

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité :
Commandes électriques

THÈME

**Commande d'un système éolien basé sur GSAP
alimentée par un convertisseur multicellulaire**

Préparés par :
M. ABDELHADI Hakim
M.BAKKI Abdelmadjid

Devant le Jury :

Nom et prénoms	Grade	Qualité
LARBI M'hamed	Pr	Président
LARIBI Souad	MCA	Examineur
TAHRI Ahmed	MCB	Examineur
ALLAOUI Tayeb	Pr	Encadrant
TOUMI Djilali	MCB	Encadrant

2019/2020

Dédicace

Je dédie ce travail à:

A ma très chère Mère J. Rahma , et mon très cher Père B. Abdelkarim qui m'ont donné naissance et l'amour ;ce qui je ne pourrais jamais exprimer leurs sacrifices, leur soutien moral et physique le long de mes années d'études.

Mes très chères soeurs.

A mon très cher ami Hakim

Toute ma famille.

Tous mes amis.

Abdelmadjid

Dédicace

Je dédie ce travail spécialement a ma chère mère B.HALIMA et cher père ADDA, qui sont la source de vie.

A mes très chères sœurs Khadidja, Aicha, et Souad et mes frères Youcef et Brahim.

Un spécial dédicace à Sihem.

A mon binom et cher ami Madjid

A Toute ma famille.

A Tous mes amis.

HAKIM

Remerciement

Remerciements à ALLAH - le tout puissant- qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur monsieur TOUMI DJILALI et monsieur ALLAOUI TAYEB d'avoir accepter de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période.

Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous ont fait l'honneur de participer au jury de ce travail.

Et enfin nous remercions l'ensemble, enseignants et collègues de notre promotion, qui nous ont aidés à réaliser ce modeste travail.

Sommaire

Introduction générale..... 1

Chapitre I :Généralités sur la conversion éolienne

I.1- INTRODUCTION 5

I.2 - Principes et descriptif de la turbine éolienne..... 5

 I.2.1- Principe de la production d'énergie électrique par les aérogénérateurs 5

I.3 - Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne..... 6

I.4- Classification des éoliennes..... 6

I.5- Types d'éoliennes 7

 I.5.1- Eoliennes à axe vertical 7

 I.5.2- Eoliennes à axe horizontal 7

I.6- Principaux constituants de deux types des éoliennes 8

 I.6.1- Le rotor..... 8

 I.6.2- Les pales..... 9

 I.6.3- La nacelle 9

 I.6.4- Contrôleur électronique 10

 I.6.5- Le mât 10

 I.6.6- Les multiplicateur de vitesse..... 10

 I.6.7- L'arbre 10

 I.6.8- L'anémomètre..... 10

 I.6.9- Le système d'orientation 11

 I.6.10- La girouette 11

 I.6.11- La génératrice..... 11

I.7 –Les éoliennes à vitesse fixe et éolienne à vitesse variable..... 11

 I.7.1- Les éoliennes à vitesse fixe..... 11

 I.7.2- Eolienne à vitesse variable..... 12

I.8 - Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents (GSAP)..... 13

 I.8.1- Emplacement des aimants 14

 I.8.2- Avantages de l'utilisation des GSAP 14

I.9- Convertisseur statique 15

 I.9.1- Topologies des convertisseurs électriques utilisés..... 15

 I.9.2- Alimentation utilisant (redresseur et onduleur) contrôlés par MLI 15

I.10- CONCLUSION 16

Chapitre II : Modélisation de la chaîne de conversion éolienne

II.1- INTRODUCTION.....	18
II.2- Systèmes de régulation de la vitesse de rotation de l'éolienne	18
II.2.1. Système de décrochage aérodynamique (Stall control)	18
II.2.2- Système d'orientation des pales (pitch control).....	19
II.3 - Modélisation de la vitesse du vent	20
II.4- Conversion de l'énergie éolienne.....	21
II.4.1. Conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique.....	21
II.4.2. Loi de BETZ	22
II.4.3- Limite de BETZ	24
II.5- Modélisation de la chaîne de conversion éolienne.....	24
II.5.1. Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la turbine à vitesse variable.....	25
II.5.2- Modélisation mécanique de la turbine.....	25
II.5.3- Modélisation de la turbine	26
II.5.4. Modèle du multiplicateur	28
II.5.5- Equation dynamique de l'arbre de transmission.....	28
II.6- Différentes zones de fonctionnement de l'éolienne à vitesse variable	29
II.7- Modélisation de la génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP).....	30
II.7.1- Circuit équivalent d'un générateur synchrone.....	30
II.7.2- Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la GSAP	31
II.7.3- Mise en équation de la MSAP	31
II.7.3.1- Equations électriques dans le repère triphasé.....	32
II.7.4-Transformation de Park	32
II.7.5- Modèle de la GSAP dans le repère de Park.....	33
II.8- Modélisation des convertisseurs électriques	35
II.8.1- Hypothèse simplifiée	35
II.8.2- Modélisation du redresseur à MLI	36
II.8.2.1- Représentation fonctionnelle du redresseur à MLI dans le référentiel triphasé	37
II.8.3- Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux	39
II.8.3.1- MLI sinus-triangulaire	41
II.9- CONCLUSION	42

Chapitre III :Commande de la chaine de conversion éolienne

III.1- INTRODUCTION	44
III.2- Commande de la turbine éolienne	44
III.2.1- Objectifs de la commande	44
III.2.2- Conception du correcteur de vitesse.....	44
III.2.3- Stratégiesde commande de la turbine éolienne	45
III.2.4- Système de contrôle de l'aéroturbine	45
III.2.5- Techniques d'extraction du maximum de la puissance (MPPT).....	46
III.2.5.1- Commande dans la zone de fonctionnement en dessous de la puissance nominale	47
III.2.5.2- Maximisation de la puissance avec asservissement de vitesse	47
III.2.5.4- boucle de régulation de vitesse	48
III.3- Commande vectorielle de la GSAP	49
III.3.1: Principe de la commande vectorielle.....	49
III.3.2-Synthèse du régulateur	51
III.3.3- Structure complète de contrôle vectoriel de GSAP	53
III.4- Modélisation de la liaison au réseau	53
III.4.1. Modélisation et régulation du bus continu.....	53
III.5. Injection de la puissance au réseau	55
III.5.1- Choix des éléments caractéristiques du convertisseur côté réseau	57
III.5.1.1- Valeur de la tension du bus continu.....	57
III.5.1.2- Valeur de l'inductance de couplage au réseau.....	57
III.5.2. Modélisation du filtre	58
III.5.2.1. Modélisation du filtre dans le repère naturel.....	58
III.5.2.2. Modélisation du filtre dans le repère de Park.....	58
III.5.2.3- Synthèse du régulateur des courants du filtre	59
III.6. Résultats de simulation	60
III.7. Conclusion	65

Chapitre IV : Commande de la chaine de conversion basée sur le convertisseur multicellulaire

IV-1-INTRODUCTION.....	67
IV.2 Convertisseurs multicellulaires.....	67
IV.2.1-Convertisseurs multicellulaires séries (FCMC)	68
IV.2.2- Principe de base d'un convertisseur multicellulaire série.....	68
IV.2.3- Dynamique idéale des tensions flottantsdes condensateurs.....	69
IV.2.4- Modélisation des convertisseurs multicellulaires série	70
IV.2.4.1- Modèle instantané.....	71
IV.2.4.2- Fonctionnement onduleur	71
IV.3- Stratégie de commande de l'onduleur multicellulaire	73
IV.3.1- Commande en boucle ouverte	73
IV.3.1.1- Commande par MLI-ST	74
IV.3.2- Commande en boucle fermée.....	75
IV.3.2.1- Commande linéaire par modulation des rapports cycliques.....	75
IV.3.2.2- Commande par mode de glissement d'ordre 1	79
IV.3.2.2.1- Commande par Mode glissement d'un Convertisseur multicellulaire à 5 cellules 80	
IV.3.2.3- Commande par la logique floue	81
IV.3.2.3.1- Principe de la logique floue.....	82
IV.3.2.3.2- Réglage des paramètres du PI par logique floue	82
IV.4 – Résultats de simulation du convertisseur multicellulaire série.....	84
IV.4.1 Commande en boucle ouverte avec MLI Sinus-Triangle	84
IV.4.2 Commande en boucle fermée.....	85
a) Commande des rapports cycliques avec contrôle du courant de sortie par PI.....	85
b) Commande par mode de glissement	87
IV.5- Résultats de simulation de la chaine de conversion associée au convertisseur multicellulaire série commandé par modulation du rapport cyclique associe au PI	88
IV.6- Résultats de simulation de la chaine de conversion associée au convertisseur multicellulaire série commandé par mode glissement.....	92
IV.7- Résultats de simulation de la chaine de conversion associée au convertisseur multicellulaire série commandé par modulation du rapport cyclique avec PI flou adaptatif.....	96
IV.8- Test de robustesse des commandes en boucle fermée.....	99

Sommaire

IV.9-Etude comparative entre les commandes utilisée	101
IV.8- CONCLUSION	102
Conclusion générale et perspectives	104
Références bibliographiques	106
Annexes.....	110

Chapitre I : Généralités sur la conversion éolienne

Figure I.1: Principe de la conversion d'énergie.	6
Figure I.2: Exemples des éoliennes.....	7
Figure I.3: Schéma de deux types des éoliennes.....	8
Figure I.4:Puissance suivant le diamètre d'éolienne.	8
Figure I.5: Profil de la pale.	9
Figure I.6: Principales composantes intérieures de la nacelle d'une turbine éolienne.....	9
Figure I.7:Principales composants de l'éolienne à axe horizontale.	10
Figure I.8:Anémomètre à coupelles sur son mât.....	11
Figure I.9:Girouette pour indiquer la direction du vent.	11
Figure I.10: Eolienne directement connectée au réseau.	12
Figure I.11: Eoliennes à vitesse variable.	12
Figure I.12: Structure d'un GSAP	13
Figure I.13: Systèmes éoliens basés sur la GSAP.....	14
Figure I.14: Quelques configurations du placement des aimants.....	14
Figure I.15: Une éolienne à vitesses variables connectée au réseau via des convertisseurs statiques	15
Figure I.16: Alimentation avec deux convertisseurs à IGBT.....	16

Chapitre II : Modélisation de la chaîne de conversion éolienne

Figure II.1:Flux d'air sur un profil de pale " stall ".	19
Figure II.2:Variation de l'angle de calage d'une pale.....	19
Figure II.3:Bloc de simulation de vitesse du vent.....	20
Figure II.4: Profil du vent.	21
Figure II.5: Colonne d'air animée d'une vitesse V	21
Figure II.6:Tube du courant autour d'une éolienne.	22
Figure II.7: Caractéristique du coefficient de puissance.....	23
Figure II.8: Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes.	23
Figure II.9:Vitesse du vent (V) et vitesse tangentielle ($\Omega_r R t$).....	23
FigureII.10: Définition de trois niveaux de vent (faible, moyen et fort).....	24
Figure II.11: Représentation du système éolien	25
Figure II.12: Modèle simplifié de la turbine éolienne.	26
Figure II.13: Schéma de la turbine éolienne	27
Figure II.14: Coefficient aérodynamique (C_p) en fonction du ratio de vitesse (λ)	27
Figure II.15:Organigramme de simulation de la turbine éolienne.....	29
Figure II.16: Zones de fonctionnement d'une éolienne	29
Figure II.17:Schéma électrique équivalent d'un générateur synchrone.	30
Figure II.18: Bilan de puissance d'un générateur synchrone.	31
Figure II.19: Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.	31

Listes des figures

Figure II.20: Transformation triphasée- diphasée.....	32
Figure II.21: Schémas équivalents du GSAP selon les deux axes d et q	34
Figure II.22: Schéma bloc du modèle de la GSAP dans le repère $d q$	35
Figure II.23: Topologie de base d'un redresseur de tension.....	36
Figure II.24: Schéma fonctionnel du redresseur MLI triphasés.....	39
Figure II.25: Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	40
Figure II.26: Principe de contrôle a MLI d'un bras de commutation.....	41
Figure II.27: Commande des interrupteurs par MLI sinus-triangulaire.....	41

Chapitre III : Commande de la chaîne de conversion éolienne

Figure III.1: Caractéristique vitesse de rotation de la turbine en fonction de la vitesse du vent.....	45
Figure III.2: Caractéristiques de l'éolienne dans le plan puissance, vitesse de rotation.....	46
Figure III.3: Schéma de MPPT avec asservissement de vitesse.....	48
Figure III.4: Point de fonctionnement optimal	48
Figure III.5: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.....	48
Figure III.6: Position du vecteur flux et tension.....	51
Figure III.7: Boucle de régulation du courant.....	52
Figure III.8: Boucles de régulation des courants avec découplage.....	53
Figure III.9: Schéma de la commande vectorielle de GSAP associé au convertisseur MLI	53
Figure III.10: Schéma électrique du bus continu.....	54
Figure III.11: Boucle d'asservissement de la tension du bus continu.....	54
Figure III.12: Schéma bloc de commande du processus d'injection.....	57
Figure III.13: Schéma électrique du filtre.....	58
Figure III.14: Boucle de régulation du courant direct coté réseau.....	59
Figure III.15: Schéma global de la commande de l'aérogénérateur à base de la GSAP.....	60
Figure III.16: Profil du vent.....	60
Figure III.17: Puissance générée par la turbine.....	61
Figure III.18: coefficient de puissance C_p	61
Figure III.19: Vitesse de rotation de la GSAP.....	61
Figure III.20: Couple électromagnétique de la GSAP.....	61
Figure III.21: Courant direct de la GSAP.....	61
Figure III.22: Courant quadratique de la GSAP	61
Figure III.23: Tension statoriques de la GSAP.....	62
Figure III.24: Tension d'une phase de la GSAP	62
Figure III.25: Courants statoriques de la GSAP	62
Figure III.26: Courant d'une phase de la GSAP	62
Figure III.27: THD du tension de la GSAP.....	62
Figure III.28: THD du courant de la GSAP.....	62

Listes des figures

Figure III.29: Tension de bus continu V_{dc}	63
Figure III.30: Courant direct injectés au réseau.....	63
Figure III.31: Courant quadratique injectés au réseau.....	63
Figure III.32: Tensions injectés au réseau.....	63
Figure III.33: Tension d'une phase injectés au réseau.....	63
Figure III.34: Courants injecté au réseau.....	64
Figure III.35: Courant d'une phase injecté au réseau.....	64
Figure III.36: Spectre de la tension du convertisseur côté réseau.....	64
Figure III.37: Spectre du courant injecté au réseau.....	64

Chapitre IV : Commande de la chaine de conversion basée sur le convertisseur multicellulaire

Figure IV.1: Bras multicellulaire à P cellules de commutation.....	68
Figure IV.2: Obtention des différents niveaux de tension avec un convertisseur à 2 cellules.....	69
Figure IV.3: Dynamique idéale des tensions flottantes.....	70
Figure IV.4: Onduleur multicellulaire série à P cellules, associé à une charge R-L.....	72
Figure IV.5: Bras onduleur à P cellules, à point milieu capacitif, associé à une charge R-L.....	72
Figure IV.6: Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus- Triangle à 4 porteuses triangulaires.....	75
Figure IV.7: Formes d'ondes obtenues à l'échelle de la période de découpage.....	76
Figure IV.8: Boucle de régulation de la tension condensateur V_{Ci}	78
Figure IV.9: Commande linéaire par modulation des rapports cycliques d'un bras l'onduleur multicellulaire série.....	79
Figure IV.10: Principe d'adapatation du PI par la logique floue.....	82
Figure IV.11: Schéma bloc de l'algorithme adaptatif flou.....	83
Figure IV.12: Fonction d'appartenance de l'erreur.....	83
Figure IV.13: Fonction d'appartenance de dérivé de l'erreur.....	83
Figure IV.14: Fonction d'appartenance de la sortie.....	83
Figure IV.15: Evolution des tensions flottantes d'un onduleur multicellulaire série à 4 cellules.....	85
Figure IV.16: Evolution des courants de sortie d'un onduleur multicellulaire série 4 cellules.....	85
Figure IV.17: Evolution des tensions de sortie d'un onduleur multicellulaire série 4 cellules.....	85
Figure IV.18: Courant de la charge et sa référence.....	86
Figure IV.19: Evolution des tensions flottages d'un onduleur multicellulaire série à 4 cellules.....	86
Figure IV.20: Evolution des tensions de sortie d'un onduleur multicellulaire série à 4cellules.....	86
Figure IV.21 : Evolution des courants de sortie d'un onduleur multicellulaire série 4 cellules.....	86
Figure IV.22 : Evolution des tensions flottantes d'un onduleur multicellulaire série 5 cellules.....	86
Figure IV.23: Evolution des tensions de sortie d'un onduleur multicellulaire série 5 cellules.....	87
Figure IV.24: Evolution des courants de sortie d'un onduleur multicellulaire série 5 cellules.....	87
Figure IV.25: Tensions de sortie.....	88

Listes des figures

Figure IV.26 : Evolution des tensions flottantes.....	88
Figure IV.27: Courants de sortie.....	88
Figure IV.28: Courant de sortie et sa référence.	88
Figure IV.29: Couple électromagnétique de la GSAP.....	89
Figure IV.30: Coefficient de puissance Cp.....	89
Figure IV.31: Puissance injectée au réseau.....	89
Figure IV.32: Tensions de sortie du convertisseur appliquées à la GSAP.....	89
Figure IV.33: Tension d'une phase appliquée à la GSAP.	89
Figure IV.34: Courants statoriques de la GSAP.	90
Figure IV.35: Spectre de la tension appliquée à la GSAP.	90
Figure IV.36: Spectre du courant statoriques de la GSAP.....	90
Figure IV.37: Courant de sortie du convertisseur multicellulaire et sa référence coté GSAP.	90
Figure IV.38: Evolution des tensions flottantes du convertisseur multicellulaire coté GSAP.....	90
Figure IV.39: Tension du bus continu.....	91
Figure IV.40: Evolution des tensions flottantes du convertisseur multicellulaire côté réseau.....	91
Figure IV.41: Tensions du convertisseur coté réseau	91
Figure IV.42: Tension d'une phase du convertisseur coté réseau.....	91
Figure IV.43: Courants injecté au réseau.....	91
Figure IV.44: Courant d'une phase injecté au réseau.	91
Figure IV.45: THD du courant injecté au réseau	92
Figure IV.46: THD de la tension côté réseau.....	92
Figure IV.47: Vitesse de rotation de la GSAP.	92
Figure IV.48: Couple électromagnétique de la GSAP.	92
Figure IV.49: Tensions appliquées à la GSAP.....	93
Figure IV.50: Tension d'une phase appliquée à la GSAP.	93
Figure IV.51 : Courants statoriques de la GSAP.	93
Figure IV.52: Courant d'une phase de la GSAP.....	93
Figure IV.53: Courant de la phase a de la GSAP et sa référence.....	93
Figure IV.54: Evolution des tensions flottantes du convertisseur multicellulaire côté GSAP.....	93
Figure IV.55: THD du courant statorique de GSAP	94
Figure IV.56: THD du tension statorique de GSAP.....	94
Figure IV.57: Tension de référence et mesuré du bus continu.....	94
Figure IV.58: Tension injecté au réseau.....	94
Figure IV.59: Tension d'une phase injectée au réseau.....	94
Figure IV.60: Courants injecté au réseau.	95
Figure IV.61: Courant d'une phase injectée au réseau.....	95
Figure IV.62: Courant injecté au réseau et sa référence.	95
Figure IV.63: Evolution des tensions flottantes de convertisseur coté réseau.	95

Listes des figures

Figure IV.64: Spectre du courants statoriques injecté au réseau.....	95
Figure IV.65: Spectre de la tension du convertisseur coté réseau.....	95
Figure IV.66: Vitesse rotation de GSAP.....	96
Figure IV.67: Couple électromagnétique de GSAP.....	96
Figure IV.68: Tensions statoriques de la GSAP.	96
Figure IV.69: Tension d'une phase de la GSAP.....	96
Figure IV.70: Courants statoriques de la GSAP.	96
Figure IV.71: Courant d'une phase de la GSAP.....	96
Figure IV.72: THD du courant statoriques de la GSAP.....	97
Figure IV.73: THD du tension statoriques de la GSAP.....	97
Figure IV.74: Evolution des tensions flottantes du convertisseur coté GSAP.....	97
Figure IV.75: Courant de sortie du convertisseur coté GSAP et sa référence.	97
Figure IV.76: Tension du bus continu.....	98
Figure IV.77: Tensions du convertisseur coté réseau.	98
Figure IV.78: Tensions d'une phase du convertisseur coté réseau.....	98
Figure IV.79: Courants injecté au réseau.....	98
Figure IV.80: Courant d'une phase injectée au réseau.....	98
Figure IV.81: Courant injectes et sa référence de la phase (a).....	99
Figure IV.82: Evolution des tensions flottantes de convertisseur multicellulaire côté réseau.....	99
Figure IV.83: THD du courant injecté au réseau.....	99
Figure IV.84: THD de la tension côté réseau.....	99
Figure IV.85: Courants injectés au réseau avec la commande par mode glissant.....	100
Figure IV.86: Courant d'une phase injectée au réseau avec la commande par mode glissant.....	100
Figure IV.87: Courants injecté au réseau avec la commande par modulation de rapport cyclique.	100
Figure IV.88: Courant d'une phase injectée au réseau avec la commande par modulation de rapport cyclique.	100
Figure IV.89 : Courants injectés au réseau avec la commande par modulation de rapport cyclique avec PI flou adaptatif.	100
Figure IV.90: Courant d'une phase injectée au réseau avec la commande par modulation de rapport cyclique avec PI flou adaptatif.....	100
Figure IV.91: Evolution des tensions flottantes du convertisseur multicellulaire côté réseau avec la commande par mode glissant.....	101
Figure IV.92: Evolution des tensions flottantes du convertisseur multicellulaire côté réseau avec la commande par modulation de rapport cyclique.....	101
Figure IV.93: Evolution des tensions flottantes du convertisseur multicellulaire côté réseau commandé par modulation de rapport cyclique avec PI-flou adaptatif.	101

Listes des tableaux

Tableau I.1: Classification des éoliennes selon leur puissance nominale.	7
Tableau II .1: Les huit états possibles des interrupteurs	37
Tableau IV.1: Base de règles du système flou.	84
Tableau IV.2: Paramètres de simulation de la commande par MLI-ST	84
Tableau IV.3: Caractéristiques relatives aux commandes des convertisseurs classiques et convertisseurs multicellulaires à 5 cellules utilisés dans la chaîne de conversion éolienne.....	104

Liste des abréviations et symboles

Abréviations :

MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
GSAP	Générateur synchrone à aimants permanents
MSRB	Machine synchrone à rotor bobiné
PI	Correcteur proportionnel intégral
MPPT	Maximum Power Point tracking
FCMC	Convertisseur multicellulaire série (Flying Capacitor Multilevel Converter)
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MLI	Modulation de largeur d'impulsions
DC / AC	Continu / Alternatif
CDÉR	Centre de Développement des Énergies Renouvelables
THD	Facteur de distorsion (Total Harmonic Distorsion)
CRC_PI	Commande par rapports cycliques associée au contrôle du courant de sortie par PI
MG	Contrôle des tensions flottants et courant par mode glissant
CRC_PI_AFL	Commande par rapports cycliques associée au contrôle du courant de sortie par PI flou adaptatif

Symboles

(d, q)	Indice du repère de Park lié au rotor
L_s :	Inductance propre d'une phase statorique
R_s	Résistance statorique
L_d	Inductance statorique directe
L_q	Inductance statorique quadratique
(v_{sd}, v_{sq}) :	Composantes de la tension au stator dans le repère de Park
Ψ_f :	Flux d'excitation des aimants permanents
(Ψ_{sd}, Ψ_{sq}) :	Composantes du flux statorique dans le repère de Park
$(I_{ds}, I_{qs}), i_{ds}, i_{qs}$:	Composantes du courant statorique dans le repère de Park
$I_{dq_réf}$:	Courants de référence dans le repère de Park
P_m :	Puissance de la masse d'air qui traverse la de l'éolienne
P_{mt} :	Puissance totale théoriquement disponible d'un vent non perturbé
m :	La masse d'air traversant le rotor éolien en une (1) seconde
E_C :	Energie cinétique du vent.
ρ :	Masse volumique de l'air
V :	Vitesse du vent
S :	Surface balayée par le rotor (balayée par les pales)
V_m :	Vitesse moyenne du vent traversant le rotor
V_1 :	Vitesse du vent non perturbé à l'avant de l'éolienne
V_2 :	Vitesse du vent après passage à travers le rotor éolienne
C_{em} :	Couple électromagnétique
C_r :	Couple résistant
C_p :	Coefficient de puissance de l'éolienne

Liste des abréviations et symboles

C_{p_opt} :	Coefficient de puissance optimale de l'éolienne
λ :	Vitesse spécifique ou ration de vitesse
λ_{opt} :	Vitesse spécifique optimal.
P_{mec} :	Puissance mécanique disponible sur l'arbre du générateur
V :	Vitesse du vent instantanée
φ :	Angle de déphasage entre le courant et la tension
C_{aer} :	Couple aérodynamique de l'éolienne
R_t :	Rayon du rotor de la turbine
Ω_t :	Vitesse de rotation de la turbine
p :	Nombre de paires de pôles
J :	Moment d'inertie totale de l'ensemble turbine et générateur
f :	Coefficient de frottement visqueux
ω :	Pulsation électrique statorique
\vec{V}_{rot} :	La composante du vent due à la rotation de l'aérogénérateur
\vec{V}_{res} :	Résultante des deux vecteurs précédents
β :	Angle de calage
β_{opt} :	Angle de calage optimal
C_g :	Couple résistant (issu du multiplicateur)
Ω_{mec} :	Vitesse mécanique du générateur
Ω_{ref} :	Vitesse mécanique de référence
J_g :	moment d'inertie du générateur
J_t :	Inertie de la turbine
G :	Gain du multiplicateur
C_g :	Couple de l'aérogénérateur appliqué sur le générateur.
C_f :	Le couple résistant dû aux frottements
C_{mec} :	Couple mécanique total appliqué au rotor de l'éolienne
P_{elec} :	Puissance électrique générée par l'éolienne
P_{nom} :	Puissance nominale de l'éolienne
P_v :	Puissance extraite du vent
C_{em-ref} :	Couple électromagnétique de référence
Ω_{t-ref} :	Vitesse angulaire de référence de la turbine
Ω_{mec_ref} :	Vitesse mécanique de référence du générateur
C_{pmax} :	Coefficient de puissance optimal de la turbine
C_{ass} :	Régulateur pour l'asservissement de la vitesse mécanique
K_p :	Gain proportionnel du régulateur PI
K_i :	Gain intégral du régulateur PI
ζ :	Coefficient d'amortissement
θ :	L'angle électrique entre le repère statorique et le repère rotorique
θ_r :	Angle électrique initial
V_{dc} :	Tension aux bornes du condensateur (bus continu)
i_{dc} :	Courant traversant le condensateur (bus continu)
V_{dc-ref} :	Tension de référence du condensateur

Liste des abréviations et symboles

C :	Capacité du condensateur
v_{abc} :	Tensions aux phases a, b et c du stator
i_{abc} :	Courants aux enroulements a, b et c du stator
Ψ_{abc}	Flux traversant les bobines statorique
$[P(\theta_r)]$:	Matrice de Park
$[P(\theta_r)^{-1}]$	Matrice de Park inverse
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
C_m :	Couple moteur appliqué sur le générateur
V_L	Tension aux bornes de l'inductance.
S_i	Grandeurs logiques
i_L	Courant traversant l'inductance L.
I_{ch} :	Courant de la charge
τ :	Temps de la conduction
T :	Période.
u_{ab}, u_{bc}, u_{ca} :	Tensions composées
v_{ao}, v_{bo}, v_{co} :	Tensions d'entrée de l'onduleur
v_{an}, v_{bn}, v_{cn} :	Tensions simples de la machine
m :	Indice de modulation
f_p :	Fréquence de la porteuse
f_r :	Fréquence de la référence
A_p :	Amplitude de la porteuse
A_r :	Amplitude de la référence
r :	Coefficient de réglage en tension
$P_{réf}, Q_{réf}$	Les puissances active et réactive de référence
$V_{g_{abc}}$	Valeur de la tension de phase du réseau
$V_{g_{dq}}$	Valeur de la tension de phase du réseau dans le repère de Park.
m_{max} :	Valeur maximale du coefficient de réglage.
$V_{g_{max}}$	Valeur maximale de la tension de phase du réseau.
ΔI_{max}	Ondulation du courant maximale admissible.
A	Matrice dynamique d'un système d'état continu
B	Matrice de commande d'un système d'état continu
C_{eli}	Cellule de commutation i
C_i	Condensateur flottant i lié à la cellule de commutation i
E	Tension d'alimentation continue
$f_{déc}$	Fréquence de découpage
$déc$	Période de découpage
i	Indice de numérotation des cellules de commutation
I_i	Indice de numérotation des cellules de commutation de l'étage 1
I_{Ci}	Courant traversant le condensateur flottant i
I_{C1i}	Courant traversant le condensateur flottant i de bras 1

Liste des abréviations et symboles

I_{ch}	Courant circulant dans la charge
L_{ch}	Inductance de charge
n	Nombre bras
P	Nombre de cellules de commutation
R_{ch}	Résistance de charge
$u_i, i = 1, \dots, p$	Rapport cyclique de la cellule i
G	Gain de correction
S	Vecteur de commande
s	Variable de Laplace
s_i	Signal de commande de l'interrupteur i
S_{Ii}	Signal de commande de l'interrupteur i du 1 ^{er} bras
S_i	Interrupteur de haut de la cellule i
V_{Ci}	Tension aux bornes du condensateur flottant i
V_s	Tension de sortie du convertisseur
X	Vecteur d'état

Introduction générale

Introduction générale

La consommation mondiale d'énergie a connu une augmentation énorme ces dernières années, cette consommation d'énergie est l'une des plus grandes préoccupations. Car elle est en augmentation sous toutes ses formes et les effets polluants associés, principalement causés par la combustion des énergies fossiles (pétrole, gaz et charbon). Face à ces problèmes, et de façon à limiter l'emploi de centrales nucléaires, et pour minimiser l'émission du CO₂ par les centrales thermiques, plusieurs pays sont tournés vers une nouvelle forme d'énergie dite "renouvelable". D'une façon générale, les énergies renouvelables sont des modes de production d'énergie utilisant des forces ou des ressources dont les stocks sont illimités.

Les énergies renouvelables, issues du soleil, du vent ou de la mer, ont longtemps été présentées comme la solution ultime aux problèmes énergétiques que connaît notre civilisation, offrant l'avantage d'être illimitées et non polluantes, mais pas toujours disponibles à un prix "bon marché".

Dans ce contexte général, notre étude porte sur la conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique qui est devenue compétitive grâce aux trois facteurs essentiels: La nature motivante de cette énergie, le développement de l'industrie des éoliennes, et l'évolution de la technologie des semi-conducteurs, ainsi que les nouvelles méthodologies de contrôle des turbines à vitesses variables. Néanmoins, plusieurs problèmes rencontrés, liés d'une part à la complexité des systèmes de conversion éolienne ; à savoir, la nécessité du multiplicateur de vitesse entre la turbine et la génératrice, et l'instabilité de la vitesse du vent d'une autre part [CHI06].

Le recours à des structures éoliennes bien étudiées comme par exemple, la génératrice synchrone à aimants permanents à grande nombre de pôles, rend les systèmes de conversion éolienne à vitesses variables plus attractifs que ceux à vitesses fixes, à cause de la possibilité d'extraction de l'énergie optimale pour différentes vitesses de vent, de la réduction des contraintes mécaniques par l'élimination du multiplicateur, ce qui améliore la fiabilité du système, et de la réduction des frais d'entretien[RAJ03].

La machine synchrone à aimants permanents est caractérisée par un couple volumique élevé, une inertie très faible, et de faibles inductances. Toutes ces caractéristiques offrent à la génératrice des performances élevées, un rendement important, et une meilleure contrôlabilité ; ce qui rend cette machine comme un vrai concurrent de la génératrice asynchrone.

La production d'électricité en utilisant une autre source d'énergie non-conventionnelle comme le cas de l'énergie éolienne est souvent appelée " production décentralisée ". Le plus gros problème pour une utilisation de l'énergie éolienne est leur discontinuité, alors qu'un système d'énergie éolienne ne peut pas répondre à la demande constante de charge en raison des variations de la vitesse du vent d'une heure à l'autre.

Introduction générale

Notre mémoire est basé sur une connaissance théorique préalable qui permet étudiée une chaine complète de conversion d'énergie éolienne basée sur une génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) connectée au réseau, via des convertisseurs statiques à MLI.

Bien que ces convertisseurs présentent de bonnes caractéristiques à savoir : leur simplicité, leur faible coût et leur rendement élevé, mais leur inconvénient majeur présent des oscillations importantes autour de valeurs nominales (puissance, tension et courant) qui sont dues au phénomène de (chattering). Ce dernier est extrêmement nuisible aux systèmes électriques et à la qualité de l'énergie fournie au réseau électrique.

Pour remédier à cet inconvénient, il est nécessaire d'augmenter les niveaux du convertisseur ou de recourir à d'autres structures de convertisseurs. En connaissant les avantages du convertisseur multicellulaire à l'amélioration de la qualité d'énergie, on va l'implémenter dans la chaine de conversion éolienne à la place du convertisseur classique. Pour qu'il fonctionne correctement, ce convertisseur doit être régulé pour maintenir ses tensions flottantes en équilibre et les tensions uniformément réparties aux interrupteurs. Cela nécessite alors, d'appliquer des commandes avancées basées sur la logique floue et le mode glissant.

Tous les modèles développés et les commandes synthétisées au cours de cette étude sont simulés sous l'environnement du logiciel Matlab/Simulink.

Organisation du mémoire :

- Le premier chapitre est consacré aux notions générales sur les énergies renouvelables et aux explications du fonctionnement des systèmes éoliens.
- Dans le deuxième chapitre, nous présentons la modélisation de la chaine de conversion éolienne à travers la présentation de modèles mathématiques du vent, de la turbine éolienne, de la machine synchrone à aimants permanents et des convertisseurs statiques (redresseur et onduleur).
- Le troisième chapitre sera consacré à la commande de la chaine de conversion éolienne en employant les convertisseurs à deux niveaux à MLI. Cela revient à faire une étude de simulation sur deux parties : élaboration d'un algorithme pour maximiser la puissance électrique générée, associée à la commande vectorielle de la GSAP et le contrôle de la puissance au bout de la chaine éolienne en contrôlant ainsi la tension du bus continu. on terminera cette partie par une simulation de la chaine.
- Dans le quatrième chapitre, nous étudions l'association des convertisseurs multicellulaires séries à la chaine de conversion éolienne. Des stratégies de contrôle du convertisseur seront étudiées et comparées à savoir la commande à rapport cyclique, réglage par un régulateur PI

Introduction générale

flou adaptatif et la commande par mode de glissement. Cette étude sera approuvée par des résultats de simulation.

- Enfin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale.

Chapitre I

Généralités sur la conversion
éolienne

I.1- INTRODUCTION :

La production d'électricité à partir de l'énergie éolienne est l'une des plus importantes et prometteuses solutions, car elle est considérée comme source d'énergie renouvelable non polluante et économique viable. L'éolien ne peut être considéré que comme une source d'énergie de complément et non de remplacement des solutions classiques[RED09].

Vu la technologie d'industrie éolienne, actuellement on trouve que les éoliennes installées dans le monde sont basées sur des turbines tournantes en vitesse fixe ou en vitesse variable.

Les éoliennes de dernière génération fonctionnent à vitesse variable. Ce type de fonctionnement permet d'augmenter le rendement énergétique, de baisser les charges mécaniques et d'améliorer la qualité de l'énergie électrique produite, par rapport aux éoliennes à vitesse fixe[ALI11].

Dans ce premier chapitre, nous avons commencé par un petit descriptif sur l'énergie éolienne, puis le principe de la production d'énergie électrique. Ensuite, nous avons traité les caractéristiques technologiques des éoliennes à axe horizontal, ainsi que les génératrices adaptées pour les différents types d'éoliennes et configurations.

I.2 - Principes et descriptif de la turbine éolienne

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice électromagnétique accouplée à la turbine éolienne [FER09].

Ce couplage mécanique peut être soit direct si la turbine et la génératrice ont des vitesses du même ordre de grandeur, soit réalisé par l'intermédiaire d'un multiplicateur dans le cas contraire. Enfin, il existe plusieurs types d'utilisation de l'énergie électrique produite: soit elle est stockée dans des accumulateurs, soit elle est distribuée par le biais d'un réseau électrique ou soit elle alimente des charges isolées.

I.2.1- Principe de la production d'énergie électrique par les aérogénérateurs

Une éolienne convertit l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Pour se faire, l'énergie du vent est captée par les pales qui transforment l'énergie cinétique en couple mécanique que la génératrice convertit ensuite en électricité (Voir Figure. I.1).

Sous l'effet du vent, le rotor tourne. Dans la nacelle, l'arbre principal entraîne un alternateur qui produit l'électricité. La vitesse de rotation du rotor de l'éolienne doit être augmentée par un multiplicateur de vitesse jusqu'à une vitesse nécessaire au bon fonctionnement de l'alternateur. Des convertisseurs d'électronique de puissance ajustent la fréquence du courant produit par l'éolienne à celle du réseau électrique (50Hz) auquel elle est raccordée, tout en permettant au rotor de l'éolienne de tourner à vitesse variable en fonction du vent. [RED09]

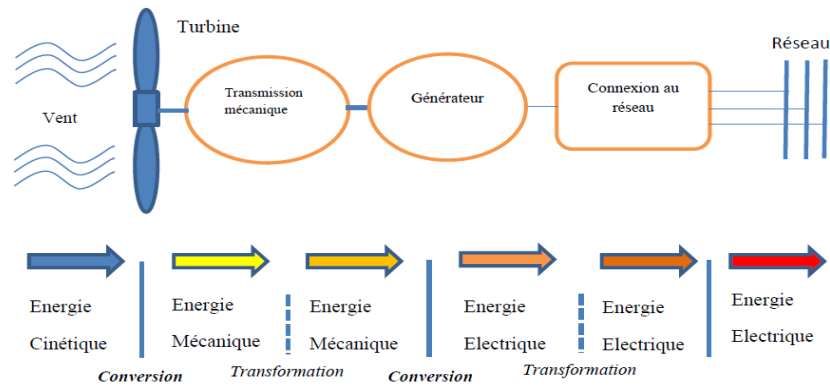


Figure I.1 : Principe de la conversion d'énergie.

I.3 - Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne a des avantages propres permettant sa croissance et son évolution entre les autres sources d'énergie, ce qui va lui donner un rôle important dans l'avenir à condition d'éviter l'impact créé par ses inconvénients cités ci-après.

a/. Avantages :

- ✓ L'énergie éolienne est avant tout une énergie qui respecte l'environnement. L'énergie éolienne est une énergie renouvelable, c'est à dire que contrairement aux énergies fossiles, les générations futures pourront toujours en bénéficier [HAR03].
- ✓ C'est l'énergie la moins chère entre les énergies renouvelables.
- ✓ Bon marché : elle peut concurrencer le nucléaire, le charbon et le gaz lorsque les règles du jeu sont équitables.
- ✓ Respectueuse des territoires: les activités agricoles/industrielles peuvent se poursuivre aux alentours.

b/. Inconvénients:

L'énergie éolienne possède aussi des désavantages qui peuvent être résumés comme suit :

- ✓ L'impact visuel, cela reste néanmoins un thème subjectif,
- ✓ Le bruit : il a nettement diminué, notamment le bruit mécanique qui a pratiquement disparu grâce aux progrès réalisés au niveau du multiplicateur. Le bruit aérodynamique quant à lui est lié à la vitesse de rotation du rotor, et celle -ci doit donc être limitée [HAR03].
- ✓ La qualité de la puissance électrique : la source d'énergie éolienne étant stochastique, la puissance électrique produite par les aérogénérateurs n'est pas constante.
- ✓ Le cout de l'énergie éolienne par rapport aux sources d'énergie classiques : bien qu'en terme de cout, la plupart des sources d'énergie classique, son cout reste encore plus élevé que celui des sources classiques sur les sites moins ventés [HAR03].

I.4- Classification des éoliennes

Les solutions techniques permettant de recueillir l'énergie du vent sont très variées. Le tableau I.1 présente une classification des turbines éoliennes.

Tableau. I.1: Classification des éoliennes selon leur puissance nominale. [RED09]

Echelle	Diamètre de l'hélice	Puissance délivrée
petite	Moins de 12 m	Moins de 40 KW
moyenne	De 12 m à 45 m	de 40 KW à 1 MW
Grande	46 m et plus	1 MW et plus

I.5- Types d'éoliennes

Il existe principalement deux types de turbines éoliennes qui se différencient essentiellement dans leur organe capteur d'énergie à savoir l'aéroturbine. En effet, selon la disposition de la turbine par rapport au sol, on obtient une éolienne à axe vertical ou à axe horizontal (Figure I.2) [TON10].

I.5.1- Eoliennes à axe vertical

Leur axe de transmission est perpendiculaire au sol. Le principal avantage de cette structure est que le dispositif de génération électrique repose sur le sol, facilement accessible, et ne nécessite aucun système d'orientation des pales. Ce type d'éolienne présente des qualités particulières pour la production d'énergie de très faible puissance.

I.5.2- Eoliennes à axe horizontal

Elles présentent généralement un nombre des pales compris entre 1 et 3 et peuvent développer des puissances élevées (plusieurs Mégawatts). En forme d'hélice, l'éolienne à axe horizontal utilise la force de portance du vent pour générer un couple moteur entraînant sa rotation. Elles sont moins exposées aux contraintes mécaniques et la position de récepteur offre le privilège de son efficacité [SPE09]. C'est ce type d'éolienne tripale qui sera adopté par la suite.

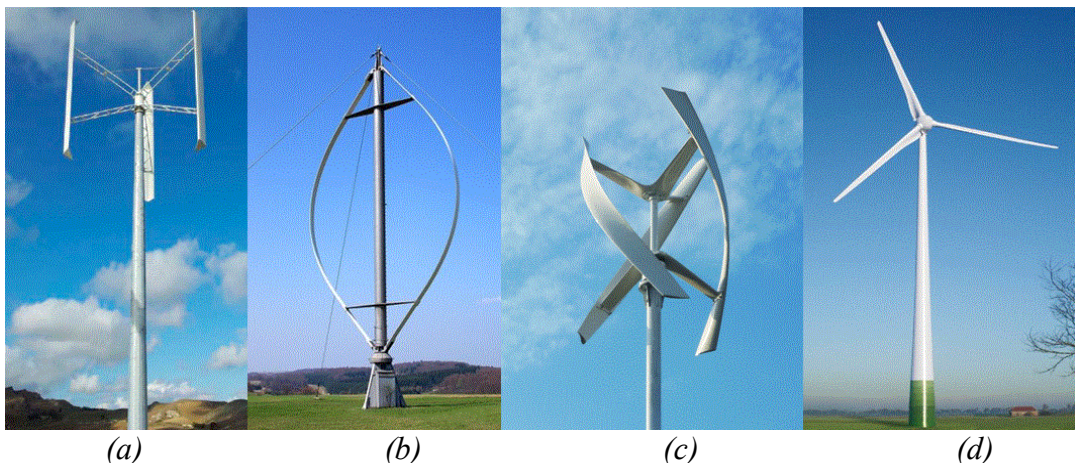


Figure I.2 : Exemples des éoliennes : (a) à axe verticale type Darrieus de forme H, (b) à axe verticale de type DARRIEUS, (c) à axe verticale de type Savonius (d) à axe horizontale

Les éoliennes généralement utilisées pour la production d'électricité sont des éoliennes rapides à 2 ou à 3 pales, ceci pour plusieurs raisons :

- ✚ Elles sont légères et donc moins chères.

- ✚ Elles tournent plus vite car le multiplicateur utilisé présente un rapport de multiplication moins important d'où sa légèreté et des pertes réduites.
- ✚ Le couple nécessaire pour la mise en route de ce type d'aérogénérateur est très faible et donc un fonctionnement à faible vitesse de vent [BEN08].

I.6- Principaux constituants de deux types des éoliennes

On peut considérer trois composants essentiels dans une éolienne à axe horizontal, le rotor, la nacelle et la tour [AIM04].

