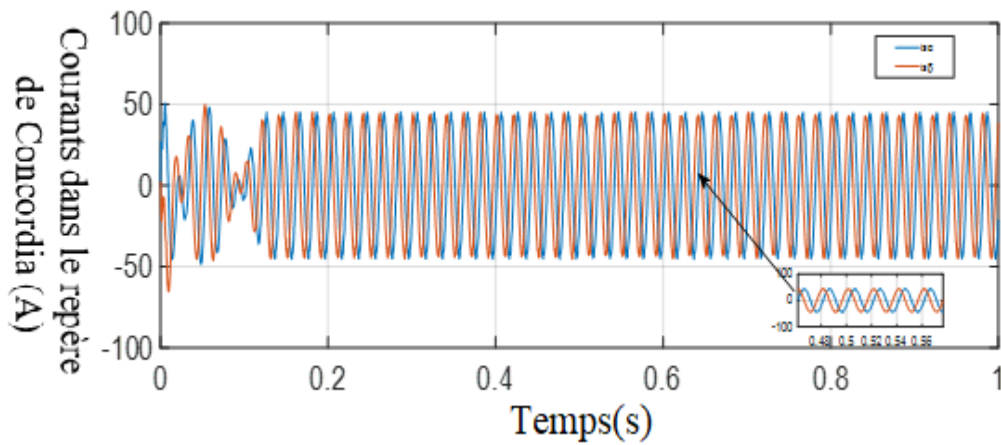


Figure V.14 Courants statoriques dans le repère de Concordia

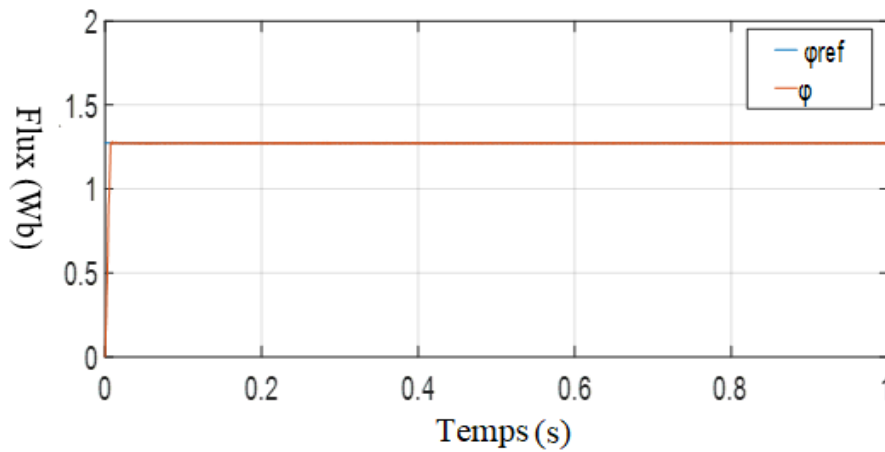


Figure V.15 Flux dans le repère de Concordia

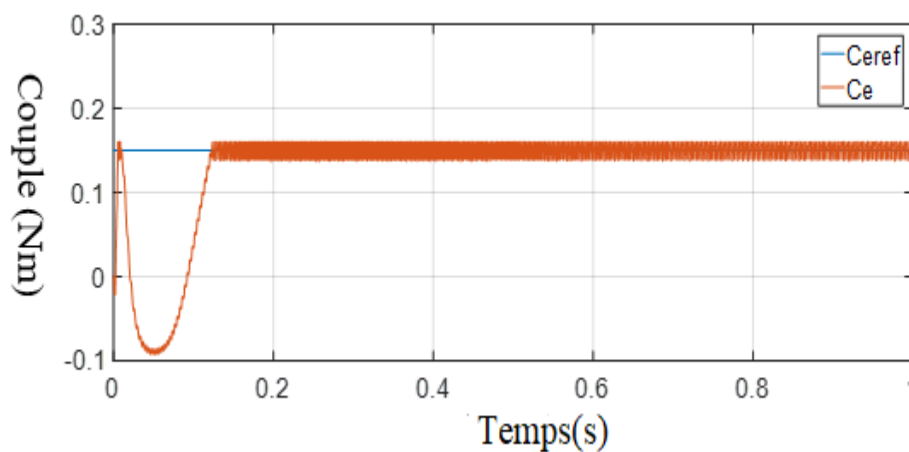


Figure V.16 Variation du couple en fonction temps

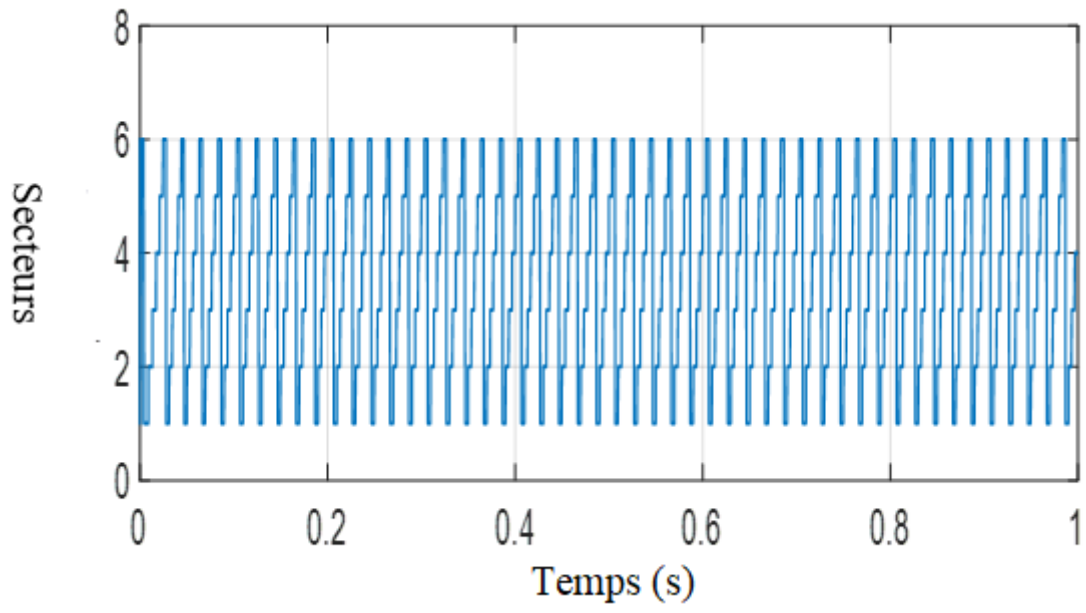


Figure V.17 La courbe de secteur

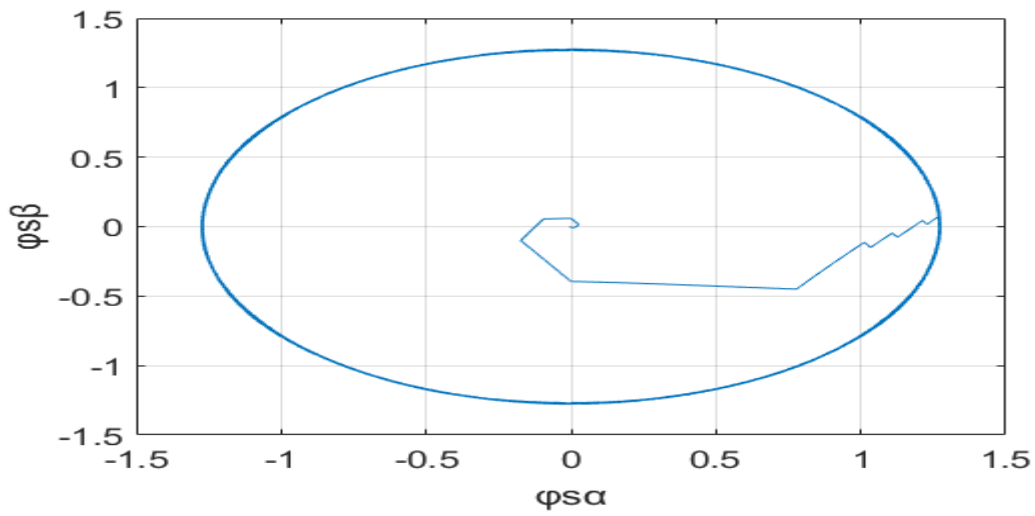


Figure V.18 Trajectoire de vecteur flux

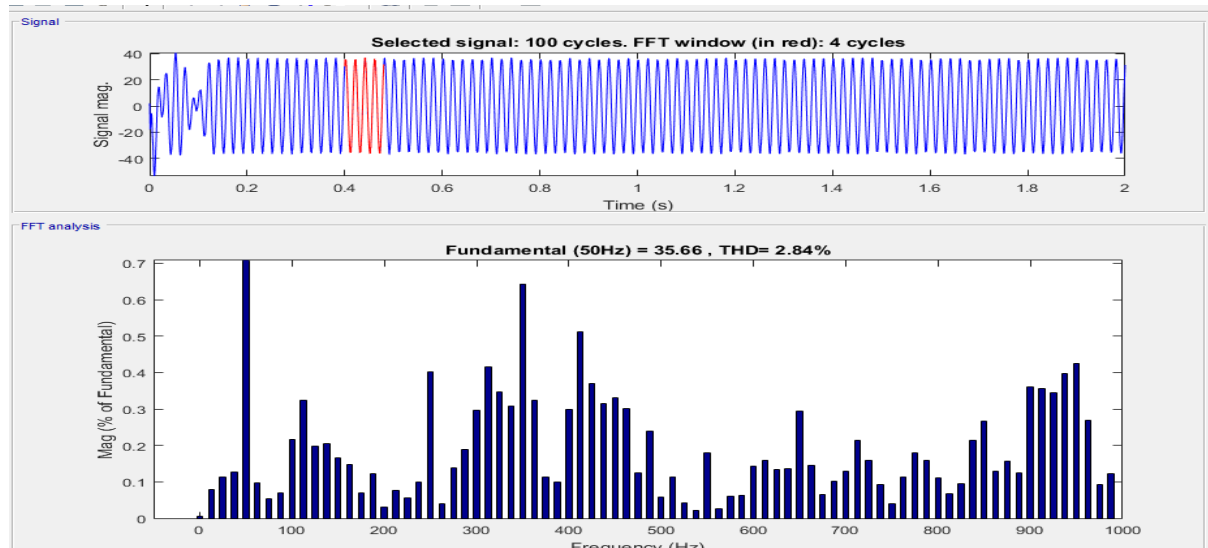


Figure V.19 Le courant du réseau électrique avec son spectre harmonique

Interprétation des résultats

Les résultats de simulation obtenus montrent que les courants de la GSAP sont toujours sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions correspondantes et le THD est inchangé et dans les normes. La tension du bus continue suit sa référence.

Le THD des courants à la sortie de l'onduleur est de 2.84 qui sont toujours dans les normes.

Le flux et le couple suivent leurs références.

V.3. Commande à base de la logique floue

V.3.1. Historique de la logique floue

La base de la logique floue est le principe de l'incertitude de Heisenberg.

Dans les années 20 : La troisième valeur ($\frac{1}{2}$) a été ajoutée dans le système logique bivalent $\{0, 1\}$ par un groupe de physiciens.

Au début des années 30 : le système logique avec trois valeurs a été développé par le logicien polonais Jan Lukasiewicz.

Depuis les années 30 : la première fonction d'appartenance a été dessinée par Max Black. Il a appliqué la logique floue à des groupes d'éléments ou de symboles.

En 1965 : Lotfi Zadeh a proposé le concept des sous-ensembles flous qui est modélisé les phénomènes sous forme floue, afin d'éliminer les problèmes d'incertitude dans les modèles d'équations différentielles classiques.

En 1974 : Le chercheur Mamdani a expérimenté la théorie de Zadeh sur une chaudière à vapeur, grâce à laquelle le contrôle flou a été introduit dans les applications industrielles.

En 1978 : le chercheur japonais Sugeno a réalisé la première véritable application industrielle de la logique floue.

En 1995 : les applications de la logique floue s'élargit aux systèmes à réseaux de neurones et à l'intelligence artificielle par les efforts de le chercheur Jang.

Aujourd'hui, La logique floue a de nombreuses applications industrielles et de gestion. Sa mise en œuvre est désormais facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et les outils de développement performants [116] -[117]- [118]-[119].

V.3.2. Principe de fonctionnement de contrôle logique floue

La logique floue permet d'étendre la notion de la logique classique ou les variables des valeurs booléennes "0" et "1", Alors que la logique floue fondée sur des variables linguistiques pouvant prendre, outre valeurs "0" et "1" les valeurs intermédiaires avec un certain degré [120].

- **Ensemble flou**

L'ensemble classique, c'est la fonction caractéristique qui définit l'ensemble par contre l'ensemble flou est défini par une fonction d'appartenance qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. Le but de ce dernier est d'éviter le passage brusque d'une classe [121].

- **Fonction d'appartenance**

Les fonctions d'appartenance les plus utilisées sont définies par des formes géométriques comme la montre (la Figure V.20) [122]:

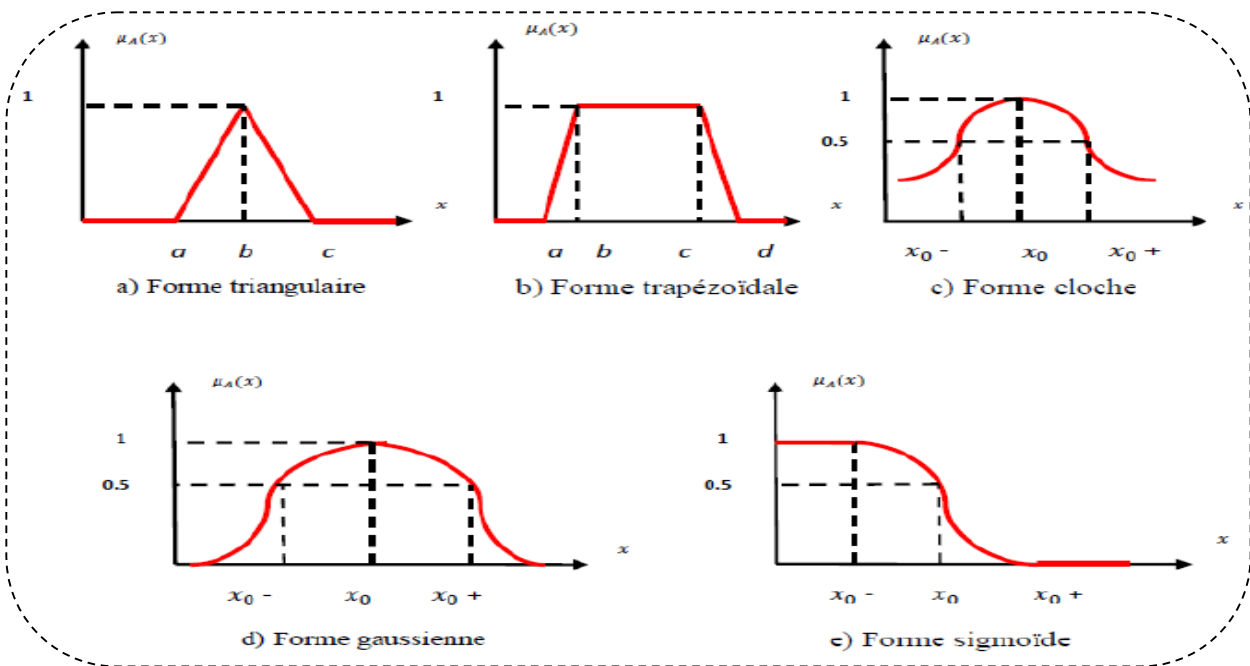


Figure V.20 les différents types des fonctions d'appartenance

- **Variables linguistiques**

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues à savoir; {grand, petit, positif, négatif, etc. ...}. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques [123].

- **Les opérateurs de la logique floue**

Les mathématiques élaborées à partir des ensembles flous ressemblent beaucoup à celles reliées à la théorie des ensembles conventionnelles. Les opérateurs d'union d'intersection et de négation existent pour les deux types d'ensembles. Les opérateurs habituels, soit l'addition, la soustraction, la division et la multiplication de deux ou plusieurs ensembles flous existent aussi [124].

V.3.3. Structure d'un contrôleur floue

On peut distinguer trois parties principales constituant la structure d'un régulateur floue comme la figure (IV.21) montre :

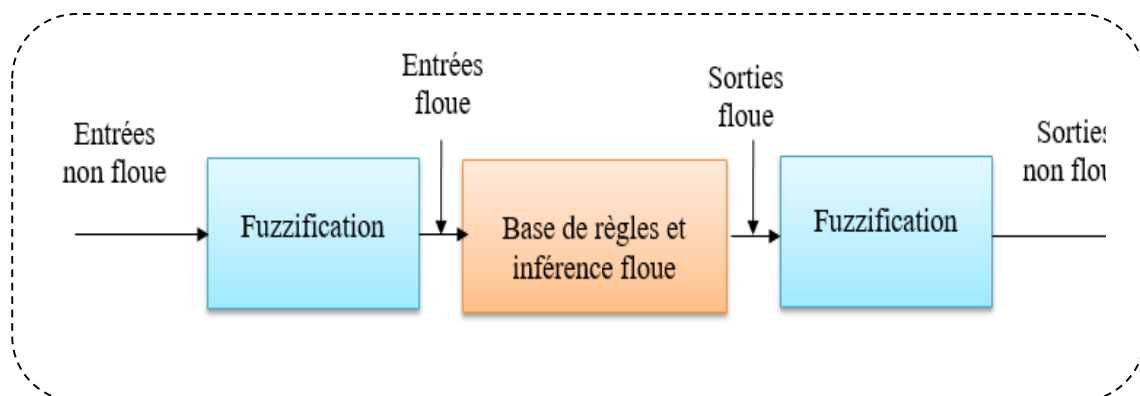


Figure V.21 Schéma d'un régulateur floue

On peut aussi s'exprimer par quatre blocs car la deuxième partie contient deux blocs. Comme le système à commander ne reçoit que des valeurs réelles (non- flous), un RLF devrait convertir ces valeurs à son entrée en valeurs floues, les traiter avec les règles floues et reconvertir le signal de commande, de valeurs floues en valeurs réelles, pour l'appliquer au procédé. Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit [125] :

- **Fuzzification**

Dans les problèmes de commande, les données observées sont habituellement physiques (réelles). Mais le traitement de ces données est basé ici sur la théorie des ensembles flous qui utilise des variables linguistiques.

La fuzzification consiste à transformer les données réelles (grandeurs physiques) d'un phénomène à des variables linguistiques (floues) sur un domaine normalisé. A partir de ces domaines numériques appelés univers de discours et pour chaque grandeur d'entrée ou de sortie, on peut alors traiter par les inférences les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la variable linguistique [126].

- **Base des règles**

Les connaissances de l'expert sur un processus donné sont transformées en un ensemble de règles linguistiques de la forme suivante :

Si prémisse (ou condition) Alors conclusion

Les règles peuvent être représentées dans une matrice dite matrice d'inférence.

La prémisse est un ensemble de conditions liées entre elles par des opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. Les plus communément utilisés sont: l'opérateur d'intersection "ET", l'opérateur d'union "OU", et l'opérateur de la négation ou du complément "NON" [127].

- **Mécanisme d'inférence**

Le moteur d'inférence floue est le cerveau (noyau) du régulateur flou qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et déduire la loi de commande à l'aide du raisonnement flou et des règles d'inférence [128]. L'inférence transforme à l'aide des règles la partie floue issue de la fuzzification en une nouvelle partie floue qui caractérise la sortie du contrôleur.

- **Défuzzification**

Le résultat obtenu de l'inférence en utilisant une des méthodes d'implication est formellement une valeur floue. Cette dernière ne peut être exploitée directement pour contrôler le processus. Une transformation doit être alors considérée à la sortie du mécanisme d'inférence pour la transformer en grandeurs physiques réelles. Cette action est appelée par le terme défuzzification. Il existe plusieurs stratégies pour réaliser cette opération, la plus utilisée est : La méthode du centre de gravité.

V.4. Les avantages et les inconvénients de FLC

Les avantages :

- La facilité d'utilisation car l'absence de la modélisation mathématique du processus.
- L'implantation des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus est possible.

- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (non-linéaire).
- Le temps de développement et de maintenance est réduit.
- La conception est simple.

Les inconvénients :

- L'absence des directives précises pour les paramètres de conception (détermination de la fuzzification et de la défuzzification...).
- L'utilisation des méthodes manuelles et non systématiques (la mise en œuvre des connaissances de l'opérateur est souvent difficile).
- difficulté de montrer la stabilité dans tous les cas.
- La cohérence des inférences ne peut être garantie a priori.

V.5. Domaines d'application de FLC

Les domaines d'application de la logique floue sont les applications industrielles. On peut citer :

- Les systèmes audio-visuels (photocopieurs...)
- Les électroménagers (aspirateurs ...)
- Les systèmes autonomes mobiles
- Dans les systèmes de transport (métro, ascenseur...)
- Dans les systèmes d'autoroute automatisés comme la direction automatique

V.6. Commande de la GSAP par la logique floue

Dans ce qui suit on va concevoir un contrôleur logique flou pour la régulation de la tension du bus continu .Le même contrôleur est appliqué pour la DPC en troisième chapitre. En remplaçant les régulateurs conventionnels PI par un autre régulateur flou. L'objectif est de chercher une commande plus robuste que celle obtenue par la DPC par PI classique.

Il faut étudier le système à régler et en faire une description détaillé. Il ne besoin pas la modélisation mathématique mais on doit plutôt déterminer les grandeurs mesurables et analyser les comportements dynamiques de la commande utilisé [129].

Pour faire le réglage d'un système (la GSAP dans notre cas).

Les entrées du contrôleur logique flou sont l'erreur et sa variation de l'erreur (la traduction de la dynamique de système) .La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande. Le contrôleur FLC développés utilise le schéma simple comme le montre la figure (IV.22) suivante :

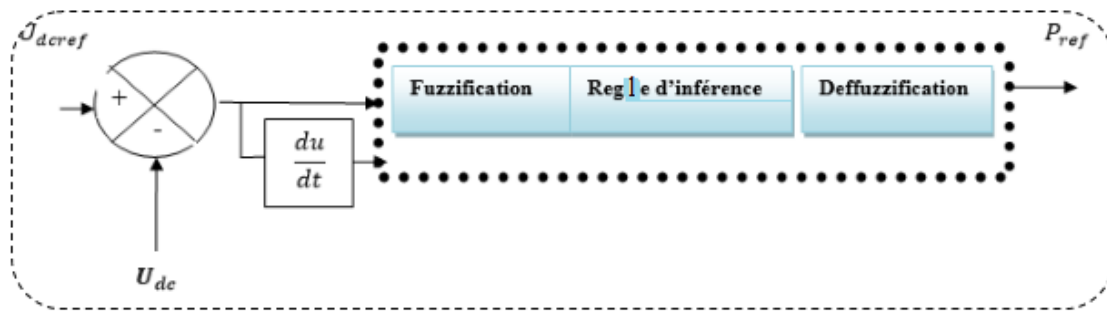


Figure V.22 Schéma du régulateur FLC de la tension de bus continu

Les entrées du régulateur flou sont l'erreur de tension et sa variation :

$$e = V_{dcref} - V_{dc} \quad (V.8)$$

La variation de l'erreur de tension est notée Δe est définie par :

$$\Delta e = e(k + 1) - e(k) \quad (V.9)$$

La sortie est une seule variable de commande ΔU .

V.6.1.Fuzzification

Cette étape traite de la conversion des valeurs numériques en entrée en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrée, à savoir l'erreur de vitesse et sa variation, sont transformées en ensembles flous par l'opération de fuzzification. L'univers de discours normalisé pour chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation commandée) est subdivisé en sept ensembles flous [130], qui sont caractérisés par les noms suivants :

- Négatif grand noté **NG**
- Négatif moyenne noté **NM**
- Négatif petit noté **NP**
- Environ de zéro noté **EZ**
- Positif petit noté **PP**
- Positif moyenne noté **PM**
- Positif grand noté **PG**

On a choisi les formes triangulaires et trapézoïdales proposé par mamdani pour les fonctions d'appartenance.