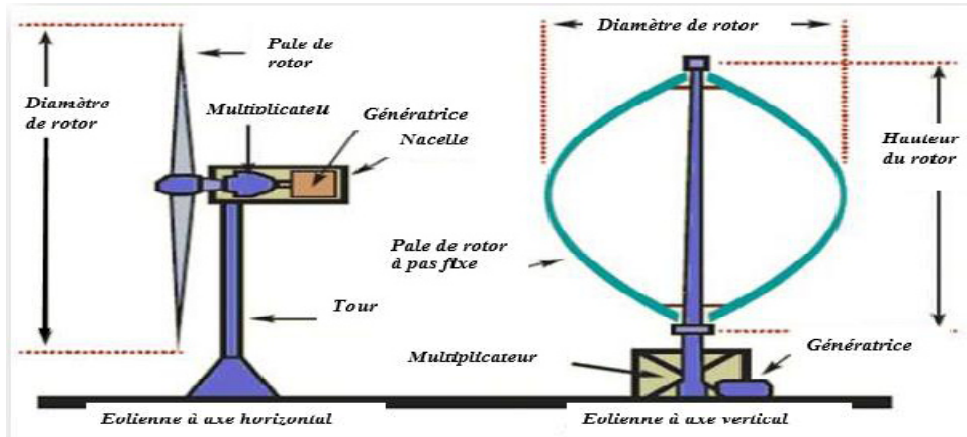


Figure .I.3: Schéma de deux types des éoliennes. [DIO18]

I.6.1- Le rotor

Le rotor, formé par les pales assemblées dans leur moyeu. Pour les éoliennes destinées à la production d'électricité, le nombre de pales varie classiquement de 1 à 3, le rotor tripale (concept danois) étant de loin le plus répandu car il représente un bon compromis entre le coût, le comportement vibratoire, la pollution visuelle et le bruit. La figure I.4 indique que la diamètre de l'éolienne proportionnel avec la puissance extraire par la chaîne éolienne.

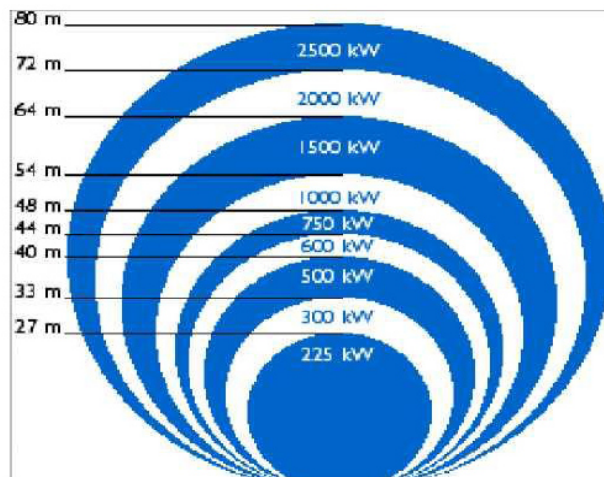


Figure. I.4: Puissance suivant le diamètre d'éolienne. [KOU15]

I.6.2- Les pales

Elles permettent de capter la puissance du vent et la transférer au rotor. Leur nombre est de trois pales dans la plupart des aérogénérateurs, car ce nombre constitue un compromis entre les performances de la machine et des raisons de stabilité.

La conception d'une pale doit faire appel à un compromis délicat entre le rendement aérodynamique, la légèreté, la résistance statique, la tenue. Ainsi le choix des profils, leur répartition en envergure, la forme en plan (évolution de la corde en fonction de l'envergure) et le vrillage de la pale doivent être soigneusement étudiés (Figure. 1.5). Par exemple, selon le type de régulation choisi et selon la taille de l'éolienne, le vrillage pourra différer significativement d'une machine à l'autre [BIL15].

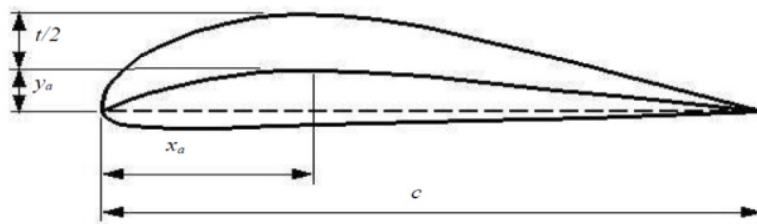


Figure. I.5: Profil de la pale .

I.6.3- La nacelle

La nacelle regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique (Fig.1.6) : arbres lent et rapide, roulements, multiplicateur, le frein à disque, différent du frein aérodynamique, qui permet d'arrêter le système en cas de surcharge. Le générateur qui est généralement une machine électrique et les systèmes hydrauliques ou électriques d'orientation des pales (frein aérodynamique) et de la nacelle (nécessaire pour garder la surface balayée par l'aérogénérateur perpendiculaire à la direction du vent). A cela viennent s'ajouter le système de refroidissement par air ou par eau, un anémomètre et le système électronique de gestion de l'éolienne [BEN08].

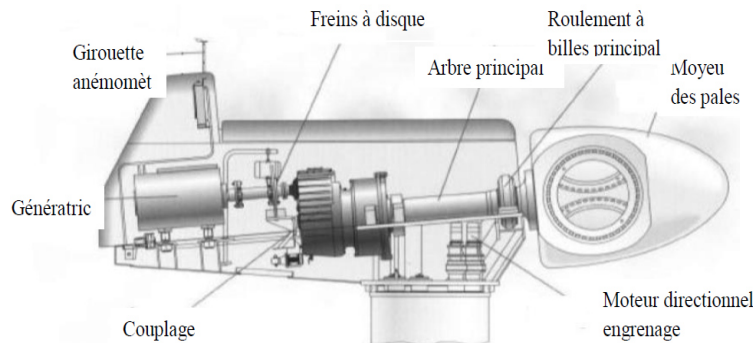


Figure. I.6: Principales composantes intérieures de la nacelle d'une turbine éolienne.

I.6.4- Contrôleur électronique

Il est chargé de surveiller le fonctionnement de l'éolienne. Il s'agit en fait d'un ordinateur qui peut gérer le démarrage de la machine lorsque la vitesse du vent est suffisante (de l'ordre de 5 m/s), gérer le pas des pales, le freinage de la machine, l'orientation de l'ensemble « rotor plus nacelle » face au vent de manière à maximiser la récupération d'énergie. Pour mener à bien ces différentes tâches, le contrôleur utilise les données fournies par un anémomètre (vitesse du vent) et une girouette (direction du vent), habituellement situés à l'arrière de la nacelle. Enfin, le contrôleur assure également la gestion des différentes pannes éventuelles pouvant survenir [BEN13].

I.6.5- Le mât

Le mât, généralement en métal, supporte l'ensemble des équipements permettant de produire l'électricité (nacelle + rotor). Il est fixé sur une fondation implantée dans le sol, une lourde semelle en béton qui assure l'ancrage et la stabilité de l'éolienne. Le mât des éoliennes atteint aujourd'hui 80 m de haut pour les plus puissantes (exceptionnellement jusqu'à 100 m). [BEN13].

I.6.6- Les multiplicateur de vitesse

Le multiplicateur permet de transformer la puissance à vitesse lente et à un couple élevé produite par le rotor de l'éolienne, en une puissance à grande vitesse et à un couple faible utilisée par la génératrice.

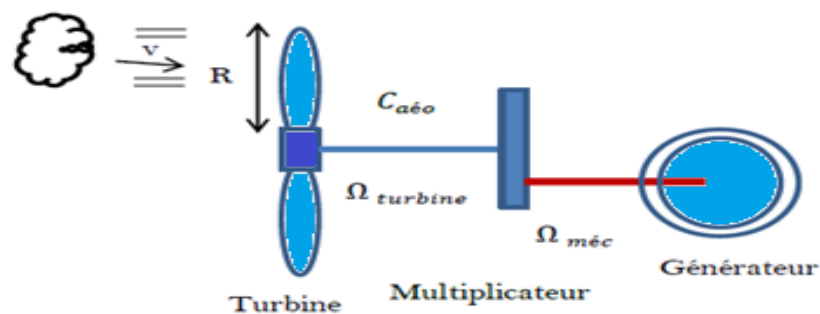


Figure. I.7: Principales composantes de l'éolienne à axe horizontale. [BEN08]

I.6.7- L'arbre

L'arbre secondaire comporte généralement un frein mécanique qui permet d'immobiliser le rotor au cours des opérations de maintenance et d'éviter l'emballement de la machine [HAS16]. et permet d'activer les mécanismes de freinage de l'éolienne afin de ralentir, voire d'arrêter l'éolienne si le vent est très fort .

I.6.8- L'anémomètre [HAS16]

Mesure de la vitesse du vent se fait le plus souvent par l'emploi d'un anémomètre à coupelles comme celui de la Figure I.8 Un tel anémomètre est muni d'un rotor de trois coupelles qui, sous l'effet du vent, se met à tourner autour d'un axe vertical. La vitesse de rotation est enregistrée électroniquement.

I.6.9- Le système d'orientation

Il permet d'orienter l'éolienne selon la direction du vent car il ne souffle pas toujours dans le même sens [BIL15].

I.6.10- La girouette

Ce composant indique la direction du vent. L'information est transmise au système d'orientation via un système de contrôle électronique [BIL15]. C'est un dispositif généralement métallique, la plupart du temps installé sur un toit, constitué d'un élément rotatif monté sur un axe vertical fixe (Figure .I.9).



Figure. I.8: Anémomètre à coupelles sur son mât.



Figure. I.9: Girouette pour indiquer la direction du vent.

I.6.11- La génératrice

C'est un alternateur qui convertit l'énergie mécanique en énergie électrique. Les génératrices des éoliennes diffèrent un peu des autres types de génératrices raccordées au réseau électrique.

I.7 - Les éoliennes à vitesse fixe et variable

I.7.1- Les éoliennes à vitesse fixe

Les éoliennes à vitesse fixe sont les premières à avoir été développées. Dans cette technologie, la génératrice est directement couplée au réseau. Sa vitesse $\Omega_{méc}$ est alors imposée par la fréquence du réseau et par le nombre de paires de pôles de la génératrice (figure I.10)[BEN13].

Le couple mécanique entraînant (produit par la turbine) tend à accélérer la vitesse de la génératrice. Cette dernière fonctionne alors en hyper synchrone et génère de la puissance électrique sur le réseau. Pour une génératrice standard à deux paires de pôles, la vitesse mécanique ($\Omega_{méc}$) est légèrement supérieure à la vitesse du synchronisme $\Omega_s = 1500$ t/min, ce qui nécessite l'adjonction d'un multiplicateur pour adapter la génératrice à celle du rotor de l'éolienne.

I.7.1.1- Avantages:[MAY08]

- 1- système électrique plus simple.
- 2- moins cher.et plus fiable (moins d'entretien).
- 3- pas besoin de système électronique.

I.7.1.2- Inconvénients:

- 1- l'énergie captée n'est pas forcément optimale.
- 2- difficulté de contrôler la puissance transitée au réseau.

3- présence des efforts et oscillations du couple dans le train de puissance.[MAY08]

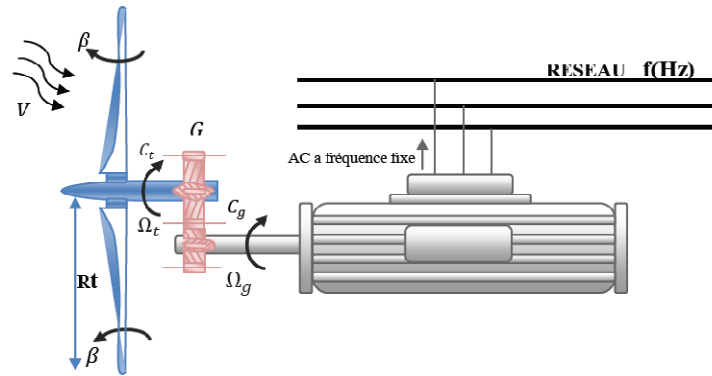


Figure 1.10: Eolienne directement connectée au réseau[R1Y12].

I.7.2- Eolienne à Vitesse variable

Vu les problèmes causés par un fonctionnement à vitesse fixe (Systèmes d’orientation, maintenance périodique, rendement médiocre,...), on a cherché l’exploitation optimale de la puissance extraite de l’énergie cinétique du vent. Pour cela, il faut ajuster en permanence la vitesse de la génératrice à la vitesse du vent (Figure I.11). Cette optimisation de la production voulue peut s’effectuer par des commandes sur la turbine, et sur la partie électrotechnique (générateur électrique lui-même et/ou paramètres de commande du convertisseur d’électronique de puissance) [BEN13].

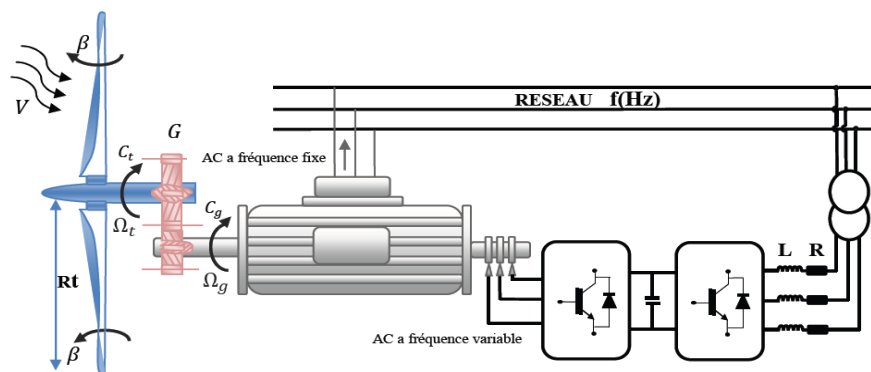


Figure 1.11: Eoliennes à vitesse variable. [R1Y12].

Le convertisseur statique a pour mission de découpler la fréquence du réseau de distribution électrique à la vitesse de rotation de la génératrice, c’est à lui de jouer le rôle d’une interface électronique de régulation de la fréquence et de l’amplitude. Les rotors à vitesse variable sont souvent moins coûteux car le dispositif d’orientation des pales est simplifié voire supprimé [BEN13].

I.7.2.1- Avantages principaux de ce type

- 1- Optimisation de l’énergie captée grâce à la possibilité de contrôler la vitesse du rotor[MAY08].
- 2- Contrôle du transfert de puissance et énergie propre envoyée au réseau.

- 3- Réduction des contraintes mécaniques subites par le train de puissance. Les turbulences et rafales de vent peuvent être absorbées, réduisant ainsi les oscillations du couple [CAM03].
- 4- Génération d'une puissance électrique de meilleure qualité.
- 5- Ce type de machines offre une constante de temps plus grande du système de contrôle de l'angle de calage, ce qui réduit sa complexité [CAM03].

I.7.2.2- Inconvénients : [MAY08]

- 1- Utilisation de machines spéciales.
- 2- Coûts supplémentaires plus importants (convertisseur, commande,...).
- 3- Complexité des convertisseurs de puissance utilisés.
- 4- Gestion du transfert de puissance entre les convertisseurs de puissance.

I.8 - Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

Aujourd'hui la plupart des machines synchrones utilisées dans les petites éoliennes sont des machines synchrones à aimants permanents figure I.12 par rapport à la machine à roto bobiné [HER16]. Car leurs performance, notamment en termes de couple massique, sont très intéressantes lorsqu'elles ont un très grand nombre de pôles.

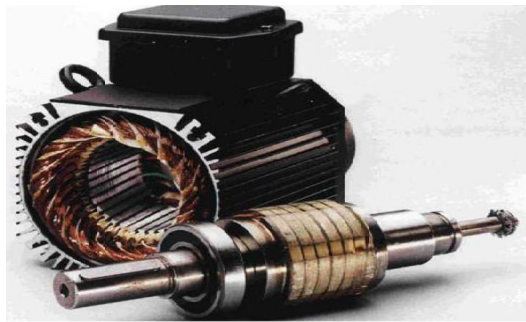


Figure. I.12: Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents [HER16].

Le développement des matériaux magnétiques a permis la construction des machines synchrones à aimants permanents à des coûts qui deviennent compétitifs. Les machines de ce type sont à grand nombre de pôles et permettent de développer des couples mécaniques considérables. Il existe plusieurs concepts de machines synchrones à aimants permanents dédiées aux applications éoliennes, des machines de construction standard (aimantation radiale) ou génératrices discoïdes (champs axial), ou encore à rotor extérieur [MAY08].

Le couplage de ces machines avec l'électronique de puissance devient de plus en plus viable économiquement, ce qui en fait un concurrent sérieux des génératrices asynchrones à double alimentation. Les systèmes de ce type ont un taux de défaillance jugé faible grâce à la suppression de certaines sources de défauts : suppression du multiplicateur de vitesse et du système de bague et balais (Figure I.13). Les frais d'entretien sont alors minimisés ce qui est très intéressant dans les applications éoliennes, en particulier dans les sites difficilement accessibles (offshore par exemple). La présence obligatoire de l'électronique de puissance permet enfin une régulation simple de la vitesse de rotation et donc une optimisation énergétique efficace [MAY08].

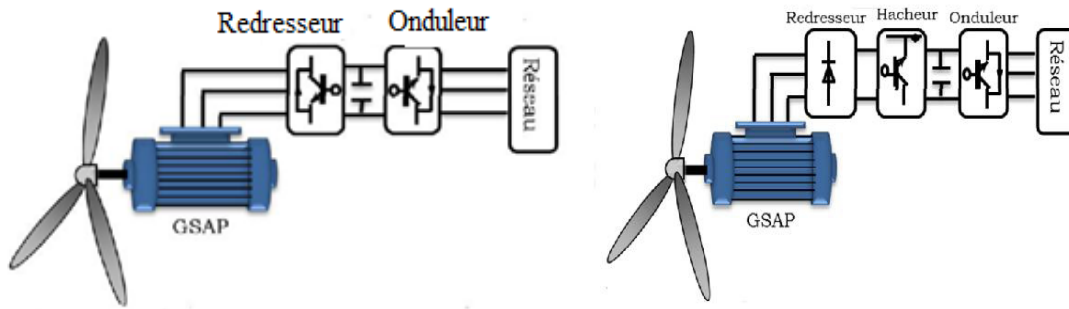


Figure. I.13.: Systèmes éoliens basés sur la Machine Synchrone à Aimants Permanents : (a) GSAP Avec convertisseurs MLI, (b) Avec redresseur à diodes plus hacheur

L'inconvénient majeur de l'utilisation de la GSAP est le coût des aimants utilisés. Toutefois certains d'entre eux sont réalisés à l'aide de terres rares et sont par conséquent très coûteux, bien que leur utilisation de plus en plus fréquente tende à faire baisser leur prix. De plus, les variations importantes de couples électromagnétiques qui peuvent avoir lieu dans un système éolien risquent d'entraîner une démagnétisation des aimants lorsqu'ils sont constitués de matériaux classiques. Ceci contribue largement à la diminution de leur durée de vie.

I.8.1- Emplacement des aimants

Différentes configurations d'emplacement des aimants sont possibles (Figure I.14). Chacune a ses avantages et ses inconvénients. En règle générale, les aimants en surface ont l'avantage d'être simples à mettre en place (un simple collage sur la surface du rotor suffit). A haute vitesse, cette configuration n'est pas adaptée car avec la force centrifuge, les aimants vont se décoller. Pour remédier à ce problème, il est préconisé de recourir soit à un rotor extérieur avec aimants en surface (les aimants étant plaqués à la surface grâce à la force centrifuge) soit à frotter les aimants. [BEN13]

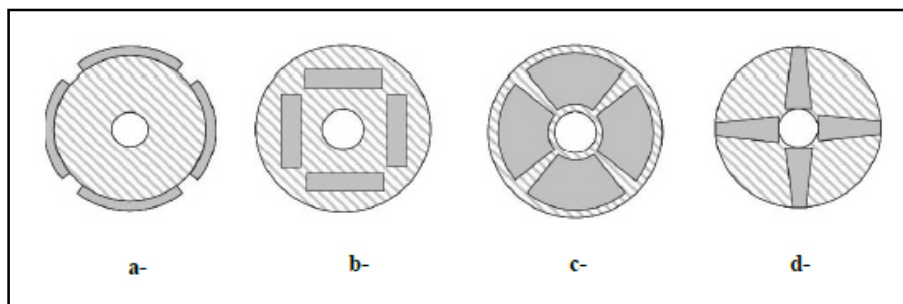


Figure. I.14 : Quelques configurations du placement des aimants [BEN13] : a- Aimants en surface pour machine à flux radial, b- Aimants enterrés pour machine à flux radial, c- Aimants enterrés pour machine à flux axial, d- Aimants en surface pour machine à flux axial.

I.8.2- Avantages de l'utilisation des GSAP

Les machines synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisées dans diverses applications pour les raisons suivantes : [HAS16]

- ✓ Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens,
- ✓ Pas de système balais collecteur et éliminer les pertes rotoriques,
- ✓ Fonctionnement à vitesse variable sur toute la plage de vitesse,

- ✓ Simplicité de fabrication et moins de maintenance,
- ✓ Possibilité d'absence de boîte de vitesse (multiplicateur de vitesse),
- ✓ Bon rendement,
- ✓ Fort couple massique et volumique.

I.9- Convertisseur statique :

Les convertisseurs statiques de l'énergie électrique, qui agissent à la fois comme unité d'adaptation de l'énergie électrique et d'interface entre le réseau et les appareils domestiques et industriels.

I.9.1- Topologies des convertisseurs électriques utilisés

Grâce au développement très rapide de l'électronique de puissance, offrant à la fois, une grande capacité, et une bonne qualité de puissance, avec le moindre de coûts. L'utilisation des convertisseurs de puissance dans le système de conversion d'énergie éolienne permet, non seulement, d'obtenir la forme souhaitée de l'énergie électrique, mais aussi d'optimiser la puissance prélevée [MAY08].

L'emploi de deux convertisseurs de puissance permet de découpler la fréquence du réseau de la fréquence variable des courants de la machine, par la création d'un bus continu intermédiaire. Avec une telle structure, les fluctuations rapides de la puissance générée peuvent être filtrées par le condensateur en autorisant une variation de la tension du bus continu sur une plage donnée. (Figure I.15) [POI03]

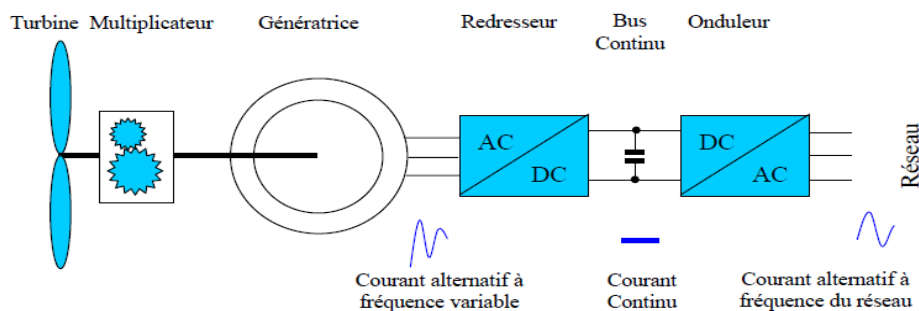


Figure I.15: une éolienne à vitesses variables connectée au réseau via des convertisseurs statiques.

I.9.2- Alimentation utilisant (redresseur et onduleur) contrôlés par MLI

Pour cette structure, le redresseur à diode est remplacé par un convertisseur à modulation de largeur d'impulsions fonctionnant à fréquence variable (Figure I.16). La génératrice est alors parfaitement contrôlée, et il est possible d'extraire un maximum de puissance de la turbine éolienne par le biais d'un contrôle du courant dans la génératrice, pilotant ainsi le couple électromagnétique et/ou la vitesse de rotation. Un deuxième convertisseur à MLI connecté au réseau est nécessaire pour générer des grandeurs à fréquence fixe sur le réseau et contrôler les transits de puissance [AIM04].

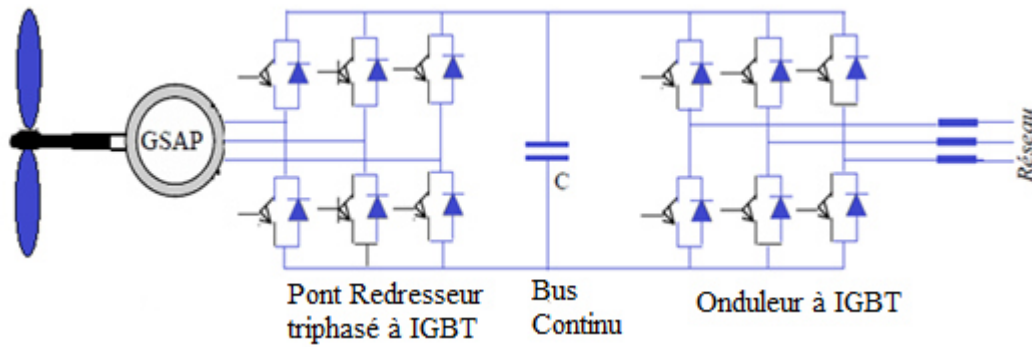


Figure I.16: Alimentation avec deux convertisseurs à IGBT

I.10- CONCLUSION

Une brève description sur les systèmes de conversion de l'énergie éolienne a été présentée dans ce chapitre. Comme beaucoup des énergies renouvelables, les éoliennes sont considérées comme des sources d'énergie instable. Mais n'oubliez pas que le vent est une source d'énergie renouvelable, gratuite et exploitable avec un bon niveau de sécurité et respectueuse de l'environnement. L'objectif principal des récentes recherches dans les domaines des turbines éoliennes à vitesse variable est de continuer à améliorer le rapport entre le coût et la performance des éoliennes, un bon dimensionnement et un bon choix du matériel garantissent le bon fonctionnement de l'installation, sa durée de vie et sa rentabilité.

La modélisation du système de conversion d'énergie éolienne basée sur une génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) fera l'objet du second chapitre.

Chapitre II

Modélisation de la chaîne de conversion
éolienne

II.1- INTRODUCTION :

Dans un système de génération éolienne, une turbine éolienne convertit l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique utile sur son arbre, et entraîne une génératrice électrique (synchrone ou asynchrone) pour produire de l'électricité. L'utilisation des aimants permanents a été une vraie révolution dans le domaine de l'utilisation de ces machines, car elle a permis d'éliminer le bobinage rotorique et son excitation ainsi que les balais et les contacts glissants. Ce qui induit moins de maintenance et plus de robustesse pour la machine. Cet avantage a couvert le coût élevé des aimants [HAS16].

La modélisation de l'éolienne exige la modélisation du vent, du comportement aérodynamique des pales, du générateur électrique, du convertisseur de puissance lié du système de commande. Ce chapitre est composé de deux parties :

- ✚ Dans la première partie on s'intéresse essentiellement à la modélisation et au contrôle de la turbine éolienne. Dans un premier temps, une étude aérodynamique de la turbine est présentée, en vue de connaître ses principaux paramètres de fonctionnement, à savoir les coefficients de puissance (C_p) et le couple et la limite de BETZ.
- ✚ La deuxième partie est consacrée à la modélisation de la Génératrice Synchrone à Aimants Permanents (GSAP) et des convertisseurs à deux commandes par la MLI.

II.2- Systèmes de régulation de la vitesse de rotation de l'éolienne

Les éoliennes sont en générale dimensionnées et construites de manière à atteindre leurs performances à une certaine puissance nominale P_n qui est obtenue à partir d'une vitesse du vent V_n . En cas de vitesse du vent supérieure à V_n , il est nécessaire de perdre une partie de l'énergie supplémentaire contenue dans le vent afin d'éviter tout endommagement de l'éolienne. Il y'a deux manières différentes de contrôler en toute sécurité la puissance extraite de la turbine à la valeur de la puissance nominale du générateur.

II.2.1. Système de décrochage aérodynamique (Stall control)

Ce système consiste à concevoir la géométrie de la pale de façon à mettre à profil, en cas de vitesses du vent trop élevées, le décrochage aérodynamique en provoquant de la turbulence sur la partie de la pale qui n'est pas face au vent, (figure II.1), ce qui empêche la portance d'agir sur le rotor. Ce système est utilisé généralement dans les éoliennes à vitesse fixe de petites puissances [DAH12].

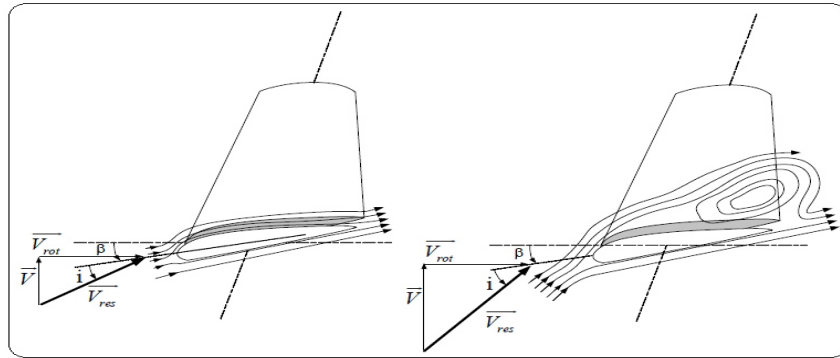


Figure II.1: Flux d'air sur un profil de pale " stall ".

Le système de régulation par décrochage aérodynamique est un système de limitation naturelle (intrinsèque à la forme de la pale), il a l'avantage d'éviter l'installation de pièces mobiles dans le rotor donc il est plus simple et le moins coûteux. L'inconvénient est qu'une telle régulation pose de grands défis à la conception aérodynamique des pales afin d'éviter l'apparition de vibrations par décrochage. Ainsi il manque de précision car il dépend de la masse volumique de l'air et de la rugosité des pales donc de leur état de propreté.

II.2.2- Système d'orientation des pales (pitch control)

La régulation consiste à conserver la force F_{ax} constante, donc une fréquence de rotation constante de l'hélice pour toute une gamme de vitesse du vent comprise entre la vitesse nominale V_n et la vitesse maximale admissible par la machine [MAY08]. Cette régulation est obtenue en faisant varier l'angle de calage, en pivotant les pales face aux fortes vitesses du vent par un dispositif de commande appelé « Pitch control » (Figure II.2).

Ceci ajuste la portance des pales à la vitesse du vent et limite ainsi la puissance générée. À la vitesse maximale du vent, les pales atteignent leurs positions extrêmes et se disposent « en drapeau ». Inversement, les pales seront pivotées de manière à pouvoir mieux capter de nouveau l'énergie du vent, dès que le vent aura baissé d'intensité [POI03].

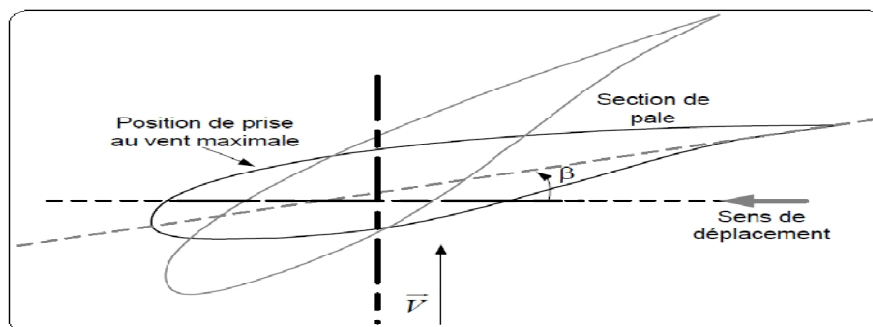


Figure II.2: Variation de l'angle de calage d'une pale.

Il existe divers types de systèmes de régulation de l'angle de calage de pales. Le pas peut être variable tout le long de la pale, ou uniquement sur le bout des pales. L'angle de calage est commandé soit par des masses en rotation utilisant la force centrifuge, soit par un système

hydraulique ou des moteurs électriques. Le système hydraulique est le plus utilisé dans les aérogénérateurs de petites et moyennes puissances, alors que le système électrique est utilisé uniquement pour les grandes éoliennes.

Le système de régulation de la puissance par orientation des pales possède l'avantage d'offrir un contrôle actif de puissance dans une large variation de la vitesse du vent, facilite le freinage de l'éolienne et l'énergie produite correspond aux grandes vitesses du vent est plus importante par rapport au premier système [AIM04].

II.3 - Modélisation de la vitesse du vent

Le vent peut être représenté par une grandeur aléatoire définie par des paramètres statistiques . La vitesse du vent est généralement représentée par une fonction scalaire qui évolue dans le temps : $V = f(t)$

Dans nombreux travaux sur la modélisation du vent ont été réalisés. L'un des principes retenu consiste à générer l'allure temporelle du vent à partir d'un bruit blanc sur lequel on applique une fonction de transfert à déterminer.

Les paramètres de cette fonction de transfert dépendent de grandeurs caractéristiques du site et de la nature du vent.

Donc la vitesse du vent va être décomposée en deux composantes [DIO18] :

$$V(t) = V_{moy} + v_T(t) \quad \text{II.1}$$

- Une composante turbulente du vent $v_T(t)$ est un processus aléatoire stationnaire (ne varie pas avec la vitesse moyenne du vent).
- Une composante lente V_{moy} ; c'est la moyenne de la vitesse du vent variant régulièrement sur de plus longues périodes dans un site donné.

La vitesse du vent sera modélisée sous forme déterministe par une somme de plusieurs harmoniques [DIO18] :

$$V(t) = A + \sum_{n=1}^i (a_n \cdot \sin(b_n \cdot w_v \cdot t)) \quad \text{II.2}$$

$$V(t) = 6.5 + 0.2\sin(0.1047t) + 2\sin(0.2665t) + \sin(1.2930t) + 0.2\sin(3.6645t) \quad \text{II.3}$$

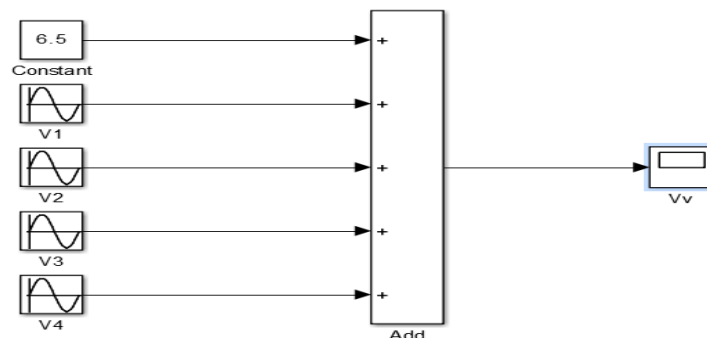


Figure II.3: Bloc de simulation de vitesse de vent.

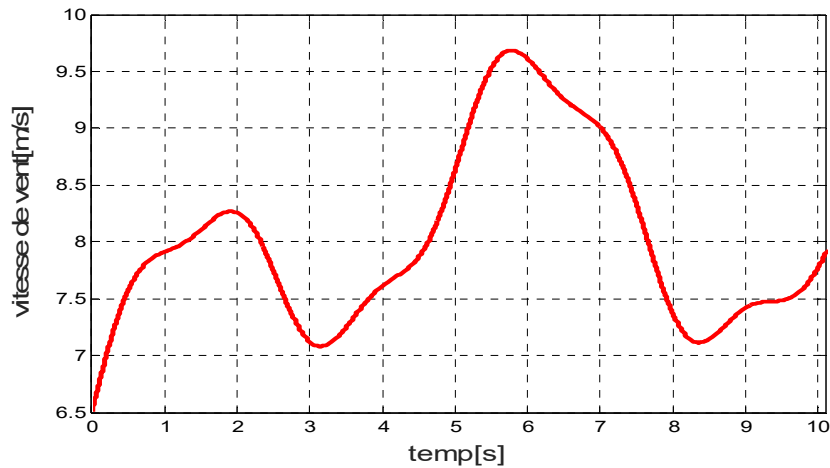


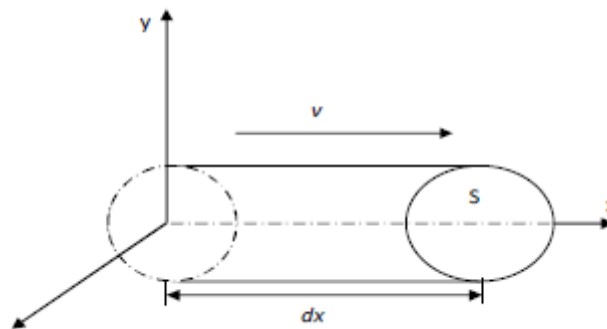
Figure II.4 : Profil du vent.

II.4- Conversion de l'énergie éolienne

II.4.1. Conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique

On peut écrire l'énergie cinétique d'une colonne d'air de longueur dx , de section S , de masse volumique ρ , animée d'une vitesse v , comme suite (figure II.5) [JUS80]:

$$dE_C = \frac{1}{2} \rho S dx V^2 \quad \text{II.4}$$

Figure II.5: Colonne d'air animée d'une vitesse V .

La puissance de la masse d'air P_m qui traverse la surface équivalente à la surface active S de l'éolienne est donnée par [BEL10] :

$$P_m = \frac{dE_C}{dt} = \frac{1}{2} \rho S V^3, \quad S = \pi R^2 \quad \text{II.5}$$

Avec : E_C : énergie cinétique.

ρ : La masse volumique de l'air (Kg/m^3), approximativement $1.225 \text{ Kg}/\text{m}^3$ à la pression atmosphérique à 15°C .

V : La vitesse du vent (m/s).

S : La surface balayée par le rotor (balayée par les pales) [m^2]

R : Le rayon du rotor de la turbine à vent [m]

II.4.2. Loi de Betz

Considérons le système représenté sur la figure (II.3) qui représente un tube du courant autour d'une éolienne à axe horizontal. V_1 et V_2 représentent la vitesse du vent de l'aérogénérateur en amont et en aval respectivement [LOU16]. En supposant que la vitesse du vent traversant le rotor est égale à la moyenne V_m entre la vitesse du vent non perturbé à l'avant de l'éolienne V_1 et la vitesse du vent après passage à travers le rotor V_2 , soit :

$$V_m = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad \text{II.6}$$

La masse d'air en mouvement de densité ρ traversant ce tube de la surface S des pales en une seconde est donnée par le produit de la densité d'air, la surface et la vitesse moyenne [DAH12]:

$$m = \rho S V_m = \rho S \frac{V_1 + V_2}{2} \quad \text{II.7}$$

La puissance réelle P_m extraite par le rotor des pales s'exprime par [LOU16] :

$$P_m = m \frac{(V_1^2 - V_2^2)}{2} \quad \text{II.8}$$

En remplaçant m par son expression, on obtient:

$$P_m = \rho S \frac{(V_1 + V_2)(V_1^2 - V_2^2)}{4} \quad \text{II.9}$$

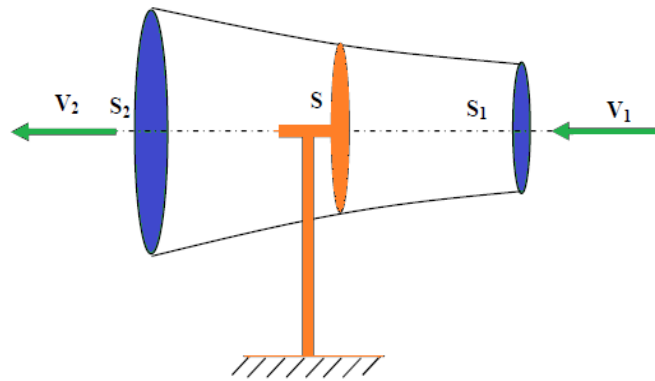


Figure II.6: Tube du courant autour d'une éolienne.

La puissance totale théoriquement P_{mt} disponible sur cette même surface S est extraite sans diminution de vitesse du vent soit à la vitesse V_1 , est donnée par [LOU16] :

$$P_{mt} = \rho S \frac{V_1^3}{2} \quad \text{II.10}$$

Le ratio entre la puissance extraite du vent et la puissance totale théoriquement disponible est appelé coefficient de puissance C_p [JUS80]:

$$C_p = \frac{P_m}{P_{mt}} = \frac{(1 + (V_2/V_1))(1 - (V_2/V_1)^2)}{2} \quad \text{II.11}$$

La caractéristique correspondante à l'équation ci-dessus est simulée et montrée par la figure (II.7).

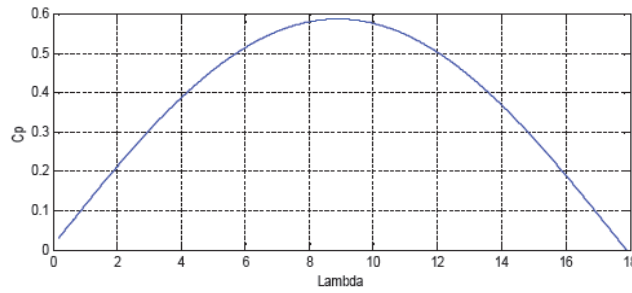


Figure II.7: Caractéristique du coefficient de puissance.

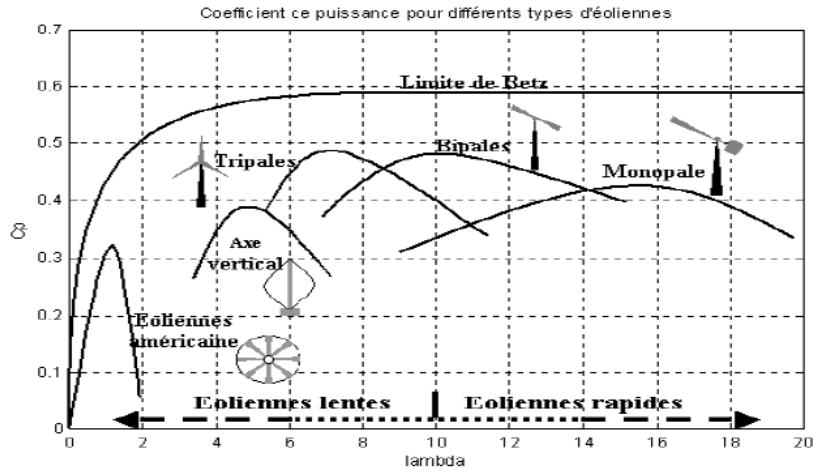


Figure II.8 : Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes.

Le coefficient C_p est variable, il est fonction de la vitesse du vent, de la vitesse de rotation de la turbine Ω_t et les paramètres des pales de la turbine comme l'angle de calage (Figure II.9). Mais il est souvent représenté en fonction d'une vitesse λ , appelée vitesse spécifique, représentant le rapport entre la vitesse linéaire de l'extrémité des pales de la turbine $\Omega_t R_t$ et la vitesse instantanée du vent (Figure II.9), donnée par l'expression suivante [LOU16] :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R_t}{V} \tag{II.12}$$

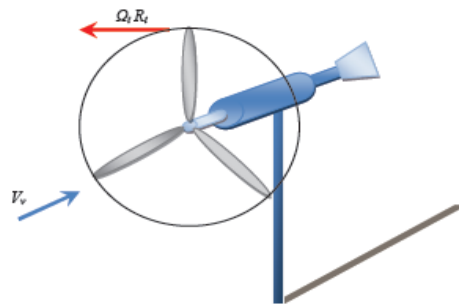


Figure II.9. Vitesse du vent (V) et vitesse tangentielle ($\Omega_t R_t$).

- Où R_t : Rayon de la surface balayée en [m].
- V_v : Vitesse du vent en [m/s].
- Ω_t : Vitesse de rotation des pales de la turbine en [rad/s].

II.4.3- Limite de BETZ

La puissance de l'éolienne sera alors maximale quand sa dérivée dP_m/dt sera nulle, soit pour $V_2 = V_1/3$. La puissance est alors maximale et vaut [BOU17]:

$$P_{m-max} = \frac{dP_m}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\rho S \frac{(V_1+V_2)(V_1^2-V_2^2)}{4} \right) \quad \text{II.13}$$

$$P_{m-max} = \frac{16}{27} \cdot \frac{\rho S V_1^3}{2} \quad \text{et} \quad C_{Pmax} = \frac{16}{27} = 0.593 \quad \text{II.14}$$

On peut donc en déduire que même si la forme des pales permet d'obtenir $V_2 = V_1/3$.

Le coefficient de puissance C_p présente un maximal de 16/27 soit 0,593 (Figure II.7). C'est cette limite théorique appelée limite de Betz qui indique qu'une éolienne ne pourra jamais convertir en énergie mécanique plus de (59%) de l'énergie cinétique du vent [JUS80].

Cette limite n'est en réalité jamais atteinte et chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse relative λ (spécifique) [BOU17]. Les meilleures machines à axe horizontal, bipale ou tripale, se situent à 60-65% de la limite de BETZ, on ne récupère globalement que 40% de l'énergie due au vent. On déduit alors le rendement aérodynamique [GAR01] :

$$\eta = \frac{16}{27} C_{pmax} \quad \text{II.15}$$

C_{p-max} étant la valeur maximale que peut prendre le coefficient de puissance C_p . Cette valeur est associée à une vitesse spécifique nominale λ_{opt} pour laquelle la turbine a été dimensionnée suivant une vitesse de vent nominale V_n et une vitesse de rotation nominale Ω_n [GAR01].

II.5- Modélisation de la Chaîne de Conversion éolienne

Le vent est la raison d'être des aérogénérateurs. L'énergie cinétique contenue dans le vent est transformée en partie en énergie mécanique par la turbine, puis en énergie électrique par le générateur. La mesure du vent à la hauteur des turbines est assez complexe. On peut distinguer trois niveaux de vent (Figure II.10).