V.6. 2. Règle d'inférence floue

La base de règles exprime les stratégies de contrôle et les objectifs souhaités par le biais de règles de contrôle linguistique. Il peut déterminer la décision ou l'action de la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre la variable d'entrée et la

variable de sortie. Grâce à l'étude du comportement du système, nous pouvons construire des règles de contrôle qui relient les sorties aux entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou à sept ensembles flous, qui donnent un ensemble de règles de Caronte-neuf règle [131].

Ceux-ci peuvent être représentés par la matrice d'inférence suivante :

Tableau V.1. Matrice d'inférence

Δe \ E	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

La logique de détermination de cette matrice de règles repose sur une connaissance globale du fonctionnement du système. Par exemple, considérons les deux règles suivantes :

- Si e est PG et est PG alors est PG
- Si e est EZ et est EZ alors est EZ

V.6.3. Défuzzification

Lors du calcul de la sortie floue, celle-ci doit être convertie en une valeur numérique. Il existe plusieurs façons de réaliser cette conversion. La plus utilisée est la méthode du centre de gravité que nous employons dans notre travail [132].

L'abscisse du centre de gravité correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation (V.10) suivante :

$$\Delta U = \frac{\int x\gamma(x)dx}{\int \gamma(x)dx} \tag{V.10}$$

Donc après avoir remplacé le régulateur PI par le régulateur logique flou, le schéma de DPC-FLC devient comme suit :

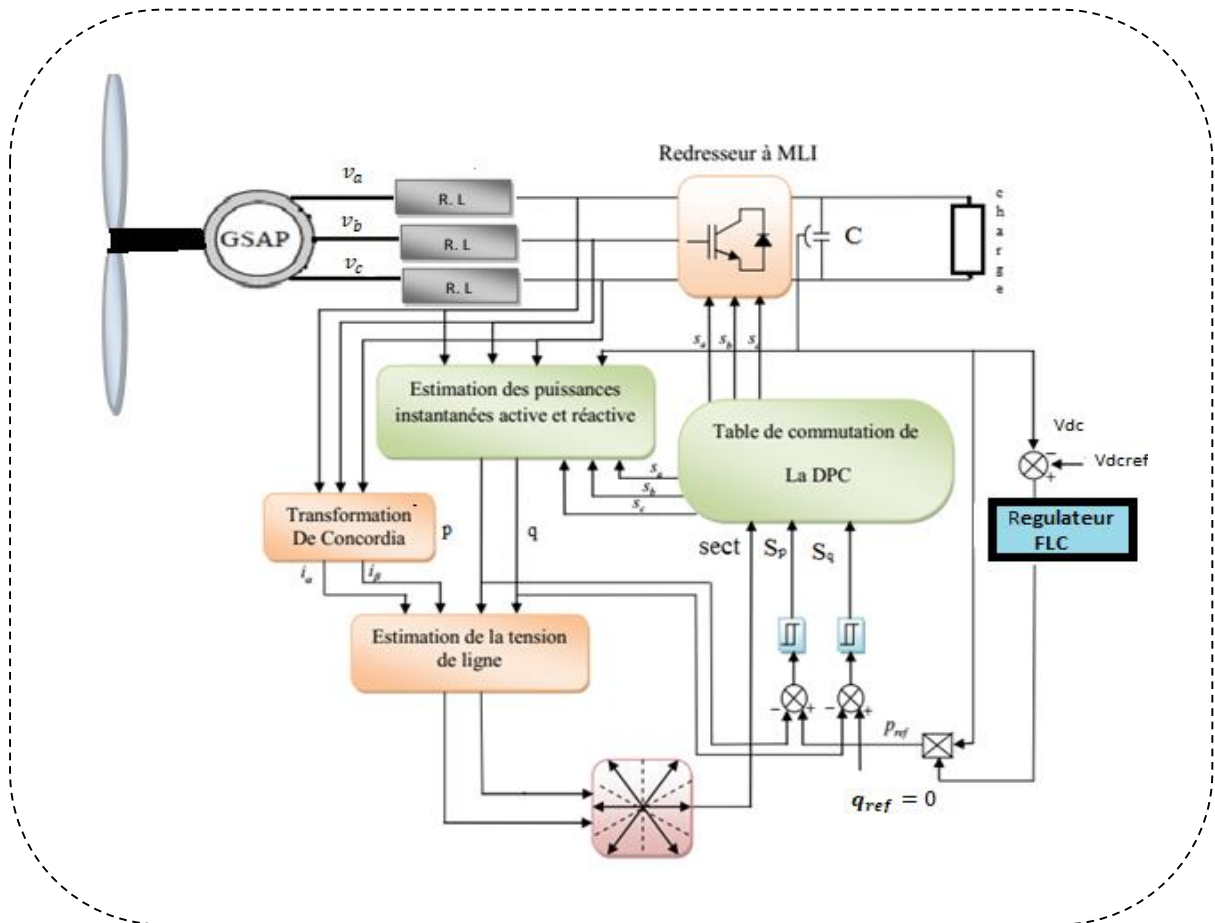


Figure V.23 Schéma global de la DPC-FLC

V.6.4. Résultats de simulation la DPC douze secteurs par FLC

Pour les mêmes paramètres de quatrième chapitre

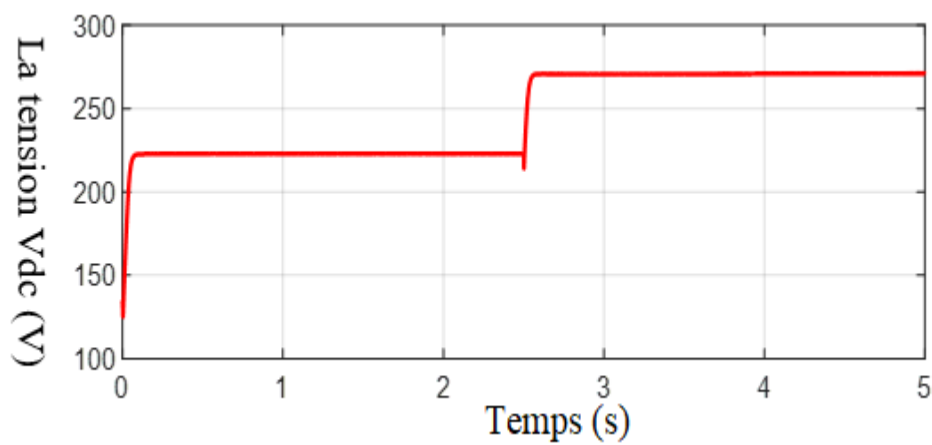


Figure V.24 L'allure de tension V_{dc}

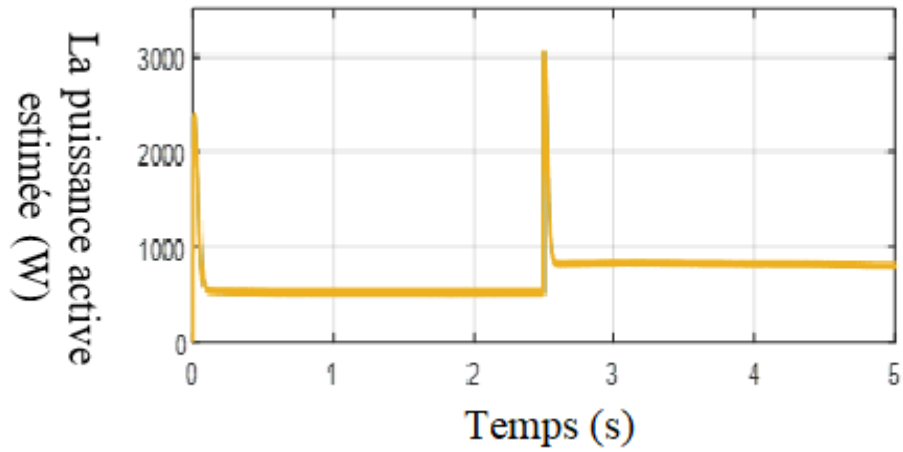


Figure V.25 l'allure de puissance active estimée

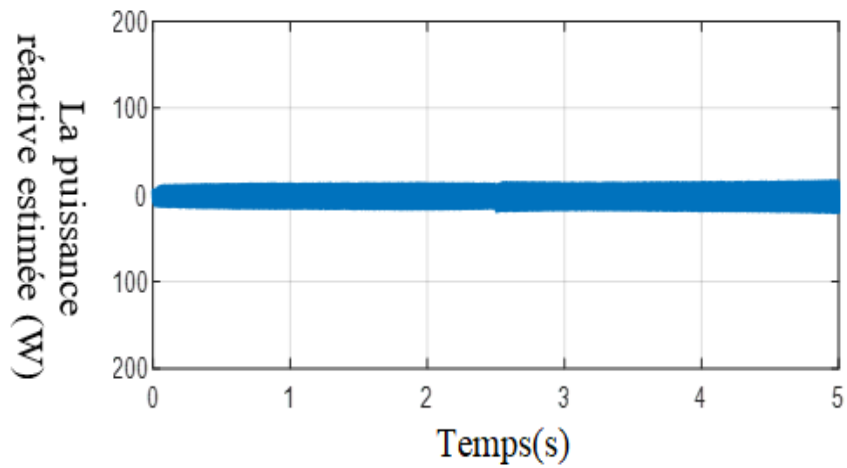


Figure V.26 l'allure de puissance réactive estimée

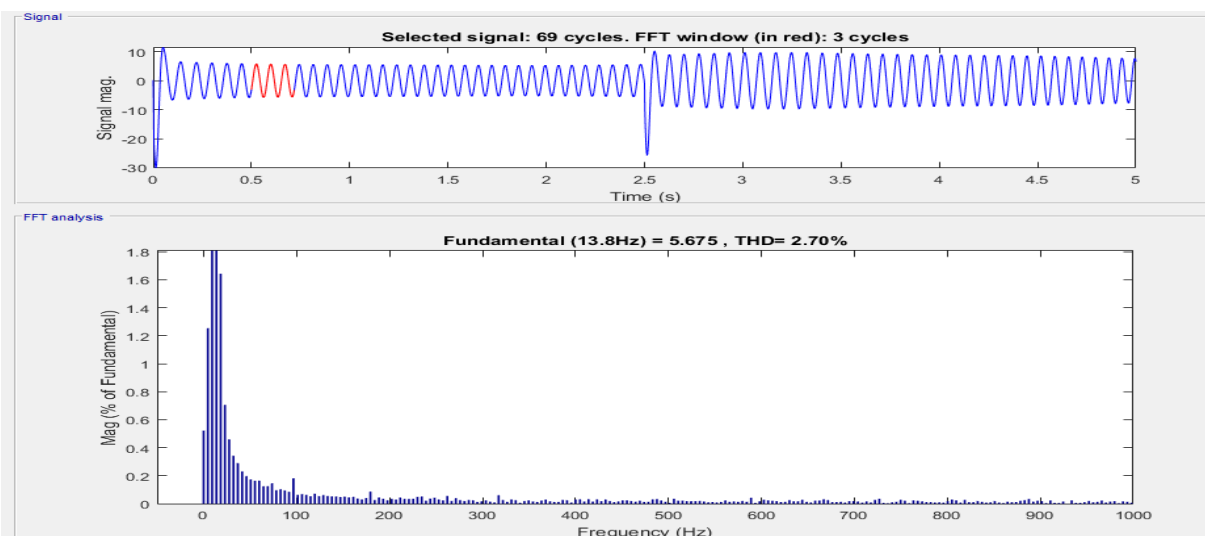


Figure V.27 Le courant de ligne ib et son spectre harmonique (DPC-FLC)

Interprétations

Dans cette partie, on a fait une étude de la DPC amélioré par l'intégration de contrôleur à base de logique floue.

Le régulateur PI classique utilisé auparavant pour le réglage de la tension continu est remplacé par un autre plus performant et plus robuste dite FLC (flou logique contrôler).

Les résultats des simulations par simulink matlab montrent une amélioration de la tension du bus continu, une disparition du dépassement et une réduction du critère de performance IAE qui passe de 3,48 pour cette DPC optimisée par algorithme générique à 4,87.

Les ondulations des puissances actives et réactives sont aussi réduites par rapport autres DPC (DPC classique et DPC optimisé par algorithme génétique).

On a constaté aussi une amélioration minimale du THD qui est égale à 2,70 et qui est toujours dans les normes souhaitées.

V.6.5.Couplage au réseau électrique (FLC)

Le schéma devient comme suit :

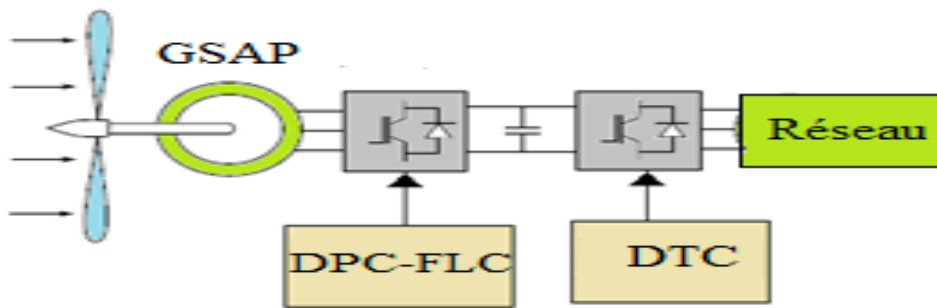


Figure V.28 les courants de réseau électrique

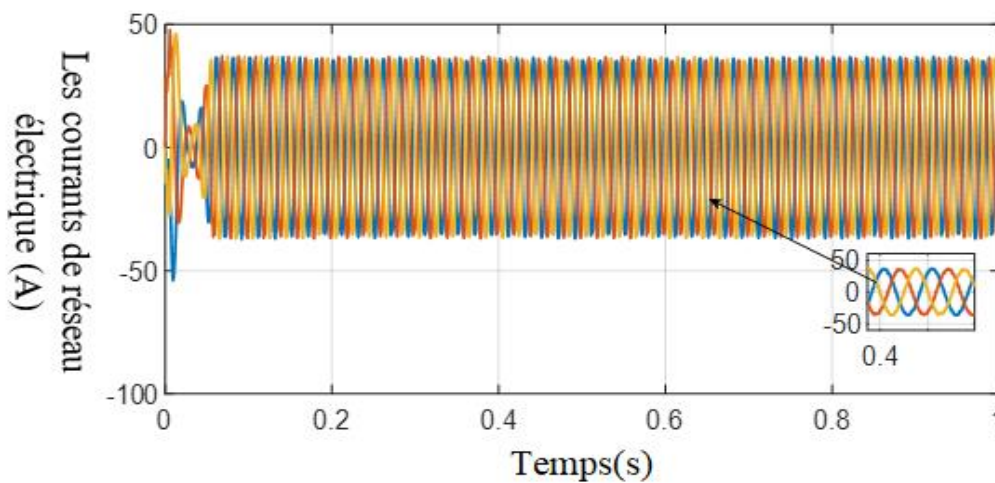


Figure V.28 Les courants de réseau électrique

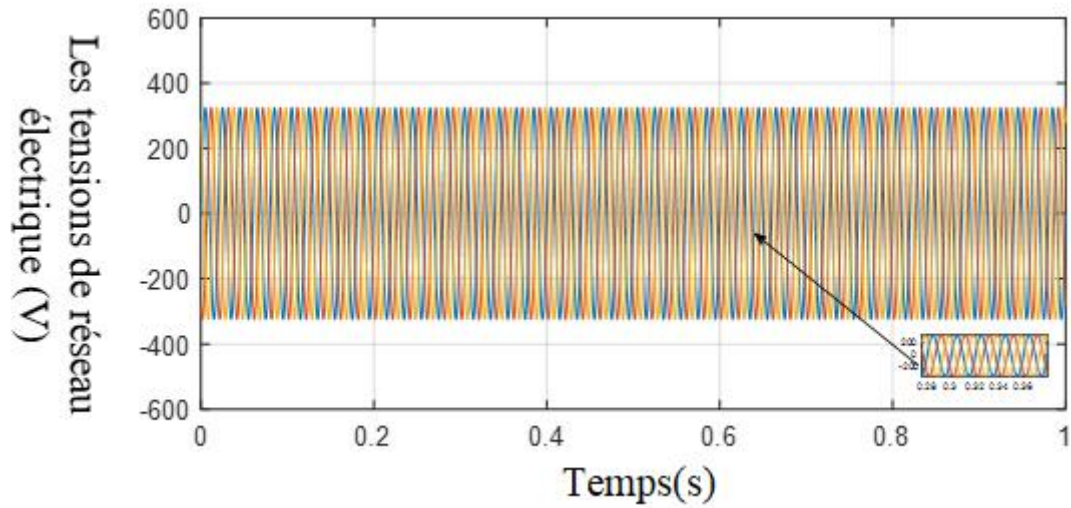


Figure V.29 Les tensions de réseau électrique

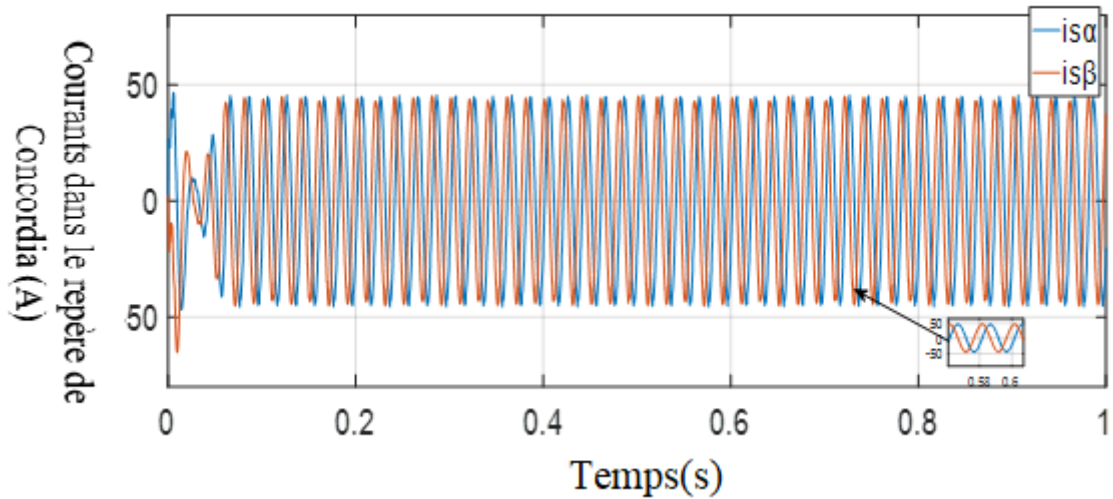


Figure V.30 Courants statoriques dans le repère de Concordia

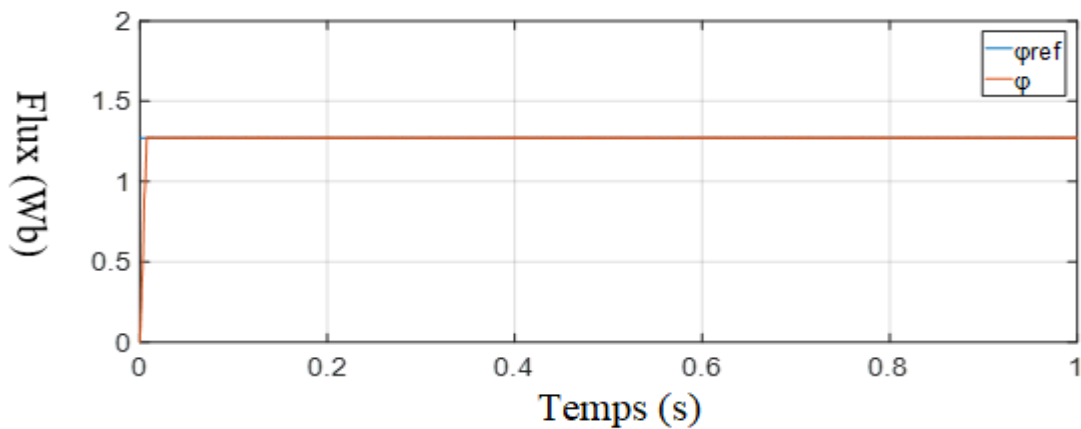


Figure V.31 Flux dans le repère de Concordia

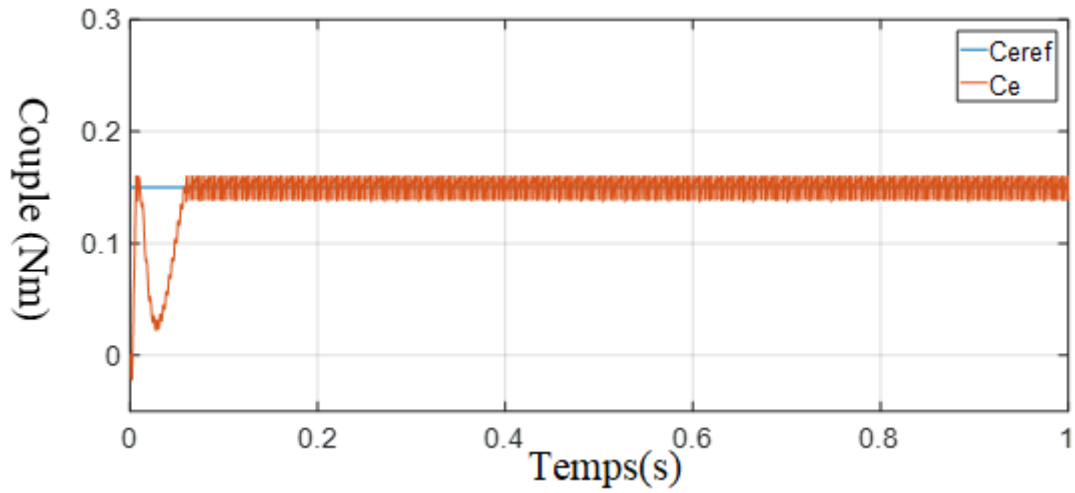


Figure V.32 Variation du couple en fonction temps

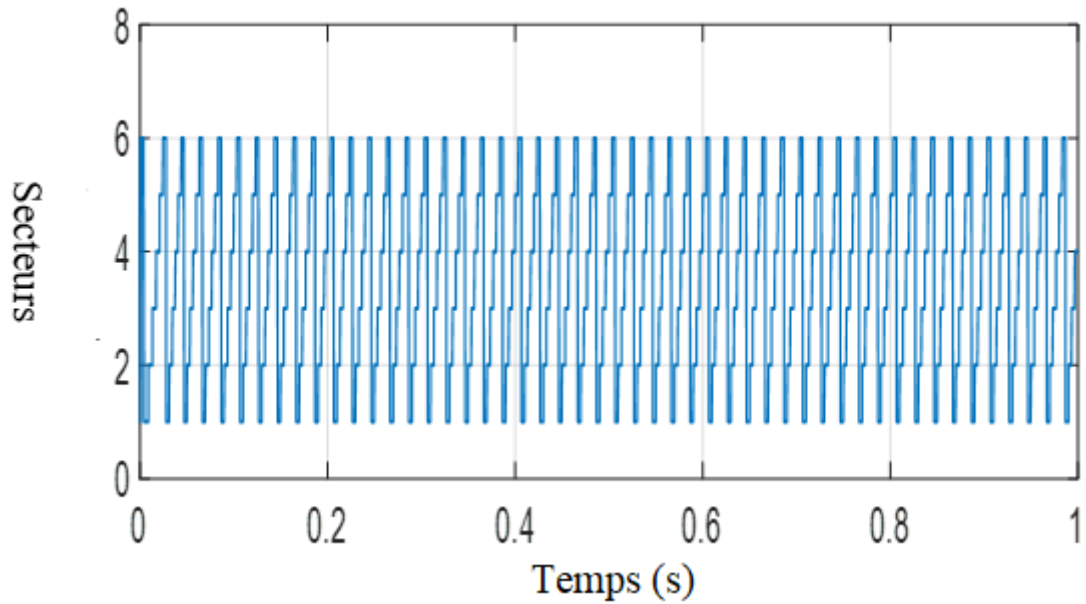


Figure V.33 La courbe de secteur

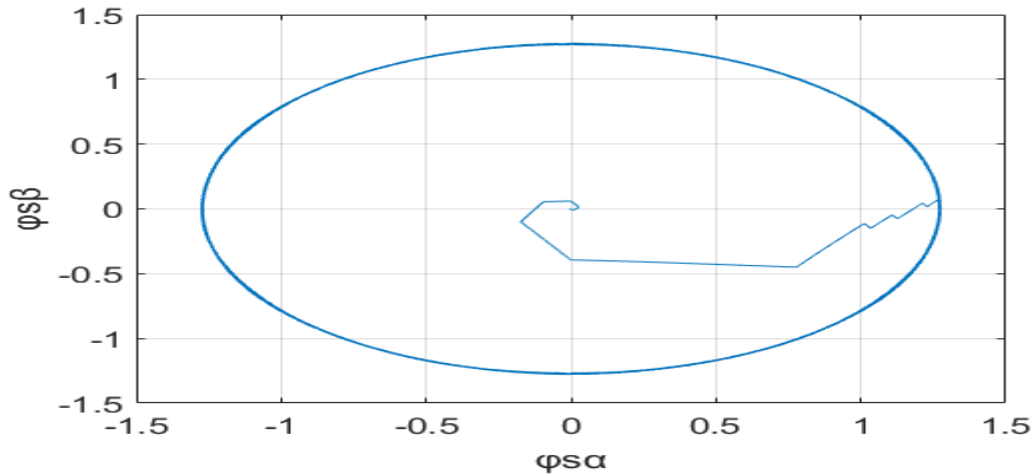


Figure V.34 Flux dans le repère de Concordia

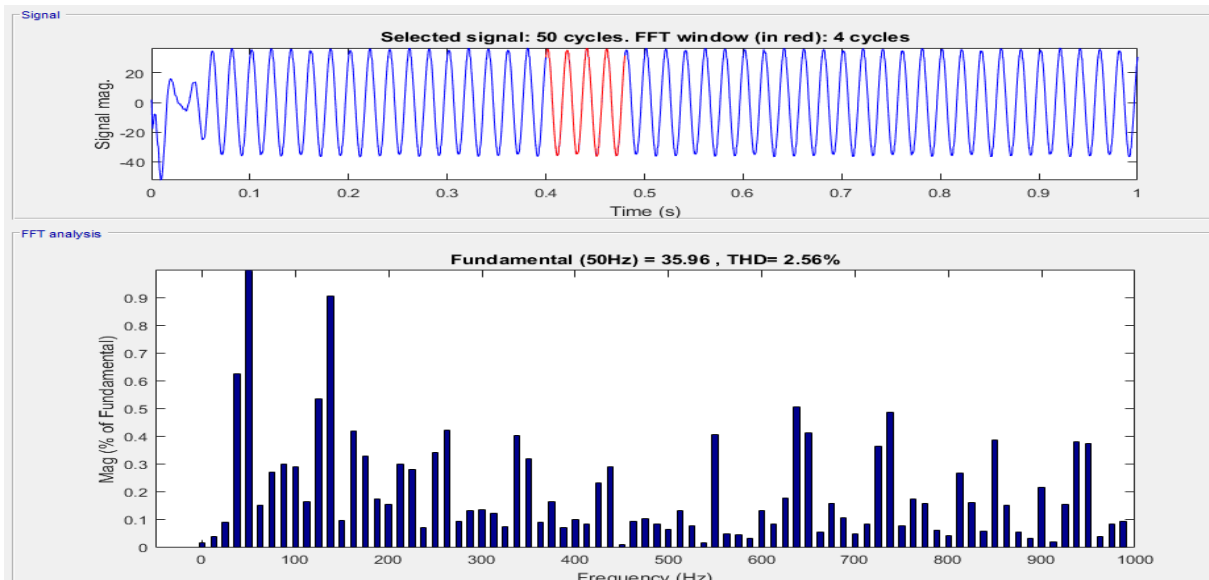


Figure V.35 Le courant du réseau électrique avec son spectre harmonique

Interprétation des résultats

Les résultats de simulation obtenus montrent que les courants de la GSAP sont toujours sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions correspondantes et le THD est inchangé et dans les normes. La tension du bus continue suit sa référence.