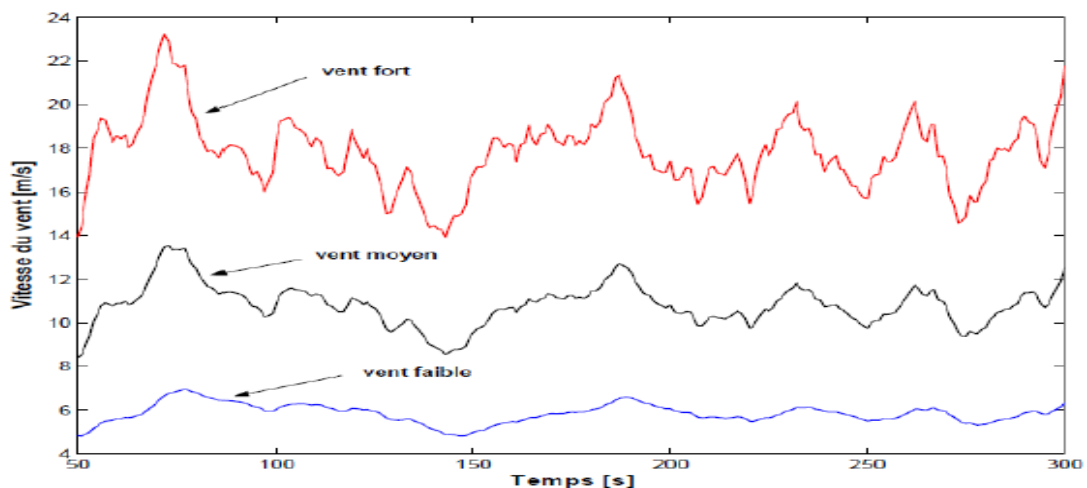


Figure. II.10 : Définition de trois niveaux de vent (faible, moyen et fort).

Plus de 80% des éoliennes actuelles comportent trois pales et sont à axe horizontal, elles présentent un meilleur rendement énergétique et engendrent moins de perturbation que les autres modèles bipales et à axe vertical. Dans cette partie nous nous intéressons à la modélisation d'éolienne à axe horizontale tri-pales [ROG04].

II.5.1. Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la turbine à vitesse variable

Les modèles les plus fréquemment rencontrés dans le cadre d'étude électromécanique sont relativement simples et obéissent aux hypothèses simplificatrices suivantes [DAH12]:

- ❖ La vitesse du vent est supposée à répartition uniforme sur toutes les pales, ce qui permet de considérer l'ensemble des pales comme un seul et même système mécanique caractérisé par la somme de tous les systèmes mécaniques.
- ❖ Le coefficient de frottement des pales par rapport à l'air est très faible et peut être négligé.
- ❖ Les pertes par frottement du rotor turbine sont considérées négligeables par rapport aux pertes par frottement du côté générateur.

II.5.2- Modélisation mécanique de la turbine

Un modèle dynamique rassemblant tous ces paramètres est nécessaire pour comprendre le comportement de la turbine, et le recours à la modélisation est devenu une nécessité pour contrôler ces performances et satisfaire les caractéristiques opérationnelles voulues. Le système mécanique de l'éolienne est composé de quatre organes et peut être représenté comme illustré sur la figure (II.11) [AIM04].

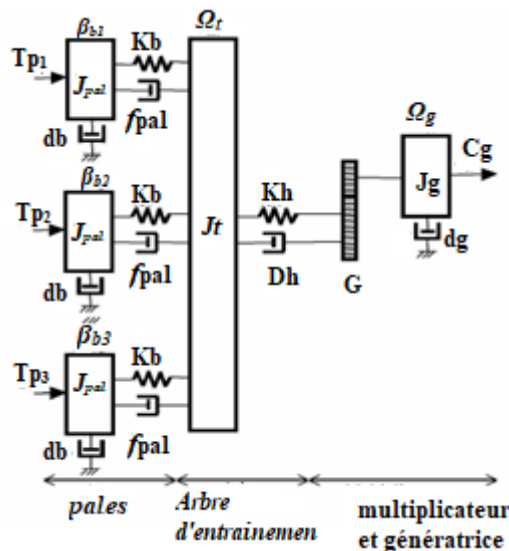


Figure II.11 : Représentation du système éolien [AIM04].

1- Trois pales considérées de conception identique et ayant les mêmes paramètres à savoir l'inertie J_{pale} , élasticité K_b , et coefficient de frottement d_b . Ces pales sont orientables et présentent toutes un même coefficient de frottement par rapport au support f_{pale} . Les vitesses d'orientation de chaque

pale sont notés $\beta_{b1}, \beta_{b2}, \beta_{b3}$. Chaque pale reçoit une force T_{b1}, T_{b2}, T_{b3} qui dépend de la vitesse de vent qui lui est appliquée [AIM04].

2- L'arbre d'entraînement des pales est caractérisé par :

- son inertie J_h
- son élasticité K_h
- son coefficient de frottement par rapport au multiplicateur Dh

3- le multiplicateur de vitesse, de gain G .

4- Le rotor de la génératrice possède :

- une inertie J_g
- un coefficient de frottement d_g

Ce rotor transmet un couple C_g à la génératrice électrique et tourne à une vitesse Ω_{mec} .

Le dispositif mécanique de la turbine, qui sera étudié, est constitué d'une turbine éolienne comprenant trois pales de longueur R , fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse Ω_t qui entraîne un générateur à travers un multiplicateur de vitesse de gain G .

On peut ainsi aboutir à un modèle mécanique plus simple de la figure (II.12) [DAH12].

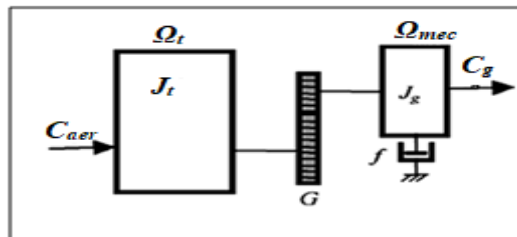


Figure II.12. Modèle simplifié de la turbine éolienne.

Où :

C_{aer} : Couple de l'aérogénérateur.

Ω_t : Vitesse de la turbine.

J_t : Moment d'inertie de la turbine.

C_g : Couple de l'aérogénérateur appliqué sur le générateur.

Ω_{mec} : Vitesse appliquée sur le générateur.

J_g : moment d'inertie du générateur. f : Coefficient de frottement visqueux.

II.5.3- Modélisation de la turbine

La théorie de Betz permet d'expliquer simplement le processus d'extraction de l'énergie cinétique contenue dans le vent. Cette théorie aboutit à l'expression de la puissance de l'éolienne

P_v :

$$P_v = \frac{1}{2} \rho S V_V^3, \quad S = \pi R^2 \quad \text{II.16}$$

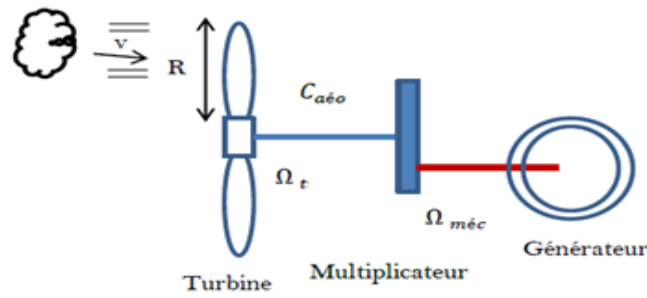


Figure II.13 : Schéma de la turbine éolienne

La puissance aérodynamique P_{aer} apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit alors[BOU17]:

$$P_{aer} = C_p P_v = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho S V^3 \quad \text{II.17}$$

Avec $C_p(\lambda, \beta)$: Le coefficient de puissance de l'éolienne, il est fonction de l'angle d'orientation β des pales et du ratio de vitesse :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R_t}{V} \quad \text{II.18}$$

L'expression du coefficient de puissance a été approchée, pour ce type de turbine, par l'équation suivante [BOU17]:

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 * \left(C_2 * \frac{1}{\lambda_i} - C_3 * \beta - C_4 \right) * \exp\left(\frac{-C_5}{\lambda_i}\right) + C_6 * \lambda \quad \text{II.19}$$

Avec :

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08 * \beta} - \frac{0.035}{1 + \beta^3} \quad \text{II.20}$$

Et $C_1=0.5176$, $C_2=116$, $C_3=0.4$, $C_4=5$, $C_5=21$, $C_6=0.0068$.

Le coefficient de puissance C_p représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne. La figure II.14 représente la variation de ce coefficient en fonction du ratio de vitesse λ , et de l'angle de l'orientation de la pale β .

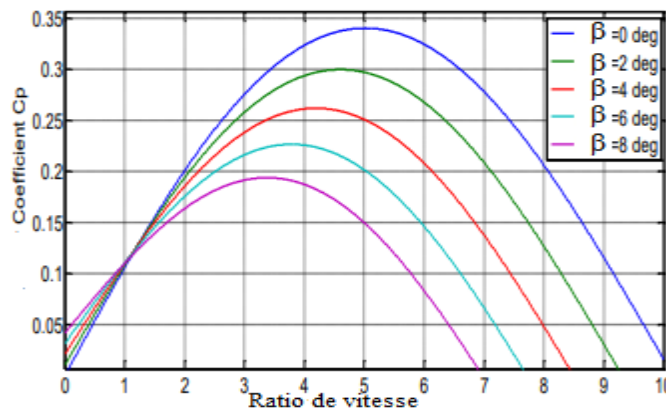


Figure. II.14: Coefficient aérodynamique (C_p) en fonction du ratio de vitesse (λ)[LOU16] .

Connaissant la vitesse de la turbine, le couple aérodynamique C_{aer} est donc directement déterminé par [BOU17] :

$$C_{aer} = \frac{P_{aer}}{\Omega_t} = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho S V_V^3 \frac{1}{\Omega_t} \quad \text{II.21}$$

II.5.4. Modèle du multiplicateur [HAS16]

Le rôle du multiplicateur est de transformer la vitesse mécanique de la turbine en vitesse du générateur plus élevée, et le couple aérodynamique en couple du multiplicateur d'une valeur moins que le précédent, selon les formules mathématiques suivantes:

$$G = \frac{C_{aer}}{C_g} \quad \text{et} \quad G = \frac{\Omega_{mec}}{\Omega_t} \quad \text{II.22}$$

II.5.5- Equation dynamique de l'arbre de transmission

La masse de la turbine éolienne est reportée sur l'arbre de la turbine sous la forme d'une inertie J_t 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 [DIO18] :

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_g \quad \text{II.23}$$

Il est à noter 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 de 2 MW, une pale à une longueur de 39m 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 :

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} \quad \text{II.24}$$

J : L'inertie totale ramenée sur l'arbre de la génératrice, comprenant les inerties de la turbine, de la génératrice, des deux arbres et de multiplicateur .

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 [MAY08]

$$C_{mes} = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad \text{II.25}$$

Le couple résistant dû aux frottements est modélisé par un coefficient de frottements visqueux f : [RED09]

$$C_f = C_{vis} = f \cdot \Omega_{mec} \quad \text{II.26}$$

Les variables d'entrée de l'arbre de transmission sont donc: le couple issu du multiplicateur C_g et le couple électromagnétique C_{em} . L'organigramme de simulation de la turbine éolienne à axe horizontal à vitesse variable peut être représenté comme le montre la figure(II.15).

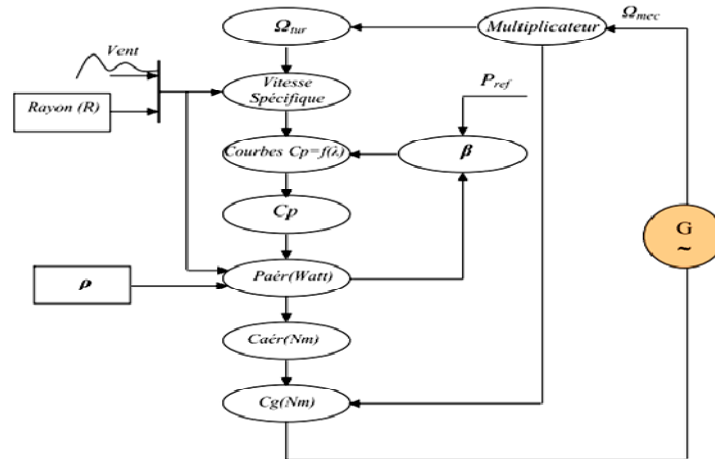


Figure II.15 : organigramme de simulation de la turbine éolienne [LOU16] .

II.6- Différentes zones de fonctionnement de l'éolienne à vitesse variable [DAH12]

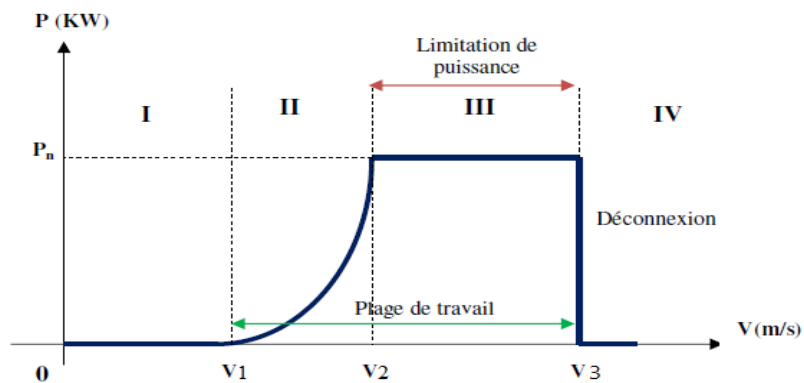


Figure II.16: Zones de fonctionnement d'une éolienne.

- V_1 : Vitesse du vent correspondant au démarrage de la turbine.
- V_2 : Vitesse du vent pour laquelle la puissance extraite correspond à la puissance nominale du générateur.
- V_3 : Vitesse du vent au-delà de laquelle il convient de déconnecter l'éolienne pour des raisons de tenue mécanique en bout de pales.

Quatre zones de fonctionnement de la turbine peuvent être distinguées sur la figure (II.16).

– **Zone I : $V < V_1$**

La vitesse du vent est trop faible, la turbine ne fonctionne pas, par conséquent la puissance extraite est nulle.

– **Zone II : $V_1 < V < V_2$**

Dans cette zone un algorithme de commande est appliqué pour extraire la puissance maximale pour chaque vitesse du vent. Différentes méthodes existent pour optimiser l'énergie extraite. Le coefficient de puissance maximum correspond dans ce cas à un angle de calage optimal et constant. Cette zone correspond au fonctionnement à charge partielle.

– **Zone III : $V_2 < V < V_3$**

La vitesse de rotation nominale est atteinte, tandis que la puissance disponible arrive à des valeurs trop importantes, la puissance extraite est donc limitée à l'aide du système d'orientation des pales « pitch control », tout en restant le plus proche possible de la puissance nominale de la turbine. Cette zone correspond au fonctionnement à pleine charge.

– **Zone IV : $V > V_3$**

La vitesse du vent devient trop forte. Un dispositif de protection est actionné pour éviter des ruptures mécaniques, la turbine est arrêtée et la puissance extraite est nulle.

II.7- Modélisation de la génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP)

La modélisation des machines est essentielle aussi bien, pour le concepteur que pour l'automaticien. Elle est généralement utilisée pour l'analyse du comportement du système. Les machines à courant alternatifs sont en général, modélisées par des équations non linéaires (équations différentielles). Cette non-linéarité est due aux inductances et coefficients des équations dynamiques qui dépendent de la position rotorique et du temps. Une transformation triphasée – biphasé nécessaire pour simplifier le modèle (réduire le nombre des équations).

II.7.1- Circuit équivalent d'un générateur synchrone

On peut représenter un GSAP triphasé par un circuit qui montre trois tensions induites E_0 correspondant à chacune des phases. Chaque phase contient une résistance R_s en série avec une réactance X_s au moins 10 fois plus grand que la valeur de R_s . On peut donc négliger la résistance, ce qui donne le circuit simple de la Figure. II.17.

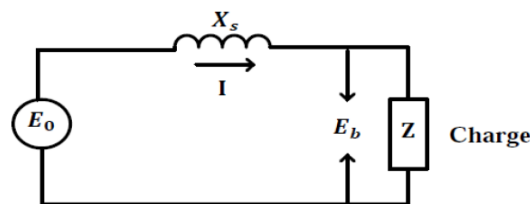


Figure .II.17 : Schéma électrique équivalent d'un générateur synchrone.

Avant de présenter la modélisation de la GSAP, il est intéressant d'établir le bilan de puissance sous forme graphique (II.18) avec l'utilisation des paramètres suivants : la puissance électrique P_{elec} puissance mécanique P_{mec} , les pertes fer P_{fer} , les pertes joule P_{joul} et les pertes frottements P_{frot} la puissance électromagnétique P_{elema} [BEL10].

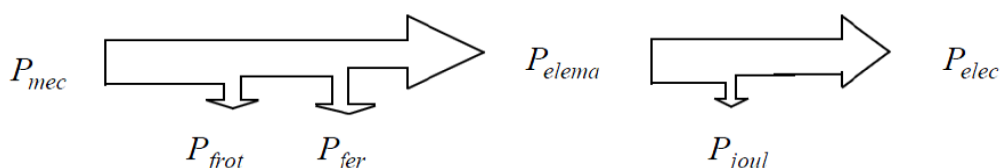


Figure. II.18: Bilan de puissance d'un générateur synchrone.

II.7.2- Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la GSAP

La modélisation de la Machine synchrone à aimants permanents obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes[ALI11]:

- ✓ Le circuit magnétique est considéré linéaire (absence de saturation),
- ✓ La répartition du champ inducteur dans l'entrefer ainsi que les forces magnétomotrices (FMM) sont sinusoïdales,
- ✓ Les harmoniques d'encoches et d'espace ne sont pas pris en compte,
- ✓ L'hystérésis, les courants de Foucault, l'effet de peau sont négligé,
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température,
- ✓ L'excitation est créée par les aimants permanents au niveau du rotor, ces derniers sont supposés de perméabilité voisine de celle de l'air.

II.7.3- Mise en équation de la MSAP

La structure de la machine synchrone à aimants permanents comporte trois enroulements statoriques triphasés (a, b, c) décalées entre eux par un angle de $(2\pi/3)$. L'excitation rotorique est créée par des aimants permanents au rotor. Ils sont modélisés par un enroulement alimenté par une source du courant continu ' i_f ' qui produit un champ magnétique constant. L'angle θ_r donne la position du rotor par rapport au stator.

$$\theta_r = \omega t + \theta_0 \quad \text{II.27}$$

D'habitude, l'axe de la phase (a) est considéré comme référence pour les transformations ultérieures. Le modèle de la MSAP qui sera développé dans notre travail est basé sur le schéma de la figure (II.19).

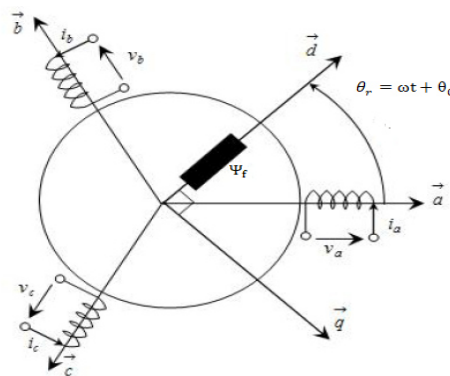


Figure II.19: Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.

II.7.3.1- Equations électriques dans le repère triphasé

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad \text{II.28}$$

$[v_a \ v_b \ v_c]^T$: Vecteur tension de phases statoriques.

$[i_a \ i_b \ i_c]^T$: Vecteur courant de phases statoriques.

$[\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c]^T$: Vecteur des flux totaux traversant les bobines statoriques.

R_s : résistance des phases statoriques.

Les enroulements statoriques de la machine synchrone considérée sont connectés en étoile à neutre isolé, d'où la somme instantanée des courants statoriques est nulle et donc il n'y a pas de courant homopolaire. Par conséquent, s'il existe une composante homopolaire de tension ou flux, elle n'intervient pas dans le couple [MOB01]. Le comportement de la machine est donc représenté par deux variables indépendantes.

II.7.4-Transformation de Park

Après établissement du modèle électromagnétique de la machine dans le repère triphasé en tenant compte des hypothèses simplificatrices, on peut noter sa complexité. Ce qui nous oblige à faire appel à la transformation de Park qui permet de transformer les trois bobines statoriques fixes déphasées de $2\pi/3$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\pi/2$ et inversement (Figure. II.20)

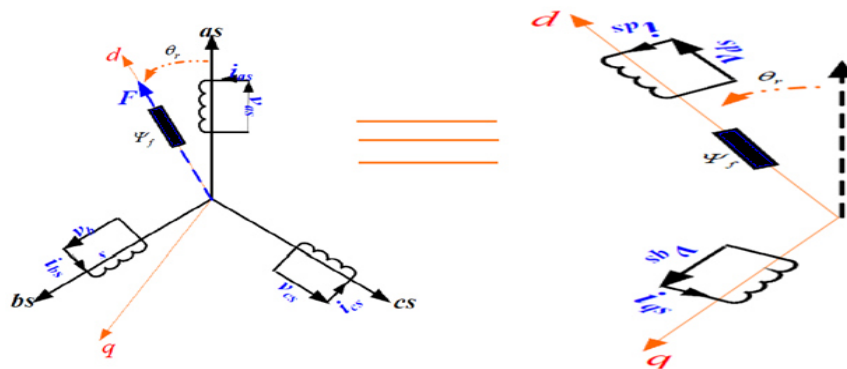


Figure II.20: Transformation triphasée-diphasée

La transformation de Park est définie par la matrice $[P(\theta_r)]$ [DAH12]:

$$[X_{dqo}] = [P(\theta_r)][X_{abc}] \tag{II.29}$$

Où X peut-être un courant, une tension ou un flux et θ_r représente la position du rotor. Les termes X_d, X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de la transformation $[P(\theta_r)]$ est définie par la matrice suivante :

$$P(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{II.30}$$

$P(\theta_r)$ définie le passage du repère (a, b, c) vers (d, q, o) .

$$P^{-1}(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad \text{II.31}$$

$P^{-1}(\theta_r)$ définie le passage du repère (d, q, o) vers (a, b, c) .

On définit aussi une autre transformation qui est celle de Concordia qui définit d'autres axes fictifs α et β tel que l'axe α est confondu avec l'axe a_s ce qui revient à poser $\theta_r = 0$ dans la transformation de Park (équation II-38):

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{II.32}$$

II.7.5- Modèle de la MSAP dans le repère de Park

Le schéma simplifié du GSAP dans le repère de Park est représenté sur la Figure II.20, le modèle de la MSAP est défini par les différentes équations électriques, magnétiques et mécaniques suivantes :

II.7.5.1- Equations électriques

Les équations électriques de la MSAP convention moteur sont données par [HAS16]:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot L_q \cdot i_q \\ v_{qs} = +R_s \cdot i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot L_d \cdot i_d + \omega_r \cdot \Psi_f \end{cases} \quad \text{II.33}$$

En convention génératrice on inverse le sens des courants on aura donc les équations électriques de la GSAP comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = -R_s \cdot i_{ds} - L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \omega_r \cdot L_q \cdot i_{qs} \\ v_{qs} = -R_s \cdot i_{qs} - L_s \frac{di_{qs}}{dt} - \omega_r (L_d \cdot i_{ds} - \Psi_f) \end{cases} \quad \text{II.34}$$

Cette convention de signe sera conservée tout le long de cette modélisation.

À partir de l'équation (II.43), on peut déduire le schéma équivalent du GSAP selon les deux axes d et q représenté par la figure (II.42) :

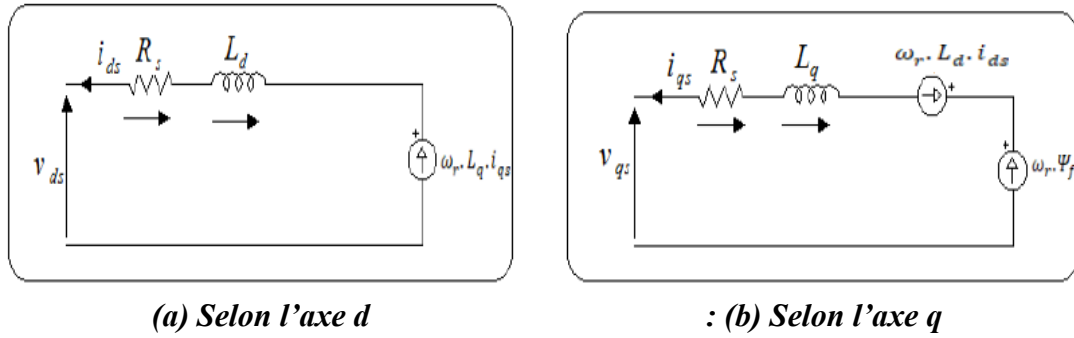


Figure II.21. Schémas équivalents du GSAP selon les deux axes d et q .

II.7.5.2- Equations magnétiques

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_d i_{ds} + \Psi_f \\ \Psi_{qs} = L_q i_{qs} \end{cases} \quad \text{II.35}$$

Dans les machines synchrones à répartition sinusoïdale les flux d'axe direct Ψ_{ds} et de quadrature Ψ_{qs} sont fonction linéaire des courants i_{ds} et i_{qs} respectivement d'axe direct et en quadrature.

II.7.5.3- Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique C_{em} est exprimé par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [HAS16]:

$$C_{em} = \frac{dW_e}{d\theta_{geo}} = p \cdot \frac{dW_e}{d\theta_r} \quad \text{II.36}$$

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

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

p : Nombre de paires de pôles, θ_r : Angle électrique.

L'expression de la puissance transmise est donnée par : [HAS16]

$$P(t) = (v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs}) \quad \text{II.37}$$

En remplaçant v_{ds} et v_{qs} par leurs expressions on aura :

$$P(t) = [-R_s \cdot (i_{ds}^2 - i_{qs}^2) - (i_{ds} \cdot \frac{d\Psi_{ds}}{dt} + i_{qs} \cdot \frac{d\Psi_{qs}}{dt}) + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot (\Psi_{ds} \cdot i_{qs} - \Psi_{qs} \cdot i_{ds})] \quad \text{II.38}$$

$R_s \cdot (i_{ds}^2 - i_{qs}^2)$: représente la puissance dissipée par effet Joule,

$(i_{ds} \cdot \frac{d\Psi_{ds}}{dt} + i_{qs} \cdot \frac{d\Psi_{qs}}{dt})$: la variation de l'énergie emmagasinée dans les enroulements du stator,

$\frac{d\theta_r}{dt} \cdot (\Psi_{ds} \cdot i_{qs} - \Psi_{qs} \cdot i_{ds})$: La puissance électromagnétique.

Sachant que : $P = C_{em} \cdot \Omega$ et $\omega_r = p \cdot \Omega$ (Ω : vitesse mécanique) alors:

$C_{em} = p \cdot (\Psi_{ds} \cdot i_{qs} - \Psi_{qs} \cdot i_{ds})$ et après la substitution des valeurs de flux on aura :

$$C_{em} = p \cdot [(L_d - L_q) \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} + i_{qs} \cdot \Psi_f] \tag{II.39}$$

II.7.5.4- Equations mécaniques :

L'équation de la dynamique de la GSAP est donnée comme suit :

$$C_m - C_{em} - f \Omega = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \tag{II.40}$$

- Tel que :
- C_m : couple moteur.
 - $f \Omega$: couple de frottements visqueux.
 - f : coefficient des frottements visqueux.
 - J : moment d'inertie de la machine.

Selon les équations précédentes, le schéma bloc du GSAP dans le repère dq est représenté par la figure (II.22).

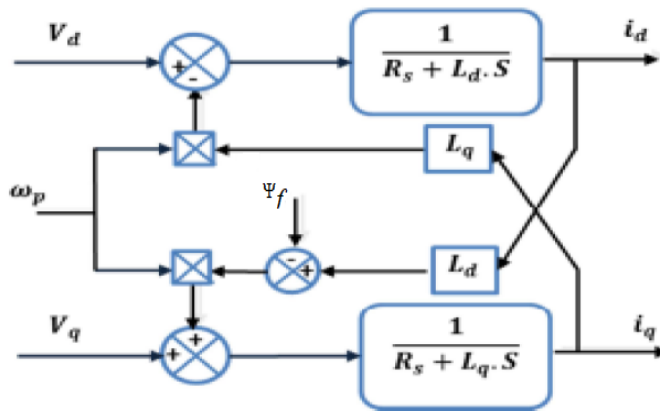


Fig. II.22:Schéma bloc du modèle électromagnétique de la GSAP dans le repère dq .

II.8- Modélisation des convertisseurs électriques

L'étude de convertisseur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI) est intéressante dans la mesure où il est utilisé dans la plupart des nouveaux types de sources de production d'énergie connectée au réseau [ALI11].

II.8.1- Hypothèse simplifiée

Afin de faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation, il est important de faire les hypothèses suivantes [DAH12]:

- ✓ Les sources de tension sont supposées parfaites : l'impédance série est nulle.
- ✓ La commutation des interrupteurs est instantanée. (temps mort nul, temps de commutation nul, courant de fuite nul).
- ✓ La tension d'alimentation continue et constante.
- ✓ Le condensateur est initialement déchargé.
- ✓ La charge triphasée et le comportement du réseau triphasé sont équilibrés.

- ✓ La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.

II.8.2- Modélisation du redresseur à MLI :

Le redresseur est un convertisseur de l'électronique de puissance qui permet de convertir une tension alternative en une tension continue unidirectionnelle.

Contrairement aux redresseurs classiques, les redresseurs MLI sont réalisés à l'aide de Semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. La possibilité de commande à l'ouverture permet un contrôle total du convertisseur, parce que les interrupteurs peuvent être commutés, selon les besoins, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture avec une fréquence assez élevée.

Il y a deux manières de mettre en application des redresseurs MLI ; comme redresseur à source de courant, et redresseur à source de tension [BOU09].

Le redresseur de tension fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée. Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu V_c est mesurée et comparée avec une tension de référence V_{cref} , le signal d'erreur produit de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture. De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu V_c mesurée aux bornes du condensateur 'C'.

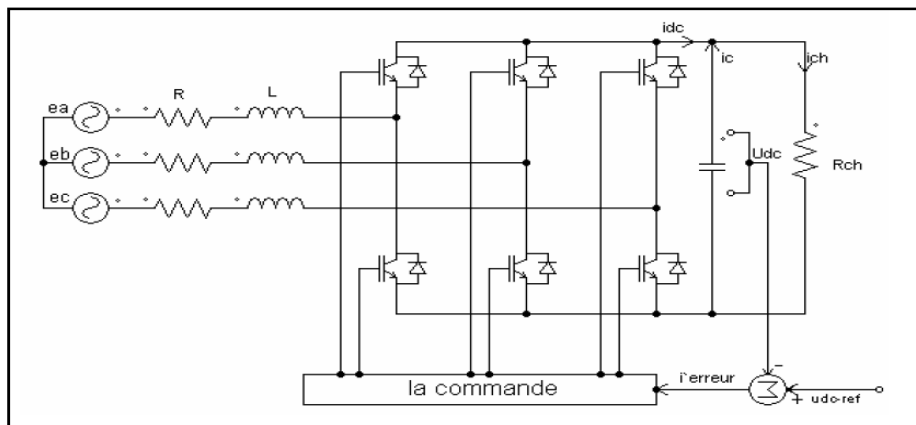


Figure II.23: topologie de base d'un redresseur de tension.

La commande MLI non seulement peut contrôler la puissance active, mais également la puissance réactive, ce type du redresseur permet la correction du facteur de puissance. En outre, les formes d'onde des courants de la source peuvent être maintenues comme presque sinusoïdales, ce qui réduit la distorsion de la source [BOU09].

Le courant de ligne i est commandé par la chute de tension produite par l'inductance L et la résistance R de la ligne et la tension d'entrée du redresseur V . Le pont redresseur est constitué de trois bras avec deux transistors (MOS, IGBT, ...) en antiparallèle avec des diodes.

Tableau II.1 : Huit états possibles des interrupteurs.

K	S_a	S_b	S_c	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}
0	1	0	0	u_{dc}	0	$-u_{dc}$
1	1	1	0	0	u_{dc}	$-u_{dc}$
2	0	1	0	$-u_{dc}$	u_{dc}	0
3	0	1	1	$-u_{dc}$	0	u_{dc}
4	0	0	1	0	$-u_{dc}$	u_{dc}
5	1	0	1	u_{dc}	$-u_{dc}$	0
6	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0

De cette table on peut écrire les tensions d'entrée redresseur d'une manière générale comme suite [BOU09]:

$$\begin{cases} u_{ab} = (S_a - S_b) U_{dc} \\ u_{bc} = (S_b - S_c) U_{dc} \\ u_{ca} = (S_c - S_a) U_{dc} \end{cases} \quad \text{II.41}$$

D'où on peut déduire les tensions simples :

$$\begin{cases} v_a = f_a U_{dc} \\ v_b = f_b U_{dc} \\ v_c = f_c U_{dc} \end{cases} \quad \text{II.42}$$

$$\text{Avec: } f_a = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \quad \text{II.43}$$

$$f_b = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3} \quad \text{II.44}$$

$$f_c = \frac{2S_c - (S_b + S_a)}{3} \quad \text{II.45}$$

II.8.2.1- Représentation fonctionnelle du redresseur à MLI dans le référentiel triphasé

Les équations de tensions pour le système triphasé équilibré sans neutre peuvent être écrites Comme suit:

$$\bar{e} = \bar{v}_l + \bar{v} \quad \text{II.46}$$

$$\bar{e} = R\bar{i} + L \frac{d\bar{i}}{dt} + \bar{v} \quad \text{II.47}$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \text{II.48}$$

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

$$v_n = U_{dc} \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \quad \text{II.49}$$

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

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_c \quad \text{II.51}$$

Le courant dans la capacité peut aussi écrire

$$i_c = i_{dc} - i_{dc_g} \quad \text{II.50}$$

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

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{dc_g} \quad \text{II.51}$$

Donc, le coté alternatif du redresseur

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} + R i_a &= e_a - U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_a - U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\ L \frac{di_b}{dt} + R i_b &= e_b - U_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_b - U_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\ L \frac{di_c}{dt} + R i_c &= e_c - U_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_c - U_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \end{aligned} \quad \text{II.52}$$

Où les tensions du réseau sont exprimé par

$$\begin{cases} e_a = E_m \sin(\omega t) \\ e_b = E_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c = E_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{II.53}$$

L'équation précédent peut résumer comme suite

$$\left(L \frac{d}{dt} + R \right) i_n = e_n - U_{dc} \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \quad \text{II.54}$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \sum_{k=a}^c i_n S_n - i_{ch} \quad \text{II.55}$$

La combinaison des équations (II.57), (II.56) peut être représentée comme le schéma fonctionnel triphasé, qui montré dans la figure II.24.

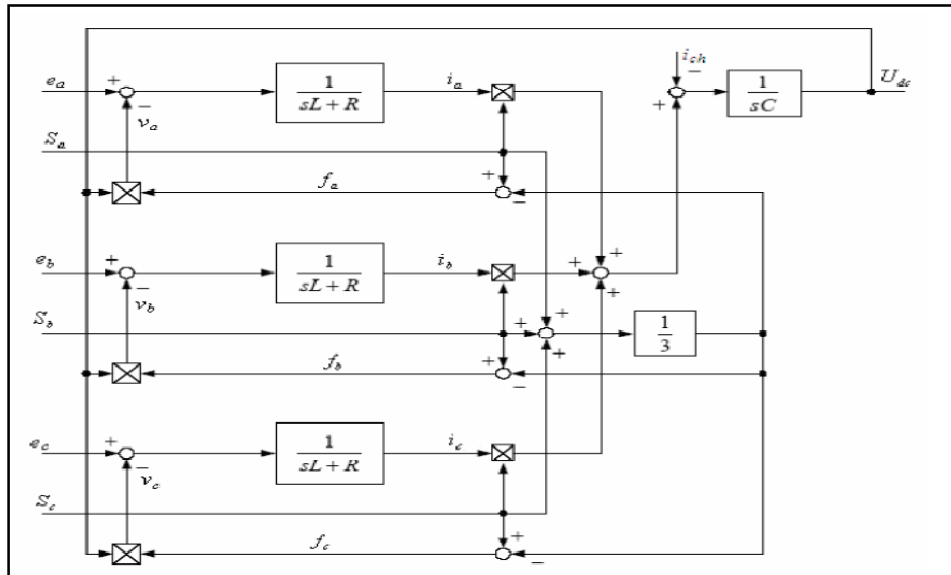


Figure II.24: Schéma fonctionnel du redresseur MLI triphasés.

II.8.3- Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux

L'onduleur est un convertisseur statique qui permet de transformer un signal d'entrée continu (*DC*) en un signal de sortie alternatif (*AC*). La commande des états passant et bloqué des transistors permet d'obtenir une tension alternative caractérisée par la fréquence nécessaire pour la charge alimentée. Le signal de commande de ces derniers est fourni par la commande MLI.

L'alimentation à fréquence variable de la machine se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif qui représente aujourd'hui un composant essentiel dans les systèmes d'interfaçage avec le réseau. La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension, la génération d'une onde de tension ayant des caractéristiques spécifiques d'amplitude de fréquence et de contenu harmonique. Un onduleur est donc une source de tension contrôlable en amplitude fréquence et « forme ».

L'onduleur triphasé à deux niveaux est constitué de trois onduleurs monophasés regroupés en parallèle et commander de façon à obtenir à la sortie trois tensions décalées de 120 degrés, chaque bras est constituée deux interrupteurs. Ces interrupteurs (S_1, S_4), (S_2, S_5), (S_3, S_6) sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source [BEN13]. Les interrupteurs peuvent être soit des MOSFET pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des IGBT pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des GTO pour les très grandes puissances et fréquences faibles. Pour assurer la circulation du courant dans les deux sens, l'interrupteur doit être placé en antiparallèle avec une diode [HIN07].

Les tensions simples sont:

$$\begin{cases} V_{aN} = S_1 \times V_{dc} \\ V_{bN} = S_2 \times V_{dc} \\ V_{cN} = S_3 \times V_{dc} \end{cases} \quad \text{II.56}$$

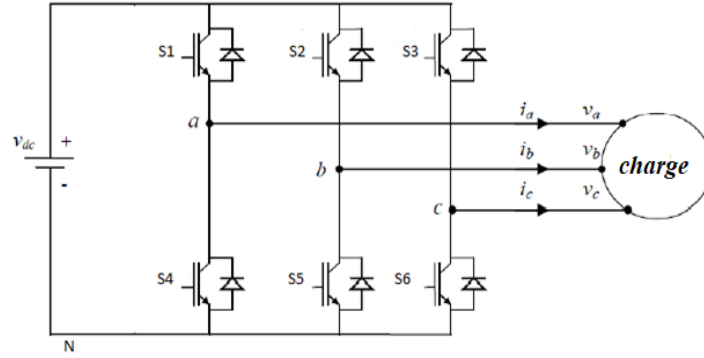


Figure II.25: onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Où S_1 , S_2 et S_3 désignent les états des interrupteurs des phases a , b etc respectivement, V_{dc} est la borne négative de la tension continue [DAH12].

Les tensions composées sont:

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{aN} + V_{Nb} = V_{aN} - V_{bN} = (S_1 - S_2)V_{dc} \\ V_{bc} &= V_{bN} + V_{Nc} = V_{bN} - V_{cN} = (S_2 - S_3)V_{dc} \\ V_{ca} &= V_{cN} + V_{Na} = V_{cN} - V_{aN} = (S_3 - S_1)V_{dc} \end{aligned} \quad \text{II.57}$$

Sous la forme matricielle, on a :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad \text{II.58}$$

Les tensions simples sont:

$$\begin{aligned} V_{an} &= \left(\frac{2}{3}\right)V_{aN} - \left(\frac{1}{3}\right)(V_{bN} + V_{cN}) \\ V_{bn} &= \left(\frac{2}{3}\right)V_{bN} - \left(\frac{1}{3}\right)(V_{aN} + V_{cN}) \\ V_{cn} &= \left(\frac{2}{3}\right)V_{cN} - \left(\frac{1}{3}\right)(V_{aN} + V_{bN}) \end{aligned} \quad \text{II.59}$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{II.60}$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu-alternatif.

$$[V_{AC}] = [T] \times [V_{dc}] \quad \text{II.61}$$

Tel que:

$$[V_{AC}] = [V_{an} V_{bn} V_{cn}]^T \quad \text{II.62}$$

$$[V_{ac}] = V_{dc} \cdot [S_a S_b S_c]^T \quad \text{II.63}$$

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad \text{II.64}$$

II.8.3.1- MLI sinus-triangulaire

La M.L.I sinus-triangulaire est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire bipolaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois références sinusoïdales.

Le principe de commande d'un onduleur triphasé présenté sur la Figure II.31, valable pour un bras de commutation.

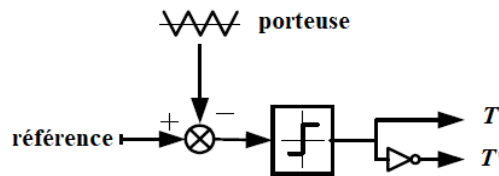


Figure II.26 : Principe de contrôle à MLI d'un bras de commutation.

$V_r(t)$: signal de référence.

$V_p(t)$: signal triangulaire (porteuse)

Si $V_r(t) > V_p(t) \rightarrow T$ fermé et T' ouverte

Si $V_r(t) < V_p(t) \rightarrow T$ ouverte et T' fermé

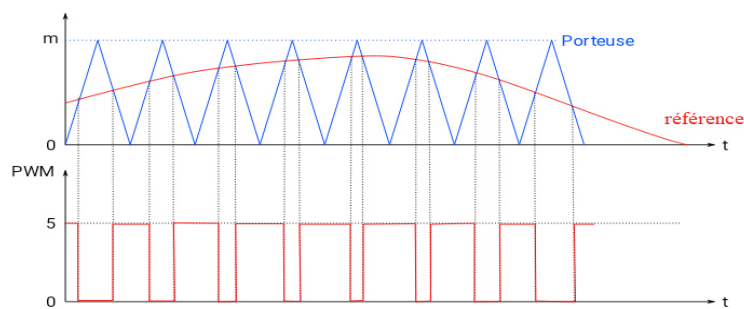


Figure II.27: Commande des interrupteurs par MLI sinus-triangulaire.

La commande MLI triangulo-sinusoïdale est caractérisé par deux paramètres [BEN08]:

✚ L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence

$$f_r \text{ de la référence : } m = \frac{f_p}{f_r}.$$

✚ Le coefficient de réglage " r " égale au rapport de l'amplitude A_r de la référence à l'amplitude crête A_p de la porteuse : $r = \frac{A_r}{A_p}$.

La commande en M.L.I. est utilisée pour l'onduleur car elle permet d'obtenir un courant dont la forme est très proche d'une sinusoïde et pour pouvoir repousser les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage et permettre le réglage de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.

II.9- CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à la modélisation des différentes parties de la chaîne de conversion : le modèle de vent, modèle de la turbine éolienne, modèle de la GSAP et le modèle des convertisseurs statiques de puissance. Le développement de la commande de la chaîne de conversion éolienne associée aux convertisseurs à deux niveaux sera traité dans chapitre suivant.

Chapitre III

Commande de la chaîne de
conversion éolienne

III.1- INTRODUCTION :

La stratégie de commande de la chaîne éolienne est décrites dans le but de contrôle aérodynamique de la turbine . Un modèle analytique de la turbine éolienne sera réalisé et comparé en utilisant différentes méthodes d'optimisation de puissance.

- La première partie concerne le contrôle du couple électromagnétique afin de régler la vitesse mécanique de façon à maximiser la puissance électrique produite.
- La commande vectorielle de la Générateur Synchrone à Aimants Permanents (GSAP) fait l'objectif de la deuxième partie.
- La troisième partie est consacrée à la commande des convertisseurs statiques à savoir l'onduleur et le redresseur jusqu'à l'injection au réseau.
- Dans la dernière partie, nous présentons les résultats de simulation de la chaîne de conversion éolienne connectée au réseau basée sur des convertisseurs à MLI à deux niveaux.

III.2- Commande de la turbine éolienne

III.2.1- Objectifs de la commande

La minimisation du coût d'énergie implique une série d'objectifs étroitement liés et parfois en conflit. Par conséquent, ils ne devraient pas être poursuivis séparément. La question est de trouver un compromis bien équilibré entre eux. Ces objectifs peuvent être arrangés de la manière suivante :

- ✚ **Capture de l'énergie:** maximisation de la capture d'énergie en tenant compte des restrictions d'exploitation sûre telles que la puissance nominale et la vitesse nominale,
- ✚ **Charges mécaniques:** protection du système éolien contre les charges mécaniques excessives,
- ✚ **Qualité de l'énergie:** production de l'énergie conformément aux normes d'interconnexion.

III.2.2- Conception du correcteur de vitesse

Le correcteur de vitesse constitue la partie « intelligente » de l'asservissement dans cette méthode de maximisation de puissance, et sa détermination judicieuse confère à l'asservissement de ses qualités. Il doit accomplir les deux fonctions suivantes [AIM04]

1. Asservir la vitesse mécanique à sa valeur de référence.
2. Atténuer l'action du couple aérodynamique qui constitue une entrée perturbatrice.

Différentes technologies de correcteurs peuvent être considérées pour l'asservissement de la vitesse. Les correcteurs qui ont été utilisés dans le développement de la commande sont de type classique : Proportionnel Intégral (PI).

III.2.3- Stratégies de commande de la turbine éolienne

Une turbine éolienne est un dispositif qui capte une partie de l'énergie du vent et la transforme en un travail utile. En particulier, un système de conversion d'énergie éolienne relié à un réseau électrique doit être conçu pour réduire au maximum le coût de production et d'assurer une exploitation sûre en respectant les normes fixées de la qualité d'énergie.