Le THD du courant du réseau est faible et dans la norme souhaité THD=2.56

Le couple et le flux suivent leurs grandeurs de consignes. Le couplage au réseau présente un THD des courants du réseau minime par rapport aux autres techniques appliquées.

V.7. Test de robustesse

L'essai de robustesse consiste à faire varier les paramètres du modèle de la GSAP utilisée. La robustesse des trois algorithmes de commandes utilisées (DPC, DPC-FLC) a été testée par les conditions suivantes :

Résistances $R_{ch} = 75\Omega$

Les Figures 36-38, représentent les résultats de simulation obtenus.

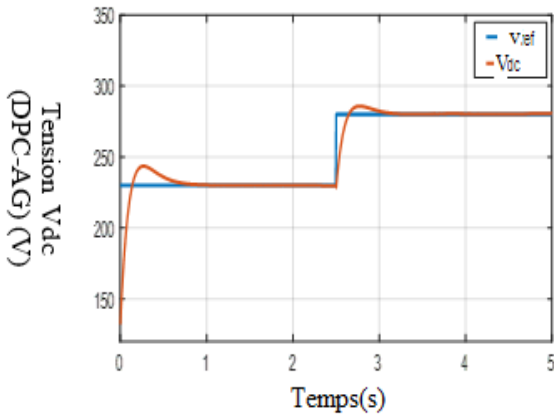


Figure V.36.a Tension Vdc (DPC-AG)

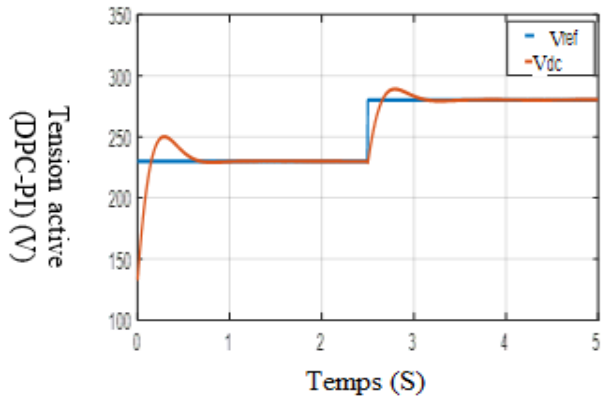


Figure V.36.b Tension active (DPC-PI)

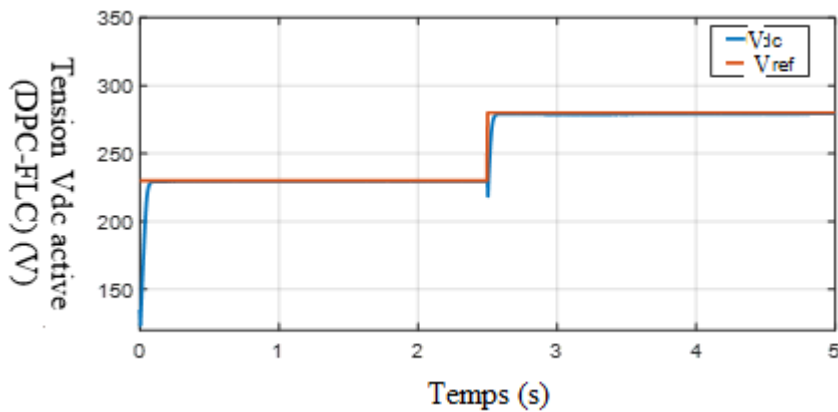


Figure V.36.c Tension Vdc active (DPC-FLC)

Figure V.36. Tension Vdc (Test de robustesse)

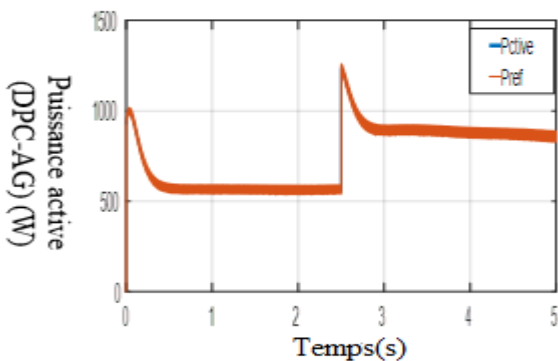


Figure V.37.a Puissance active (DPC-AG)

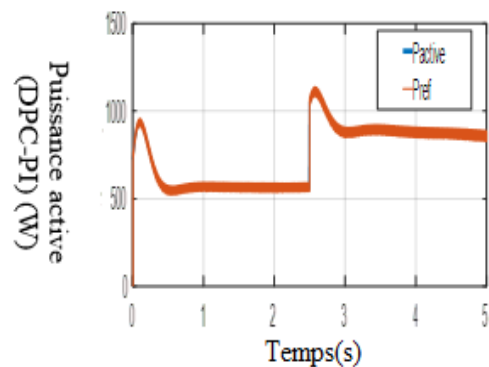


Figure V.37.b Puissance active (DPC-PI)

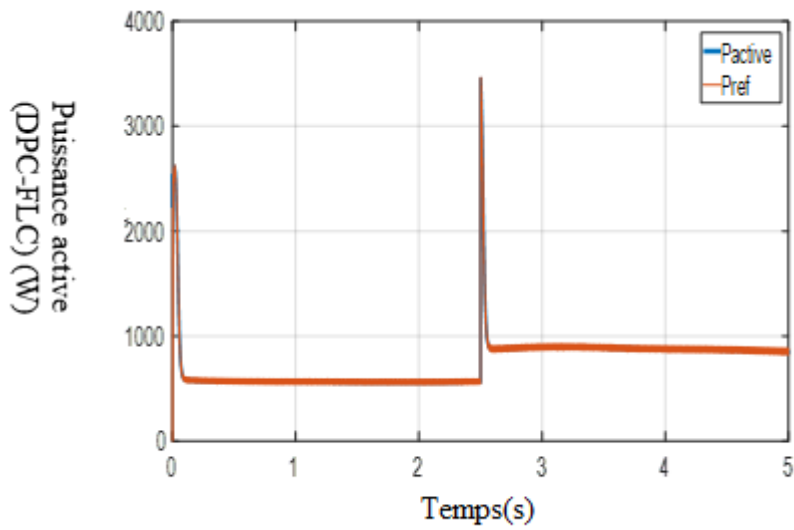


Figure V.37.c Puissance active (DPC-FLC)

Figure V.37 Puissance active (Test de robustesse)

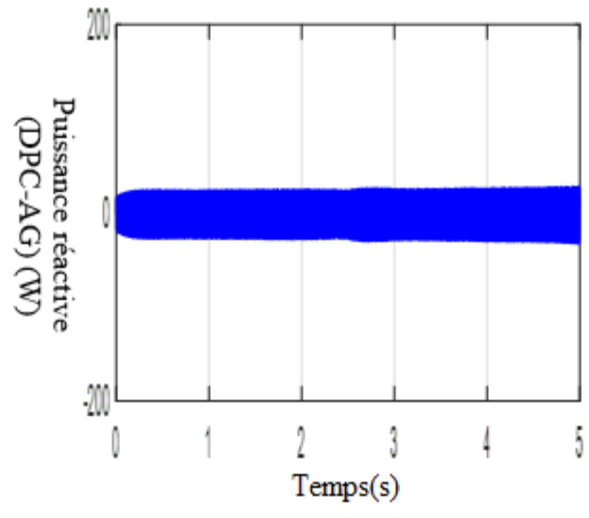


Figure V.38.a Puissance réactive (DPC-AG)

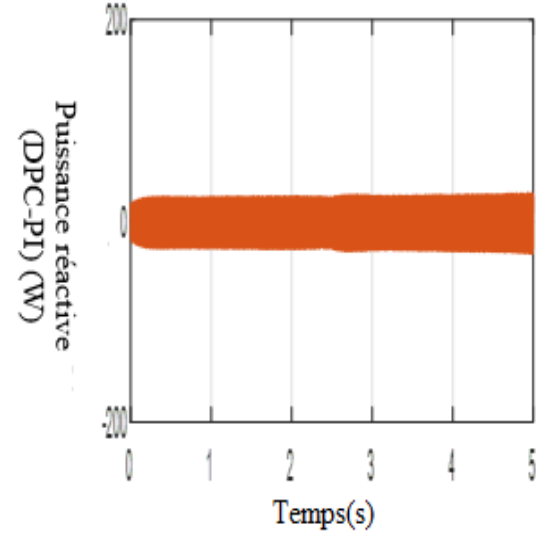


Figure V.38.b Puissance réactive (DPC-PI)

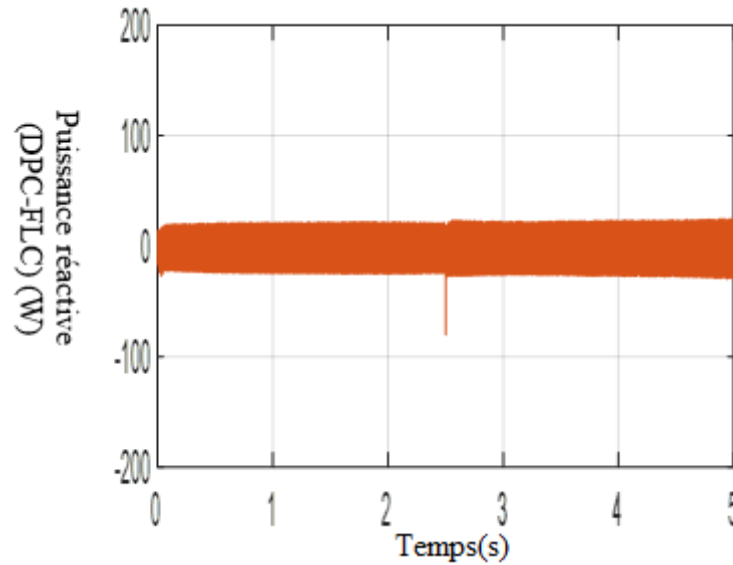


Figure V.38.c Puissance réactive (DPC-FLC)

Figure V.38 La puissance réactive

Interprétations

Afin de tester notre technique DPC contre toute variation paramétrique, un choix d'intégration d'un contrôleur flou a été fait.

Le régulateur flou présente un faible THD et une minimisation des ondulations des puissances.

Un test de robustesse par rapport à une variation de la charge avec un taux de variation de 50%.

Les résultats de simulation montrent une grande robustesse du régulateur à base de logique floue. Le critère de comparaison était l'IAE et le THD.

La commande DPC-FLC présente un THD égal à 2.93 et IAE égal à 7.73.

Par contre, dans la DPC –AG optimisé, le THD de courant est de 3.20 et IAE égale à 9.32.

Les résultats obtenus justifient notre choix de correcteur intelligent flou

Dans le Tableau VI.2, nous résumons les résultats de simulation obtenus par, DPC-AG, DPC-FLC.

Tableau V.2. Etude comparative entre les différentes techniques

Les performances		THD (%)	Teste de dépassement et de la tension continue	Minimisations des ondulations de puissance active	Minimisations des ondulations de puissance réactive
Test de suivi de consigne	DPC -AG	3.48	Bonne	Plus ondulations	Assez bonne
	DPC-FLC	2.72	Très bonne	Moins ondulations	Assez bonne
Test de robustesse	DPC-AG	3.20	Bonne	Plus ondulations	Assez bonne
	DPC-FLC	2.93	Très bonne	Moins ondulations	Assez bonne

V.8 Conclusion

Dans ce chapitre, l'étude est l'amélioration de la commande directe du compte afin d'avoir technique DPC plus performante et plus robuste.

Le régulateur classique utilisé précédemment dans la technique DPC n'est pas robuste vis-à-vis des variations paramétriques de la charge.

Un test de robustesse et un autre pour suivi de consigne ont été étudiés.

Les résultats obtenus par simulation montrent clairement que la DPC –FLC est plus robuste. Nous avons noté un IAE égale à 4.87 pour la DPC-FLC.

Nous avons remarqué aussi une réduction des ondulations des puissances actives et réactives. La tension du bus continu ne présente aucun dépassement même lors du chargement de référence de la tension.

Le THD du courant de la GSAP est minimisé à une valeur the 2,70.

Nous avons testé les deux commandes DPC-FLC et DPC- AG

Lors du couplage de la chaine éolienne au réseau, on a constaté que le THD des courants côté réseau est meilleur quand on utilise la régulation par logique flou du bus continu

concernant les autres paramètres, ils restent inchangés, le flux et le couple suivent toujours leurs références.

Perspectives

Perspectives

Pour la continuité de ce travail, nous proposons :

- Utilisation d'un régulateur neuro-flou
- Utilisation d'un régulateur adaptatif intelligent.
- La réalisation pratique de la commande DPC à l'aide de la carte FPGA.
- Amélioration de la commande DPC par la commande prédictive (P-DPC).
- La commande DPC à base de flux virtuel (DPC-VF).
- Faire de la commande DPC avec une modulation vectorielle (DPC-SVM).
- L'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans cette partie on a présenté la commande sans capteur par la technique directe de puissance (DPC direct power control en anglais) d'une GSAP montée sur une éolienne ainsi que l'amélioration de sa robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques et le rejet des perturbations et des bruits de mesures.

Nous avons commencé par un état de l'art sur la chaîne de conversion d'énergie éolienne en passant par différentes définitions et notions. Nous avons, par la suite, fait la modélisation et les simulations de nos modèles (éolienne – GSAP – Convertisseur statique).

Pour la commande du convertisseur on a exploité la commande DPC sans capteur mécanique. Cette commande est basée sur le contrôle direct des puissances active et réactive instantanées à travers le contrôle des convertisseurs AC/DC. Malheureusement, cette technique souffre reste handicapée devant les variations paramétriques des régulateurs PI classiques, ce qui dégrade les bonnes performances et la robustesse. La faiblesse du système sera évidente dans ces cas.

Pour résoudre ce problème, nous avons utilisé les techniques de l'intelligence artificielle.

Nous avons opté en premier lieu à optimiser les régulateurs de notre modèle par un algorithme génétique basé sur la minimisation du carré de l'erreur qui montre l'amélioration de la réponse du système. Cependant, il reste impuissant devant les variations paramétriques.

Les régulateurs PI de notre modèle ont été remplacés, grâce à la logique floue, par d'autre régulateur appelé contrôleur à logique floue. Les résultats de simulation montrent une nette amélioration de robustesse surtout en ce qui concerne la tension de bus continu, la puissance active et le THD.

Dans les trois techniques (classique, algorithme génétique et logique floue), on a appliqué la connexion au réseau électrique et on a toujours constaté que la logique floue est plus performante.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] A. Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », thèse de doctorat, Nancy, 2006.
- [2] F.Chekired, C .Larbes, A .Mellit, «Comparative Study Between Two Intelligent Mppt-Controllers Implemented On Fpga: Application For Photovoltaic Systems», INT. J. SUSTAIN. ENERGY, pp.42– 896, 2012.
- [3] J. Cruz, «Ocean Wave Energy – Current Status and Future Perspectives, Berlin, Heidelberg», Springer- Verlag, pp. 93-94, 2008.
- [4] C. Dubois, «Le Guide de L'éolien, Techniques et Pratiques», éditions Eyrolles, 2009.
- [5] http://tpe.samron.free.fr/TPE-SamRon/I_Histoire_et_fonctionnement_d_eolienne.html consulté le 20 mars 2018.
- [6]http://www.vitaminefr.com/articles2014/adrar-remise-en-service-de-la-plus-vieilleeolienne/Articles_19609_196168_1_1.html le 20 mars 2018.
- [7] M. R. Patel, « Wind and Solar Power Systems Design, Analysis and Operating, 2nd ed. Broken Sound Parkway», New York: CRC Publisher, pp. 61-118, 2006.
- [8] O. De vries, « On the theory of the horizontal axis wind turbine», Ann. Rev. Fluid.Mech., 15, pp. 77-96, 1983.
- [9] <https://enerlice.fr/2017/04/06/savoir-leolienne-darrieus/>
- [10] R. Maydew, P. Klimas, « Aerodynamic performance of vertical and horizontal axis wind turbines », J. Energy, vol.5, pp.189-90, 1981.
- [11] <https://www.terrafutura.info/eoliennes-a-axe-vertical-et-horizontal-types-avantages-et-inconvenients/>
- [12] B. Paluch, «Introduction à l'énergie éolienne», Revue REE, No. 5, pp. 35-50, Mai 2005.
- [13] C. Kost, B. Pfluger, W. Eichhammer, « Ragwitz Fruitful symbiosis: Why an export bundled with wind energy is the most feasible option for North African concentrated solar power », Energy Policy, pp. 7136–7145, 2011.
- [14] M. Said, A. Ibrahim, « Energy in the Arab World. Energy », no 9-3, pp. 217-38, 1984.
- [15] <https://www.cder.dz/spip.php?article1875>

- [16] Guide des Energie Renouvelables, Ministère de l’Energie et des Mines Algériennes, Edition 2007.
- [17] <http://perso.numericable.fr/~flopark/tpe>
- [18] B. Fox et coll, traduction. D. Gouadec, « Énergie éolienne et intégration au réseau», Dunod, Paris, 2009.
- [19] B. François, B. Robyns, E.D. Jaeger, F. Minne, « Technologies d'éolienne de forte puissance connectée au réseau de moyenne tension », Revue de l'électricité et de l'électronique (REE), no.5, pp 65-74, Mai 2005.
- [20] V. Akhmatov, « Induction Generators for Wind Power », Multi-Science Publishing Co. Ltd., 2005.
- [21] B.K. Bose, « Power electronics: variable frequency drive technologies and application », John Wiley and Sons, 1996.
- [22] B. Fox, D. Gouadec, « Énergie éolienne et intégration au réseau », Dunod, Paris, 2009.
- [23] A.Zervos, S. Teske, «perspectives mondiales de l'énergie éolienne 2006.», septembre 2006
- [24] <https://www.totalenergies.fr/particuliers/parlons-energie/dossiers-energie/energie-renouvelable/les-avantages-et-inconvenients-de-l-energie-eolienne>
- [25] H. Camblong ,«Minimisation de l’impact des perturbations d’origine éolienne dans la génération d’électricité par des aérogénérateurs a vitesse variable», thèse de doctorat de l’école nationale supérieure d’arts et métiers, 2003.
- [26] M. Bernard, «Historique des machines électromagnétiques et plus particulières des machines a réluctance variable », Revue 3E.In°3, pp. 3–8, Juin 1995.
- [27] D. Hadiouche, «contribution à l’étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure », Thèse de doctorat de l’Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.
- [28] M. Zarrouki , Said .benaggoune , R.abdessemed, « stratégie de contrôle non linéaire optimisée pour le générateur synchrone à aimant permanent (gsap) dans le système de conversion de l'énergie éolienne (scee) » , U.P.B. Sci. Bull., Series C, Vol. 83, Iss. 1, 2021.

- [29] A. Kaddouri , «Étude d'une Commande Non Linéaire Adaptative d'une machine Synchrones à Aimants Permanents » , Thèse de Doctorat, Université Laval, Québec, 2000.
- [30] T. Rekioua , « Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des MSAP », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique, Lorraine 1991.
- [31] A. Yacine, « Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation, Application au véhicule hybride » .Thèse de Doctorat, Université Paris XI, 2001.
- [32] B. Boussad , «contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimant permanents (BDCM-PMSM)», Thèse de doctorat à université mouloud mammeri tizi-ouzou, Février 2012.
- [33] G.Lacroux, « Les aimants permanents ”, Edition technique et documentation»,1989.
- [34] http://www.physique-et-matiere.com/aimant_permanent.php
- [35] <https://new.societechimiquedefrance.fr/wp-content/uploads/2019/12/2014-386-juin-p63-givord-hd.pdf> .
- [36] B. Multon, « Application des aimants aux machines électriques », Ecole normale supérieure de Cachan. <http://emecatronique.bretagne.ens.cachan.fr>, 2009.
- [37] N.R.N. Idris, A.H.M. Yatim, « Reduced Torque Ripple and Constant Torque Switching Frequency Strategy for Direct Torque Control of Induction Machine », Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE 2000.
- [38] I. Takahashi, T. Noguchi, « A new quickresponse and high-efficiency control strategy of induction motor », IEEE Trans. On IA, vol.22, no.5, PP.820-827, Sept/Oct 1986.
- [39] D.D.Micu, L.Czumbil, G.Christoforidis, E. Simion , «Neural networks applied in electromagnetic interference problems», Revue roumaine des sciences techniques. Série Électrotechnique et Énergétique, vol. 57, no. 2, pp. 162-171, 2012.
- [40] H. Benbouhenni, Z. Boudjema, «Comparative study between neural hysteresis, fuzzy PI, and neural switching table for an IM DTC control »,International journal of fuzzy systems and advanced applications , vol. 5, pp. 23-34,2018.