On distingue deux stratégies de commande de la turbine à vitesses variables [LOU16].

1. Stratégie d'optimisation de puissance : Dans cette stratégie, l'énergie capturée est optimisée au dessous de la vitesse nominale du vent, représentée sur la figure (III.1) par les séquences « A-B, B-C, C-D ».
2. Stratégie de limitation de puissance : Le but de cette stratégie est de limiter la puissance nominale de la turbine au dessus de la vitesse nominale du vent, représentée sur la figure (III.1) par les séquences « D-E ».

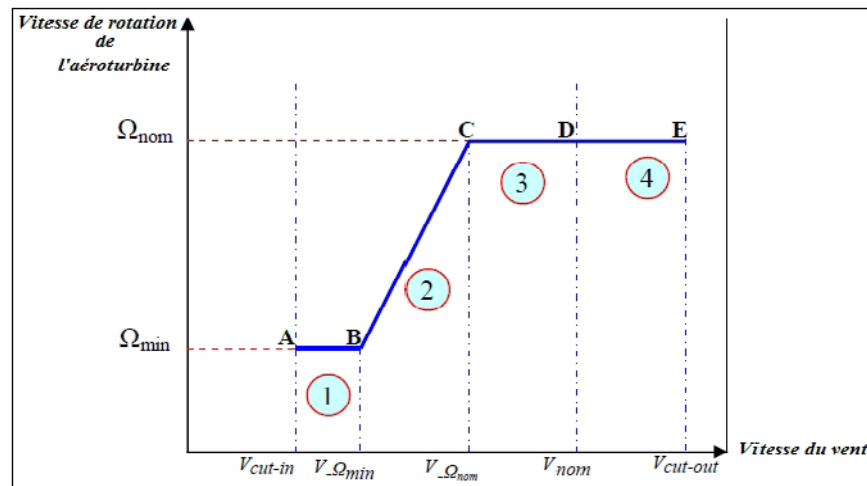


Figure III.1: Caractéristique vitesse de rotation de la turbine en fonction de la vitesse du vent.

III.2.4- Système de contrôle de l'aéroturbine

Le contrôle de la turbine est assuré par deux boucles de régulation, fortement liées :

1. Boucle de régulation de vitesse,
2. Boucle de régulation de puissance.

La première boucle est la boucle principale dans la stratégie d'optimisation de la puissance où la vitesse de rotation est contrôlée par le couple électromagnétique. Dans la stratégie de limitation de puissance, les deux boucles de régulation interviennent.

Quand la vitesse du vent est inférieure à la vitesse nominale, l'angle de calage est maintenu constant à une valeur optimale β_{opt} , tandis que la vitesse de rotation est ajustée par la boucle de régulation de vitesse pour extraire le maximum de la puissance du vent. Lors d'une rafale du vent, la vitesse de rotation va augmenter et peut dépasser la vitesse nominale à cause de la lenteur du système d'orientation des pales qui a une dynamique plus lente que celle de la machine. Dans ce

cas, la boucle de vitesse réagit en réglant le couple électromagnétique de manière à contrôler la vitesse de rotation dans la zone 3[AIM04].

III.2.5- Techniques d'extraction du maximum de la puissance (MPPT)

La caractéristique de la puissance optimale d'une éolienne est fortement non linéaire et en forme de « cloche ». Pour chaque vitesse de vent, le système doit trouver la puissance maximale ce qui équivaut à la recherche de la vitesse de rotation optimale.

Le schéma de la figure (III.2), illustre les courbes caractéristiques de l'éolienne dans le plan puissance, vitesse de rotation de la turbine. Chaque courbe en ligne pointillée correspond à une vitesse donnée du vent. L'ensemble des sommets de ces caractéristiques, qui sont les points optimaux recherchés, définit une courbe dite de puissance optimale définie par l'équation[LOU16]:

$$P_{opt} = \frac{1}{2} C_p^{opt}(\lambda_{opt}) \rho S V^3 \quad \text{III.1}$$

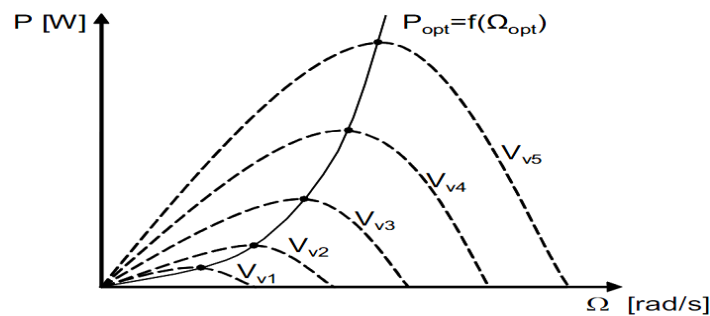


Figure III.2 : Caractéristiques de l'éolienne dans le plan puissance, vitesse de rotation.

Un fonctionnement idéal du système éolien nécessite un suivi parfait de cette courbe. Pour s'approcher de ce but, une commande spécifique connue sous la terminologie: Maximum Power Point Tracking (MPPT) correspond à la zone II doit être utilisée. La stratégie de cette commande consiste à contrôler le couple électromagnétique afin de régler la vitesse mécanique de manière à maximiser la puissance électrique générée. On distingue deux approches possibles :[LOU16]

1. La première approche :

C'est l'approche la moins classique, considère que la caractéristique $C_p = f(\lambda)$ n'est pas connue.

2. La deuxième approche

Cette approche est la plus répandue, suppose que la caractéristique $C_p = f(\lambda)$ est connue. Il suffit de suivre la courbe optimale de puissance pour que l'éolienne soit dans les conditions optimales.

III.2.5.1- Commande dans la zone de fonctionnement en dessous de la puissance nominale

Dans cette zone de fonctionnement, la commande a pour principaux objectifs de maximiser l'énergie capturée du vent et de minimiser les efforts subis par le dispositif d'entraînement. Pour maximiser la capture de l'énergie du vent, ces deux variables doivent être maintenues à leurs valeurs optimales afin d'assurer la valeur maximale de $C_p^{opt} = (\lambda_{opt}, \beta_{opt})$. On fixe donc l'angle de calage à sa valeur optimale β_{opt} et la vitesse spécifique à sa valeur optimale λ_{opt} [MAY08].

III.2.5.2- Maximisation de la puissance avec asservissement de vitesse

La nature fluctuante du vent engendre des perturbations dans le système de conversion éolien, et crée des variations continues de puissance. Pour cette étude, on suppose que la machine électrique et son variateur sont idéaux. De ce fait, il est supposé que le couple électromagnétique développé par la machine est égal à sa valeur de référence quelle que soit la puissance générée [DAH12].

$$C_{em} = C_{em-ref} \quad \text{III.2}$$

La vitesse est influencée par l'application de trois couples : le couple éolien, électromagnétique et résistant de frottement (supposé nul). En regroupant l'action de ces trois couples, la vitesse mécanique n'est plus régie que par l'action de deux couples, C_g et C_{em} . A partir de l'équation fondamentale de la dynamique permettant de déterminer l'évolution de la vitesse :

$$\frac{d\Omega_{mec}}{dt} = \frac{1}{J} (C_g - C_{em}) \quad \text{III.3}$$

Le couple électromagnétique de référence C_{em-ref} permettant d'obtenir une vitesse mécanique du générateur égale à la vitesse de référence Ω_{ref} est obtenu par la relation:

$$C_{em-ref} = C_{ass} (\Omega_{mec-ref} - \Omega_{mec}) \quad \text{III.4}$$

C_{ass} : régulateur de vitesse.

$\Omega_{mec-ref}$: vitesse de référence.

Cette vitesse de référence dépend de la vitesse de la turbine à fixer (Ω_{t-ref}) pour maximiser la puissance extraite. En prenant en compte le gain du multiplicateur, on a donc :

$$\Omega_{mec-ref} = G \cdot \Omega_{t-ref} \quad \text{III.5}$$

Selon l'équation (II.11), la vitesse de rotation de la turbine est égale à :

$$\Omega_t = \frac{\lambda \cdot V}{R_t} \quad \text{III.6}$$

La figure (III.3) présente le schéma de la commande MPPT avec asservissement de vitesse [AIM04].

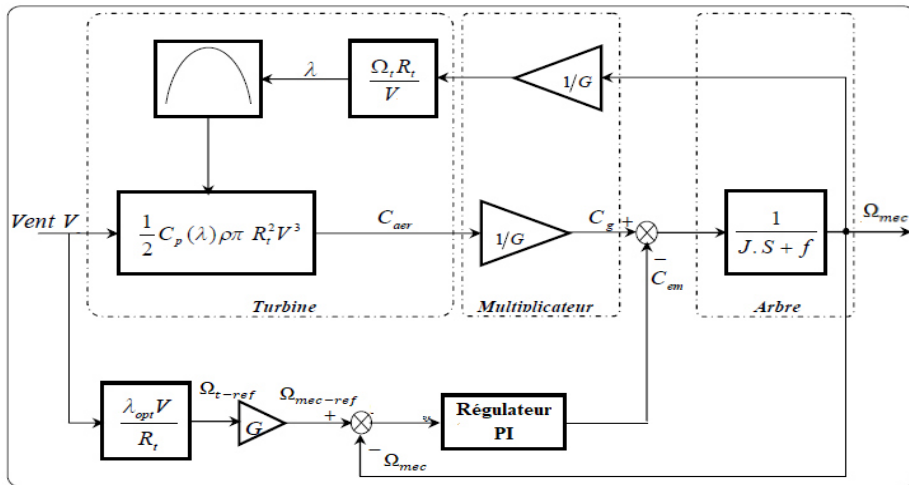


Figure III.3: Schéma de MPPT avec asservissement de vitesse.

Avec : $\Omega_{mec-ref}$: la vitesse mécanique de référence.

V : vitesse du vent.

La vitesse de référence de la turbine est celle correspondant à la valeur optimale du ratio de vitesse λ_{opt} (pour β égal à 0°) permettant d'obtenir la valeur maximale du C_p égale à (0.48) ce qui correspond à la valeur optimale de la vitesse spécifique λ_{opt} égale à (8.102) comme il est présenté par la Figure III.4[BOU17].

$$\Omega_{t-ref} = \frac{\lambda_{opt}.V}{R_t}$$

III.7

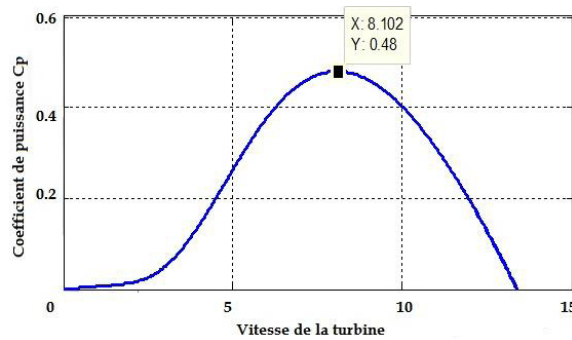


Figure III.4 : Point de fonctionnement optimal

III.2.5.4- boucle de régulation de vitesse

Le calcul du régulateur PI est basé sur la méthode de placement des pôles. Le schéma bloc de la boucle de régulation de vitesse est présenté par la figure III.5.

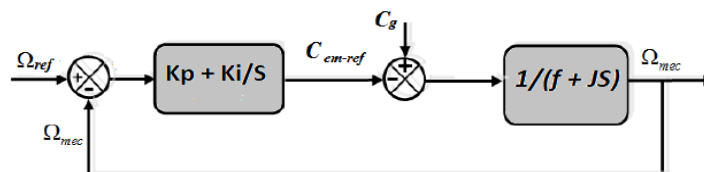


Figure III.5 : Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

Lorsque le fonctionnement en mode générateur, le couple électromagnétique présente un couple résistant au couple d'entraînement éolien (contrairement au fonctionnement moteur). On suppose que le couple d'entraînement éolien ' C_g ' comme étant une perturbation parce qu'il sera compenser par l'action intégrale.

$G_{PI} = K_p + \frac{K_i}{s}$: la fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral.

$G_s = \frac{1}{Js+F}$: la fonction de transfert du système à régulier.

$\tau = \frac{J}{f}$: la constante de temps du système avant la régulation.

La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_{BO}(s) = \left(\frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \right) \left(\frac{1}{J \cdot s + f} \right) \quad \text{III.8}$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$F_{BF}(s) = \frac{F_{BO}(s)}{1 + F_{BO}(s)} \quad \text{III.9}$$

$$F_{BF}(s) = \frac{K_i + K_p s}{Js^2 + (f + K_p)s + K_i} = \frac{\frac{K_i + K_p s}{J}}{s^2 + \frac{(f + K_p)}{J}s + \frac{K_i}{J}} \quad \text{III.10}$$

La fonction de transfert est alors identifiée à une fonction du second ordre donnée par :

$$F_{BF}(s) = \frac{a}{s^2 + (2 \cdot \xi \cdot \omega_n)s + \omega_n^2} \quad \text{III.11}$$

Alors:

$$\begin{cases} K_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot J - F \\ K_i = J \cdot \omega_n^2 \end{cases} \quad \text{III.12}$$

III.3- Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

III.3.1: Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle est une méthode qui traite la technique de contrôle des machines alternatives. Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit en dissociant le courant statorique en deux composantes (I_{ds} , I_{qs}) en quadrature dans un référentiel lié au champ tournant de façon que l'une des composantes (I_{qs}) commande le couple et l'autre (I_{ds}) commande le flux, ce qui permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée [MOB01].

La commande de la génératrice est basée sur un pilotage vectoriel classique avec capteur de position. Le champ magnétique d'excitation dans une machine synchrone est produit par le rotor. Ce champ magnétique tourne avec une vitesse angulaire égale à la vitesse de rotation électrique

$\omega_r = p\Omega_{mec}$. Un autre champ magnétique tournant est appelé la réaction magnétique de l'induit est produit par les enroulements de stator.

La vitesse de rotation est liée à la pulsation du champ tournant par la relation:

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad \text{III.13}$$

Où p est le nombre de paires de pôles de la machine. Si on suppose un fonctionnement de la machine à vide et sans pertes, seul le flux magnétique d'excitation apparaît. La commande vectorielle classique consiste à aligner un des deux axes du repère de Park, généralement l'axe direct d selon ce vecteur tournant composé par le champ d'excitation [MOB01].

Le couple électromagnétique et la vitesse de rotation dépendent donc des courants statoriques et du flux magnétique. Comme nous avons vu dans le chapitre 2, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park est donné par les équations différentielles suivantes:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot \Psi_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot \Psi_{ds} \end{cases} \quad \text{III.14}$$

Avec:

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_d i_{ds} + \Psi_f \\ \Psi_{qs} = L_q i_{qs} \end{cases} \quad \text{III.15}$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_{em} = p \cdot (\Psi_{ds} \cdot i_{qs} - \Psi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad \text{III.16}$$

Pour une machine synchrone à pôles lisses on a [MAY08]:

$$L_{ds} = L_{qs} = L_s \quad \text{III.17}$$

En passant à la forme complexe on a :

$$\bar{v}_s = -R_s \cdot \bar{i}_s - L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + j(\omega_r \cdot \bar{\Psi}_s) \quad \text{III.18}$$

A vide, les courants sont nuls:

$$i_{ds} = i_{qs} = i_s = 0 \quad \text{III.19}$$

Donc:

$$\bar{v}_s = j(\omega_r \cdot \bar{\Psi}_s) \quad \text{III.20}$$

et

$$\Psi_s = \Psi_{ds} = \Psi_f \quad \text{III.21}$$

$$\bar{v}_s = \bar{E}_0 = \bar{v}_{sq} \quad \text{III.22}$$

Alors:

La force électromotrice de la génératrice est donnée par :

$$E_0 = \omega_r \cdot \Psi_f = p \cdot \Omega_{mec} \cdot \Psi_f \quad \text{III.23}$$

Parmi les stratégies de commande vectorielle appliquées à la machine synchrone, celle qui consiste à imposer une référence du courant direct i_{ds} à zéro est la plus répandue. Ce choix est justifié dans le but d'éviter la démagnétisation des aimants permanents due à la réaction d'armature selon l'axe d .

Donc l'expression du couple électromagnétique devient:

$$C_{em} = p \cdot \Psi_f \cdot i_{qs} \quad \text{III.24}$$

A flux d'excitation émis par les aimants, il est donc possible de réguler le couple électromagnétique en contrôlant le courant i_{qs} tandis que le courant i_{ds} est asservi à zéro. La spécificité de cette commande fait que l'angle entre le vecteur force électromotrice E_0 et le vecteur de courant I_s est nul. Alors, le facteur de puissance $\cos\phi$ n'est jamais parfaitement unitaire mais reste proche de un (voir figure III.6) [MAY08].

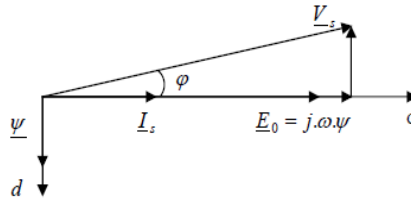


Figure III.6: Position du vecteur flux et tension.

III.3.2- Synthèse du régulateur

On propose de mettre en œuvre des régulateurs de type PI dans la structure de commande. D'après le modèle de la MSAP (III.9), on pose les termes de couplage:

$$\begin{cases} e_d = \omega_r (L_d \cdot i_{ds} - \Psi_f) \\ e_q = -\omega_r \cdot L_q \cdot i_{qs} \end{cases} \quad \text{III.25}$$

Ces termes de couplage sont considérés comme des perturbations mesurables [DAH12]. La fonction de transfert du courant de la MSAP peut s'écrire sous la forme :

$$G_s(S) = \frac{1}{R_s + L_d \cdot s} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + T_e \cdot s} \quad \text{III.26}$$

$$G_s(s) = \frac{i_{dqs}(s)}{v_{dqs}(s) + e_{dq}(s)} \quad \text{III.27}$$

Avec la constante de temps électrique:

$$T_e = L_d / R_s \quad \text{III.28}$$

La figure (III.7) présente le schéma bloc de la boucle de régulation du courant direct.

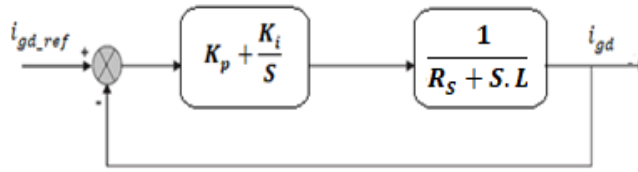


Figure III.7. Boucle de régulation du courant.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par:

$$G_{BO}(s) = \frac{K_i}{s} \left(1 + \frac{K_p}{K_i} s \right) \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1+s\tau} \quad \text{III.29}$$

Avec: $\tau = L_d/R_s$

Par la méthode de la compensation du pôle en boucle ouverte, les constantes de temps sont égales à :

$$\tau = \frac{K_p}{K_i} \quad \text{III.30}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte devient:

$$G_{BO}(s) = \frac{K_i}{s.R_s} \quad \text{III.31}$$

En boucle fermée, la fonction de transfert devient :

$$G(s) = \frac{G_{BO}(s)}{1+G_{BO}(s)} = \frac{\frac{K_i}{s.R_s}}{1+\frac{K_i}{s.R_s}} = \frac{1}{1+s\tau_f} \quad \text{III.32}$$

En boucle fermée la constante de temps τ_f est donc égale à:

$$\tau_f = \frac{R_s}{K_i} \quad \text{III.33}$$

Alors :

$$K_i = \frac{R_s}{\tau_f} \quad \text{III.34}$$

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

$$K_p = \tau \cdot K_i \quad \text{III.35}$$

Une solution consiste à ajouter des termes identiques tout en opposant les signes à la sortie des correcteurs des courants de telle sorte que les boucles internes de régulation des courants d'axe d et q soient complètement séparées. La figure (III.8) illustre les boucles de régulation de courants et le découplage des tensions.

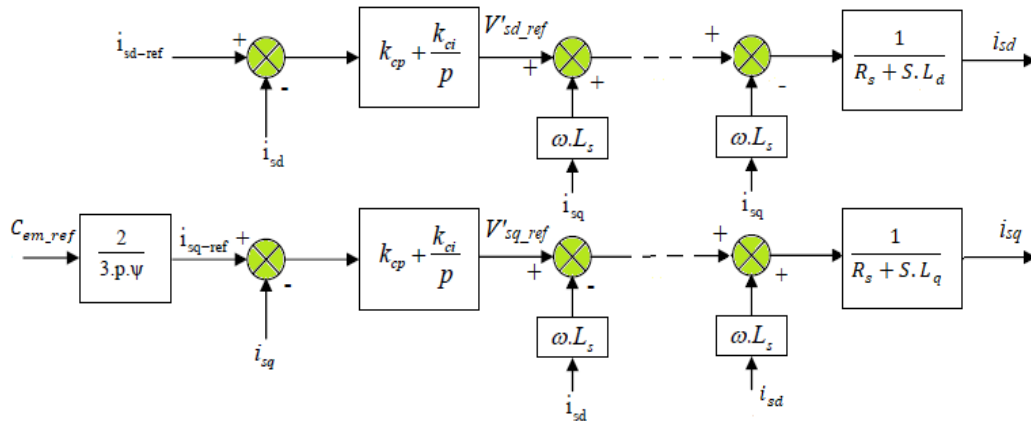


Figure III.8. Boucles de régulation des courants avec découplage.

III.3.3- Structure complète de contrôle vectoriel de GSAP

A l'aide des étapes précédentes de modélisation et des règles d'inversion, on propose la structure complète de la commande vectorielle de la GSAP suivante (figure III.9).

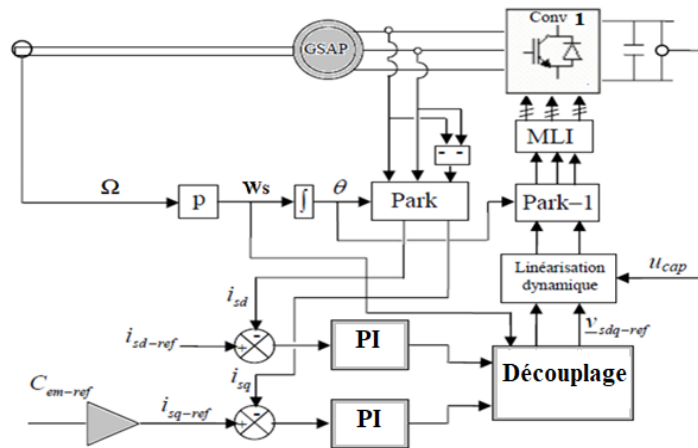


Figure III.9: Schéma de la commande vectorielle de GSAP associé au convertisseur MLI.

III.4- Modélisation de la liaison au réseau

Le système de commande correspondant doit répondre aux objectifs suivants:

- Maintenir une tension constante du bus continu,
- Assurer un contrôle indépendant des puissances active et réactive circulant entre le convertisseur et le réseau,
- Assurer une injection des courants sinusoïdaux en phase avec les tensions, ou bien, un facteur de puissance plus proche à l'unité.

III.4.1. Modélisation et régulation du bus continu

La régulation de la tension du bus continu a pour but de la maintenir à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. Le

schéma électrique du bus continu représenté sur la figure (III.10) nous montre que le courant du condensateur est issu d'un nœud où circulent deux courants modulés par chaque convertisseur :

$$i_c = i_1 - i_2 \tag{III.36}$$

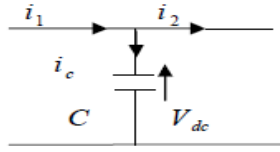


Figure III.10: Schéma électrique du bus continu.

Le bus continu est modélisé par la connaissance de la tension aux bornes du condensateur obtenue en intégrant l'équation différentielle suivante [LOU16].

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_c \tag{III.37}$$

$$v_{dc} = \int \frac{dv_{dc}}{dt} + V_{dc}(t_0) \tag{III.38}$$

Où $v_{dc}(t_0)$: la valeur initiale de la tension à l'instant t_0 .

V_{dc} : tension du bus continu.

C : valeur de la capacité.

i_1 : courant modulé par le convertisseur du côté de la machine.

i_2 : courant modulé par le convertisseur du côté du réseau.

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

$$V_{dc} = \frac{1}{C \cdot s} \cdot i_c \tag{III.39}$$

D'où, la boucle de régulation de V_{dc} dotée d'un correcteur PI est montrée sur la figure (III.11).

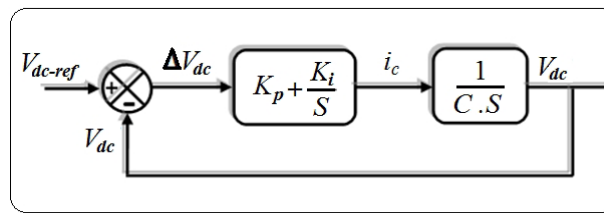


Figure III.11. Boucle d'asservissement de la tension du bus continu.

Le calcul des paramètres des régulateurs sera déduit de la FTBF G_{BF} :

$$G_{BF} = \frac{K_p \cdot s + K_i}{C \cdot s^2 + K_p \cdot s + K_i} = \frac{K_i}{C \cdot s^2 + K_p \cdot s + K_i} + \frac{K_p \cdot s}{C \cdot s^2 + K_p \cdot s + K_i} \approx \frac{K_i}{C \cdot s^2 + K_p \cdot s + K_i} \tag{III.40}$$

Pour: $t \longrightarrow \infty$ implique que $s \longrightarrow 0$

$$\frac{K_p \cdot s}{C \cdot s^2 + K_p \cdot s + K_i} = 0 \tag{III.41}$$

La réponse indicielle du deuxième terme, tend à s'annuler après un régime transitoire parce que la décomposition partielle d'un tel polynôme est la somme de deux polynômes de premier ordre, qui tendent à s'annuler avec une constante du temps égale à la valeur du pôle (doit être négative) « $\tau_i = -\frac{1}{P_i}$ » :

$$\frac{A.S}{C.S^2+K_p.S+K_i} = \frac{A_1}{S+P_1} + \frac{A_2}{S+P_2} \quad \text{III.42}$$

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

$$\frac{\frac{K_i}{C}}{s^2 + \frac{K_p}{C}s + \frac{K_i}{C}} \quad \text{III.43}$$

La fonction de transfert est alors identifiée à une fonction de transfert du second ordre donnée par :

$$F_{BF}(s) = \frac{a}{s^2 + (2.\xi.\omega_n)s + \omega_n^2} \quad \text{III.44}$$

Alors:

$$\begin{cases} K_p = 2. \xi. C. \omega_n \\ K_i = C. \omega_n^2 \end{cases} \quad \text{III.45}$$

La valeur du coefficient d'amortissement « ξ » et la pulsation propre « ω_n » doivent être adaptés au système ; temps de réponse, dépassement, ... etc.

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

III.5. Injection de la puissance au réseau

L'injection de la puissance électromagnétique extraite du vent est assistée par l'onduleur de tension triphasé qui assure la phase d'injection par les deux tâches suivantes :

- Maintenir la tension du bus continu constante en contrôlant la puissance transitée vers le réseau via l'onduleur de tension,
- Commander les interrupteurs statiques afin d'injecter la puissance de référence (puissance électromagnétique en retranchant celle du condensateur) au réseau, avec un facteur de puissance plus proche de l'unité.

En négligeant les pertes dans le stator du GSAP, ainsi que dans le redresseur à MLI, donc la puissance à l'entrée du bus continu est égale à la puissance électromagnétique au niveau de l'entrefer du GSAP. La puissance de référence injectée au réseau, est calculée en soustrayant la puissance électromagnétique de celle du condensateur :

$$P_g = P_{réf} = P_{em} - P_{dc} = C_{em} \cdot \Omega_{mec} - V_{dc} \cdot I_{C_{ref}} \quad \text{III.46}$$

La puissance injectée est le produit du courant et de la tension, comme la tension est imposée par le réseau, le contrôle de la puissance électromagnétique revient au contrôle des courants injectés au réseau.

Les puissances active et réactive dans le repère de Park sont données par [POI03]:

$$P_{réf} = V_{g_d} \cdot I_{d_réf} + V_{g_q} \cdot I_{q_réf} \quad \text{et} \quad Q_{réf} = V_{g_q} \cdot I_{d_réf} - V_{g_d} \cdot I_{q_réf} \quad \text{III.47}$$

Par inversion de ces relations, il est alors possible d'imposer des références pour la puissance active et la puissance réactive en imposant les courants de références suivants [MAY08]:

$$I_{d_ref} = \frac{P_{ref} \cdot V_{g_d} + Q_{ref} \cdot V_{g_q}}{V_{g_d}^2 + V_{g_q}^2} \quad \text{et} \quad I_{q_ref} = \frac{P_{ref} \cdot V_{g_q} - Q_{ref} \cdot V_{g_d}}{V_{g_d}^2 + V_{g_q}^2} \quad \text{III.48}$$

En injectant la puissance électromagnétique sous forme de puissance active seulement $Q_{réf} = 0$. Les courants de référence seront :

$$I_{d_réf} = \frac{P_{réf} \cdot V_{g_d}}{V_{g_d}^2 + V_{g_q}^2} \quad \text{et} \quad I_{q_réf} = \frac{P_{réf} \cdot V_{g_q}}{V_{g_d}^2 + V_{g_q}^2} \quad \text{III.49}$$

Le réglage de ces courants par des régulateur de type PI, on aura les deux composantes de la tension de référence v_{od-ref} et v_{oq-ref} . En transformant ces tensions de référence v_{od-ref}, v_{oq-ref} aux grandeurs réels v_{a-ref}, v_{b-ref} et v_{c-ref} par la transformation inverse de Park, nous aboutirons à générer les signaux de commande de l'onduleur de tension par la commande à MLI. Le schéma de la figure III.12 illustre la commande du système global d'injection de la puissance au réseau.

La valeur de la tension du bus continu, du condensateur (condensateur du bus continu) et de l'inductance de couplage, doivent être choisies précisément en fonction de quelques paramètres que nous allons détailler dans la prochaine partie.

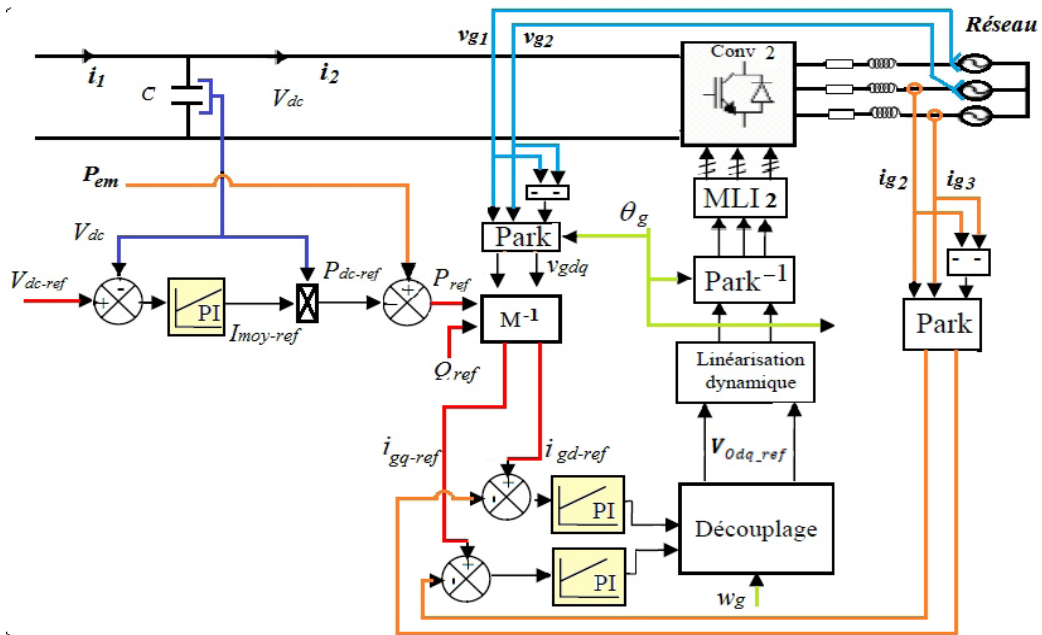


Figure III.12. Schéma bloc de commande du processus d'injection.

III.5.1- Choix des éléments caractéristiques du convertisseur côté réseau

Afin de réduire le coût, d'éviter beaucoup de problèmes de commande et d'atteindre de très bonnes performances dans la qualité de la puissance injectée, la première étape dans la conception de l'onduleur, qui permet l'injection au réseau, est de sélectionner ses paramètres adéquats [Gue11]:

- Valeur de la tension du bus continu.
- Valeur de l'inductance de couplage au réseau.

III.5.1.1- Valeur de la tension du bus continu

Afin d'assurer la commandabilité du courant du convertisseur côté réseau, il faut que la tension du bus continu V_{dc} soit supérieur à la valeur maximale (valeur crête) de la tension composée côté alternatif de l'onduleur et peut être déduite par la relation :

$$m_{max} \left(\frac{V_{dc_réf}}{\sqrt{3}} \right) > V_{g_max} \tag{III.50}$$

$$V_{dc_réf} > \left(\frac{\sqrt{3} \cdot V_{g_max}}{m_{max}} \right) \tag{III.51}$$

Avec :

m_{max} : la valeur maximale du coefficient de réglage.

V_{g_max} : la valeur maximale de la tension de phase du réseau.

III.5.1.2- Valeur de l'inductance de couplage au réseau

La présence des inductances de couplage au réseau est indispensable pour assurer le contrôle des courants injectés par l'onduleur. Ces inductances jouent le rôle de filtre passe bas et limitent l'ondulation du courant à la fréquence de commutation [DAH12].

Pour cette raison, le calcul de l'inductance de couplage fait intervenir de la fréquence de commutation, l'ondulation maximale admissible du courant et la tension appliquée à ses bornes :

$$\Delta I_{max} = \frac{V_{dc}}{6.9 L_f \cdot f_c} \quad \text{III.52}$$

$$L_f = \frac{V_{dc}}{6.9 \Delta I_{max} \cdot f_c} \quad \text{III.53}$$

Avec: ΔI_{max} : Ondulation du courant maximale admissible.

f_c : Fréquence de la porteuse (de commutation).

III.5.2. Modélisation du filtre

III.5.2.1. Modélisation du filtre dans le repère naturel

Il s'agit d'un filtre passif série triphasé (R_f , L_f) raccordé entre le convertisseur de puissance et le réseau (Figure III.13) pour réduire la propagation des harmoniques dans le réseau électrique [LOU16] .

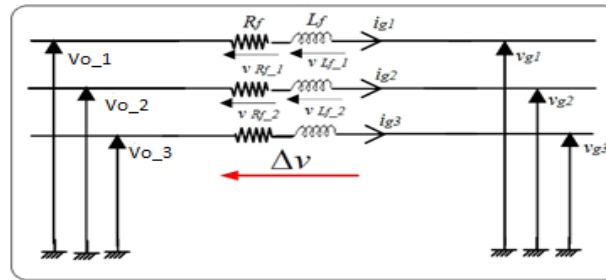


Figure III.13:Schéma électrique du filtre.

Avec : V_o et V_g représentent respectivement la tension du coté onduleur et du coté réseau.

Dans le repère triphasé, les équations différentielles définissant le filtre peuvent être obtenues en regroupant les équations précédentes :

$$\begin{pmatrix} V_{o_1} \\ V_{o_2} \\ V_{o_3} \end{pmatrix} = R_f \begin{pmatrix} i_{g1} \\ i_{g2} \\ i_{g3} \end{pmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{g1} \\ i_{g2} \\ i_{g3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{g1} \\ V_{g2} \\ V_{g3} \end{pmatrix} \quad \text{III.54}$$

III.5.2.2. Modélisation du filtre dans le repère de Park

L'application de la transformation de Park sur le système d'équations (V.57), nous donne [LOU16] :

$$V_{o_d} = R_f \cdot i_{g_d} + L_f \cdot \frac{di_{g_d}}{dt} - L_f \cdot \omega_g \cdot i_{g_q} + V_{gd} \quad \text{III.55}$$

$$V_{o_q} = R_f \cdot i_{g_q} + L_f \cdot \frac{di_{g_q}}{dt} + L_f \cdot \omega_g \cdot i_{g_d} + V_{gq} \quad \text{III.56}$$

ω_g la pulsation du réseau.

e_d et e_q sont les tensions de couplage et sont données par :

$$\begin{cases} e_d = L_f \cdot \omega_g \cdot i_{g_d} \\ e_q = -L_f \cdot \omega_g \cdot i_{g_q} \end{cases} \quad \text{III.57}$$

III.5.2.3- Synthèse du régulateur des courants du filtre

La figure (III.14) présente le schéma bloc de la boucle de régulation du courant direct du filtre en supposant que le découplage par compensation est parfaitement réalisé.

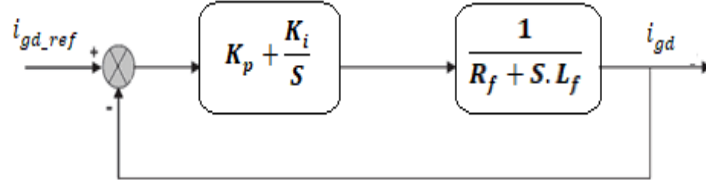


Figure III.14. Boucle de régulation du courant direct coté réseau.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par:

$$G_{BO}(s) = \frac{K_i}{s} \left(1 + \frac{K_p}{K_i} s \right) \cdot \frac{1}{R_f} \cdot \frac{1}{1 + \tau s} \quad \text{III.58}$$

Avec: $\tau = \frac{L_f}{R_f}$

Par la méthode de la compensation du pôle en boucle ouverte, la constante de temps est égale à :

$$\tau = \frac{K_p}{K_i} \quad \text{III.59}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte devient:

$$G_{BO}(s) = \frac{K_i}{s \cdot R_f}$$

En boucle fermée, la fonction de transfert devient :

$$G_{BF}(s) = \frac{G_{BO}(s)}{1 + G_{BO}(s)} = \frac{\frac{K_i}{s \cdot R_f}}{1 + \frac{K_i}{s \cdot R_f}} = \frac{1}{1 + \frac{R_f}{K_i} s} = \frac{1}{1 + s \cdot \tau_f} \quad \text{III.60}$$

En boucle fermée la constante de temps τ_f est donc égale à:

$$\tau_f = \frac{R_f}{K_i} \quad \text{III.61}$$

Alors :

$$K_i = \frac{R_f}{\tau_f} \quad \text{III.62}$$

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

$$K_p = K_i \cdot \tau \quad \text{III.63}$$

La figure (III.15) récapitule le schéma global de la commande de toute la chaîne éolienne.

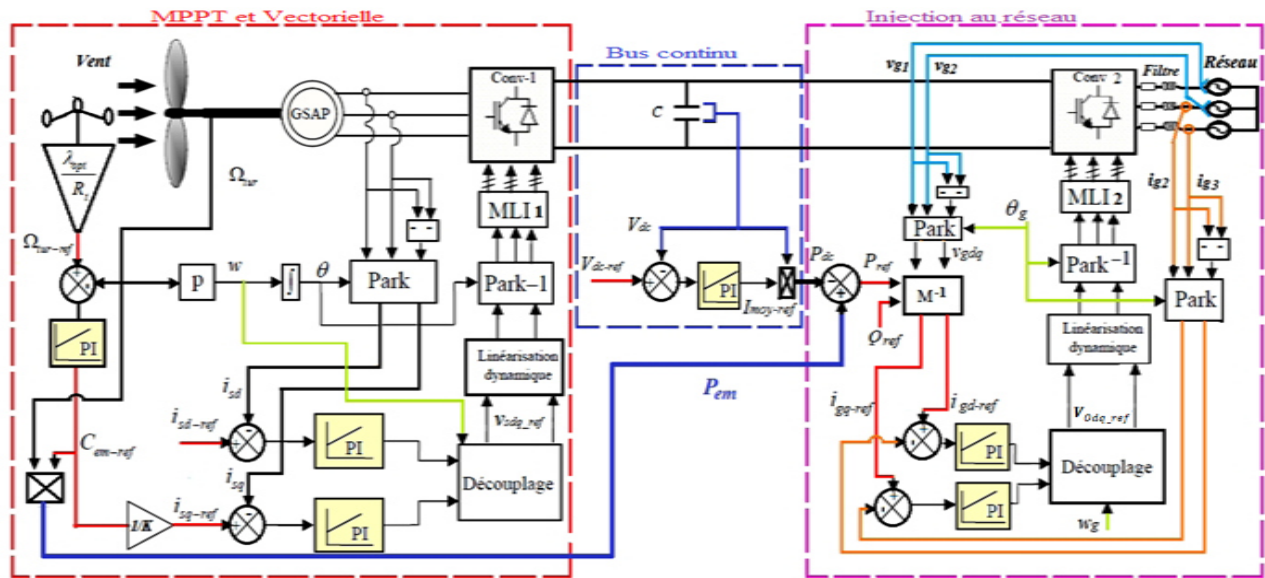


Figure III.15: Schéma global de la commande de l'aérogénérateur à base de la GSAP.

III.6. Résultats de simulation

Dans cette partie, on présente les résultats de simulation de la chaîne éolienne à base de la GSAP avec l'injection de la puissance sur un réseau triphasé équilibré de 220V/50Hz simple. Des régulateurs classiques de type **PI** sont employés pour le contrôle des grandeurs coté GSAP et coté réseau. Les simulations sont effectuées sous le logiciel Matlab/simulink. Les paramètres des différents éléments de la chaîne turbine sont présentés en annexe A. Les coefficients des différents régulateurs PI ainsi que les paramètres de simulations sont présentés en Annexe B. Nous avons simulé la chaîne sous le modèle du profil du vent de la figure (III.16).

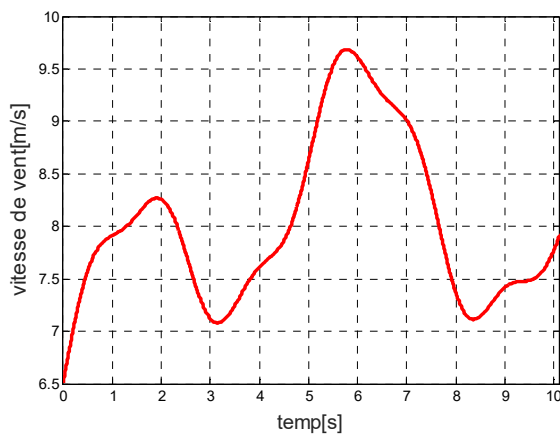


Figure III.16: Profil du vent.

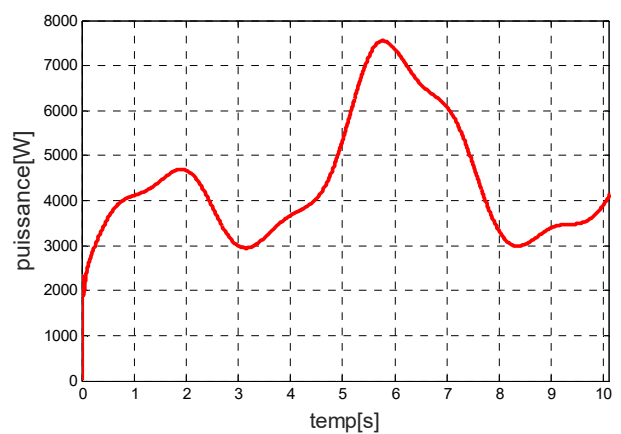


Figure III.17: Puissance générée par la turbine.

La puissance générée par la turbine réagit avec une vitesse du vent d'une façon presque proportionnelle et atteint une valeur maximale qui s'approche de 8 kW (figure III.17).

La figure (III.18) représente le coefficient de puissance. On remarque que malgré la variation de la vitesse du vent, le coefficient de puissance est bien ajusté à sa valeur optimale. Ce

qui implique que la puissance du vent captée par la turbine est ainsi maximale, ce qui montre que l’algorithme de la MPPT utilisé est efficace.

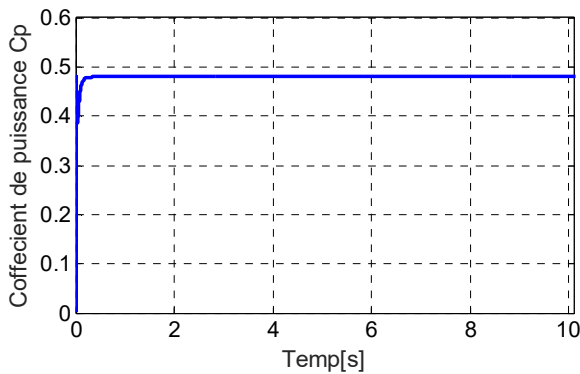


Figure III.18: Coefficient de puissance C_p .

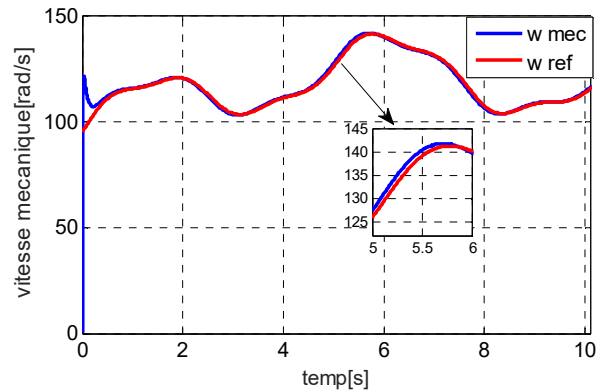


Figure III.19: Vitesse de rotation de la GSAP.