- [41] A. Mirecki, X. Roboam, F. Richardeau, « Architecture complexity and energy efficiency of small wind turbines », IEEE Trans. On Ind. Electron, vol.54, pp. 660-667, 2007. doi: 10.1109 / TIE.2006.885456 .
- [42] D.H Tran, B.Sareni , X. Roboam . « Integrated optimal design of a passive wind turbine system: an experimental validation », IEEE Trans. On Sustain. Energy, vol. 1, pp. 48-56, 2010 ,doi: 10.1109 / TSTE.2010.2046685.
- [43] T. Grinoux , R. Gibert , P. Neau, C. Buthion, « Eoliennes en milieu urbain -Etat de l'art », Agence régionale de l'environnement et des nouvelles énergies, Actualisation (P.SALVI), PP. 1-129, France ,2006.
- [44] S. Heier, (1998) « Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems »; Publications John Wiley & Sons, ISBN 0-471-97143-X.
- [45] D. Marin, (2009) « Intégration des éoliennes dans les réseaux électriques insulaires »; Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, France.
- [46] Y. Erramia, M. Ouassaid b, M. Maaroufia , Control of a PMSG based wind energy generation system for power maximization and grid fault conditions , Energy Procedia 42 (2013) 220 – 229 .
- [47] R. Khayra , « Contribution à des commandes robustes à des sources d'énergie nouvelle et à leur connexion aux réseaux électriques », thèse doctorat , Université oran science et technologie 2019/2020 .
- [48] A. Zaimi , « Optimisation de la commande d'une éolienne à base de machine synchrone à aimants permanents ». Energie électrique. 2014. dumas-01222261.
- [49] M. Chinchilla, S. Arnaltes, J. Burgos , « Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid » ,IEEE Trans. On Energy Convers, vol.21,no.1,pp.130- 135,2006 .doi:10.1109/TEC.2005.853735.
- [50] H.-W. Kim, H.-S. Ko , « Modeling and control of PMSG-based variable-speed wind turbine, Electr. Power Syst.Res,2010,vol.8,pp.4652,2010. doi:https://doi.org/10.1016/j.epsr.2009.08.003.
- [51] B. Robyns, A. Davigny, C. Saudemont, A. Ansel, V. Courtecuisse, « Impacte de l'éolien sur le réseau de transport et la qualité d'énergie », J3EA, Vol.5-Hors série I, 2006.

- [52] S. ElAimani, « Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension », thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, France, 2004.
- [53] T. Wildi, S. Gilbert, « Electrotechnique », Chapitres 34, 36 et 45, 4ème édition, «De Boeck », 2005.
- [54] A. Khaief, « Nouvelle approche de détection de la position initiale du rotor des moteurs synchrones à aimants permanents », Thèse de Doctorat en Génie Electrique de l'école Supérieure des Sciences et Technologies du Tunis, Aout 2007.
- [55] I. Schiemenz, M. Stiebler, « Control of a permanent magnet synchronous generator used in a variable speed wind energy system » IEEE Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), pp_872–877, 2001.
- [56] P. Sharma, W. Sulkowski and B. Hoff, « Dynamic stability study of an isolated winddiesel hybrid power system with wind power generation using IG, PMIG and PMSG: A comparison, », International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 53, pp. 857-866, 2013.
- [57] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi, « Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors », IEEE Trans. Ind. Application, vol.34, pp. 473–479, 1998.
- [58] A. Moualdia, « Stratégies de Commande DTC-SVM et DPC appliquées à une MADA utilisée pour la production d'énergie éolienne », mémoire de magister en Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2014.
- [59] M. Pinard, « Convertisseurs et électronique de puissance commande, description, mise en œuvre », Dunod, Paris, ISBN 978-10-049674-7, p.116.
- [60] M. Fadel, « Lois de commande pour une alimentation AC/DC à absorption de courant Sinusoïdal », 3EI'99 , France, Mars 1999
- [61] N. Bernard, B. Multon, H. Ben Ahmed , « Le redresseur MLI en absorption sinusoïdale de courant ». La Revue 3 E. I, Société de l'électricité, de l'électronique et des technologies de l'information et de la communication, pp.56-65,2003 .
- [62] G. Rabea, « Etude et commande des différentes cascades redresseurs de tension triphasé MLI - onduleur de tension à cinq niveaux : Application à la conduite de la machine asynchrone

de forte puissance », Thèse de Doctorat : Automatique, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique Alger, 2009 .

[63] J. Fadat, Y. Dorali , « Redresseur à absorption de courants sinusoïdaux: commande dans le repère triphasé», 3EI, no. 52, pp. 46-59, Mars 2008.

[64] S. Bouchakour, « Commande Directe de Puissance d'un Convertisseur AC/DC Triphasé Sans Capteurs de Tension », mémoire de magister en Electrotechnique, Ecole Militaire Poly Technique, Alger, 2005.

[65] A. Chouder , A. Malek , F. Krim , « Modèle de Simulation d'une Commande en Temps Réel d'un Onduleur de Tension Triphasé » ,Laboratoire Photovoltaïque, Centre de Développement des Energies Renouvelables. Laboratoire d'Electronique de Puissance, Université Ferhat Abbas, Sétif, 1999.

[66] B. Nouri , « Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application : Amélioration de la Qualité de l'Energie », thèse doctorat , 06/07/2011.

[67] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores. « Delay Compensation in Model Predictive Current Control of a Three-Phase Inverter ». IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59(2), pp.1323–1325, February 2012 .

[68] P. Carrere. « Étude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT équilibrage des condensateurs -ottants». Thèse doctorat, INP Toulouse, Toulouse, 1996.

[69] S. Bacha, I. Munteanu, A. Iuliana Bratcu. « Power Electronic Converters Modeling and Control - with Case Studies. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing». Springer, September 2013.

[70] G. Segulier , F. Labrique, « Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance », Tome 4 La Conversion Continu-Alternatif, Edition Lavoisier, Technologie et Documentation, 1989.

[71] .M. Rachid , « Power Electronics, circuits, devices, and applications » ,1 et 2ème édition. Englewood bCliffs,N.J.,Prentice Hall,1993.

[72] C. Rombaut , G. Segulier « Les convertisseurs de l'électronique de puissance », la conversion continu-alternatif,Technique et documentation Lavoisier,Vol.4, 2e édition, 1991.

- [73] H. Karneddi, K. Janardhan , A. Sirsa, A. Ojha, S. Singh , A. Mittal , « SPWM Control Scheme for CHB-MLI with Minimal Voltage THD », First Online: 31 May 2021.
- [74] P. Ram Prakash , Dr S.Titus , « MSPWM and MTPWM Techniques for Harmonic Elimination in Modified Cascaded Inverter » , International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, vol. 5, Special Issue 7, April 2016.
- [75] L. Djafer , « MLI vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux : application à la conduite de la machine asynchrone », thèse Doctorat , Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, 2009 .
- [76] Philippe Calonnec , « Contribution à l'étude de l'influence du convertisseur statique sur la fiabilité de la machine asynchrone» Thèse de doctorat en Sciences appliquées , Soutenue en 1997 à Le Havre .
- [77] Application ASI, « onduleur de tension description », www.wikipédia.com
- [78] L. Youb, A. Crăciunescu, «Etude comparative entre la commande vectorielle a flux oriente et la commande directe du couple de la machine asynchrone», U.P.B Sci Bull, Series c, vol. 69, no. 2, 2007.
- [79] K. Nabti, « Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone », Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [80] G. Grellet, G. Clerc, « Actionneur électriques, principes, modèles, commande Eyrolles », 1997.
- [81] J. Arza , « Contrôle vectoriel sans capteur mécanique d'une machine roue asynchrone » , Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, Français, 28 Octobre 1999.
- [82] M.Kumar , R. Sundareswaran , « PMSG based wind energy conversion with space vector modulation », International Journal of Energy and Power Engineering, vol. 4, no. 3, pp. 146–152,2015. doi: 10.11648/j.ijpe.20150403.13.
- [83] J. G. Norniella, J. M. Cano, G.A. Orcajo, C.H. Rojas, J. F. Pedrayes, M. F. Cabanas, M.G. Melero, « Improving the dynamics of virtual-flux-based control of three-phase active rectifiers» , IEEE Transactions on Industrial Electronics , vol. 61, no. 1, pp. 177–187, Jan- uary 2014.

- [84] J. A. Suul, A. Luna, P. Rodríguez, T. Undeland, « Voltage-sensor-less synchronization to unbalanced grids by frequency-adaptive virtual flux estimation », *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2910–2923, July 2012.
- [85] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, G.D. Marques , « Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifiers », *IEEE Trans. Ind. Applicat*, vol 37, pp. 1019–1027, 2001 July/Aug.
- [86] O. B. K. Hasnaoui, M. Allagui, J. Belhadj , « PMSG gear-less wind turbine equipped with an active and reactive power supervisory » , *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 4, no.2, pp. 435-444 , 2014.
- [87] A. Bouafia , F. Krim , J. Gaubert , « Predictive direct power control of three-phase pulse width modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM) », *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 25, no. 1, pp. 1945–1955, 2010.
- [88] R. Lebied, R. Lalalou, H. Benalla, K. Nebti, I. Boukhechem, « Ameliorate direct power control of standalone wind energy generation system based on permanent magnet synchronous generator by using fuzzy logic control » , *Electrical Engineering & Electromechanics* , no. 6, pp. 63-70, 2020. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.6.09>
- [89] F. Arezki, « Commande directe de puissance d'un redresseur à MLI par DSP » , Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri, 2018.
- [90] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi, « Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors », *IEEE Trans. Ind. Application*, vol.34, pp. 473–479, 1998.
- [91] Boukhechem I., Boukadoum A ., Boukelkoul L., R. Lebied, « sensorless direct power control for three-phase grid side converter integrated into wind turbine system under disturbed grid voltages », *Power Stations, Grids and Systems* ,no. 3, pp. 48-57, 2020. doi: [10.20998/2074-272X.2020.3.08](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.3.08)
- [92] M. Malinowski, G. Marques, M. Cichowlas, M. P. Kazmierkowski, « New Direct Power Control of Three-Phase PWM Boost Rectifiers under Distorted and Imbalanced Line Voltage Conditions », *Conférence ISIE'03*, vol. 1, pp.438-443, Juin 2003.