On peut bien voir sur la figure (III.19) que la vitesse de rotation suit la vitesse optimale de référence. On peut constater une convergence très rapide vers la référence avec une bonne poursuite et une erreur qui est presque nulle. Cette réponse de vitesse est presque instantanée pour les différentes variations du vent, grâce à l’absence de bobinage au niveau de rotor (l’inductance augmente le temps de réponse), ce qui rend l’emploi de la GSAP plus performant relativement aux plusieurs types de générateurs.

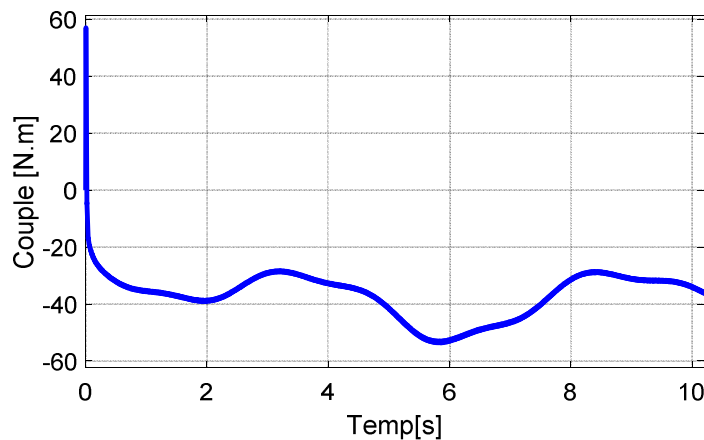


Figure III.20: Couple électromagnétique de la GSAP.

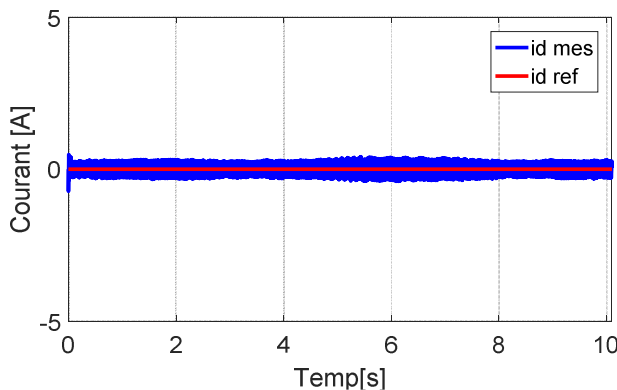


Figure III.21: Courant direct de la GSAP.

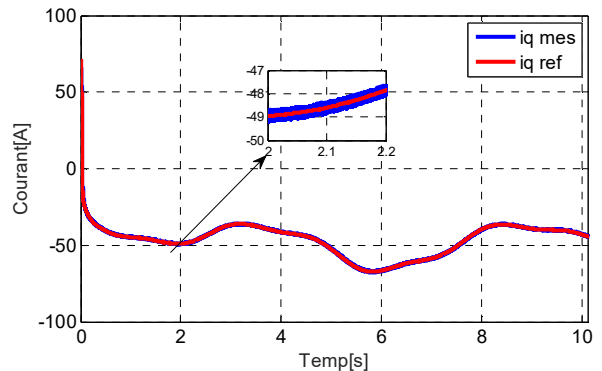


Figure III.22: Courant quadratique de la GSAP.

D'après les figures (III.20) et (III.22) le couple est commandé par le courant i_{qs} et présente son image tandis que le courant i_d est maintenu à la valeur nulle (figure.III.21). Donc le découplage entre le contrôle des deux courants est bien assuré et par conséquent un bon fonctionnement de la commande vectorielle.

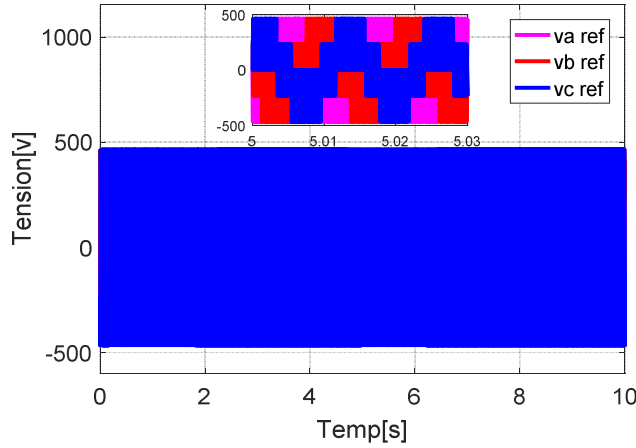


Figure III 23: Tension statoriques de la GSAP.

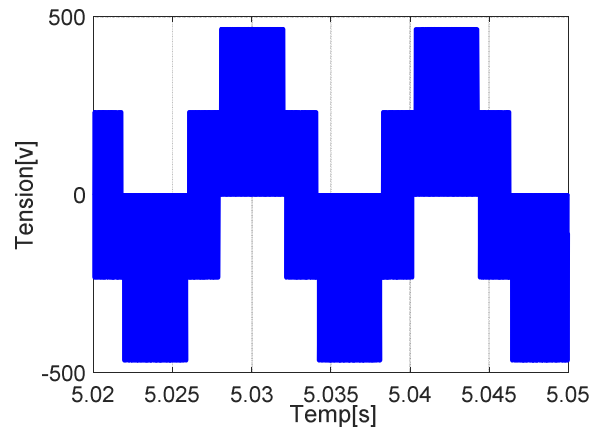


Figure III 24: Tension d'une phase de la GSAP.

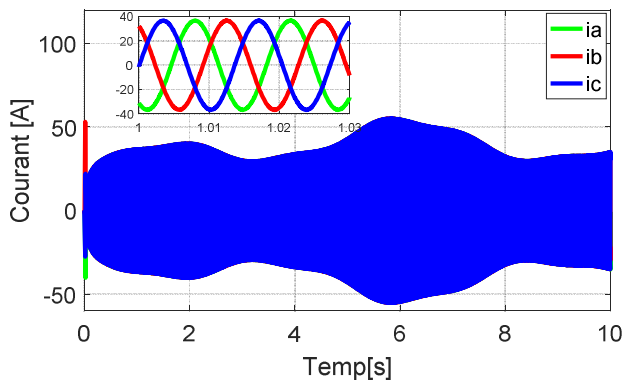


Figure III.25: Courants statoriques de la GSAP.

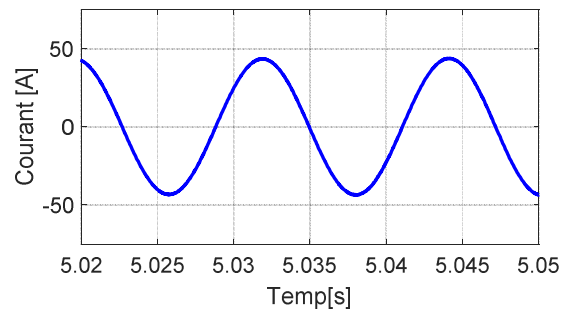


Figure III.26: Courant d'une phase de la GSAP.

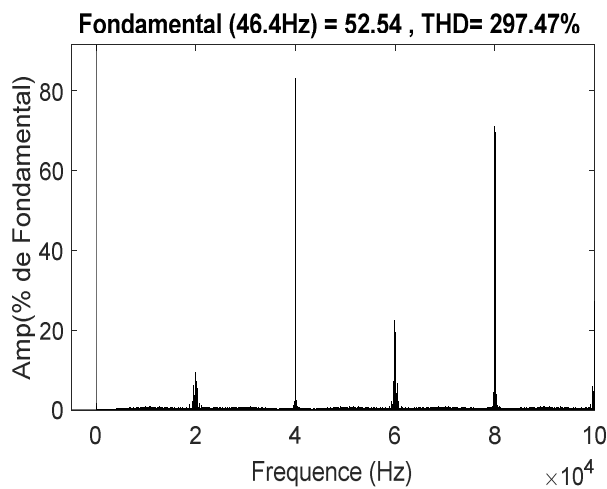


Figure III.27: Spectre de la tension de la GSAP.

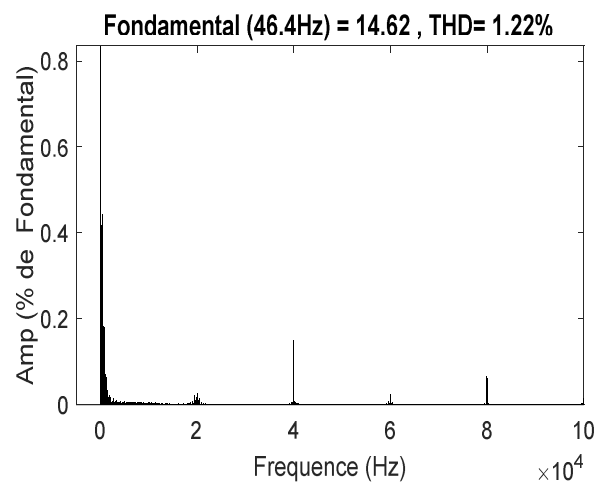


Figure III.28: Spectre du courant de la GSAP.

Les courants statoriques de la GSAP représentés sur les figures III.25 et III.26 ont pris leurs formes sinusoïdales et sont aussi adaptées à la variation de la vitesse du vent. Le profil du vent

influe sur l'amplitude et la fréquence des courants de la GSAP à cause de la variation de puissance éolienne et de la vitesse de rotation.

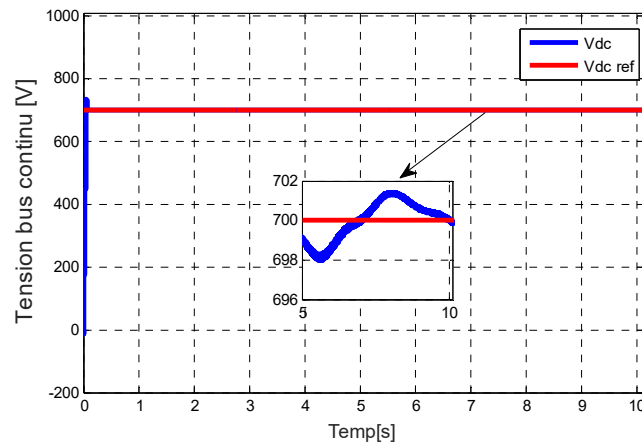


Figure III.29: Tension de bus continu V_{dc} .

La tension du bus continu contrôlée par le convertisseur coté réseau est montrée sur la figure (III.29). Elle suit sa référence grâce à la boucle d'asservissement en présentant de faibles fluctuations due aux perturbations du vent.

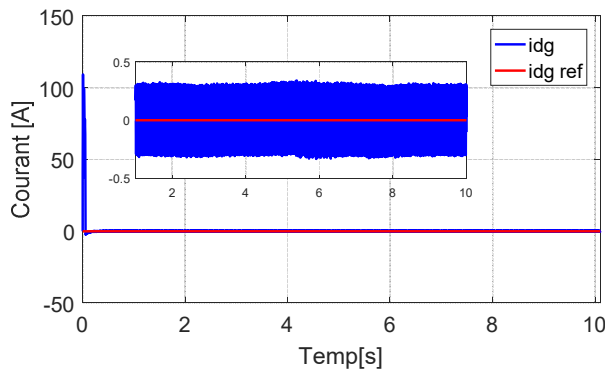


Figure III.30: Courant direct injecté réseau.

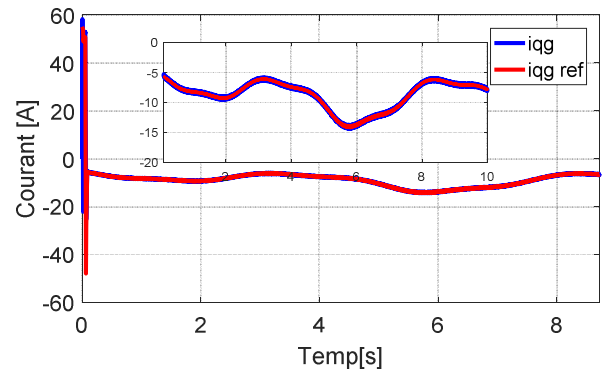


Figure III.31: Courant quadratique injecté au réseau.

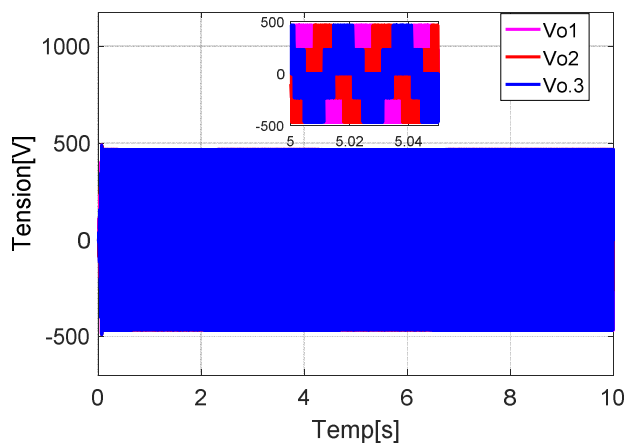


Figure III.32: Tensions de l'onduleur côté réseau

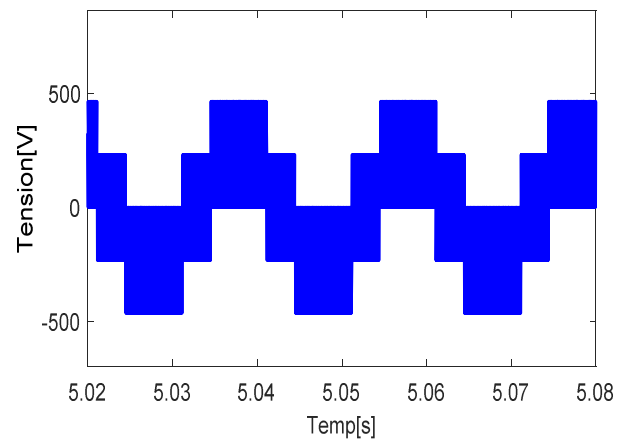


Figure III.33: Tensions de l'onduleur d'une phase côté réseau

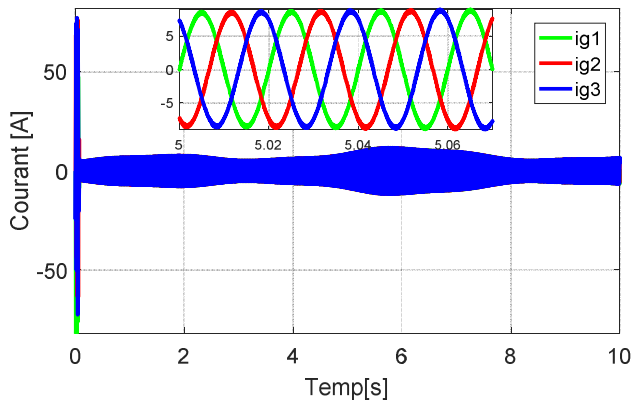


Figure III.34: Courants injectés au réseau.

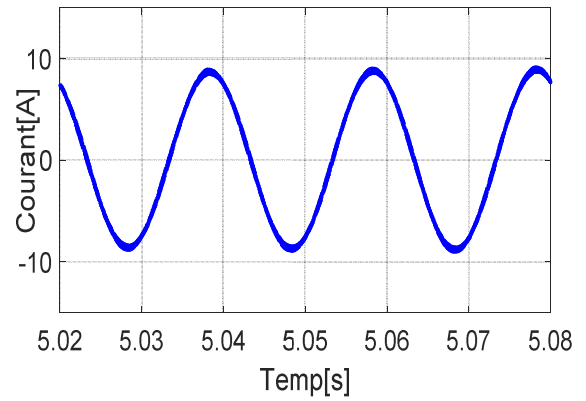


Figure III.35: Courant d'une phase injecté au réseau.

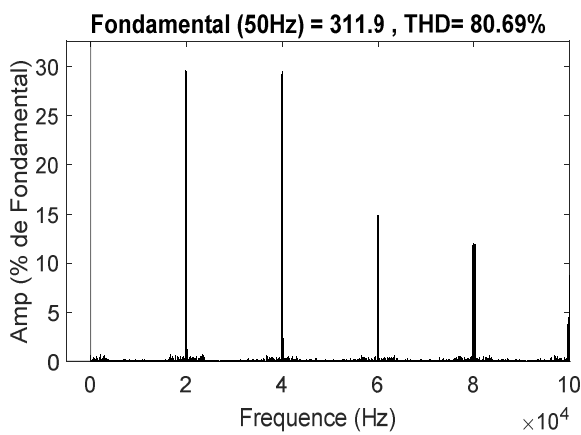


Figure III.36: Spectre de la Tension du convertisseur côté réseau.

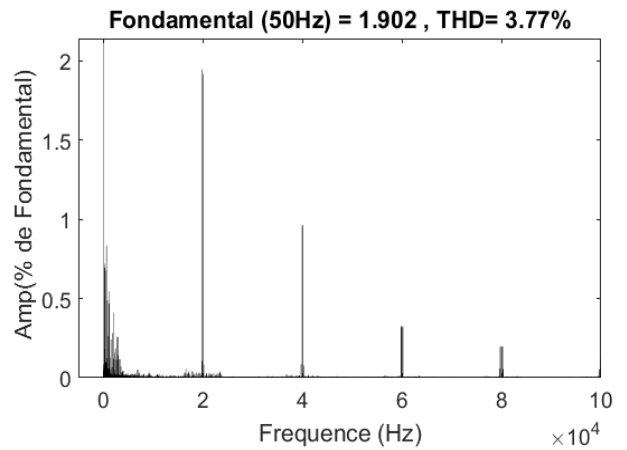


Figure III.37: Spectre du courant injecté au réseau.

La figure III.34 montre le courant injecté au réseau électrique. En régime transitoire, on peut bien remarquer un appel de courant relativement élevé qui est nécessaire pour charger le condensateur initialement déchargé. En régime permanent, les trois courants injectés au réseau, sont sinusoïdaux. On peut aussi constater que leur amplitude dépend fortement de la vitesse du vent et leur fréquence reste constante adaptée à la fréquence 50 Hz du réseau.

Les courants injectés au réseau et les tensions de réseau sont en phase (Figures .III.33 et 35), ce qui implique que ce système de conversion éolienne ne fournit que la puissance active au réseau.

La figure III.37 montre l'analyse spectrale du courant injecté au réseau et le taux de distorsion harmonique totale (THD). On peut clairement constater que le THD est inférieur à 5%, ce qui indique une bonne qualité de la puissance avec un facteur de puissance proche de l'unité.

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé les commandes appliquées pour contrôler les différents éléments du système de conversion d'énergie éolienne jusqu'à l'injection de la puissance

au réseau (GSAP, redresseur à MLI et Onduleur à MLI). Une commande côté génératrice a été utilisée pour suivre la puissance maximale générée à partir d'une éolienne à vitesse variable en contrôlant la vitesse de rotation de la turbine à l'aide de la technique MPPT. Le redresseur à MLI a été commandé par des références générées par la commande vectorielle. L'onduleur triphasé nous a permis de commander le bus de tension continue et de fournir seulement la puissance active au réseau avec un facteur de puissance proche de l'unité. Les résultats de simulation montrent que les performances statiques et dynamiques correspondantes à la commande de la chaîne de conversion sont à niveaux meilleures.

A fin d'améliorer la forme d'onde des courant triphasés et réduire leur THD, le chapitre suivant est consacré à l'étude de l'association des convertisseurs multicellulaires séries à la chaîne de conversion éolienne étudiée.

Chapitre IV

Commande de la chaîne de conversion
basée sur le convertisseur multicellulaire

IV.1. Introduction

Dans les années passées, des avancées technologiques remarquables ont été réalisées dans le domaine de l'électronique de puissance, particulièrement l'évolution des semi-conducteurs de puissance, ce qui a permis la présence des convertisseurs statiques dans des champs d'applications multiples. Parmi ces nouvelles applications, il y a celles qui sont très exigeantes en termes de performances dynamiques comme le filtrage actif, la dépollution de réseaux électriques, ou l'alimentation des machines à courant alternatif pour des applications particulières [AIM 03].

L'augmentation des calibres en tension et en courant des semi-conducteurs a permis aux structures de conversion d'énergie de commuter des puissances, de plus en plus importantes. Cela nécessite alors l'utilisation de nouvelles topologies des convertisseurs de l'électronique de puissance avec des composants semi-conducteurs de plus en plus performants.

Les convertisseurs multicellulaires laissent espérer de bonnes performances dynamiques en jouant sur les degrés de liberté mais nécessitent des lois de commande plus complexes. Cette structure de convertisseur statique intègre dans la famille des convertisseurs multi-niveaux et développée au sein du laboratoire LAPLACE de Toulouse.

Dans le cadre de ce chapitre, après avoir présenté le principe de convertisseur statique multicellulaire série, nous utiliserons le modèle aux valeurs instantanées pour modéliser ce convertisseur puis nous allons présenter plusieurs techniques de contrôle pour commander le convertisseur multicellulaire série. Ce convertisseur sera utilisé pour le contrôle de la chaîne éolienne basée sur la GSAP.

IV.2 Convertisseurs multicellulaires

Les associations de cellules de commutation élémentaires sont des solutions techniques meilleures qui deviennent aujourd'hui très compétitives. Elles permettent d'améliorer les formes d'ondes en utilisant les différents niveaux de tension. L'association de composants semi-conducteurs requiert, lors des régimes statiques et dynamiques, un équilibrage de la tension aux bornes de chaque interrupteur. Cet équilibrage peut être effectué à partir de circuits de commande supplémentaires [GAT97].

Les convertisseurs multicellulaires ont permis d'améliorer les performances déjà acquises par les convertisseurs classiques à deux niveaux. Parmi ces avantages, on trouve :

- ✓ Amélioration de la forme du signal de sortie du convertisseur multiniveaux (amélioration du THD).
- ✓ Utilisation de composants de faible calibre (réduction des coûts).
- ✓ Equipements plus fiables et durée de vie des isolants augmentée.

D'autre part, il faut aussi remarquer que la réalisation de convertisseurs multicellulaires pose des contraintes et des problèmes, dont on peut citer [CHO 10] :

- Besoin d'un plus important nombre de composants,
- Nécessité d'une répartition équilibrée de la tension d'alimentation pour les interrupteurs mis en série,
- Commande plus complexe.

IV.2.1-Convertisseurs multicellulaires séries (FCMC)

Les convertisseurs multicellulaires ont été imaginés dans le double but, de générer une tension de sortie multi-niveaux et de réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance. La topologie présentée dans la figure IV.1 représente une structure multicellulaire à P cellules de commutation séparées les unes des autres par $(P-1)$ condensateurs flottants [AIM 03]. Cette structure peut être adaptée à toutes les configurations (montage en hacheur ou en onduleur, en demi-pont ou en pont complet) [ELM 12].

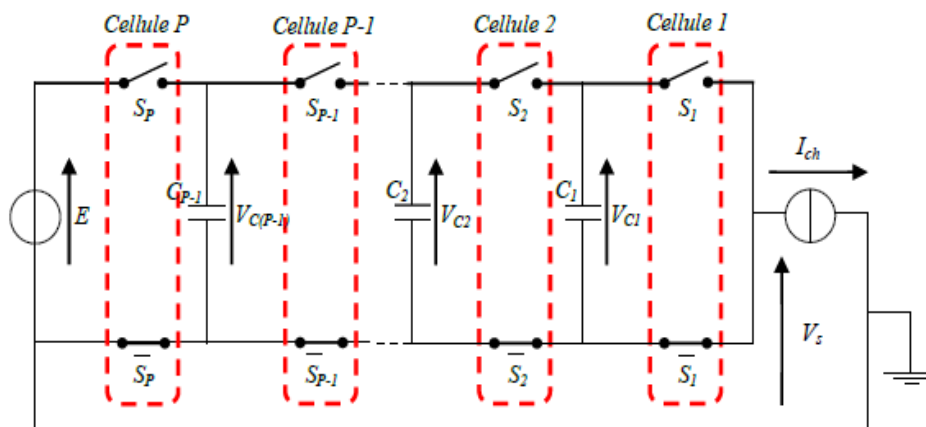


Figure IV.1 : Bras multicellulaire à P cellules de commutation.

IV.2.2- Principe de base d'un convertisseur multicellulaire série

Il est nécessaire, lors d'une association en série de composants semi-conducteurs, d'assurer une répartition équilibrée de la tension d'alimentation sur les différents interrupteurs [CHO 10].

Le convertisseur est à P cellules. Chaque cellule est constituée de deux interrupteurs et d'une source de tension. Les interrupteurs fonctionnent de façon complémentaire : quand l'un est passant l'autre est bloqué. Les ordres de commande à l'intérieur de chaque paire d'interrupteurs doivent être complémentaires afin d'éviter des courts-circuits entre les sources de tension

La fonction de commande de chaque cellule i est représentée par S_i . La S_i sera également appelée état de la cellule i . La tension de sortie est notée V_s .

Le convertisseur multicellulaire série basée sur quatre propriétés comme suit : [ROU12]

Propriété 1: pour un convertisseur à p cellules de commutation, on disposera de $p-1$ sources de tensions flottantes.

Propriété 2: dans un convertisseur multicellulaire série, chaque cellule peut être considérée comme indépendante.

Propriété 3: soit i , l'indice représentant le numéro de la source de tension flottante avec $i \in [1, p - 1]$, chaque source de tension flottante devra avoir une valeur égale à $v_{ci} = iE/p$. Ainsi on imposera une contrainte en tension de E/p sur tous les interrupteurs.

Propriété 4 : pour un convertisseur multicellulaire série à p cellules de commutation, on aura 2^p topologies différents et $p+1$ niveaux de tension en sortie.

La figure IV.2 présente les différentes phases de fonctionnement d'un convertisseur multicellulaire série pour le cas $p = 2$. Deux cellules de commutation (Cellule1, Cellule2) et un condensateur flottant chargé à $E/2$, sont utilisés pour produire une tension v_s de trois niveaux ($0, E/2$ et E).

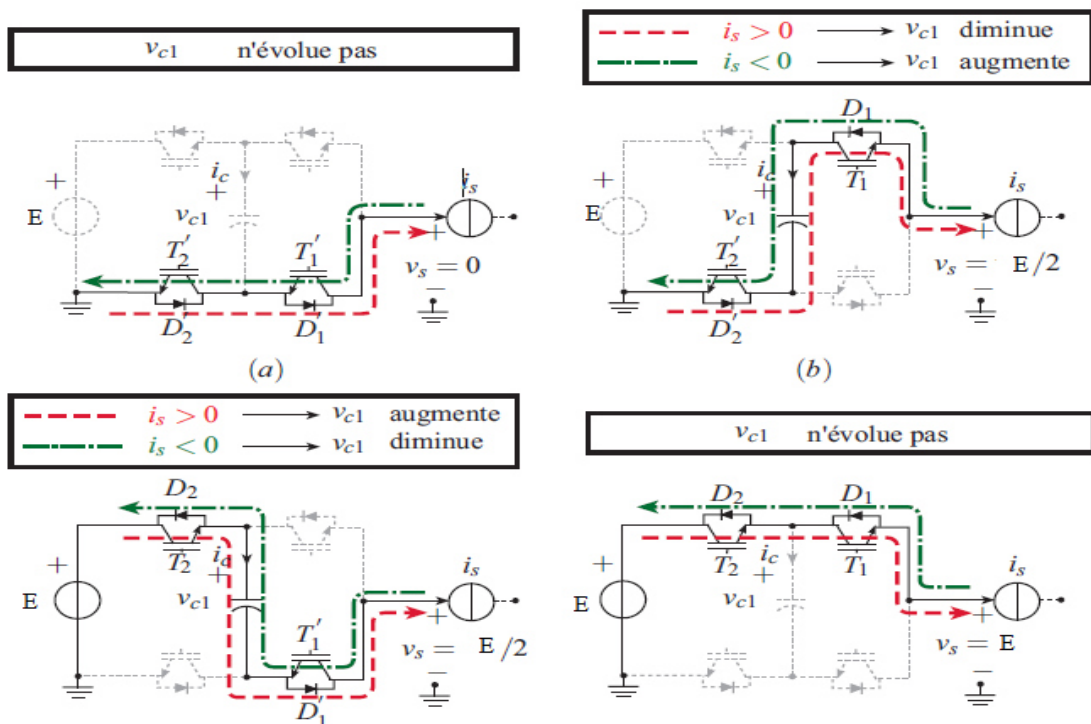


Figure IV.2: Obtention des différents niveaux de tension avec un convertisseur à 2 cellules et Flying Capacitor de trois niveaux.

Le niveau de tension $v_s = E$ est obtenu quand les interrupteurs T1 et T2 sont fermés alors que le niveau $v_s = 0$ est obtenu quand ces interrupteurs sont ouverts. Il existe une redondance pour l'obtention du niveau intermédiaire de la tension de sortie $v_s = E/2$ à partir de deux configurations (figure IV.2 -b et -c). La différence entre ces deux configurations (pour un courant i_s positif) est que celle de la figure IV.2-c permet au condensateur flottant de se charger alors que celle de la figure IV.2-b produit sa décharge.

IV.2.3- Dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants

Afin d'assurer un bon fonctionnement du convertisseur multicellulaire, la dynamique des tensions flottantes doit suivre celle de la tension d'alimentation principale E , de sorte à maintenir une répartition équitable des contraintes en tension aux bornes des différents semi-conducteurs de puissance de la structure multi-niveaux. Cet équilibrage de tensions doit être assuré dans les deux régimes, transitoire et permanent [HAN16]. Il est préférable que les tensions générées par les condensateurs flottants suivent la tension d'alimentation continue selon l'équation suivant.

$$\begin{cases} v_{si} = \frac{E}{p} \bar{S}_i \\ v_{\bar{s}i} = \frac{E}{p} \cdot S_i \end{cases} \quad \text{IV.1}$$

Tel que: v_{si} et $v_{\bar{s}i}$ Tensions des interrupteurs de une cellule de commutation i .

La figure IV.3 présente une dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants dans le cas d'une association de 5 cellules de commutation.

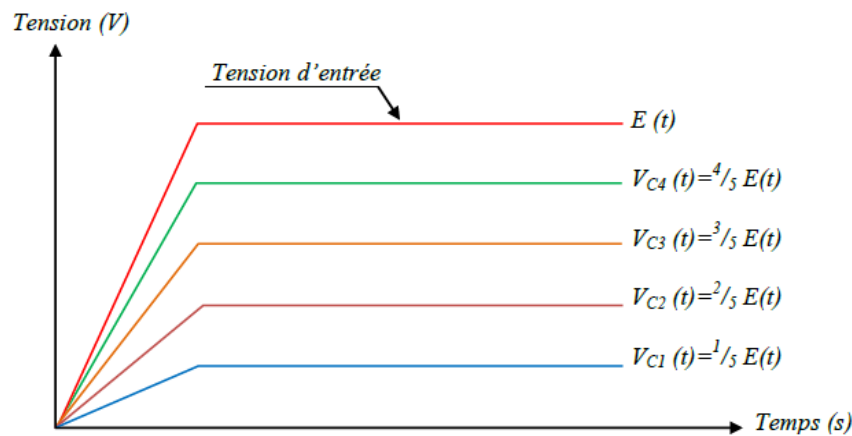


Figure IV.3 : Dynamique idéale des tensions flottantes.

Ainsi, l'évolution de la dynamique des tensions aux bornes des condensateurs doit être similaire à celle de la figure IV.3 pour préserver le bon fonctionnement du convertisseur. Car, la stabilité des tensions condensateurs assure un partage égal des contraintes en tension sur les semi-conducteurs mis en série et permet aussi à la tension de sortie d'atteindre tous ces niveaux avec une amplitude des niveaux égale à [ELM 12]:

$$E_{niv}(t) = \frac{E(t)}{i} \quad \text{IV.2}$$

IV.2.4- Modélisation des convertisseurs multicellulaires série

Les différents modèles de représentation habituels sont les suivants [ROU12] :

- **Modèle direct ou instantané** : ce modèle tient compte de toutes les commutations sur une période. Il contient toute l'information. Il sert en général pour valider des commandes,

- **Modèle aux valeurs moyennes** : chaque grandeur est remplacée par sa valeur moyenne sur la période. Ce modèle est continu et permet de faire la synthèse des lois de commande.
- **Modèle harmonique** : ce modèle modélise l'évolution du système en tenant compte d'un seul harmonique à la fois. On suppose que le régime transitoire est négligeable.

Dans notre travail, on s'intéresse seulement au modèle instantané que nous allons développer dans ce qui suit.

IV.2.4.1- Modèle instantané

Le modèle instantané est un modèle exact du convertisseur, puisqu'il prend en compte exactement l'état (passant ou bloqué) de l'interrupteur à chaque instant. Tous les phénomènes harmoniques seront représentés dans ce modèle [ROU12]. Son avantage est d'être une représentation discontinue avec la commande binaire des commutateurs.

Pour ce qui suit, nous utilisons seulement le modèle instantané pour la modélisation du convertisseur multicellulaire

Pour la modélisation du convertisseur multicellulaire, on considère un fonctionnement idéalisé :

- Interrupteurs parfaits : La commutation des interrupteurs est instantanée (temps de fermeture et ouverture nul) et sans pertes. Enfin, la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction.
- Sources parfaites : La tension aux bornes du bus continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.
- Temps morts négligés : Le but de notre étude étant de réduire la fréquence de découpage, les temps mort seront donc peu influant.

IV.2.4.2- Fonctionnement onduleur :

La figure IV.4 présente un onduleur multicellulaire à P cellules à point milieu capacitif, associé à une charge $R-L$.

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur. Ainsi, comme les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs commandables, on peut définir la fonction de commutation suivante pour définir l'état des interrupteurs ($i=1,2,\dots,p$):

- $S_i = 1$ quand l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert.
- $S_i = 0$ quand l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

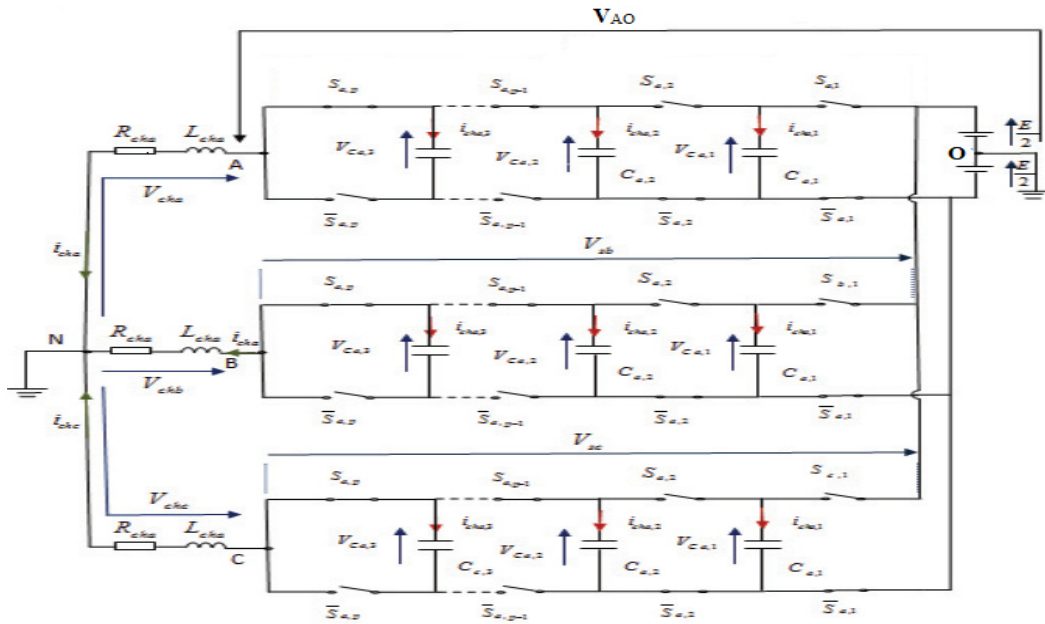


Figure IV.4: Onduleur multicellulaire série à P cellules, associé à une charge R-L.

Pour faciliter l'étude, nous modéliserons un seule bras d'un onduleur multicellulaire associé à une charge R-L figure IV.5

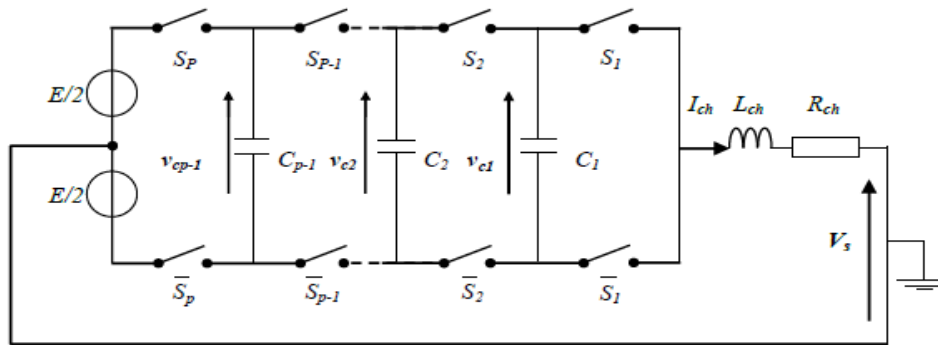


Figure IV.5 : Bras onduleur à P cellules, à point milieu capacitif, associé à une charge R-L.

Ainsi, on peut calculer les tensions en sortie de l'onduleur en fonction de ces fonctions de commutation.

Pour simplifier l'étude, nous modélisons une phase. La tension aux bornes d'un condensateur qui est parcouru par un courant électrique est donnée par:

$$V_c(t) = \frac{1}{c} \int_{t_0}^{t_1} i_c(t). dt + v_{c0} \tag{IV.3}$$

L'évolution de la tension aux bornes du condensateur C_i et liée à l'évolution du courant i_{Ci} , ce dernier étant fonction de l'état des cellules adjacentes Cel_{i+1} , Cel_i et du courant i_{ch} .

Le courant i_{Ci} est alors fonction des signaux de commande des interrupteurs S_{i+1} et S_i [HAN16].

$$i_{ci} = [S_{i+1} - S_i]. i_{ch} \tag{IV.4}$$

Connaissant la valeur du condensateur C_i , nous obtenons l'équation régissant l'évolution de la tension V_{Ci} :

$$C_i \frac{dv_{ci}}{dt} = i_{ci} = [S_{i+1} - S_i] \cdot i_{ch} \quad \text{IV.5}$$

Donc:

$$\frac{d}{dt} V_{ci} = \frac{[S_{i+1} - S_i]}{C_i} \cdot i_{ch} \quad \text{IV.6}$$

Le courant de charge est fonction de la tension de sortie du bras multicellulaire v_s et de la nature de la charge. La tension de sortie v_s correspond à la somme des tensions aux bornes des interrupteurs. Ces tensions sont définies par [HAN16]:

$$v_{s_i} = S_i \cdot [v_{ci} - v_{c(i-1)}] \quad \text{IV.7}$$

Ce qui implique que l'expression de la tension V_s s'écrit :

$$v_s = \sum_{i=1}^p v_{s_i} = \sum_{i=1}^p S_i \cdot [v_{ci} - v_{c(i-1)}] \quad \text{IV.8}$$

Où : $v_{CP} = E$ et $v_0 = 0$.

La tension de sortie de l'onduleur multicellulaire par rapport au point fictif O est égale la tension aux bornes de la charge v_{ch} s'écrit alors :

$$v_{ch} = v_{KO} = v_s - \frac{E}{2} = R_{ch} \cdot i_{ch} + L_{ch} \cdot \frac{d}{dt} i_{ch} \quad \text{IV.9}$$

Tel que K est correspond aux phases (A, B, C)

Par conséquent, le courant i_{ch} s'écrit comme suit:

$$\frac{d}{dt} i_{ch} = \frac{v_s}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} \cdot i_{ch} - \frac{E}{2L_{ch}} \quad \text{IV.10}$$

A partir de l'équation (IV.8), nous obtenons l'expression générale de l'évolution du courant i_{ch} :

$$\frac{d}{dt} i_{ch} = S_1 \frac{v_{c1}}{L_{ch}} + S_2 \frac{[v_{c2} - v_{c1}]}{L_{ch}} + \dots + S_{p-1} \frac{[v_{c(p-1)} - v_{c(p-2)}]}{L_{ch}} + S_p \frac{[E - v_{c(p-1)}]}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{ch} - \frac{E}{2L_{ch}} \quad \text{IV.11}$$

L'évolution des tensions V_{ci} est régie par l'équation (IV.6). Ainsi, le système d'équation représentant le modèle d'un onduleur à P cellules à point milieu est :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} v_{c1} = \frac{[S_2 - S_1]}{c_1} \cdot i_{ch} \\ \frac{d}{dt} v_{c2} = \frac{[S_3 - S_2]}{c_2} \cdot i_{ch} \\ \frac{d}{dt} v_{c(p-1)} = \frac{[S_p - S_{p-1}]}{c_{p-1}} \cdot i_{ch} \\ \vdots \\ \frac{d}{dt} i_{ch} = S_1 \frac{v_{c1}}{L_{ch}} + S_2 \frac{[v_{c2} - v_{c1}]}{L_{ch}} + \dots + S_{p-1} \frac{[v_{c(p-1)} - v_{c(p-2)}]}{L_{ch}} + S_p \frac{[E - v_{c(p-1)}]}{L_{ch}} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{ch} - \frac{E}{2L_{ch}} \end{array} \right. \quad \text{IV.12}$$

A partir des équations (IV.12), nous obtenons l'expression de l'équation d'état :

$$\dot{X} = A \cdot X + B(X) \cdot S \quad \text{IV.13}$$

$$X = [v_{c1} \quad v_{c2} \quad \dots \quad v_{c(p-1)} i_{ch}]^T \quad \text{IV.14}$$

$$S = [S_1 \quad S_2 \quad \dots \quad S_{p-1} S_p]^T \quad \text{IV.15}$$

$$B(X) = \begin{bmatrix} -\frac{i_{ch}}{C1} & \frac{i_{ch}}{C1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{i_{ch}}{C1} & \frac{i_{ch}}{C1} & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & -\frac{i_{ch}}{C(p-1)} & \frac{i_{ch}}{C(p-1)} & \\ \frac{v_{c1}}{L_{ch}} & \frac{v_{c2}-v_{c1}}{L_{ch}} & \cdot & \frac{v_{c(p-2)}-v_{c(p-1)}}{L_{ch}} & \frac{E-v_{c(p-1)}}{L_{ch}} \end{bmatrix} \quad \text{IV.16}$$

Les tensions de sortie simples de l'onduleur multicellulaire triphasé sont définies par les équations suivants:

$$\begin{aligned} V_{AN} &= \frac{1}{3}(2V_{AO} - V_{BO} - V_{CO}) \\ V_{BN} &= \frac{1}{3}(2V_{BO} - V_{AO} - V_{CO}) \\ V_{CN} &= \frac{1}{3}(2V_{CO} - V_{AO} - V_{BO}) \end{aligned} \quad \text{IV.17}$$

IV.3- Stratégie de commande de l'onduleur multicellulaire

IV.3.1- Commande en boucle ouverte

Le convertisseur multicellulaire série est dit commandé en boucle ouverte lorsqu'aucune boucle de retour ne vient réguler les variables d'état du système [AIM 03]. Dans ce qui suit, nous allons utiliser la MLI-ST (Modulation de Largeur d'Impulsion de type Sinus- Triangle) comme commande en boucle ouverte. Il faut noter que le courant de sortie du convertisseur et les tensions aux bornes des condensateurs flottants restent sans régulation.

IV.3.1.1- Commande par MLI-ST (Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus- Triangle)

L'onduleur multicellulaire est commandé en boucle ouverte. Les ordres de commande des composants de puissance sont donnés par une stratégie de modulation de largeur d'impulsion.

La stratégie la plus utilisée avec ce type de convertisseur est la modulation *Phase Shifted (PS)*. Cette stratégie utilise p porteuses triangulaires (une porteuse pour chaque cellule de commutation). De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles. Dans le cas d'un onduleur p cellules, la porteuse $n^\circ 2$ aura un déphasage retard de T_{dec}/p par rapport à la porteuse $n^\circ 1$, la porteuse $n^\circ 3$ un déphasage de $2 T_{dec} /p$, jusqu'à la porteuse $n^\circ p$ qui aura un déphasage de $(p-1)T_{dec} /p$ par rapport à la porteuse $n^\circ 1$ avec T_{dec} est la période de la porteuse. Avec T_{dec} période de découpage.

Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notés T_{ri} évoluant sur l'intervalle $[0,1]$ sont [HAN16]:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{r1} = \arcsin(\cos(2\pi \cdot f_{d\acute{e}c} \cdot t) / (\pi/2)) \\ T_{r2} = \arcsin\left(\cos\left(2\pi \cdot f_{d\acute{e}c} \cdot t - \frac{2\pi}{p}\right)\right) / (\pi/2) \\ \vdots \\ T_{rp} = \arcsin\left(\cos\left(2\pi \cdot f_{d\acute{e}c} \cdot t - (p-1)\frac{2\pi}{p}\right)\right) / (\pi/2) \end{array} \right. \quad \text{IV.18}$$

Ce déphasage régulier des porteuses les unes par rapport aux autres est utile pour que la tension multi-niveaux de sortie peut atteindre ses niveaux intermédiaires. En effet, si toutes les porteuses étaient en phase, toutes les cellules commuteraient en même temps et seraient dans le même état de conduction.

Le déphasage régulier entre les signaux de commande augmente la fréquence apparente de la tension de sortie à p fois la fréquence de découpage. Cette augmentation de la fréquence apparente de découpage permet de repousser les harmoniques de la tension v_s en diminuant ainsi les contraintes liées au dimensionnement du filtre de sortie.

Les signaux de commande de chaque cellule S_i , sont obtenus en faisant l'intersection entre une porteuse triangulaire et un signal modulant, dit signal de référence (sinusoïdal dans le cas d'un onduleur) comme l'indique la figure IV.6.

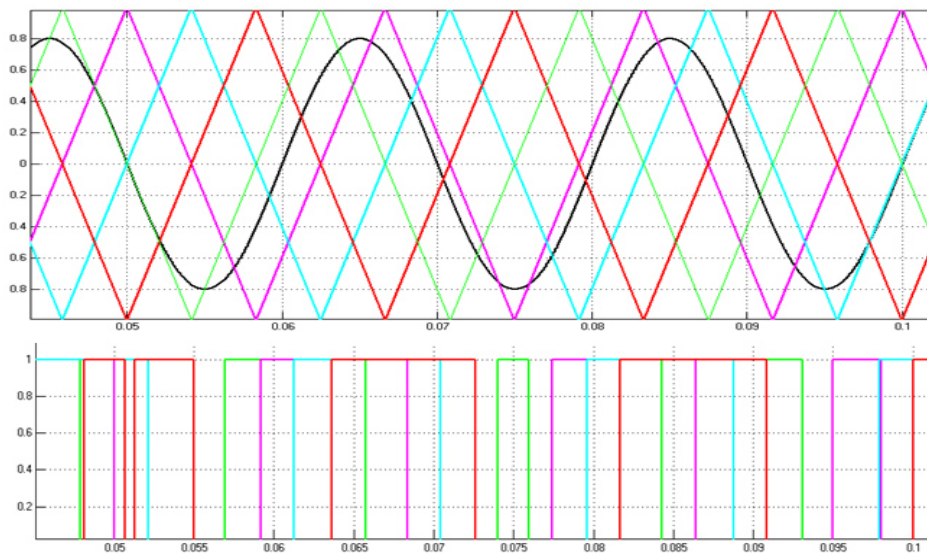


Figure IV.6: Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus- Triangle à 4 porteuses triangulaires.

Quand la mise en série inclut un grand nombre de cellules, il existe une problématique liée au développement de cette structure. En effet, les tensions des condensateurs augmentent au fur et à mesure qu'ils se rapprochent de la source de tension d'entrée. Des tensions plus importantes au niveau des condensateurs impliquent une augmentation de l'énergie stockée et donc du volume utilisé. [EDU14]

Les problématiques liées à ce convertisseur apparaissent quand un déséquilibre des sources de tension flottantes est produit. Ce déséquilibre peut générer l'augmentation des harmoniques sur

la tension de sortie mais surtout des surtensions aux bornes des interrupteurs ce qui peut entraîner leur destruction. Il existe un équilibrage naturel de la tension des condensateurs grâce aux harmoniques des courants qui circulent par les différentes cellules [EDU14], mais la dynamique de cet équilibrage naturel est assez lente. En plus de cela, d'autres problèmes liés à la génération des rapports cycliques ou l'éventuelle variation de la source de tension, exigent l'utilisation de boucles fermées de régulation.

IV.3.2- Commande en boucle fermée

IV.3.2.1- Commande linéaire par modulation des rapports cycliques

La commande linéaire par modulation des rapports cycliques permet uniquement la régulation des tensions générées par les condensateurs.

Dans un convertisseur multicellulaire le courant moyen traversant le condensateur C_i est proportionnel à la différence de rapports cycliques entre les deux cellules adjacentes. Cette remarque-là représente la base autour de laquelle la commande linéaire par modulation des rapports cycliques est bâtie [HAN16].

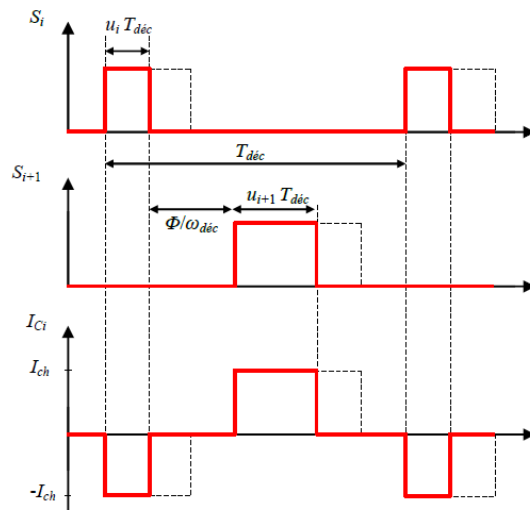


Figure IV.7: Formes d'ondes obtenues à l'échelle de la période de découpage.

D'après la figure IV.7, nous remarquons que si les rapports cycliques des cellules $i+1$ et i sont différents, le courant moyen i_{C_i} qui traverse le condensateur C_i n'est pas nul et, par conséquent, la tension V_{C_i} évolue [HAN16].

Lorsqu'un déséquilibre apparaît sur une tension condensateur v_{C_i} , le courant moyen i_{C_i} qui traverse le condensateur pendant une période de découpage T_{dec} est telle que la tension v_{C_i} tend vers sa valeur d'équilibre. La variation de la tension condensateur Δv_{C_i} s'obtient alors par la relation (IV.19).

$$\Delta v_{C_i} = v_{C_i}(t + T_{dec}) - v_{C_i}(t) = \frac{iE}{P} - v_{C_i} = \frac{i_{C_i} T_{dec}}{C_i} \quad \text{IV.19}$$

Réécrivons l'équation (IV.19) en remplaçant le courant i_{Ci} par le courant de charge i_{ch} et les rapports cycliques u_{i+1} , u_i (en sachant que $i_c = i_{ch}[u_{i+1} - u_i]$):

$$\Delta v_{Ci} = \frac{T_{dec}}{C_i} \cdot i_{ch}[u_{i+1} - u_i] = \frac{T_{dec}}{C_i} \cdot i_{ch} \cdot \alpha_i \quad \text{IV.20}$$

Où : α_i représente la différence entre les rapports cycliques u_{i+1} et u_i .

A partir de l'équation (IV.20), nous pouvons calculer la grandeur de commande α_i (Equ. IV.21).

$$\alpha_i = \frac{C_i}{i_{ch} \cdot T_{dec}} \cdot \Delta v_{Ci} = \frac{C_i}{i_{ch} \cdot T_{dec}} \left[\frac{iE}{P} - v_{Ci} \right] \quad \text{IV.21}$$

L'existence de P cellules de commutation à contrôler, signifie que P grandeurs de commande u_i seraient utilisées. Cela est avantageux, car il n'existe que $(P-1)$ tensions condensateurs à contrôler. La grandeur de commande supplémentaire u_p va être choisie constante de manière à ce que les tensions v_{Ci} suivent leurs références.

La grandeur u_p étant choisie comme la grandeur de commande supplémentaire, il ne reste maintenant qu'à trouver les $(P-1)$ rapports cycliques en utilisant l'équation (IV.21).

$$u_i = u_{i+1} - \alpha_i \quad \text{IV.22}$$

A partir de l'équation (IV.22), nous pouvons constater qu'une saturation des grandeurs de commande (rapports cycliques) entraîne la perte du contrôle des grandeurs électriques. Pour cela, un gain qu'on notera G va être ajouté à l'équation (IV.21). Il est dimensionné judicieusement pour assurer un double rôle. D'une part, il veille à éliminer la saturation des grandeurs de commande. D'autre part, il accélère la dynamique d'équilibrage des tensions des condensateurs flottants au démarrage du convertisseur. Donc, La loi de commande peut être synthétisée comme suit :

$$u_p = u_{ref} \quad \text{IV.23}$$

$$u_i = u_{i+1} - \frac{C_i}{i_{ch} \cdot T_{dec}} \left[\frac{iE}{P} - v_{Ci} \right] \quad \text{IV.24}$$

Où : i varie de 1 à $P-1$ et u_{ref} représente le rapport cyclique de référence permettant de définir le point de fonctionnement.

A partir de l'équation (IV.23), nous constatons que les rapports cycliques sont égaux si et seulement si la différence $(iE/p) - v_{Ci}$ est nulle (où $(iE/p) - v_{Ci} = \varepsilon_{v_{Ci}}$ représente l'erreur existante sur la tension v_{Ci}).

$$u_1 = u_2 = \dots = u_p = u_{ref} \quad \text{IV.25}$$

En considérant que le courant peut être représenté par sa valeur moyenne sur une période de découpage, il est possible de définir, dans le domaine fréquentiel, une boucle de contrôle propre à chaque condensateur (figure IV.8).

A partir de la figure IV.7, nous pouvons calculer facilement la fonction de transfert entre V_{Ci} et V_{Ci_ref} . Elle est du premier ordre (équation IV.26).

$$\frac{V_{Ci}}{V_{Ci_ref}} = \frac{1}{1+\tau s} \quad \text{IV.26}$$

Où : s représente la variable de Laplace.

$\tau = \frac{T_{dec}}{G}$ représente la constante du temps.

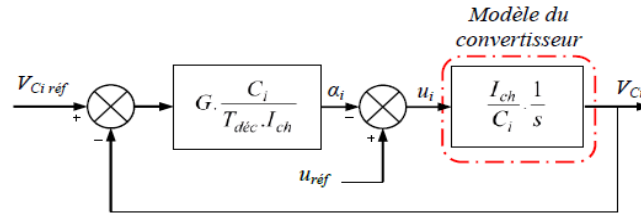


Figure IV.8 : Boucle de régulation de la tension condensateur V_{Ci} .

D'après l'équation (IV.24), nous remarquons que le choix d'un gain G important permet de diminuer la constante de temps du système en boucle fermée. Mais, la moindre perturbation au niveau de la tension d'alimentation peut entraîner la saturation des rapports cycliques. Alors, le gain G doit être dimensionné pour assurer un fonctionnement optimal du convertisseur pendant le démarrage qui est la phase la plus critique. Le choix du gain G s'effectue en considérant que :

- La tension d'alimentation est égale à sa valeur de référence E .
- Les condensateurs C_i sont déchargés au démarrage du convertisseur.
- Un rapport cyclique définit le point de fonctionnement (courant de charge).

A l'instant initial, les erreurs sur les tensions aux bornes des condensateurs sont maximales et égales à :

$$\varepsilon_{V_{Ci}} = \frac{iE}{P} \quad \text{IV.27}$$

Le rapport cyclique u_{pinit} égal à u_{ref} permet de définir les grandeurs u_{pinit} par les relations de récurrence :

$$u_{pinit} = u_{ref} \quad \text{IV.28}$$

$$u_{p-1init} = u_{pinit} - \alpha_{p-1inti} = u_{ref} - (P-1) \cdot \frac{G \cdot C_i}{I_{ch} \cdot T_{dec}} \cdot \frac{E}{P} \quad \text{IV.28}$$

$$u_{1init} = u_{ref} - \alpha_{1inti} = u_{ref} - \frac{P(P-1)}{2} \cdot \frac{G \cdot C_i}{I_{ch} \cdot T_{dec}} \cdot \frac{E}{P} \quad \text{IV.29}$$

Ces équations impliquent que les rapports cycliques u_{init} seront toujours inférieurs à la valeur de référence u_{ref} dans le cas d'un démarrage :

$$u_{ref} > u_{p-1init} > u_{p-2init} > \dots > u_{1init} \geq 0 \quad \text{IV.30}$$

Le gain G est donc calculé tel que $u_{1init} = 0$, sachant I_{ch} que est imposé à $I_{ch} = (u_{ref}E)/(2R_{ch})$ [HAN16] :

$$G = \frac{2.T_{dec}}{(p-1).C_i.R_{ch}} \cdot u_{ref}^2 \tag{IV.31}$$

La constante de temps caractérisant l'évolution en boucle fermée des tensions condensateurs s'exprime alors par :

$$\tau = \frac{T_{dec}}{G} = \frac{(p-1).C_i.R_{ch}}{2} \cdot \frac{1}{u_{ref}^2} \tag{IV.32}$$

En ce qui concerne le courant de charge i_{ch} , celui-ci n'étant pas régulé, il subit directement les variations de la tension d'alimentation comme le montre l'équation suivante (pour un onduleur) :

$$i_{ch} = \frac{u_{ref}.E}{2.R_{ch}} \tag{IV.33}$$

Dans la Figure IV.9, nous remarquons que cette commande nécessite ' $P+1$ ' capteurs isolés mesurant les tensions flottantes $V_{C1}, V_{C2}, \dots, V_{CP-1}$, la tension de bus continu E et le courant de charge I_{ch} . Le réglage des courants est assuré par un correcteur 'PI', les gains de cette régulateur sont obtenu par la méthode de compensation du pôle.

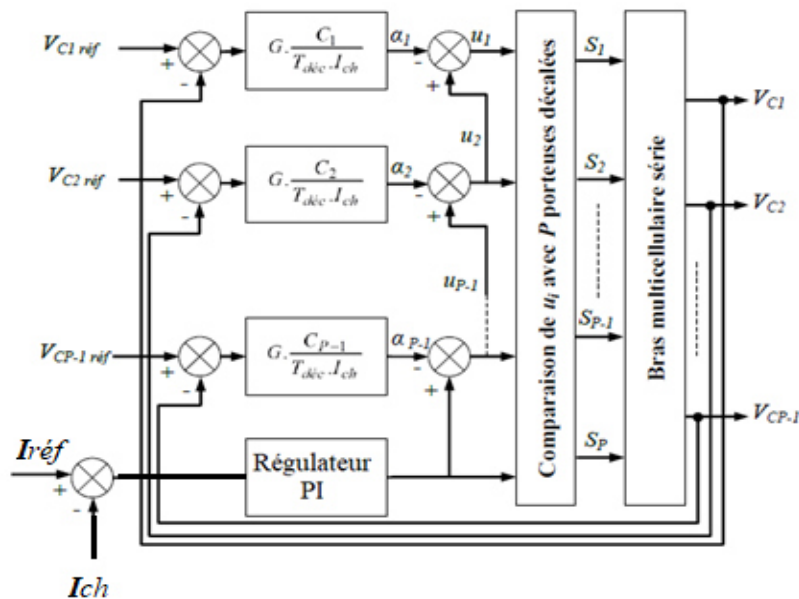


Figure IV.9: Commande linéaire par modulation des rapports cycliques d'un bras d'onduleur multicellulaire série.

IV.3.2.2- Commande par mode de glissement d'ordre 1 [PHI17]

La commande par mode de glissement est une technique non linière basée à la théorie des structures variables. Elle donne au système une robustesse et une bonne réponse dynamique. La raison pour laquelle nous a choisis cette approche de contrôle non-linéaire pour la génération des

signaux de la commande du convertisseur multicellulaire à 'p' cellule. Nous proposons les 'p' surfaces suivant :

$$S_1 = i_{ch_ref}V_{C1} - i_{ch}V_{C_ref1} \quad IV.34$$

$$S_2 = i_{ch_ref}V_{C2} - i_{ch}V_{C_ref2} \quad IV.35$$

⋮

$$S_p = i_{ch_ref} \left((E - V_{C1}) + (E - V_{C2}) + \dots + (E - V_{C(p-1)}) \right) - i_{ch} (V_{C_ref1} + V_{C_ref2} + \dots + V_{C_ref(p-1)}) \quad IV.36$$

Avec le vecteur définissant les erreurs de contrôle est donné comme suit :

$$e = (i_{ch_ref} - i_{ch}, V_{C_ref1} - V_{C1}, V_{C_ref2} - V_{C2}, \dots, V_{C_ref(p-1)} - V_{C(p-1)}) \quad IV.37$$

L'erreur est asymptotiquement stable. Tout d'abord, nous définissons l'objectif de contrôle pour satisfaire les surfaces de glissement S comme suit :

$$S_1 = 0 \quad IV.38$$

$$S_2 = 0 \quad IV.39$$

⋮

$$S_p = 0 \quad IV.40$$

On utilise : $V_{C_refk} = k \frac{E}{p}$ ensuite on trouve :

$$S_1 = i_{ch_ref}V_{C1} - i_{ch}V_{C_ref1} = 0 \quad IV.41$$

$$S_2 = i_{ch_ref}V_{C2} - i_{ch}V_{C_ref2} = 0 \quad IV.42$$

⋮

$$S_p = i_{ch_ref} \left((E - V_{C1}) + (E - V_{C2}) + \dots + (E - V_{C(p-1)}) \right) - i_{ch} (V_{C_ref1} + V_{C_ref2} + \dots + V_{C_ref(p-1)}) = 0 \quad IV.43$$

On peut déduire :

$$V_{C1} = V_{C_ref1} \quad IV.44$$

$$V_{C2} = V_{C_ref2} \quad IV.45$$

⋮

$$V_{C(p-1)} = V_{C_ref(p-1)} \quad IV.46$$

$$i_{ch} = i_{ch_ref} \quad IV.47$$

Les séquences de contrôle des interrupteurs statiques en boucle fermée sont définies comme :

$$u_i = \frac{1}{2} [1 - \text{sign}(S_i)] \quad IV.48$$

Avec: $i \in \{1, 2, \dots, p\}$

IV.3.2.2.1 Commande par mode glissement d'un convertisseur multicellulaire à 5 cellules

Pour un convertisseur à 5 cellule ($p=5$), $V_{C_{refi}} = i \frac{E}{5}$ (avec $i \in \{1, 2, \dots, 5\}$) satisfait l'équilibre naturel des tensions des condensateur. Considérons les séquences de contrôle suivantes en boucle fermée pour les cinq cellules.

$$u_i = \frac{1}{2} [1 - \text{sign}(S_i)] \quad \text{IV.49}$$

Les surfaces de mode glissant sont :

$$S_1 = i_{ch_ref} V_{C1} - i_{ch} V_{C_ref1} \quad \text{IV.50}$$

$$S_2 = i_{ch_ref} V_{C2} - i_{ch} V_{C_ref2} \quad \text{IV.51}$$

$$S_3 = i_{ch_ref} V_{C3} - i_{ch} V_{C_ref3} \quad \text{IV.52}$$

$$S_4 = i_{ch_ref} V_{C4} - i_{ch} V_{C_ref4} \quad \text{IV.53}$$

$$S_5 = i_{ch_ref} ((E - V_{C1}) + (E - V_{C2}) + (E - V_{C3}) + (E - V_{C4})) - i_{ch} (V_{C_ref1} + V_{C_ref2} + V_{C_ref3} + V_{C_ref4}) \quad \text{IV.54}$$

Si les surfaces sont atteintes :

$$S_1 = 0 \quad \text{IV.55}$$

$$S_2 = 0 \quad \text{IV.56}$$

$$S_3 = 0 \quad \text{IV.57}$$

$$S_4 = 0 \quad \text{IV.58}$$

$$S_5 = 0 \quad \text{IV.59}$$

Ce qui implique que:

$$i_{ch_ref} V_{C1} - i_{ch} V_{C_ref1} = 0 \quad \text{IV.60}$$

$$i_{ch_ref} V_{C2} - i_{ch} V_{C_ref2} = 0 \quad \text{IV.61}$$

$$i_{ch_ref} V_{C3} - i_{ch} V_{C_ref3} = 0 \quad \text{IV.62}$$

$$i_{ch_ref} V_{C4} - i_{ch} V_{C_ref4} = 0 \quad \text{IV.63}$$

$$i_{ch_ref} ((E - V_{C1}) + (E - V_{C2}) + (E - V_{C3}) + (E - V_{C4})) - i_{ch} (V_{C_ref1} + V_{C_ref2} + V_{C_ref3} + V_{C_ref4}) = 0 \quad \text{IV.64}$$

En fin :

$$V_{C1} = V_{C_ref1} \quad \text{IV.65}$$

$$V_{C2} = V_{C_ref2} \quad \text{IV.66}$$

$$V_{C3} = V_{C_ref3} \quad \text{IV.67}$$

$$V_{C4} = V_{C_ref4} \quad \text{IV.68}$$

$$i_{ch} = i_{ch_ref} \quad \text{IV.69}$$

IV.3.2.3- Commande par PI flou adaptatif d'un convertisseur multicellulaire à 5 cellules

L'intégration de l'homme dans son environnement informatique et l'exploitation des savoirs humains pour automatiser certaines tâches, requiert de nouveaux outils mathématiques et informatiques. La LOGIQUE FLOUE, introduite par LOTFI ZADEH en 1965, s'adapte [DAD14].

La logique floue ou bien la théorie des ensembles flous a attiré l'attention d'un grand nombre de chercheurs. Le contrôle par la logique floue est mieux classé que d'autres méthodes car il ne nécessite pas des modèles mathématiques précis du système.

En effet, la robustesse et la simplicité qui la caractérisent, sont les motifs essentiels qui nous amènent souvent à chercher de plus sur cette technique.

IV.3.2.3.1- Principe de la logique floue

Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logique (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proche du langage humain de tous les jours. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système [HAM09].

IV.3.2.3.2- Réglage des paramètres du PI par logique floue

La logique floue est une technique qui agit sur les paramètres du régulateur PI (K_p et K_i) pour les faire varier lors du contrôle du système. Celle ci rend le contrôleur PI adaptable aux système non linéaire telle que les variations paramétriques.

Le schéma de principe de cette technique est illustré dans figure IV.10. L'algorithme flou règle les paramètres du PI et lui génère de nouveaux paramètres afin qu'il s'adapte à toutes les conditions de fonctionnements, en se basant sur l'erreur et sa dérivée. [DAD14]

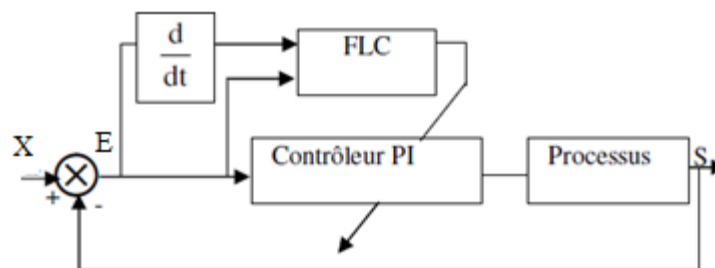


Figure IV.10: Principe d'adaptation du PI par la logique floue.

Le schéma de base du CLF est présenté à la figure IV.10. Les entrées sont l'erreur E et le changement d'erreur dE , et la sortie est la variation de rapport cyclique D qui est appliquée au convertisseur multicellulaire pour contrôler le courant de sortie. Le concept de CLF est bien présenté dans [DAD14].

Dans cet algorithme flou, l'erreur est la différence entre le courant alternatif et sa référence

$$e_a = i_{a_{ref}} - i_a, \quad e_b = i_{b_{ref}} - i_b, \quad e_c = i_{c_{ref}} - i_c$$

IV.70

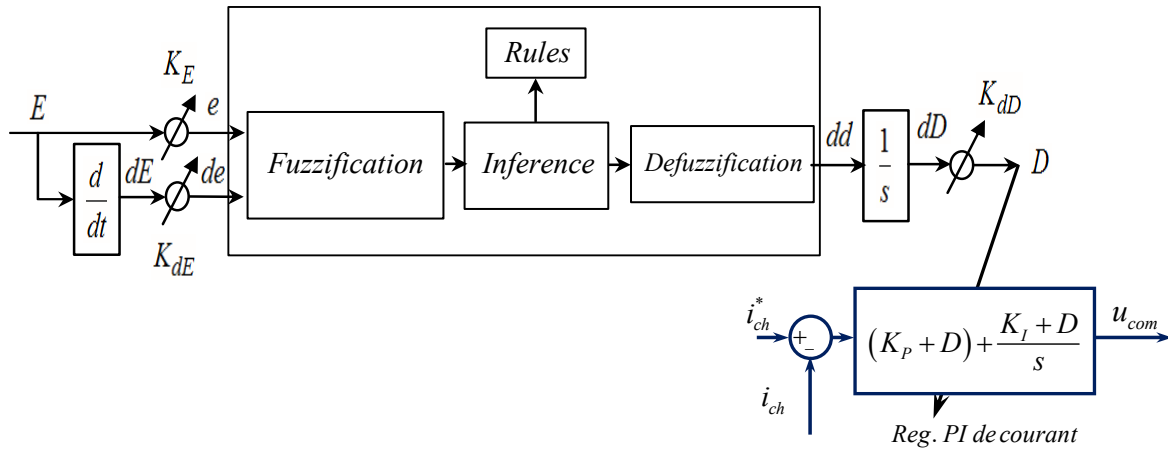


Figure IV.11: Schéma bloc de l'algorithme adaptatif flou.

La figure IV.12 et IV.13 présentent respectivement les fonctions d'appartenance des entrées du système flou, l'erreur et la dérivée de l'erreur.

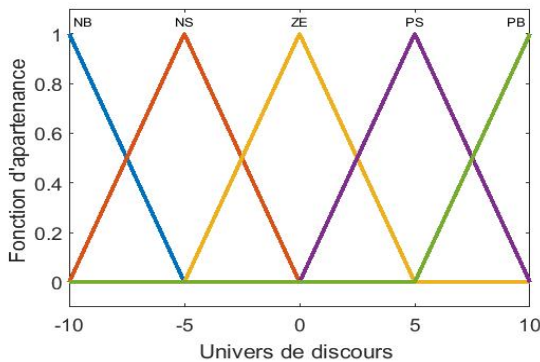


Figure IV.12: Fonctions d'appartenance de l'erreur.

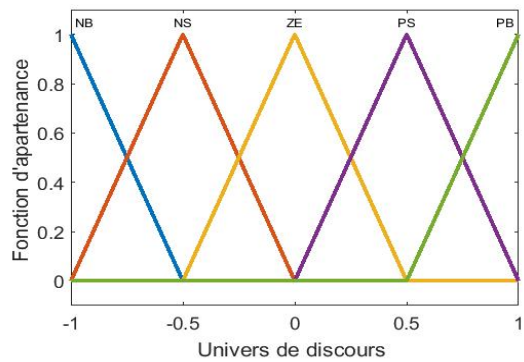


Figure IV.13: Fonctions d'appartenance de la dérivée de l'erreur.

La sortie du système flou présente une proportion à ajouter aux coefficients du régulateur PI (Figure IV.11). Les fonctions d'appartenance de la sortie du système flou sont représentées par la figure (IV.14).

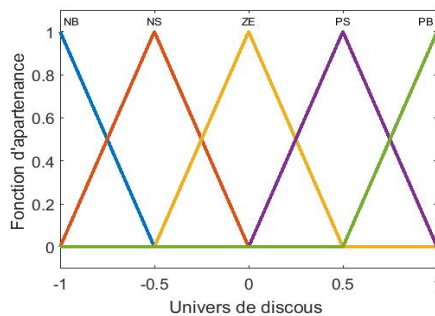


Figure IV.14: Fonction d'appartenance de la sortie.

Le tableau suivant présente la base des règles du système flou utilisé.

Tableau IV.1: Base de règles du système flou.

dE \ E	<i>NB</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PB</i>
<i>NB</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PS</i>	<i>PS</i>
<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>	<i>NS</i>
<i>PS</i>	<i>NS</i>	<i>NS</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>
<i>PB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>

IV.4 – Résultats de simulation du convertisseur multicellulaire série

Le tableau IV.2 donne les différents paramètres utilisés dans toutes les simulations en boucle ouverte et en boucle fermée d'un convertisseur multicellulaire série.

Tableau IV.2 : Paramètres de simulation (commande par MLI-ST).

	Paramètres	Valeurs numériques
Convertisseur multicellulaire série	Nombre des cellules P	4
	Tension continue E	1500 V
	Condensateur flottant C	$40\ \mu\text{F}$
Charge	Résistance de charge R_{ch}	$10\ \Omega$
	Inductance de charge L_{ch}	$1\ \text{mH}$
Paramètres de la commande à MLI	Fréquence de découpage f_{dec}	$16000\ \text{Hz}$
	Taux de modulation r	0.8

IV.4.1 Commande en boucle ouverte par la MLI Sinus-Triangle

Pour étudier le comportement du convertisseur multicellulaire série lors de la commande en boucle ouverte, nous avons effectué une simulation sous MATLAB/SIMULINK d'un onduleur multicellulaire série 4 cellules alimentant une charge (R - L) commandé par la MLI Sinus-Triangle.

La tension du bus continu et les tensions flottantes aux bornes des condensateurs sont représentées sur la figure IV.14. On remarque qu'après un régime transitoire de durée environ égale à 4 s, les tensions flottantes aux bornes des capacités convergent vers leurs valeurs finales $E/4$, $2E/4$ et $3E/4$.

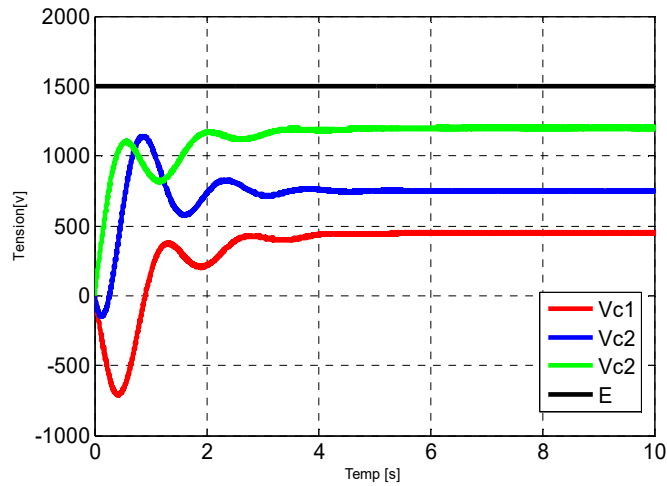


Figure IV.15: Evolution des tensions flottantes d'un onduleur multicellulaire série à 4 cellules.

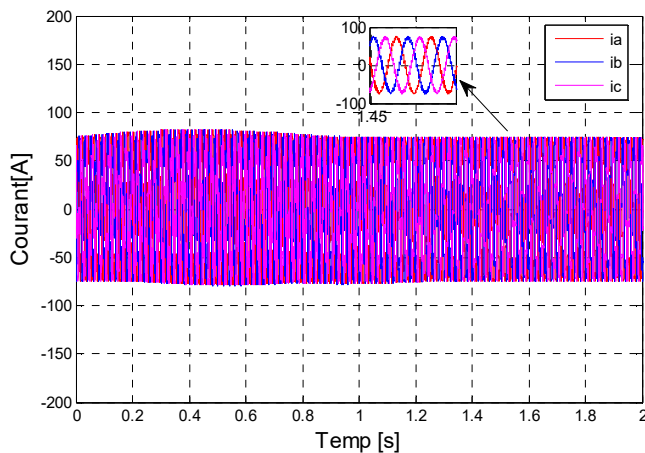


Figure IV.16: Evolution des courants de sortie d'un onduleur multicellulaire série 4 cellules.

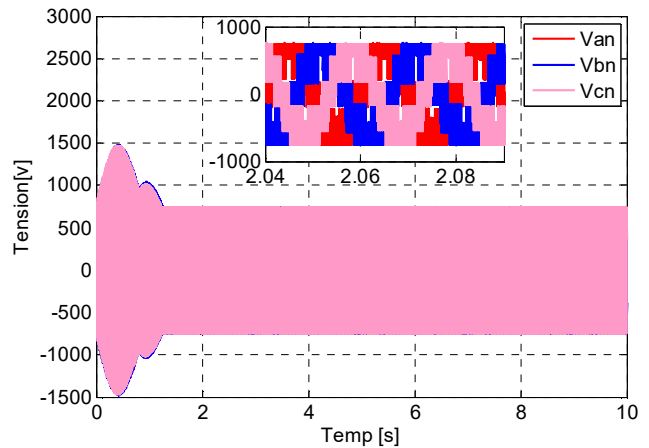


Figure IV.17: Evolution des tensions de sortie d'un onduleur multicellulaire série 4 cellules.

Au démarrage du convertisseur, les tensions de sortie (Figure IV.16) présentent un temps de réponse important (du régime transitoire avant qu'elles atteignent le régime permanent).

Selon les résultats présentés, on constate que la commande en boucle ouverte à MLI présente un régime transitoire de durée importante, ce qui exige l'emploi des commandes en boucle fermée des tensions flottantes avec une régulation des courants triphasés de sortie.

IV.4.2 Commande en boucle fermée

IV.4.2.1 Commande par rapports cycliques associée au contrôle du courant de sortie par PI

Nous avons appliqué cette commande à un onduleur multicellulaire série. Elle va nous générer des rapports cycliques u_p^* de référence de formes sinusoïdales qui vont être comparées à des porteuses triangulaires décalées entre elles de $2\pi/4$ afin de générer les S_p signaux de commande des interrupteurs (voir la figure IV.10).

Pour valider cette commande, nous avons effectué deux simulations sous MATLAB/SIMULINK d'un onduleur multicellulaire série à 4 cellules et à 5 cellules, alimentant une charge de type (R-L). piloté par la commande correspondante à la modulation des rapports cycliques.

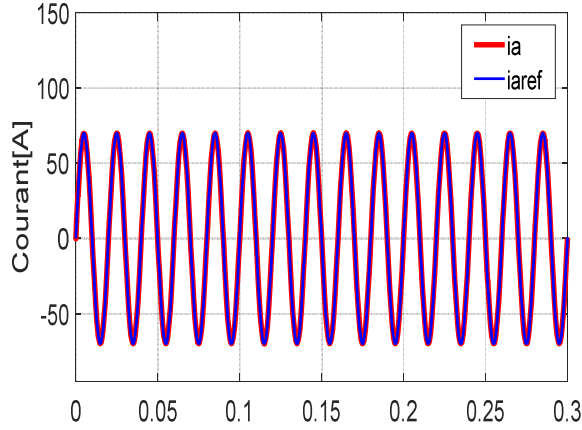


Figure IV.18: Courant de la charge et sa référence.

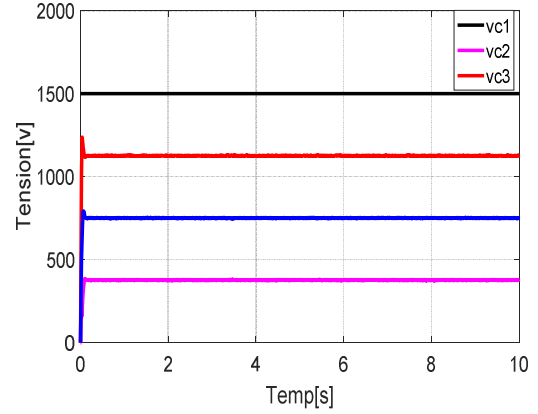


Figure IV.19: Evolution des tensions flottantes d'un onduleur multicellulaire série à 4 cellules.

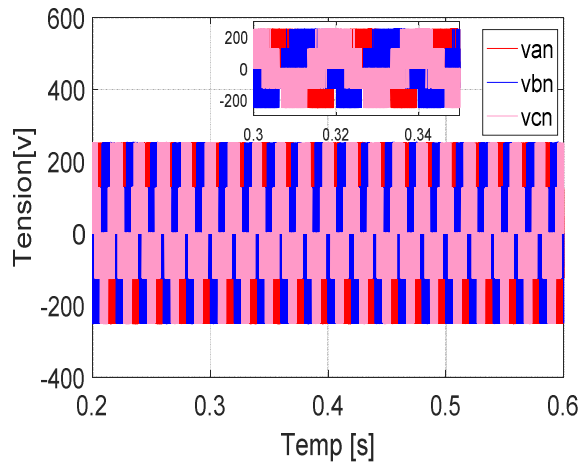


Figure IV.20: Evolution des tensions de sortie d'un onduleur multicellulaire série à 4cellules.

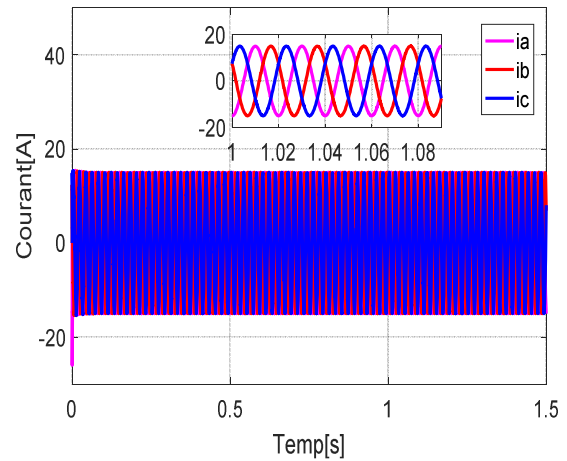


Figure IV.21: Evolution des courants de sortie d'un onduleur multicellulaire série 4 cellules.

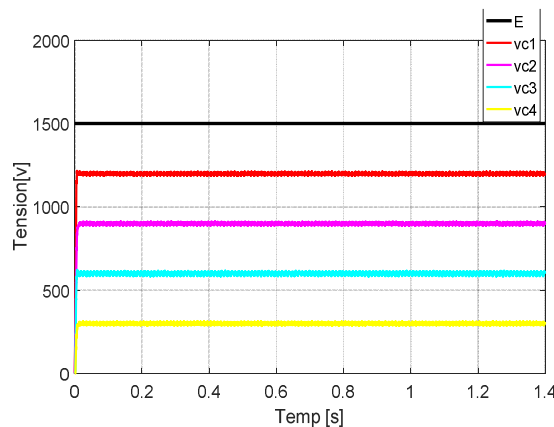


Figure IV.22: Evolution des tensions flottantes d'un onduleur multicellulaire série 5 cellules.

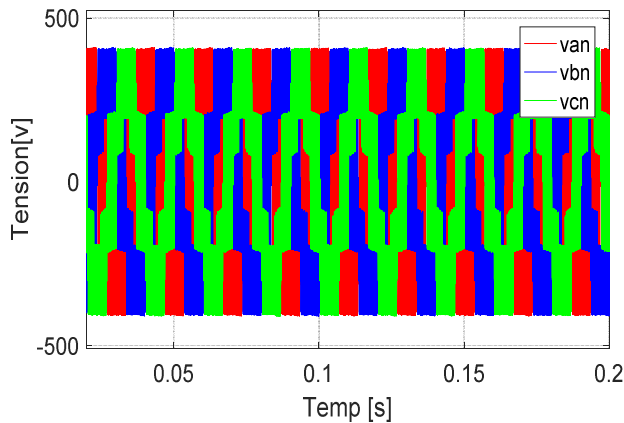


Figure IV.23: Evolution des tensions de sortie d'un onduleur multicellulaire série 5 cellules.

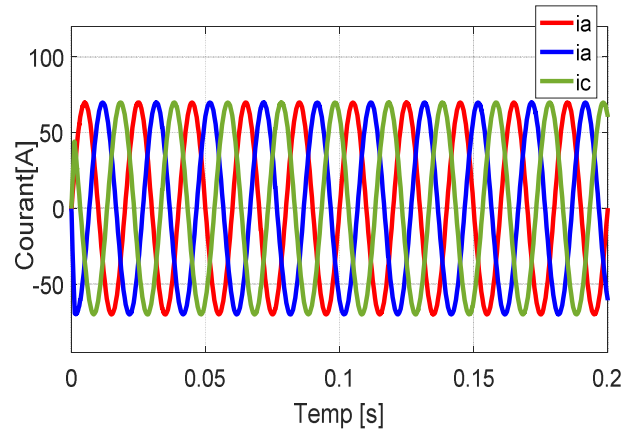


Figure IV.24: Evolution des courants de sortie d'un onduleur multicellulaire série 5 cellules.

On peut constater que l'augmentation du nombre des cellules d'un convertisseur multicellulaire implique l'augmentation du nombre de niveaux de tension de sortie. Ce qui entraîne le signal de sortie de s'approcher plus d'une sinusoïde, améliorant ainsi le contenu en harmoniques de la tension de sortie et permet aussi d'atteindre des puissances très élevées.

A partir des figures IV.19 et IV.22, nous pouvons déduire que la commande par modulation des rapports cycliques impose une dynamique d'équilibrage rapide pour les tensions flottantes (temps nécessaire pour l'équilibrage des tensions 30 fois plus faible que celui de la commande en boucle ouverte par MLI-ST). Ce qui a des conséquences sur le signal de la tension de sortie (figure IV.23) et sur les courants de sortie (figure IV.24) et assure la protection des interrupteurs de puissance par équilibrage des contraintes en tension.

IV.4.2.2 Commande par mode de glissement

Pour valider et analyser les résultats obtenus par la commande par mode glissement, nous avons effectué une simulation sous MATLAB/SIMULINK, d'un onduleur multicellulaire série à 5 cellules alimentant une charge ($R-L$). Pour cette simulation, les paramètres du tableau III.1 sont utilisés.

L'efficacité de la commande par mode glissant en terme de rapidité de régulation est prouvée à $t = 1.5s$ par l'application d'une chute de tension d'alimentation continue E de $1500V$ vers $1050V$. Les tensions flottantes suivent rapidement ce changement convergeant vers les valeurs de référence ce qui se répercute directement sur la qualité du signal de la tension et du courant de sortie.

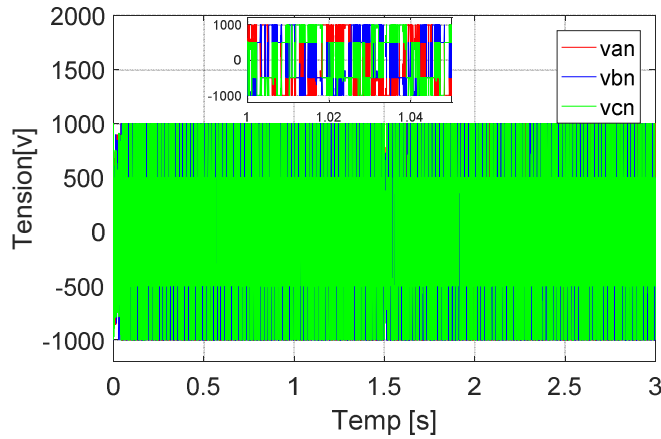


Figure IV.25: Tensions de sortie.

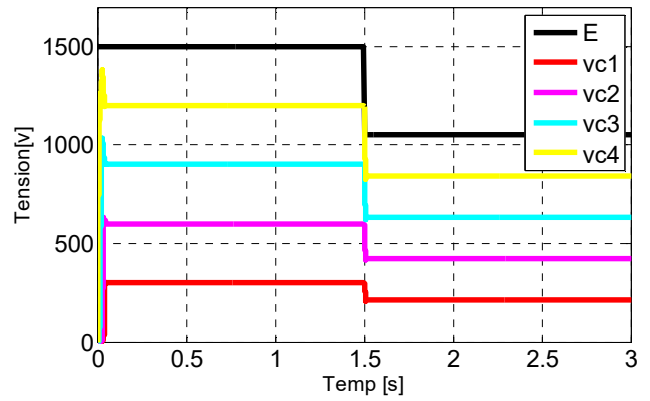


Figure IV.26: Evolution des tensions flottantes.

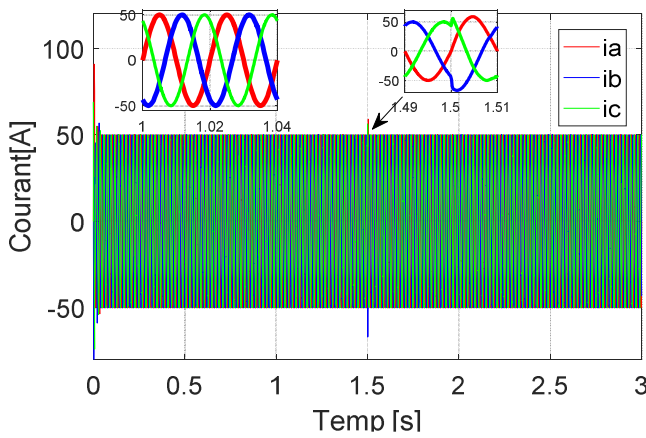


Figure IV.27: courants de sortie.

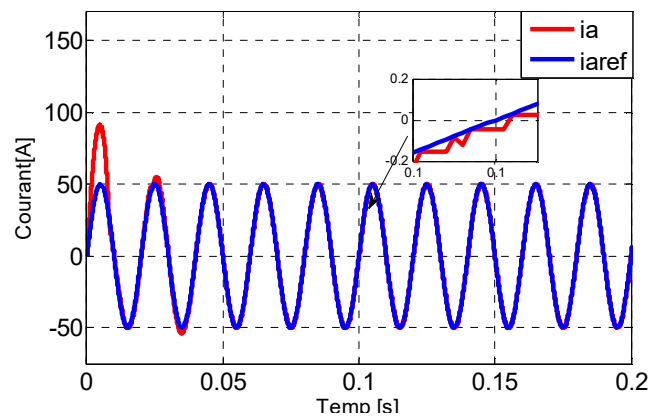


Figure IV.28: Courant de sortie et sa référence.