- [93] J.A.Restrepo , J.M. Aller , A.Bueno , J.C.Viola , A.Berzoy , «Direct Power Control of a Dual Converter Operating as Synchronous Rectifier»,IEEE Trans On Power Electronics, 2010.
- [94] M. Zolfaghar , S.A. Taher, D.V .Munuz, « Neural network-based sensorless direct power control of permanent magnet synchronous motor», Ain Shams Engineering Journal, vol. 7, no. 2, pp. 729-740. 2016. doi: <https://doi.org/10.1016/j.asej.2016.01.002>.
- [95] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi, « Instantaneous active and reactive power control of PWM converter by using switching table» . IEEJ Transactions on Industry Applications, vol. 116, no. 2, pp. 222-223, 1996. doi: 10.1541/ieejias.116.222.11.
- [96] M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski, A. Trzynadlowski , « Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers » ,Science Direct Mathematics and Computers in Simulation, pp. 349–360 , 2003.
- [97] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, F. Krim, « Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier», 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, Sep. 2008. doi: 10.1109/epepemc.2008.4635347.
- [98] B. Mansour, S.Barkat, « Commande par Orientation de la Tension d'un Redresseur PWM Utilisant la Commande Non Linéaire Adaptative», Le Premier Séminaire National sur le Génie Electrique Appliqué aux Energies Renouvelables, Chlef , janvier 2010.
- [99] X. Angelin Shimona , A. Arthi Jannie , « Direct Torque and Power control of PMSG based Wind » , Proceedings of 4th International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability–ICEETS'18, 5th to 7th April, 2018.
- [100] D. Casadei , G. Serra, A. Tani, "FOC And DTC: Two Viable Schemes For Induction Motors Torques Control", IEEE Trans. Power Electronics. On PE, vol.17, no.5, Sept 2002.
- [101] D. Casadei, G. Serra, « Implementation of Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based On Discrete Space Vector Modulation», IEEE Trans. Power Electronics,vol.15, no.4, July 2002.
- [102] I. Elhassan , « Commande Haute Performance d'un Moteur Asynchrone sans Capteur de Vitesse par Control Directe du Couple, Thèse de Doctorat INP de Toulouse ,1999.
- [103] D.A. Goldberg, « Genetic algorithms in search, optimisation and machine learning », AddisonWesley , janvier 1999.

- [104] J. Marcelin , « Optimisation des conditions aux frontières par algorithmes genetiques», Revue européenne des éléments finis, vol.4, no. 3, 1995.
- [105] A. M Shayma'a, « Optimization of pid controller parameters based on genetic algorithm for non-linear electromechanical actuator », International Journal of Computer Applications, vol.94, pp.11-20, 2014.
- [106] E. Znouda, N. Ghrab-Morcous, A. Hadj-Alouane, « Un algorithme génétique pour l'optimisation énergétique et économique des bâtiments méditerranéens », In: Proceedings of 6ème conférence francophone de Modélisation et SIMulation–MOSIM, 2006.
- [107] G. Djamel Eddine, « Commande robuste H_∞ optimisée par l'algorithme génétique appliquée à la régulation automatique d'excitation des générateurs synchrones puissants» , Revue Nature & Technologie , A- Sciences fondamentales et Engineering, pp. 02 -12 , no.14 , Janvier 2016.
- [108] B.Lotfi , « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré-Nancy I, 1999.
- [109] D.A. Goldberg. Genetic algorithms in search, optimisation and machine learning. AddisonWesley, janvier 1999.
- [110] F. Gruau , « Synthèse de réseaux de neurones par codage cellulaire et algorithmes génétiques» , Thèse de doctorat en Sciences. Informatique, Lyon 1,1994.
- [111] B. Abdelhadi, « Contribution à la conception d'un moteur à induction spécial à Rotor externe pour système de propulsion électrique Développement d'un algorithme génétique adaptatif pour identification paramétrique », Doctoral dissertation, Université de Batna 2- Mustafa Ben Boulaid, 2004.
- [112] A. Karray, « contribution à l'ordonnancement d'ateliers agroalimentaires utilisant des méthodes d'optimisation hybrides», Thèse de doctorat, Ecole Doctorale SPI 072 (EC Lille), PRES Université Lille Nord-de-France ,05 Juillet 2011.
- [113] A. Brindle, « Genetic Algorithms for Function Optimization », Department of Computer Science, Edmonton, Canada, University of Alberta, 1981.
- [114] E.ZNOUDA, N.GHRAB-MORCOS, A.HADJ-ALOUANE, « Un algorithme génétique pour l'optimisation énergétique et économique des bâtiments méditerranéens ». In:

Proceedings of 6^{ème} conférence francophone de MODélisation et SIMulation–MOSIM. 2006.adaptatif pour identification paramétrique (Doctoral dissertation, Université de Batna 2-Mustafa Ben Boulaid) , 2004.

[115] D.E. Goldberg, R. Lingle , « Alleles, loci and the traveling salesman problem» , Proceedings of the First International Conference on Genetic Algorithms and Their Applications, pp .154-159,1985.

[116] L. A. Zadeh, « Fuzzy sets, Information and Control», vol. 8, pp. 338-353, 1965.

[117] M. Diab , «Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base d’Algorithmes Génétiques» , Thèse de doctorat, universite ferhat abbas de setif , 11 juillet 2010.

[118] F. CHEVRIE, F. GUELY « La Logique Floue» Cahier Technique Schneider, no.191, Mars 1998.

[119] «Pour y Voir Plus Clair ... dans la Logique Floue !» Document d’Internet, Disponible :<http://perso.cluinternet.fr/bmantel/pages/logfloue/logfloue01.html>

[120] Bouafia A., Krim F., Gaubert J.-P. « Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output voltage regulation». Energy Conversion and Management, vol. 50, no. 1, pp. 6-13,2009. doi: 10.1016/j.enconman.2008.09.011.

[121] J. FAUCHER, « Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue». Thèse de doctorat, 2006.

[122] Nebti K., Debbabi F, « Amelioration of MPPT P&O Using Fuzzy-Logic Technique for PV Pumping. Renewable Energy for Smart and Sustainable Cities», ICAIRES 2018. Lecture Notes in Networks and Systems, vol. 62. Springer, Cham, 2019 .doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-04789-4_43.

[123] C. Ben Salah, M .Ouali, « Comparison of fuzzy logic and neural network in maximum power point tracker for PV systems», Electric Power Systems Research, vol. 81, no. 1, pp. 43-50, 2011. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2010.07.005>.

[124] CAO, Minh Ta, et al. Commande numérique de machines asynchrones par logique floue.Universite Laval, 1997.

- [125] N. Hazem , H. Rehman. « Application of adaptive fuzzy control to ac machines», *Applied soft computing* 7.3, pp. 899-907, 2007.
- [126] T.Bessaad , «Intitulée Commande par logique floue d'un système multi-machines connectées en série », Thèse doctorat université Oran , 2017/2018.
- [127] A.Dell.Aquila , M.Liserre, V.G.Monopoli, M.Capurso « Aninty power Factor Front End Rectifier For DC Power Systems »,In proceedings of the IEEE Transactions on power Tech Conference,vol.2,pp.6,23-26june2003.
- [128] R. Salah Eddine, «Techniques De Commande Avancées De La Machine Asynchrone Étude Comparative Et Applications», Thèse doctorat université CONSTANTINE,08 / 06 / 2015.
- [129] A. CHAIBA , «Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle» Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2010.
- [130] C. Zhang, D. Zhao, « MPPT with asymmetric fuzzy control for photovoltaic system », 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, pp. 2180-2183, 2009. doi: <https://doi.org/10.1109/iciea.2009.5138584>.
- [131] K Nebti ., R.Lebied , « Fuzzy maximum power point tracking compared to sliding mode technique for photovoltaic systems based on DC-DC boost converter», *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 1, pp. 67-73. doi: 10.20998/2074-272X.2021.1.10.
- [132] X. Wu, J.Shen, Y.Li, K.Y .Lee, « Fuzzy modeling and stable model predictive tracking control of large-scale power plants. *Journal of Process Control*», 2014, vol. 24, no. 10, pp. 1609-1626. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jprocont.2014.08.007>.

Annexes

Les paramètres utilisés [88] :

Tableau .1.14 Paramètres de la turbine éolienne :

Paramètres	Valeur
Rayon de la turbine	0.5 m
Air densité	$\rho = 1.22 \text{ kg/m}^2$
Le ratio de vitesse	$\lambda = 2.5$

Tableau.2. Paramètres de la ligne :

Paramètres	Valeur
Résistance de la ligne	0.7 [Ω]
Inductance de la ligne	0.01 [H]
capacité de filtrage	0.0033 [F]
Résistance de la charge	100 [Ω]
Tension continue de référence	230 – 280 [V]

Tableau .3. 16 Paramètres de GSAP :

Paramètres	Valeur
La puissance	1.8 kW
La tension nominale	400 V / 230 V
Le courant nominal	2.6 A
Résistance statorique	$R_s = 0.895 \text{ } [\Omega]$
Inductance direct statorique	$L_d = 0.012 \text{ [H]}$
Inductance quadrature statorique	$L_q = 0.0211 \text{ [H]}$
Flux d'aimant	$\varphi_f = 0.9 \text{ [Wb]}$
Nombre de pair de pole	3
Inertie Totale	$J = 0.00141 \text{ [Kg.m}^2 \text{]}$

Commande sans capteur mécanique

➤ Les observateurs

L'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe.

➤ **Filtre de Kalman**

Le filtre de Kalman est un observateur linéaire qui peut être, dans le cas d'un système non linéaire, appliqué au modèle linéarisé. On parle alors de filtre de Kalman étendu. Ce dernier peut être utilisé pour l'estimation d'état, voire des paramètres de la machine asynchrone.

Le filtre de Kalman permet de résoudre, dans le domaine temporel, le problème de l'estimation statistique pour des systèmes linéaires. Il fait appel à la représentation d'état des systèmes linéaires stochastiques. Il fournit alors une estimation optimale au sens de la variance minimale ainsi que la variance de l'erreur d'estimation.

➤ **Commande direct de couple**

La commande DTC est une commande sans capteur mécanique. Cette commande utilise seulement les grandeurs électriques (les tensions et les courants).

➤ **Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS)**

La commande par le système adaptatif à modèle de référence est composée d'un modèle de référence et un modèle ajustable (adaptatif), avec un mécanisme d'adaptation.

Résumé

Résumé

Cette thèse vise l'amélioration de la qualité d'énergie éolienne qui est faite à base d'une technique classique par certaines techniques de contrôle intelligentes d'une génératrice synchrone à aimants permanents telles que l'optimisation par les algorithmes génétiques et la technique de logique floue. Nous avons appliqué des algorithmes génétiques pour optimiser les paramètres d'un régulateur PI dans la commande classique DPC mais son efficacité et la qualité du réglage sont diminuées avec le test de suivi de consigne et de robustesse. Finalement, la chaîne de conversion est couplée à un réseau basse tension. Les résultats obtenus ont donné des bonnes performances et robustesse du mécanisme de logique floue dans le contrôle de la tension de bus continu.

Mots clés : Génératrice synchrone à aimant permanent, commande directe de puissance, l'énergie éolienne, redresseur à MLI, régulateur proportionnelle intégrale PI, Algorithmes Génétiques, Logique Floue.

Abstract

This thesis aims at improving the quality of the wind energy which is made on the basic of a classical technique by certain intelligent control techniques of a synchronous generator with permanent magnets such as optimization by genetic algorithms and the technique of fuzzy logic. We have applied genetic algorithms to optimize the parameters of a PI regulator in the classic DPC control but, its efficiency and the quality of the adjustment was reduced with the set point tracking and robustness test. Finally, the conversion chain coupled to a low voltage network. The results obtained gave a good performance and robustness of the fuzzy logic mechanism in the control of the DC bus voltage.

Key words: Permanent magnet synchronous generator, direct power control, wind turbine, PWM rectifier, proportional integrated PI regulator, genetic algorithm, fuzzy logic.

ملخص

تهدف هذه الأطروحة إلى تحسين جودة طاقة الرياح التي يتم إجراؤها على أساس تقنية كلاسيكية من خلال تقنيات تحكم ذكية معينة لمولد متزامن مع مغناطيس دائم مثل التحسين بواسطة الخوارزميات الجينية وتقنية المنطق الضبابي. لقد طبقنا الخوارزميات الجينية لتحسين معاملات منظم PI في التحكم الكلاسيكي DPC ولكن يتم تقليل كفاءته وجودة الضبط من خلال تتبع نقطة الضبط واختبار المتانة. أخيراً، تقترن سلسلة التحويل بشبكة الجهد المنخفض. النتائج التي تم الحصول عليها أعطت أداء جيداً ومتانة لآلية المنطق الضبابي في التحكم في جهد ناقل التيار المستمر.

الكلمات المفتاحية:

متكامل نسبي الخوارزميات PI، منظم PWM مولد متزامن مغناطيسي دائم، تحكم مباشر في الطاقة، طاقة الرياح، مقوم الجنية، منطق ضبابي.