IV.5 – Résultats de simulation de la chaine de conversion complète associée au convertisseur multicellulaire série commandé par CRC_PI

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulation de la chaine éolienne basée sur le convertisseur multicellulaire série à 5 cellules de commutation avec l'injection de la puissance sur un réseau triphasé équilibré de 220V/50Hz simple. Les paramètres des différents éléments de la chaine éolienne sont présentés en annexe A.

Nous avons simulé la chaine sous le modèle du profil du vent de la figure III.16 du chapitre III.

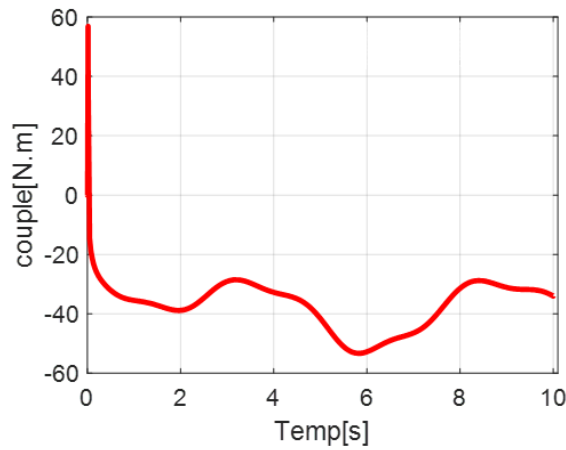


Figure IV.29: Couple électromagnétique de la GSAP.

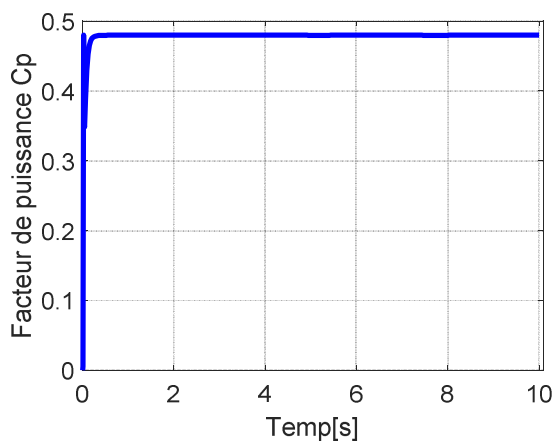


Figure IV.30: Coefficient de puissance Cp.

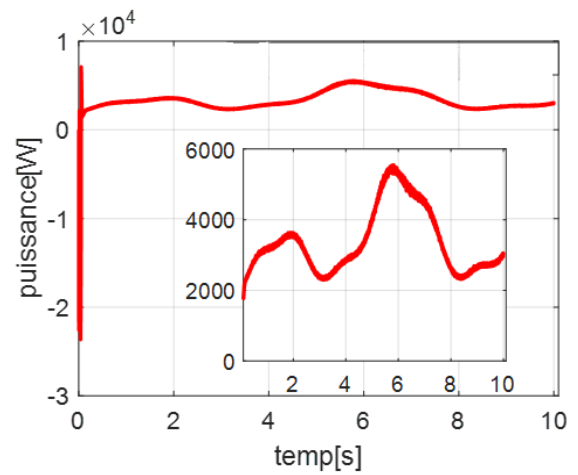


Figure IV.31: Puissance injectée au réseau.

La figure (IV.30) représente le coefficient de puissance. On remarque que malgré la variation de la vitesse du vent, le coefficient de puissance est bien ajusté à sa valeur maximale.

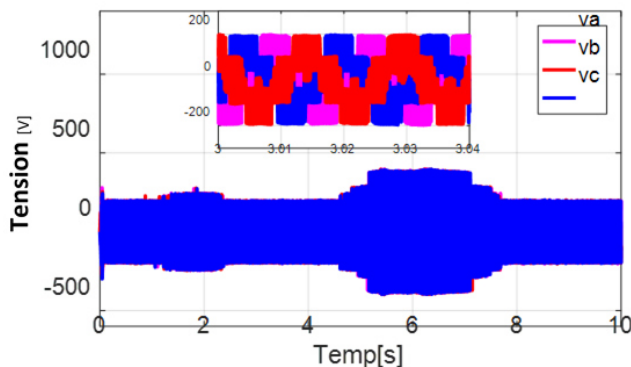


Figure IV.32: Tensions de sortie du convertisseur appliquées à la GSAP.

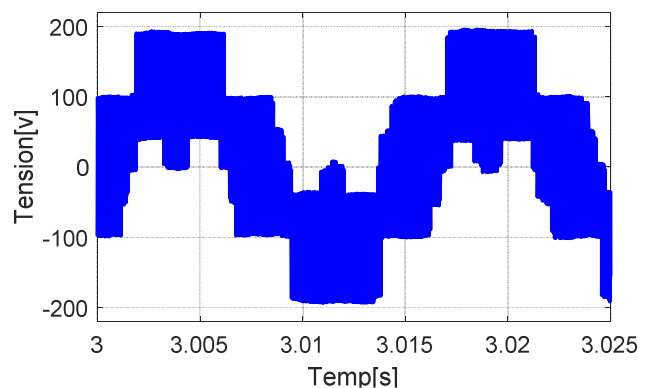


Figure IV.33: Tension d'une phase appliquée à la GSAP.

Les tensions illustrées par les figures IV.32 et IV.33 présentent les tensions de sortie du convertisseur multicellulaire appliquées à la GSAP. Les courants statoriques de la GSAP sont représentés sur la figure IV.34, on peut bien remarquer qu'ils ont pris leurs formes sinusoïdales et

sont ainsi adaptés à la variation de la vitesse du vent. Le profil du vent influe sur l'amplitude et la fréquence des courants de la GSAP à cause de la variation de puissance éolienne et de la vitesse de rotation.

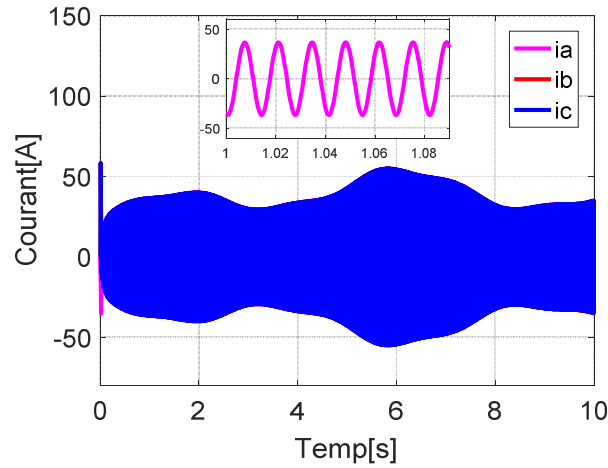


Figure IV.34: Courants statoriques de la GSAP.

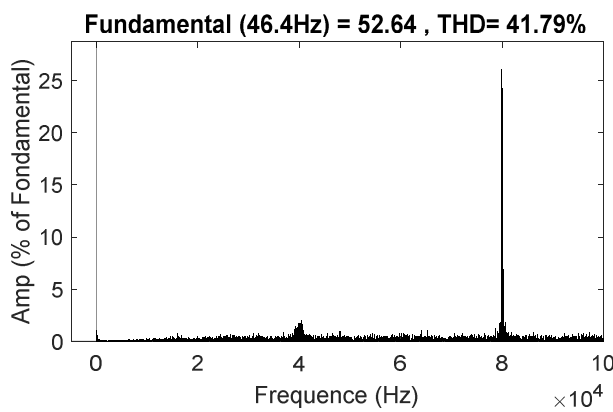


Figure IV.35: Spectre de la tension appliquée à la GSAP.

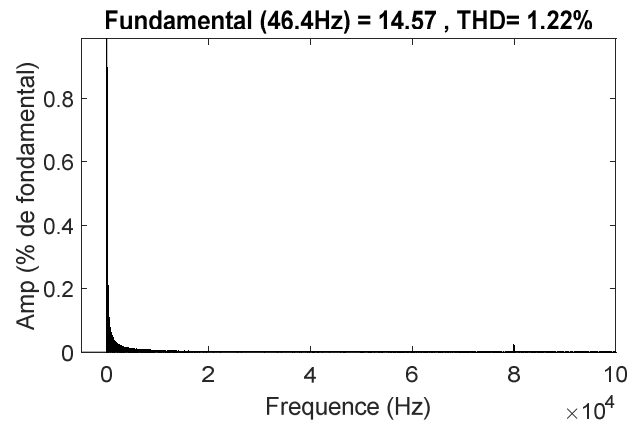


Figure IV.36: Spectre du courant statorique de la GSAP.

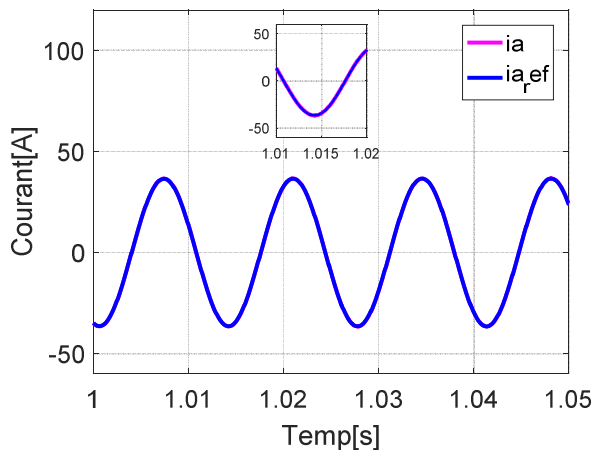


Figure IV.37: Courant de sortie du convertisseur multicellulaire et sa référence côté GSAP.

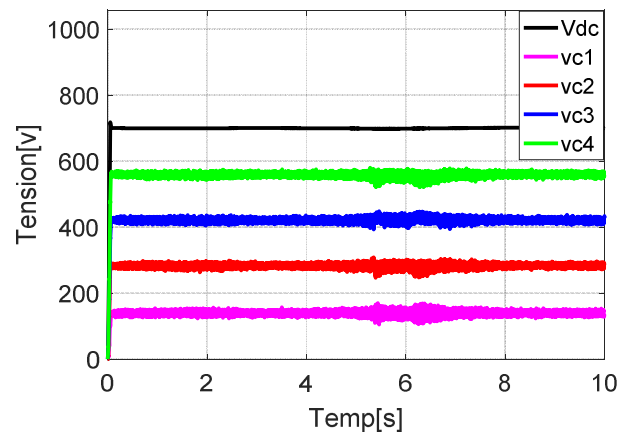


Figure IV.38: Evolution des tensions flottantes du convertisseur multicellulaire côté GSAP.

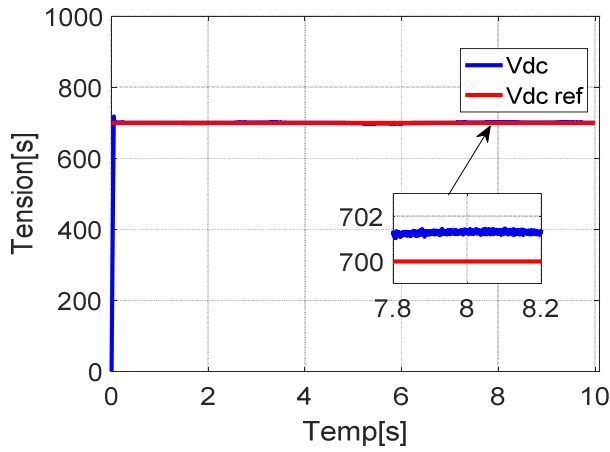


Figure IV.39: Tension du bus continu.

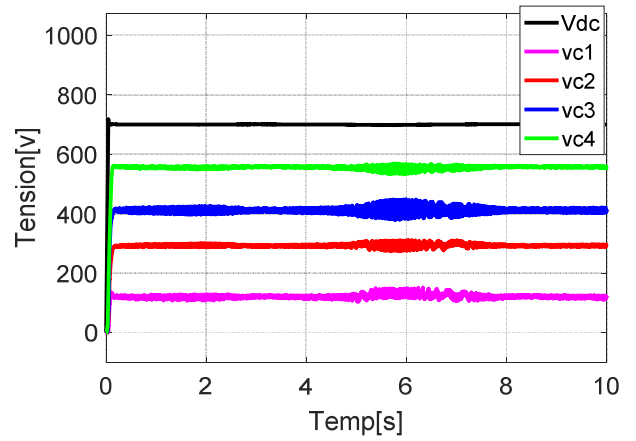


Figure IV.40: Evolution des tensions flottantes du convertisseur multicellulaire côté réseau

La tension du bus continu est illustrée par la figure IV.39. Elle présente un petit dépassement et atteint sa valeur de référence de 700V avec un meilleur temps de réponse.

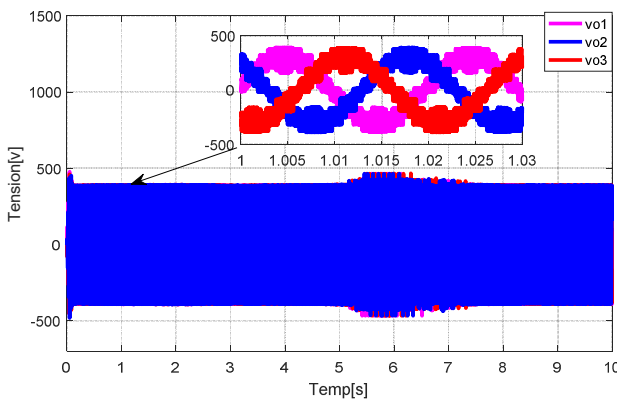


Figure IV.41: Tensions du convertisseur côté réseau.

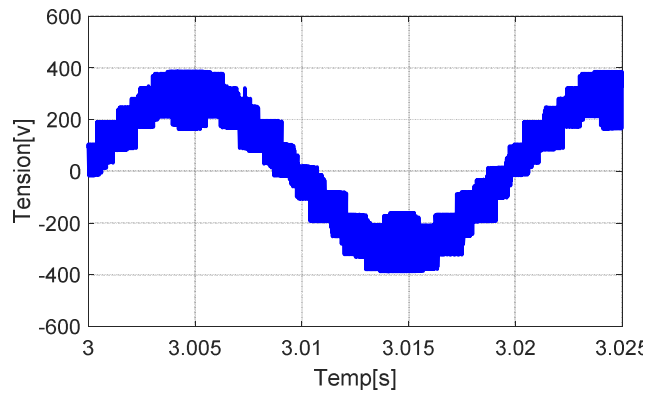


Figure IV.42: Tension d'une phase du convertisseur côté réseau.

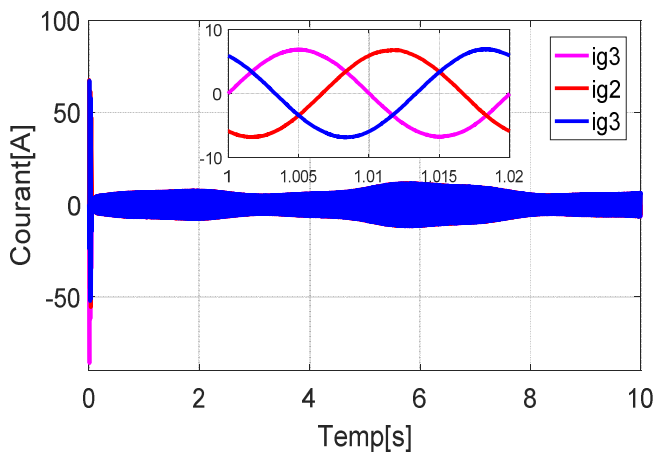


Figure IV.43: Courants injectés au réseau.

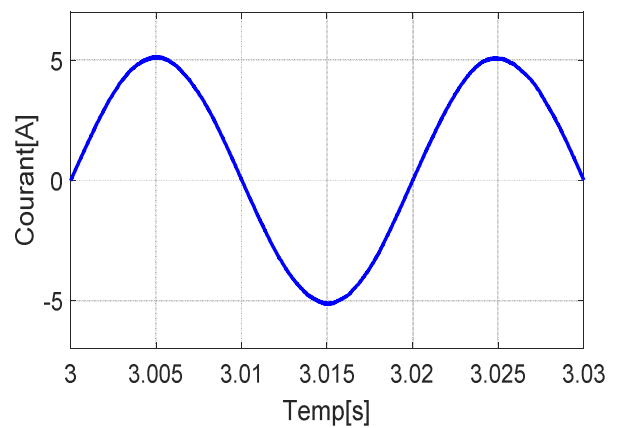


Figure IV.44: Courant d'une phase injecté au réseau.

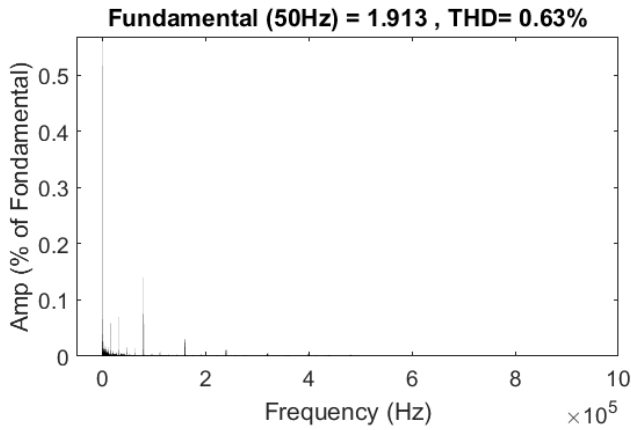


Figure IV.45: Spectre du courant injecté au réseau

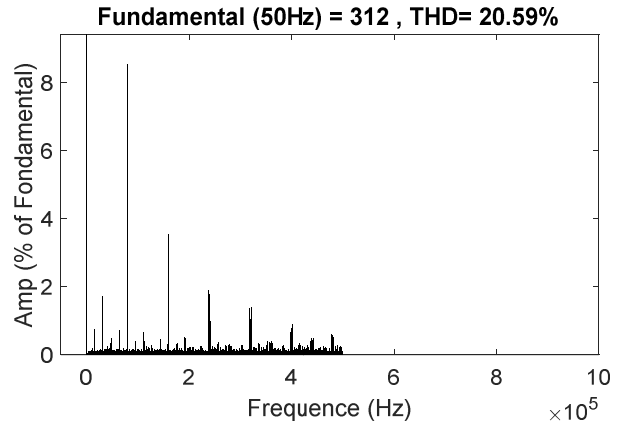


Figure IV.46: Spectre de la tension du convertisseur côté réseau.

D'après la figure IV.37, on remarque que le courant de sortie du convertisseur multicellulaire côté GSAP suit sa valeur de référence ce qui prouve l'efficacité de la commande CRC_PI. La figure IV.43 montre que le courant de réseau est sinusoïdal et en phase avec la tension de réseau (Figure IV.41) aux cours des variations de la vitesse du vent avec un très bon THD de % selon la figure du spectre IV.45.

IV.6 – Résultats de simulation de la chaine de conversion complète associée au convertisseur multicellulaire série commandé par MG

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulation de la chaine éolienne avec l'injection de la puissance sur le réseau triphasé équilibré utilisant des convertisseurs multicellulaires série de 5 cellules de commutation.

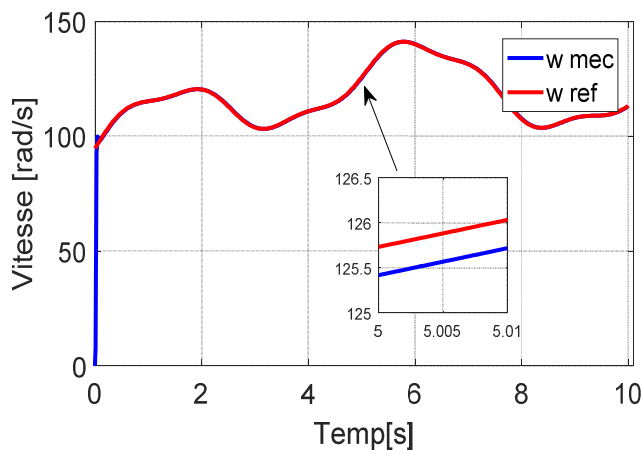


Figure IV.47 : Vitesse de rotation de la GSAP.

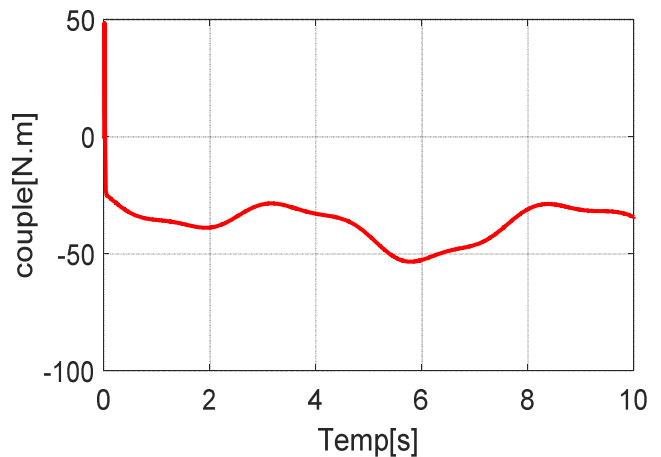


Figure IV.48: Couple électromagnétique de la GSAP.

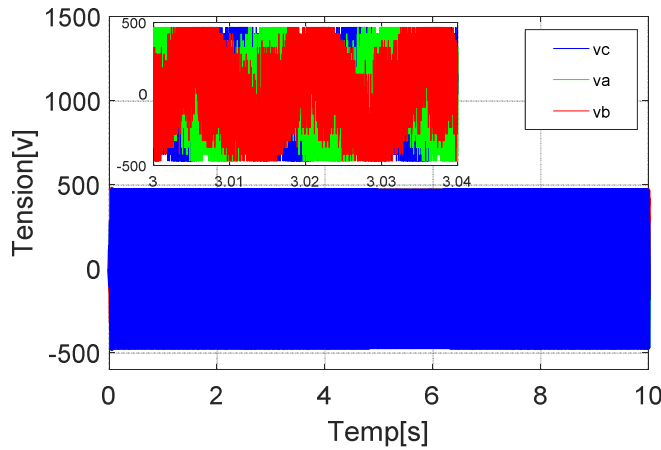


Figure IV.49: Tensions appliquées à la GSAP.

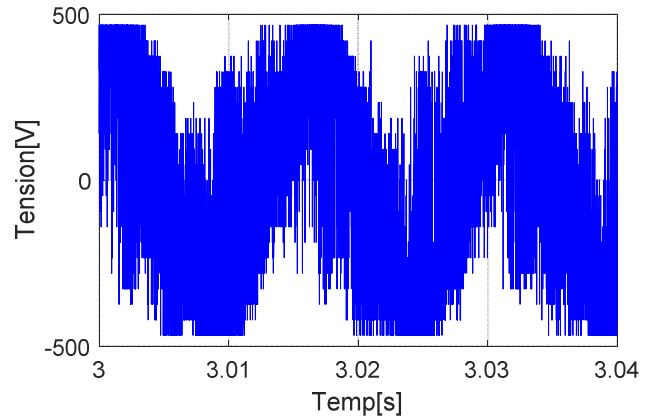


Figure IV.50: Tension d'une phase appliquée à la GSAP.

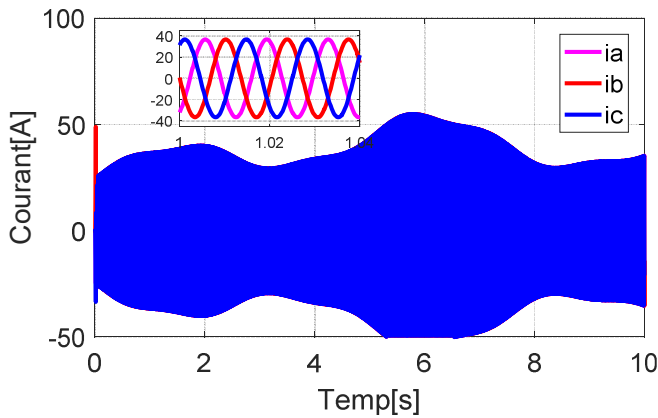


Figure IV.51: Courants statoriques de la GSAP.

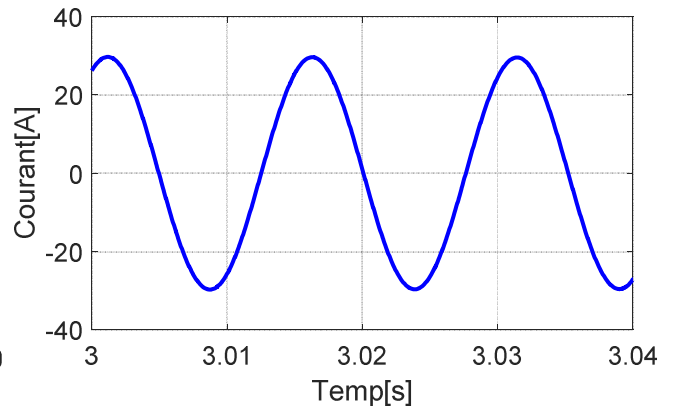


Figure IV.52: Courant d'une phase de la GSAP.

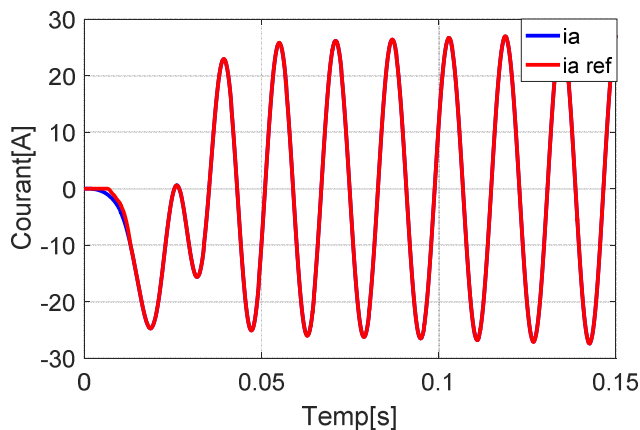


Figure IV.53: Courant de la phase 'a' de la GSAP et sa référence.

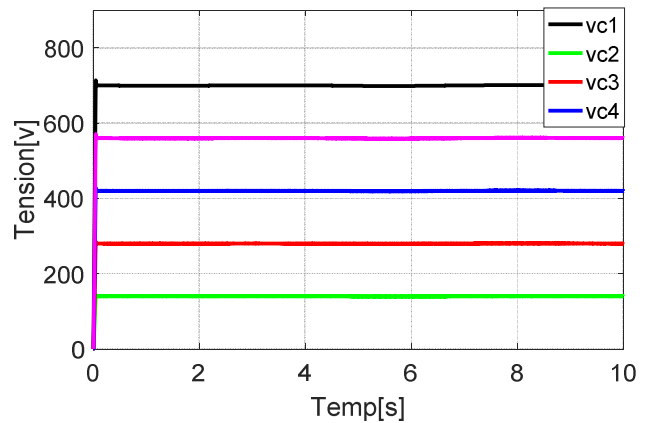


Figure IV.54: Evolution des tensions flottantes du convertisseur multicellulaire côté GSAP.

A partir de la figure IV.54, nous pouvons remarquer que l'efficacité de la commande par mode glissant en termes de rapidité, ce qui permet d'améliorer la qualité spectrale de courant du sortie comme le montre le figures IV.55. Les figures IV.51 et IV.52 montrent que les courants statoriques sont sinusoïdaux au cours des variations du vent avec un très faible THD égale à 0.15%.

La tension aux bornes du condensateur du bus continu présente des performances dynamiques élevées avec quelques fluctuations causées par la variation de la puissance produite par l'éolienne (voir figure IV.54).

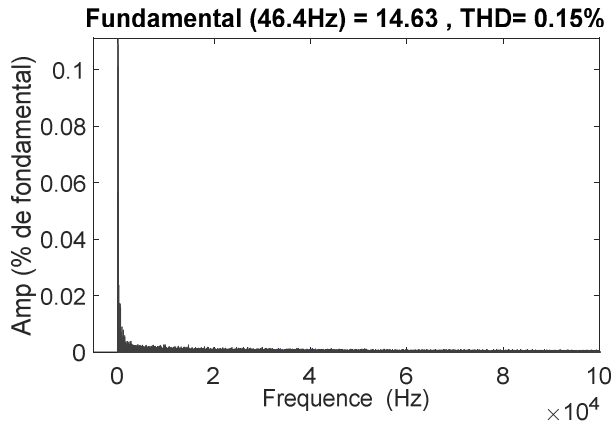


Figure IV.55: Spectre du courant de la GSAP.

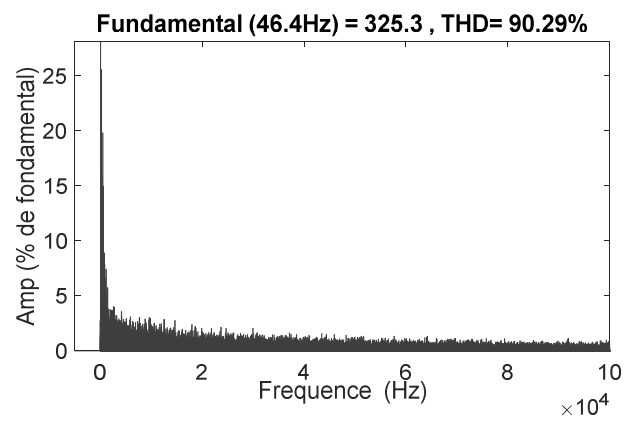


Figure IV.56: Spectre de la tension appliquée à la GSAP.

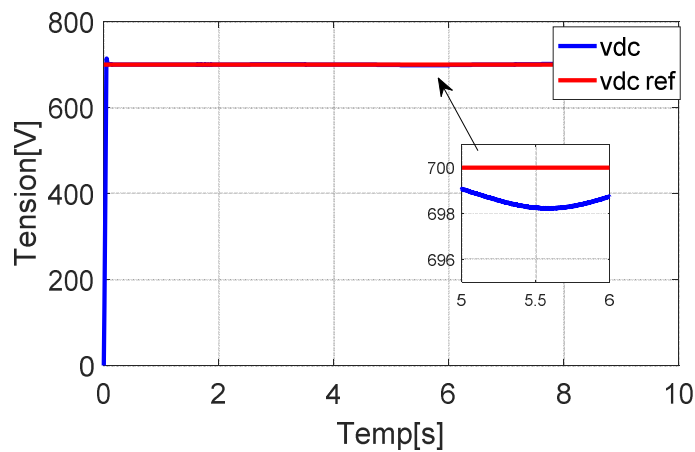


Figure IV.57: Tension du bus continu et sa référence.

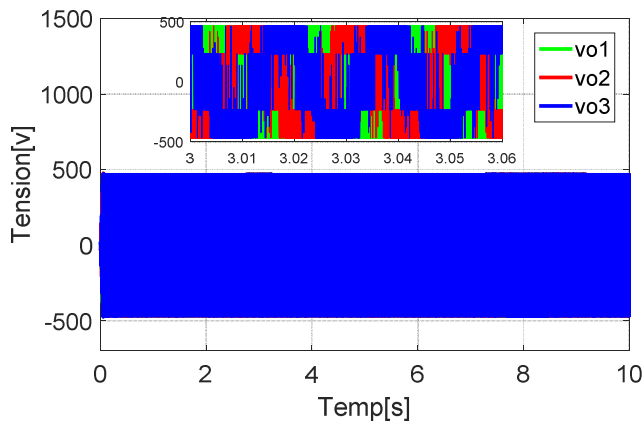


Figure IV.58: Tension du convertisseur côté réseau.

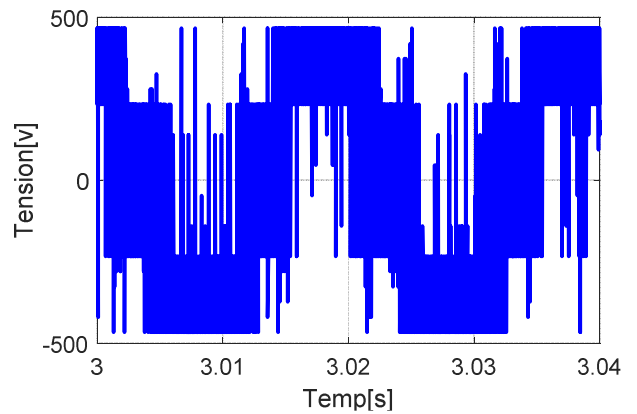


Figure IV.59: Tension d'une phase du convertisseur côté réseau.

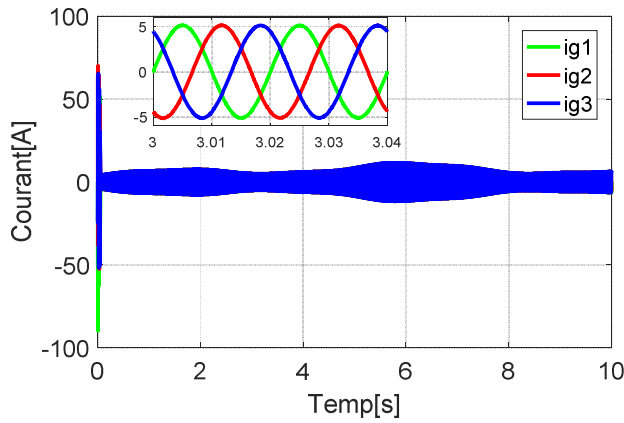


Figure IV.60: Courants injectés au réseau.

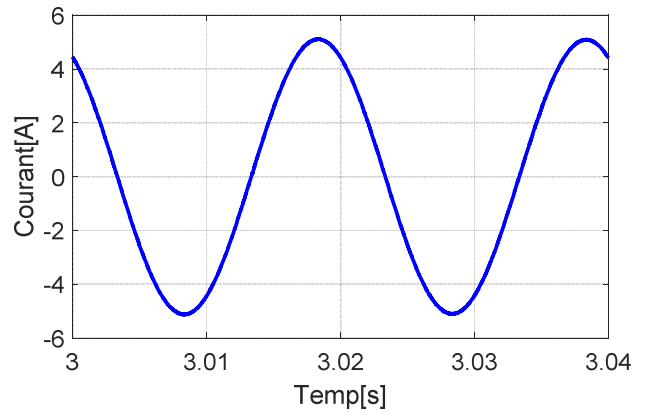


Figure IV.61: Courant d'une phase injecté au réseau.

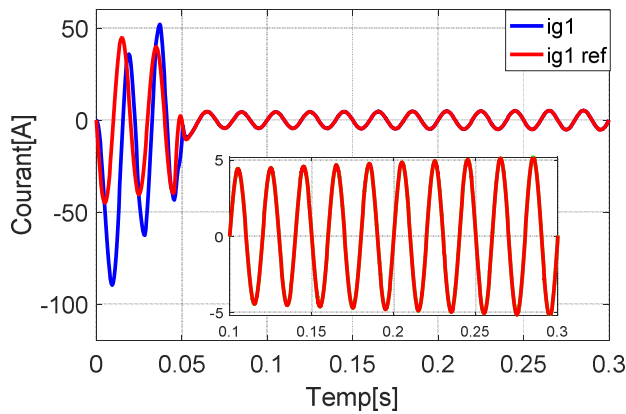


Figure IV.62: Courant injecté au réseau et sa référence.

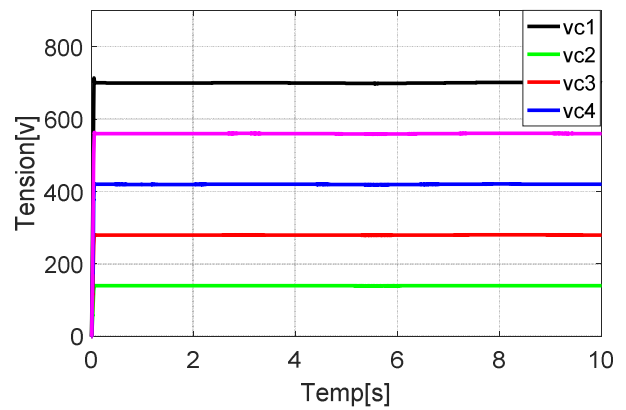


Figure IV.63: Evolution des tensions flottantes du convertisseur côté réseau.

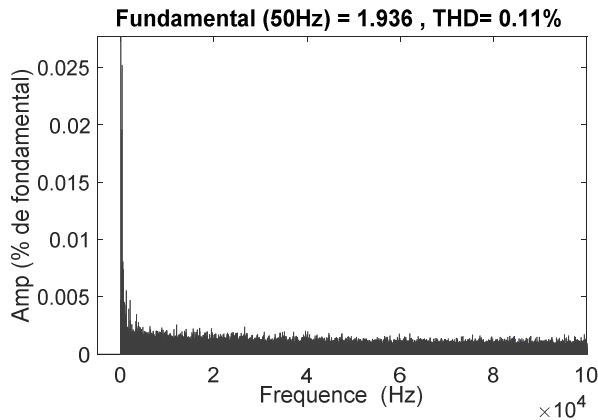


Figure IV.64: Spectre du courant injecté au réseau.

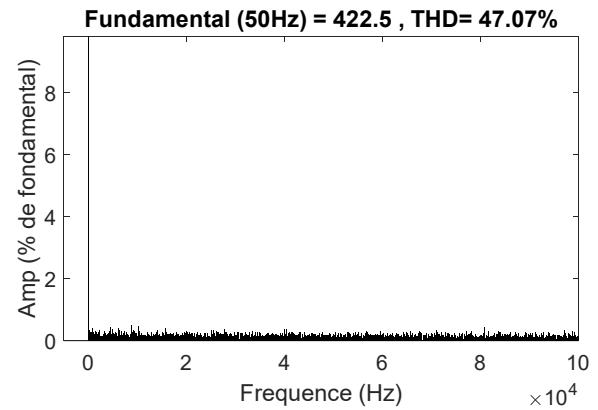


Figure IV.65: Spectre de la tension du convertisseur côté réseau.

On observe sur la figure IV.62 que le courant de sortie du convertisseur multicellulaire suit sa valeur de référence, ce qui montre l'efficacité de la commande par mode glissant.

La figure IV.64 montre l'analyse spectrale du courant injecté au réseau et son THD. On peut clairement constater que le THD est très inférieur à la norme internationale standard (5%), ce qui correspond à une qualité meilleure de la puissance injectée avec un contenu en harmonique très faible et un transit de l'énergie réactive nul.

IV.7– Résultats de simulation de la chaine de conversion complète associée au convertisseur multicellulaire série commandé par CRC_PI_AFLC

Pour valider cette commande, nous avons réalisé des simulations sous MATLAB/SIMULINK de la chaine éolienne basée sur le convertisseur multicellulaire série à 5 cellules de commutation avec l'injection de la puissance sur un réseau triphasé équilibré de 220V/50Hz simple. Les paramètres des différents éléments de la chaine turbine sont présentés en annexe A.

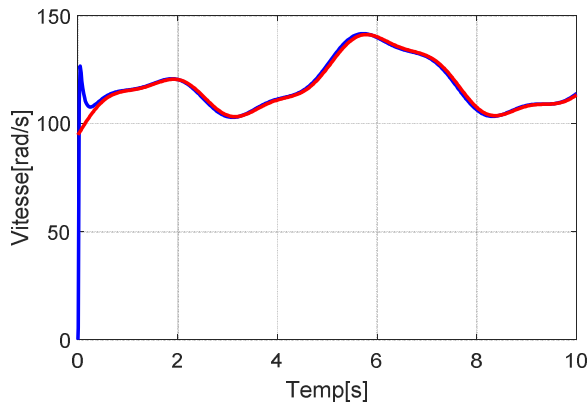


Figure IV.66:Vitesse rotation de la GSAP

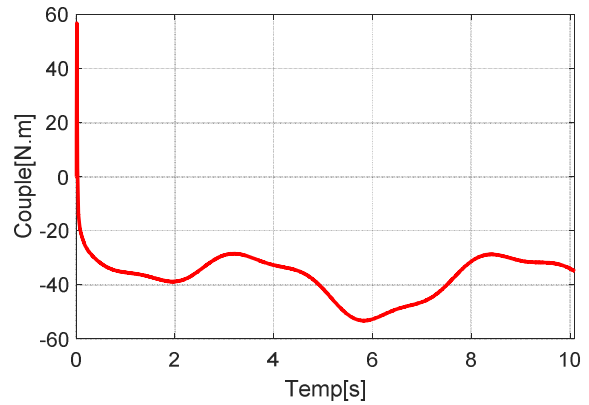


Figure IV.67:Couple électromagnétique de la GSAP.

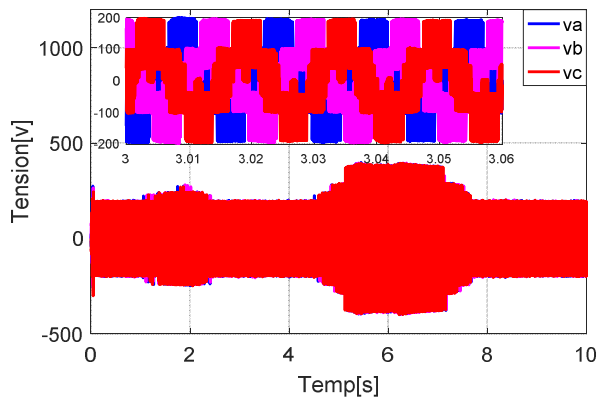


Figure IV.68:Tensions statoriques de la GSAP.

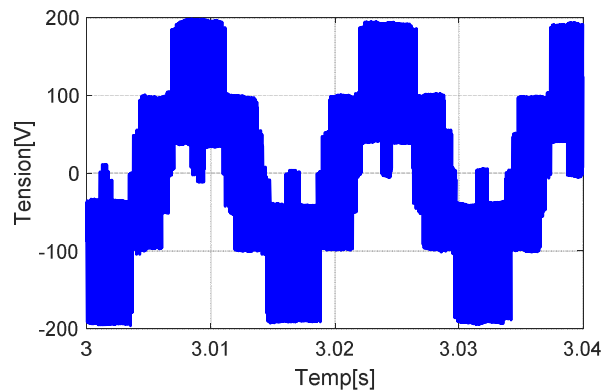


Figure IV.69:Tension d'une phase de la GSAP.

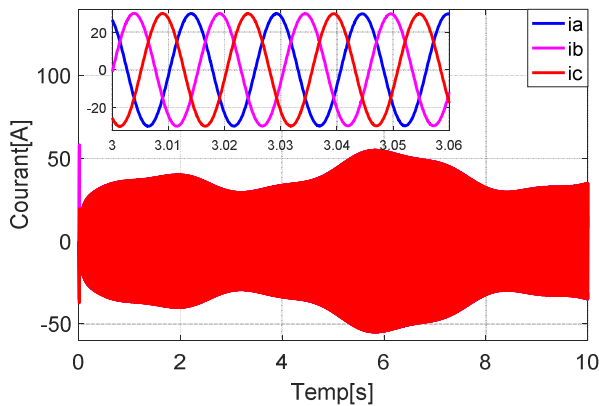


Figure IV.70:Courants statoriques de la GSAP.

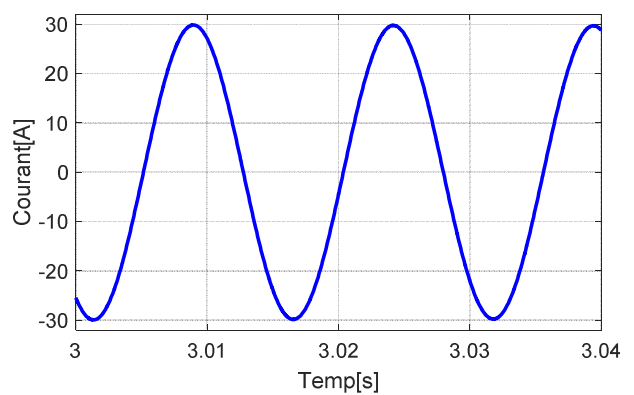


Figure IV.71: Courant d'une phase de la GSAP.

On peut observer sur les figures IV.70 et IV.71, que les courants de la GSAP ont une forme sinusoïdale et sont ainsi adaptés à la variation de la vitesse du vent.

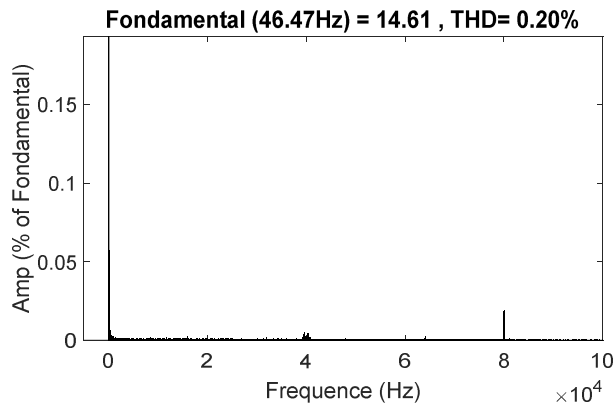


Figure IV.72: Spectre du courant de la GSAP.

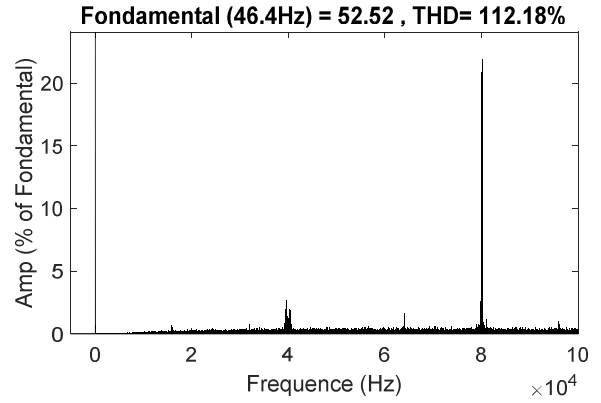


Figure IV.73: Spectre de la tension appliquée à la GSAP

La figure IV.72 montre l'analyse spectrale du courant côté GSAP et son taux de distorsion harmonique totale (THD). On peut clairement constater que le courant a un bon THD, ce qui montre l'efficacité de la commande appliquée.

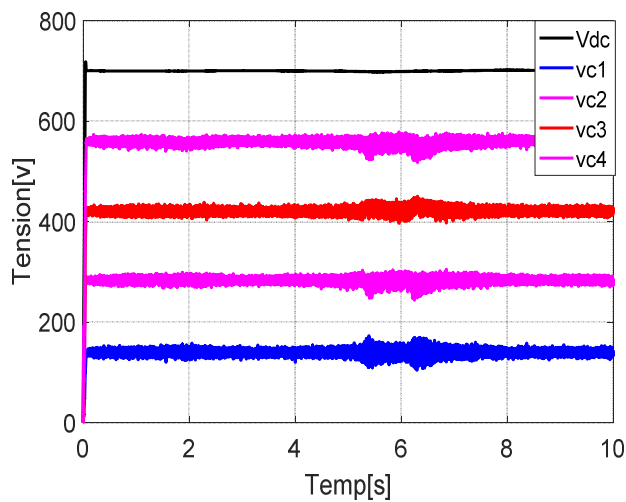


Figure IV.74: Evolution des tensions flottantes du convertisseur côté GSAP.

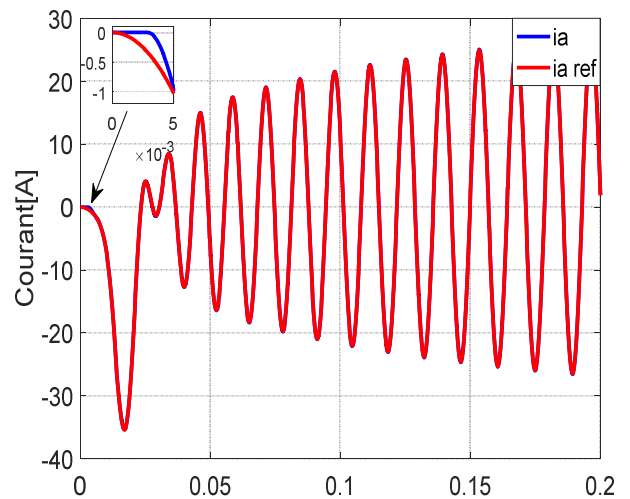


Figure IV.75: Courant de sortie du convertisseur côté GSAP et sa référence.

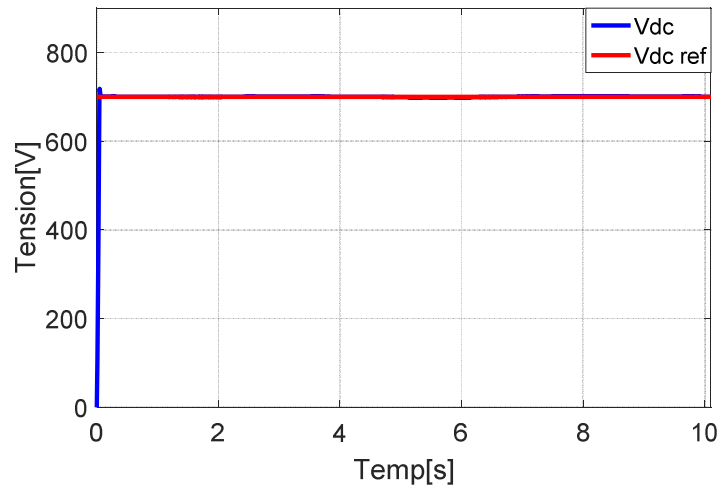


Figure IV.76: Tension du bus continu.

Les tensions flottantes aux bornes des condensateurs et la tension du bus continu sont représentées respectivement par la figure IV.74 et la figure IV.76. On remarque qu’après un régime transitoire très court, la tension du bus continu et des tensions flottantes convergent rapidement vers leurs références, ce qui prouve l’efficacité de cette commande.

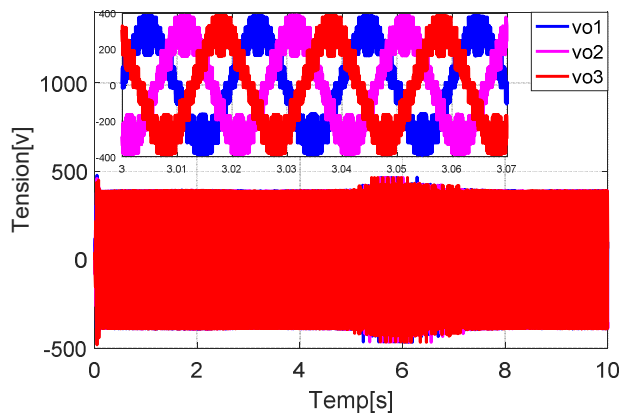


Figure IV.77: Tensions du convertisseur côté réseau.

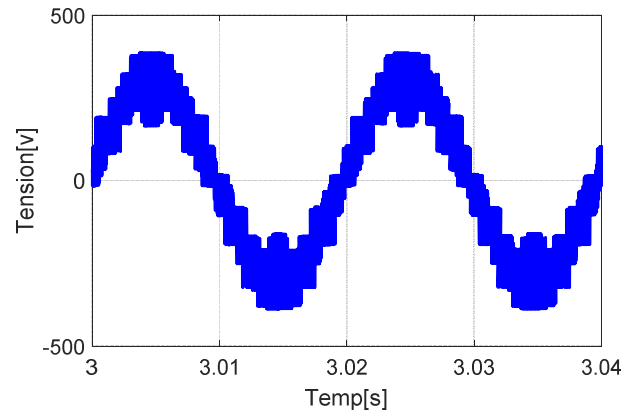


Figure IV.78: Tensions d’une phase du convertisseur côté réseau.

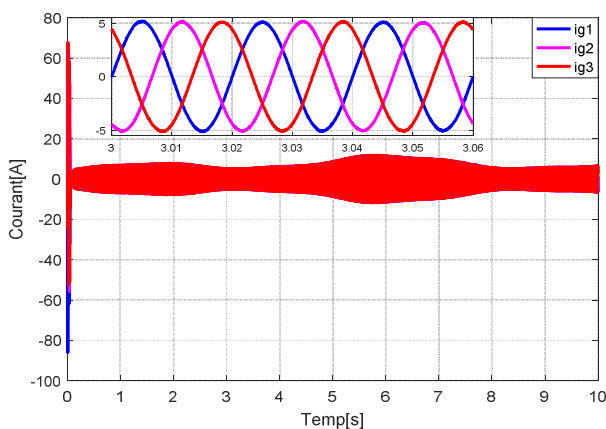


Figure IV.79: Courants injecté au réseau.

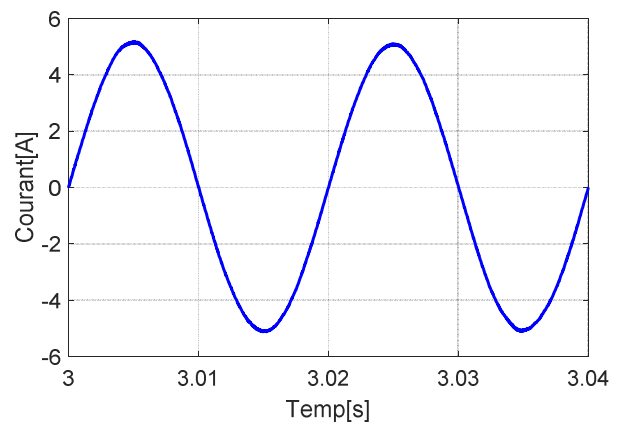


Figure IV.80: Courant d’une phase injecté au réseau.

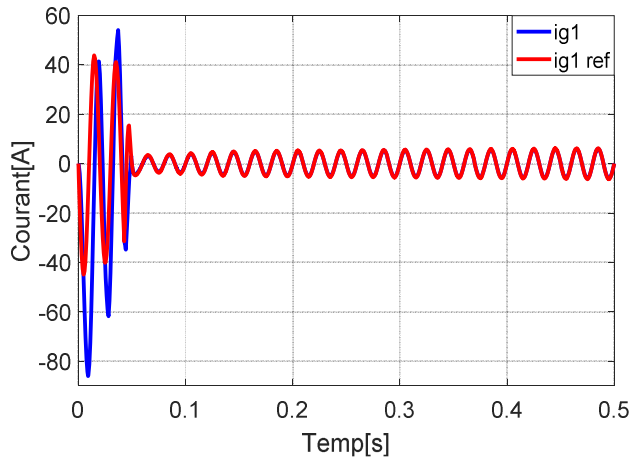


Figure IV.81: Courant injectés et sa référence de la phase (a).

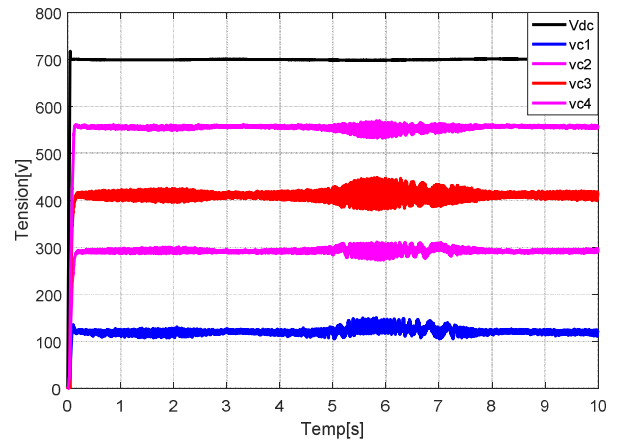


Figure IV.82 : Evolution des tensions flottantes de convertisseur multicellulaire côté réseau.

D'après les figures IV.80 et IV.81, nous pouvons remarquer clairement que le courant injecté au réseau suit sa valeur de référence de forme sinusoïdale, prouvant ainsi l'efficacité de la commande par CRC_PI_AFL.

Les figures IV.78 et IV.80 montrent que le courant du réseau sinusoïdal et en phase avec la tension de réseau aux cours des variations du vent avec un très bon THD de 0.72 % selon la figure du spectre IV.83, ce qui indique une bonne qualité de la puissance injectée au réseau avec une consommation très faible de la puissance réactive.

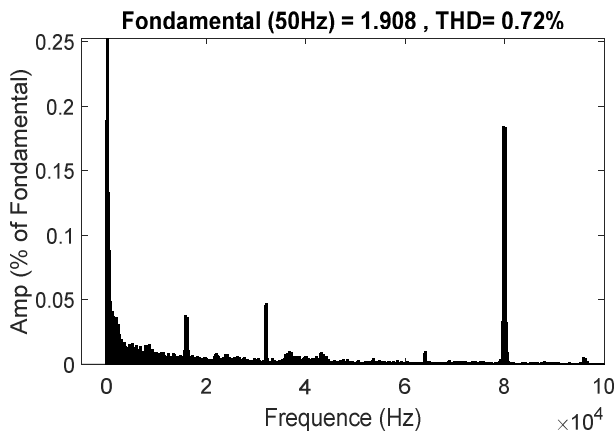


Figure IV.83 : THD du courant injecté au réseau

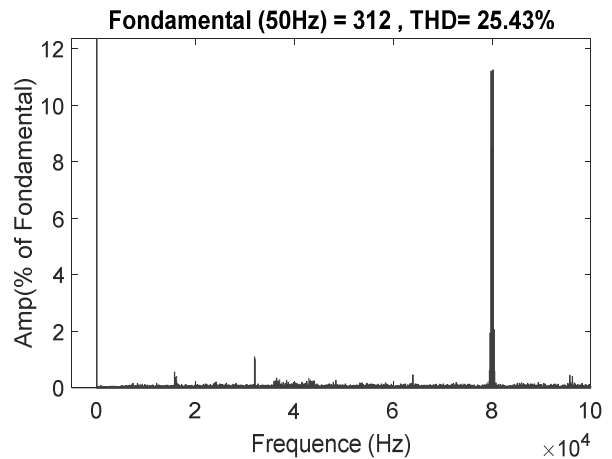


Figure IV.84 : THD de la tension côté réseau.

IV.8- Tests de robustesse

Pour tester la robustesse des trois commandes vis-à-vis les variations de la tension du bus continu, nous allons effectuer des simulations en augmentant la tension du bus continu de 700 V à 800 V puis nous la diminuons à nouveau vers 600 V.

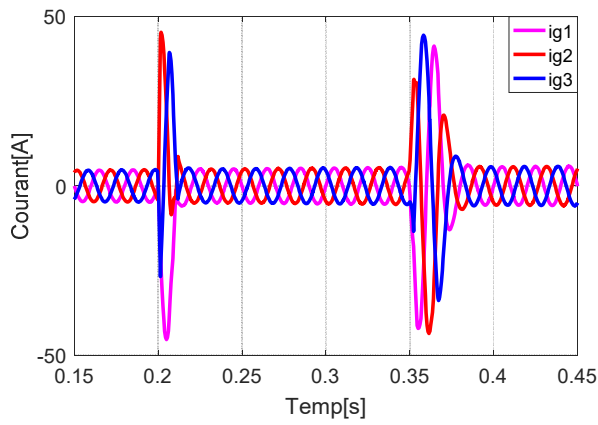


Figure IV.85 : Courants injectés au réseau avec la commande par mode glissant.

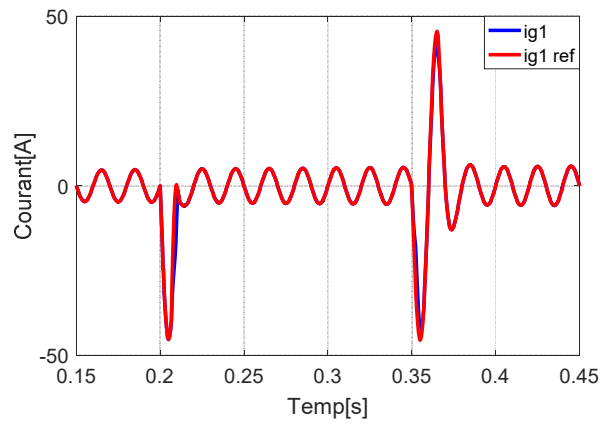


Figure IV.86: Courant d'une phase injecté au réseau avec la commande par mode glissant.

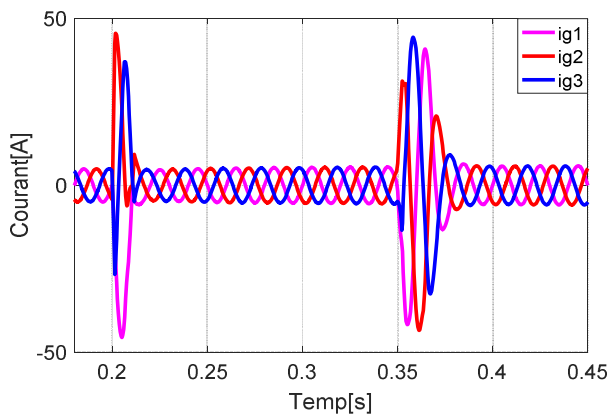


Figure IV.87: Courants injecté au réseau avec la commande par modulation de rapport cyclique.

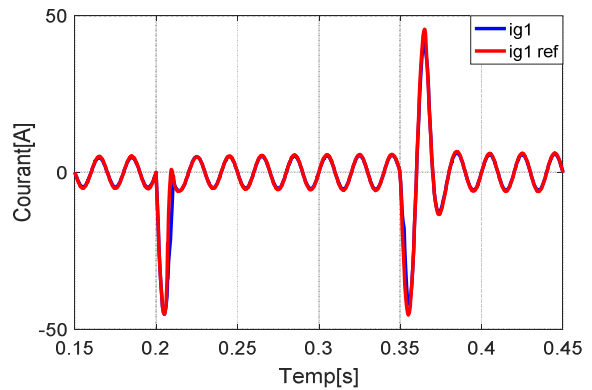


Figure IV.88: Courant d'une phase injecté au réseau avec la commande par modulation de rapport cyclique.

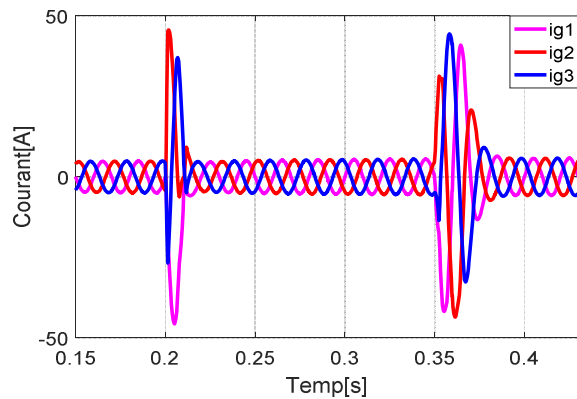


Figure IV.89 : Courants injectés au réseau avec la commande par modulation de rapport cyclique avec PI flou adaptative.

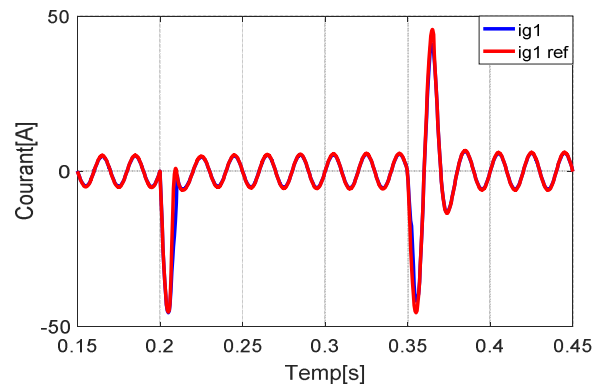


Figure IV.90: Courant d'une phase injecté au réseau avec la commande par modulation de rapport cyclique avec PI flou adaptative.

D'après les figures IV.91, IV.92 et IV.93, qui présentent les tests de robustesse effectués sur les trois commandes (CRC_PI, MG, CRC_PI_AFL) par variation de la tension du bus continu. On peut constater que la commande par mode glissant présente de meilleures performances en termes de rapidité, précision et robustesse par rapport aux autres commandes étudiées.

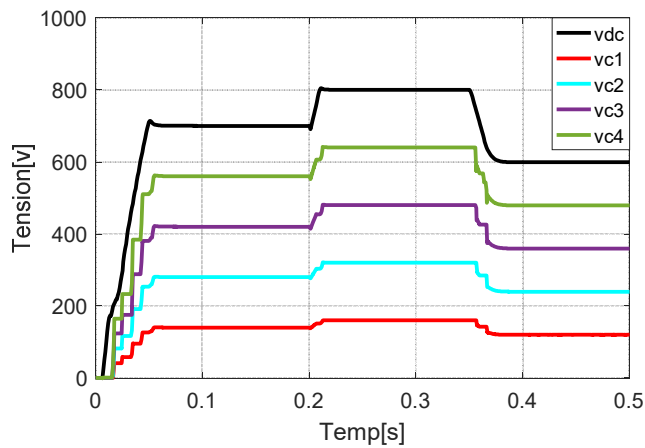


Figure IV.91: Evolution des tensions flottantes du convertisseur multicellulaire côté réseau avec la commande par mode glissant.

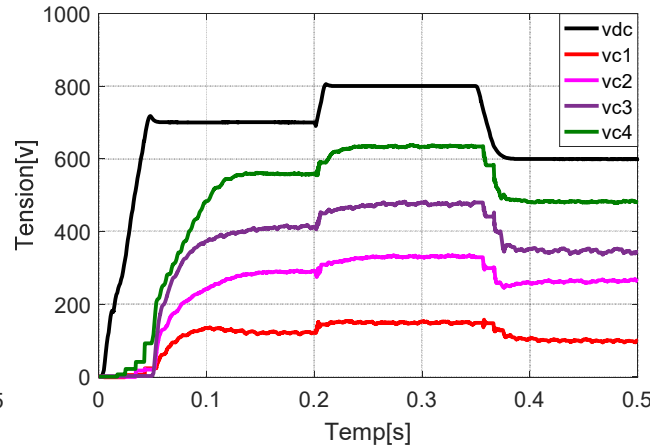


Figure IV.92: Evolution des tensions flottantes du convertisseur multicellulaire côté réseau avec la commande par modulation de rapport cyclique.

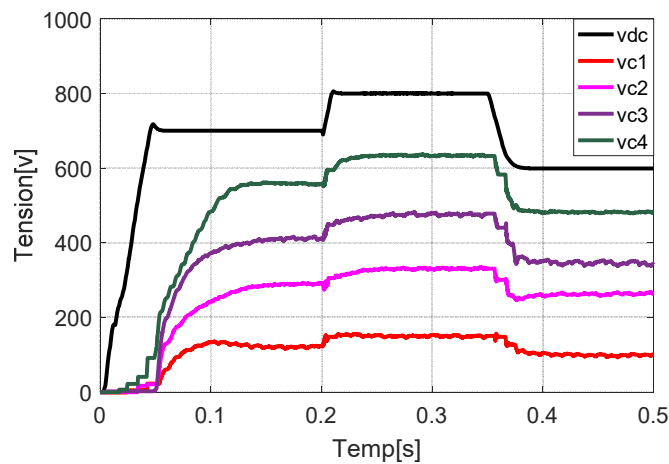


Figure IV.93: Evolution des tensions flottantes du convertisseur multicellulaire côté réseau commandé par modulation de rapport cyclique avec PI-flou adaptative.

IV.9 - Etude comparative entre les commandes étudiées

Les résultats de simulation obtenus des différentes techniques de commande en boucle fermée appliquées au convertisseur multicellulaire série de 5 cellules de commutation, nous ont permis de dresser le tableau IV.3, qui regroupe plusieurs caractéristiques propres à chaque commande.

Tableau IV.3 : Caractéristiques relatives aux commandes des convertisseurs classiques et convertisseurs multicellulaires à 5 cellules employés dans la chaîne de conversion éolienne.

	<i>Commande du Convertisseur</i>	<i>Temps de réponse(s)</i>	<i>Robustesse</i>	<i>Découplage</i>	<i>THD_v</i>	<i>THD_i</i>
<i>Chaîne associée aux convertisseurs classiques</i>	MLI-ST	0.1	Non	Oui	80.69%	3.77%
<i>Chaîne associée aux convertisseurs multicellulaires</i>	Commande par CRC_PI	0.05	Oui	non	20.59%	0.63%
	Commande par CRC_PI_AFL	0.05	Oui	non	25.43%	0.72%
	Commande par MG	0.03	Oui	non	47.07%	0.11%

Le tableau IV.3 présente une étude comparative d'une part entre la chaîne éolienne associée aux convertisseurs classiques et aux convertisseurs multicellulaires, et d'autre part entre les commandes en boucle fermée de convertisseur multicellulaire.

L'emploi des convertisseurs multicellulaires présente de bons performances de point de vue contenu en harmonique de la tension et du courant et rapidité, relativement à l'emploi du convertisseur classique.

En termes de robustesse, rapidité et la qualité spectrale du courant, la commande par mode glissant présente les meilleurs résultats par rapport aux autres commandes, avec un THD égale à 0.11% et temps de réponse très court égale à 0.03s. Mais elle crée des chattering au niveau de la tension de sortie, à cause de ça la qualité spectrale du signal présente une diminution relative au autre commande avec un THD de 47.07%. Les deux autres commandes CRC_PI et CRC_PI_AFL donnent des bons résultats de point de vue qualité du signal de tension avec des THD respectivement égales à 20.59% et 25.43%.

IV.10- CONCLUSION

Ce chapitre est une présentation des structures de convertisseur multicellulaire série, leurs principes de fonctionnement ainsi que l'analyse fonctionnelle de leur topologie. Puis nous avons présenté les différentes techniques de commande pour le contrôle de ces convertisseurs en boucle ouverte et en boucle fermée.

Ce convertisseur est associé à la chaîne de conversion éolienne pour améliorer les performances dynamiques du système et de réduire le contenu en harmonique de la puissance transitée vers le réseau.

Une brève présentation sur trois stratégies de commande utilisées pour contrôler les tensions flottantes et les courants côté GSAP et côté réseau.

La première, fait appel à la commande des rapports cycliques, la seconde est basée sur la méthode du mode glissant, Enfin, la troisième est basée sur la commande par PI flou adaptatif

Une analyse qualitative a été faite à la base d'une série de tests de simulation dans le but de montrer les avantages de ces contrôleurs.

Après des résultats quantitatifs de simulation, la commande par mode glissant montre de meilleures performances sauf que les tensions de sortie présentent des THD relativement élevés.

Conclusion Générale et Perspectives

Dans un contexte général, ce mémoire apporte une contribution au domaine des énergies renouvelables. Ainsi notre choix s'est porté sur la modélisation et la simulation de la chaîne de conversion éolienne à vitesse variable à base d'une génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) commandée par des convertisseurs statiques (classiques et multicellulaires).

L'Algérie comme tous les pays du monde s'intéresse à son tour à ces énergies dites propres et renouvelables en général, et à la filière photovoltaïque et éolienne en particulier. La chaîne éolienne est une source de production d'énergie qui représente dans certains cas l'une des meilleures solutions adaptées car elle ne consomme aucun combustible et ne participe pas à l'effet de serre.

Les éoliennes sont considérées comme des sources d'énergie instable. Mais n'oubliez pas que le vent est une source d'énergie renouvelable, gratuite et exploitable avec un bon niveau de sécurité et respectueuse de l'environnement. Dans le monde entier, les ressources d'énergie éolienne sont pratiquement illimitées. L'électronique de puissance et les techniques de commandes jouent un rôle important dans la production décentralisée et l'intégration de ces sources d'énergie renouvelable dans le réseau électrique.

L'objectif de ce travail est d'étudier et améliorer les performances de la chaîne éolienne grâce à l'intervention des nouvelles structures des convertisseurs qui sont appelés les convertisseurs multicellulaires, ce qui améliore la qualité d'énergie produite et la fiabilité du système et la réduction des frais d'entretien. On a choisi une structure d'un aérogénérateur à vitesses variables simplifiée pour offrir un compromis coût –fiabilité – performances très satisfaisant est de concevoir des stratégies de commande permettant de maximiser le rendement aérodynamique à savoir MPPT, et de contrôler la puissance transmise au réseau avec un facteur de puissance plus proche à l'unité.

Enfin, une modélisation des différents éléments de la chaîne éolienne a été élaborée selon une structure de conversion d'énergie choisie constituée d'une génératrice synchrone à aimants permanents, pilotée au stator par un convertisseur contrôlé par MLI, un bus continu placé en aval de ce convertisseur, garde par un contrôle adéquat une tension constante. La liaison au réseau est ensuite réalisée par un autre convertisseur (onduleur) contrôlé en MLI et un filtre de lissage. Un modèle continu équivalent du système complet, a été développé dans le but d'analyser son comportement dynamique. Compte tenu de la complexité du système étudié, deux dispositifs de commande, complètement séparés ont été développés. Le premier dispositif est basé sur la commande vectorielle de la génératrice pour pouvoir extraire la puissance maximale du vent, alors que le deuxième est consacré au contrôle de la liaison au réseau, avec la régulation du bus continu.

Un convertisseur multicellulaire permet de générer une tension multi-niveaux à sa sortie. Plus le nombre de niveaux est important, plus le signal de sortie est proche d'une sinusoïde, ce qui améliore le contenu en harmoniques de la tension de sortie et permet aussi d'atteindre des puissances très élevées, ceci grâce à la mise en série et/ou en parallèle des interrupteurs de

puissances, où les contraintes en tension et en courant sont réparties équitablement sur les différents semi-conducteurs.

L'association des convertisseurs multicellulaires séries à la chaîne de conversion éolienne est assurée par les différentes stratégies de contrôle en boucle ouverte telle que la commande à MLI-ST et en boucle fermée à savoir la commande CRC_PI, la commande par MG et la commande (CRC_PI_AFL). Les deux dernières commandes sont très utilisées pour le contrôle des convertisseurs statiques car elles sont robustes et insensibles aux variations paramétriques des systèmes.

Les résultats obtenus des différentes simulations montrent que le régime transitoire est d'une très courte durée avec un bon suivi des références.

Une étude comparative de l'emploi de la nouvelle structure de convertisseurs statiques avec celle basée sur les convertisseurs classiques est réalisée. On peut conclure que cette nouvelle structure apporte une amélioration majeure au niveau du taux de distorsion harmonique du courant de (THD=0.11) qui est conforme aux normes internationales standards.

Les trois commandes CRC_PI, MG et CRC_PI_AFL ont été évaluées pour réguler les courants et équilibrer les tensions flottantes du convertisseur multicellulaire. Les résultats de la simulation montrent que les trois commandes donnent de meilleures performances en termes de rapidité, stabilité et précision. D'autre part, la méthode MG offre une meilleure robustesse vis-à-vis les variations paramétriques comparativement aux autres commandes.

En perspective, ce travail peut être poursuivi et complété afin d'améliorer la production décentralisée et ceci par l'étude des points suivants :

- ✓ Réduire les hypothèses simplificatrices et introduire les pertes négligées dans cette étude.
- ✓ Développement d'un contrôle vectoriel sans capteur de vitesse.
- ✓ Réalisation pratique de la chaîne étudiée.
- ✓ Etude des systèmes de production hybride tels que les systèmes (éolienne/photovoltaïque), (éolienne/diesel), (éolienne/photovoltaïque/diesel) à la base des convertisseurs multicellulaires.
- ✓ Développer un observateur pour surveiller les tensions flottantes car la mesure directe est délicate et très coûteuse.
- ✓ Application d'autres techniques avancées.

Références bibliographiques

- [ALI11] Bouhedda Ali, "Contribution à l'étude de systèmes de commande d'une éolienne", Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri, Tizi-ouzou, 2011.
- [AIM03] M. Aimé, « Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [AIM04] S. El Aimani, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension ", Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lille (ECL) Cohabité avec l'université des sciences et technologies de Lille 1 (USTL), 06 décembre 2004.
- [BAN02] R. C. Bansal, T. S. Bhatti, and D. P. Kothari, "On some of the design aspects of wind energy conversion systems", *Energy Convers. Manag.*, vol. 43, no. 16, pp. 2175–2187, Nov. 2002.
- [BEL10] Soltane Belakehal, "Conception & Commande des Machines à Aimants Permanents Dédiées aux Energies Renouvelables", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [BEN08] Y. A. BENCHERIF, "Modélisation et commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation pour la production de l'énergie éolienne ", Mémoire d'Ingénieur en Électrotechnique, Ecole National Polytechnique, Alger, 2008.
- [BEN11] H. Bensabra, "commande d'une génératrice asynchrone auto excite application éoliennes ", thèse de master professionnelle de l'université kasdi merbah, Ouargla 2011.
- [BEN13] BENKHALED Bilal, " Etude et Modélisation d'une Chaîne de Production Eolienne", université de m'sila, 2013.
- [BOU13] BOUDIA Sidi Mohammed, "Optimisation de l'Évaluation Temporelle du Gisement Énergétique Éolien par Simulation Numérique et Contribution à la Réactualisation de l'Atlas des Vents en Algérie", Thèse de Doctorat en Sciences, Université de Tlemcen, 2013.
- [BOU09] Abdelmalek BOULAHIA, " Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique », Mémoire de magister de Université de Constantine, 2009.
- [BOU17] BOUZID Mohamed Amine, " Commande Prédictive d'un Site Isolé Eolien Photovoltaïque", université djillali liabes de sidi-bel-abbes , Thèse de doctorat , 2017.
- [BIL15] M. BILLEL, " Contribution à l'amélioration de performance d'une chaîne énergétique éolienne. Thèse de Doctorat 3ème Cycle. université badai mokhtar Annaba, 2015.
- [CAM03] H. Camblong, « Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable », thèse de doctorat de l'Ecole Nationale des Arts et Métiers de Bordeaux, Décembre 2003.
- [CHI06] M. Chinchilla, S. Arnaltes, J. Carlos Burgos, " Control of Permanent-Magnet Generators Applied to Variable-Speed Wind-Energy Systems Connected to the Grid ", *IEEE Transaction on energy conversion* vol 21, n°, 1, Mars 2006.
- [CHO10] A. Chouder, « Contribution à la commande des convertisseurs multicellulaires série », Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2010.
- [DAD14] DAHDOUH Adel " Etude Comparative entre La Commande par Logique Floue, Mode de Glissement et PID classique Appliquées au Système Hydraulique CE105", Université de M'sila , 2014.

- [DAH12] DAHBI Abdeldjalil, "Étude des performances et commande d'une machine synchrone à aimants permanents utilisée dans les éoliennes", Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas, Setif, 2012.
- [DIO18] Dione Fatou, " Étude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne A base de machine synchrone à aimants permanents " , Mémoire De Master , Université d'Annaba , 2018.
- [EDU14] Eduard Hernando Solano Saenz, " étude des convertisseurs multicellulaires série, parallèle et de leurs stratégies de commande, approches linéaire et prédictive ", Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2014.
- [ELM12] C.I. Elmetennani , " Commande et optimisation par l'approche hybride d'une chaîne de production photovoltaïque à base d'un convertisseur multicellulaire". Mémoire de master, Ecole Nationale Polytechnique El Harrach, 2012.
- [FER09] K. Ferkous, "Etude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne", Mémoire de magister, Université Mentouri– Constantine (2009).
- [GAR01] Dr. Gary L. Johnson, " Wind Energy Systems ", Chapter 4-Wind Turbine Power, Nov, 2001.
- [GAT97] G. Gateau, Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série commande non linéaire et commande floue. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 1997.
- [HAM09] HAMICHE Larbi , "Amélioration des Paramètres du Filtre Actif par l'Utilisation d'un Régulateur à Logique Flou", mémoire de magister, Université Annaba, 2009.
- [HAN16] HANAFI Salah , "Contribution à l'étude et à la commande des structures de conversion d'énergie électrique de type convertisseur multicellulaire", Thèse de doctorat , universite djillali liabes de sidi-bel-abbes, 2016.
- [HAR03] HARITZA 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.
- [HAS16] HASSINI ABD ELHAKIM, "Comparaison entre les techniques de commande de la puissance de vent dans une éolienne à vitesse variable", Université Kasdi Merbah, Ouargla, 2016
- [HER16] HERISSI Belgacem, "Commande d'une Eolienne basée sur les modèles flous de TakagiSugeno ", mémoire de master, université larbi tebessi-Tébessa,2016.
- [HIN07] Hind Djeghloud, « Filtrage Actif de Puissance », Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine , Décembre2007.
- [JUS80] C. G. Justus, J. L. Plazy, " Vent et performances des éoliennes ", Franklin Institute Press, SCM Paris, France, 1980.
- [KOU15] KOUIDER MAHMOUD HAKIM, BENZIANE HAMZA, "commande d'une éolienne basée sur un Générateur synchrone à aimants permanents " , Mémoire de master, université de blida 1, 2015.
- [LEC40] P. Leconte, M. Rapin, E. Szechenyi, « Éoliennes », Techniques de l'Ingénieur, BM 4 640,2001
- [LOU16] LOUAR FATEH, "Modélisation et simulation d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à base d'une machine synchrone à aimant permanent", Thèse de doctorat ,université badji mokhtar Annaba,2016.

- [MAY08] Mayouf messaoud, "Contribution à la modélisation de l'aérogénérateur synchrone à aimants permanents", université de Batna, 2008.
- [MOB01] B. N. Mobarkah, " Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification 'en ligne' des paramètres ", thèse de doctorat de l'Université de Téhéran, Iran. Décembre 2001.
- [MIR05] A. MIRECKI "Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance " Thèse de Doctorat INPT de France, 2005.
- [MUL04] B. MULTON, X. ROBOAM, B. DAKYO, C. NICHITA, O. GERGAUD, H. BEN AHMED, «Aérogénérateurs électriques», Techniques de l'Ingénieur, D3960, 2004.
- [PHI17] Philippe Djondine', Jean-Pierre Barbot, Malek Ghanes , "Comparison of Sliding Mode and Petri Nets Control for Multicellular Chopper", International Journal of Nonlinear Science, Vol.25.No.2, pp.67-75,2017.
- [POI03] F. POITIERS, «Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne-Machine asynchrone à cage autonome-Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau», Thèse de Doctorat Université de Nantes, 2003.
- [RAJ03]A.B.Raju, K.chatterjee, B.G.Fernandes, "A Simple Maximum Power Point Tracker for Grid connected Variable Speed Wind Energy Conversion System With Reduced Switch Count Power converters", IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist PESC'03,Mexico,2003.
- [RED09] Redjem Radia, "Étude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne", Mémoire de Magister, Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [RIY12] Rouabhi Riyadh, «Étude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation Application : Energie éolienne», Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas-Setif , 2012.
- [ROG04] V. ROGEZ, "Modélisation simplifiée de source de production décentralisée pour des études dynamique du réseau. Application à l'intégration d'une production éolienne dans un réseau de distribution insulaire ", Thèse de doctorat, université d'ARTOIS - France, 2004.
- [ROS11] I. Ross and A. Altman, "Wind tunnel blockage corrections: Review and application to Savonius vertical-axis wind turbines", J. Wind Eng. Ind. Aerodyn., vol. 99, no. 5, pp. 523–538, May 2011.
- [ROU12] Boubakeur ROUABAH," Commande d'un Convertisseur Multicellulaire Pour une Application de Filtrage Actif", Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas, Setif-1, 2012.
- [SPE09] D. A. Spera, Wind Turbine Technology", New York ASME Press, 2009.
- [TON10] W. Tong, " Wind Power Generation and Wind Turbine Design ", WIT Press, 2010.

Annexes

Annexes A

Le tableau suivant donne les différents paramètres utilisés dans la simulation de la chaîne éolienne.

Elément de la chaîne	paramètres	Valeurs numériques
Turbine éolienne	Masse volumique de l'air (kg/m^3)	$\rho = 1.225$
	Rayon de l'éolienne (m)	$R_t = 3$
	Gain du multiplicateur	$G = 5.4$
	Nombre des pales	$P = 3$
	Coefficient de frottement ($kg.m^2.s^{-1}$)	$f_t = 0.017$
	Moment d'inertie ($kg.m^2$)	$J_t = 0.042$
	Vitesse spécifique optimale	$\lambda_{opt} = 8.1$
GSAP	Puissance nominale (kW)	$P_n = 9.2$
	Inductance statorique selon l'axe d (mH)	$L_d = 7.9$
	Inductance statorique selon l'axe q (mH)	$L_q = 7.9$
	Inertie du générateur ($kg.m^2$)	$J_g = 0.0064$
	Flux des aimants (Wb)	$\Psi_f = 0.1983$
	Nombre de paires de pôles	$P = 4$
	Résistance statorique (Ω)	$R_s = 0.475$
	Coefficient de frottement	$f_g = 0.0000064$
Bus continu	Tension nominale du bus continu (V)	$V_{dc} = 700$
	Capacité équivalente (μF)	$C = 2200$
Liaison au réseau	Inductance entre onduleur et réseau (mH)	$L_f = 20$
	Résistance entre onduleur et réseau (Ω)	$R_f = 0.3$
Réseau	Tension du réseau (V)	$V = 220 (3\sim)$
	Fréquence de la tension du réseau (Hz)	$F = 50$

Annexes B

Le tableau suivant donne les gains des différents régulateurs utilisés dans la simulation de la chaîne éolienne.

<i>Réglage de vitesse de la turbine (MPPT)</i>	Kp_t	<i>1.1755</i>
	Ki_t	<i>19.6008</i>
<i>Réglage des courants i_d et i_q de GSAP</i>	Kp_id	<i>47.5</i>
	Ki_id	<i>2856</i>
	Kp_iq	<i>47.5</i>
	Ki_iq	<i>2856</i>
<i>Réglage du la tension du bus continu</i>	$Kp_continu$	<i>0.6930</i>
	$Ki_continu$	<i>0.4950</i>
<i>Réglage du courant i_{d_g}, coté de réseau</i>	Kp_id	<i>47.5</i>
	Ki_id	<i>712.5</i>
<i>Réglage du courant i_{q_g}, coté de réseau</i>	Kp_iq	<i>47.5</i>
	Ki_iq	<i>712.5</i>

Annexes C

Synthèse du régulateur des courants du filtre

La figure (A.1) présente le schéma bloc de la Boucle interne de régulation du courant du convertisseur multicellulaire.

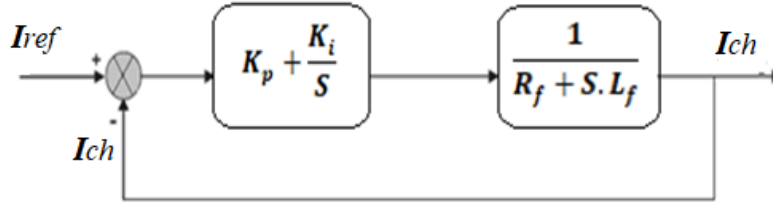


Figure A.1: Boucle interne de régulation du courant de convertisseur multicellulaire.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par:

$$G_{BO}(s) = \frac{K_i}{s} \left(1 + \frac{K_p}{K_i} s \right) \cdot \frac{1}{R_f} \cdot \frac{1}{1 + \tau s}$$

Avec: $\tau = \frac{L_f}{R_f}$

Par la méthode de la compensation du pôle en boucle ouverte, la constante de temps est égale à :

$$\tau = \frac{K_p}{K_i}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte devient:

$$G_{BO}(s) = \frac{K_i}{s \cdot R_f}$$

En boucle fermée, la fonction de transfert devient :

$$G_{BF}(s) = \frac{G_{BO}(s)}{1 + G_{BO}(s)} = \frac{\frac{K_i}{s \cdot R_f}}{1 + \frac{K_i}{s \cdot R_f}} = \frac{1}{1 + \frac{R_f}{K_i} \cdot s} = \frac{1}{1 + s \cdot \tau_f}$$

En boucle fermée la constante de temps τ_f est donc égale à:

$$\tau_f = \frac{R_f}{K_i}$$

Alors :

$$K_i = \frac{R_f}{\tau_f}$$

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

$$K_p = K_i \cdot \tau$$

Annexes D

On donne le schéma bloc des différents éléments de la chaîne éolienne sous Matlab/simulink.

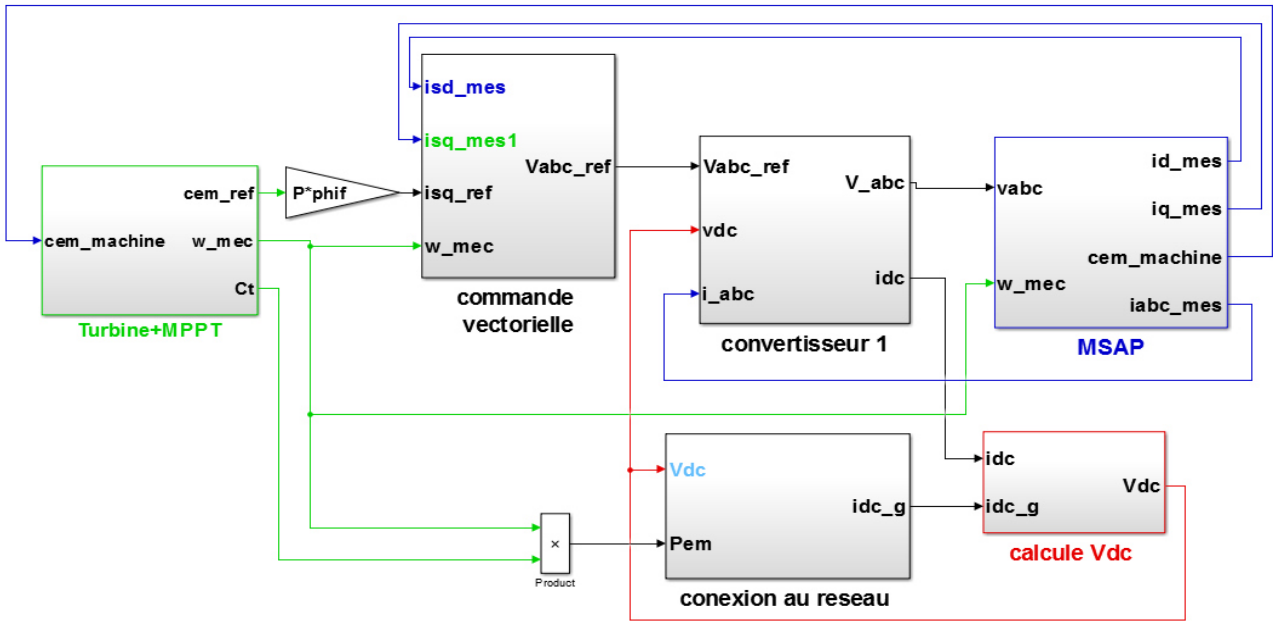


Figure C.1 : Chaîne éolienne classique associée aux convertisseurs classiques pilotés par MLI.

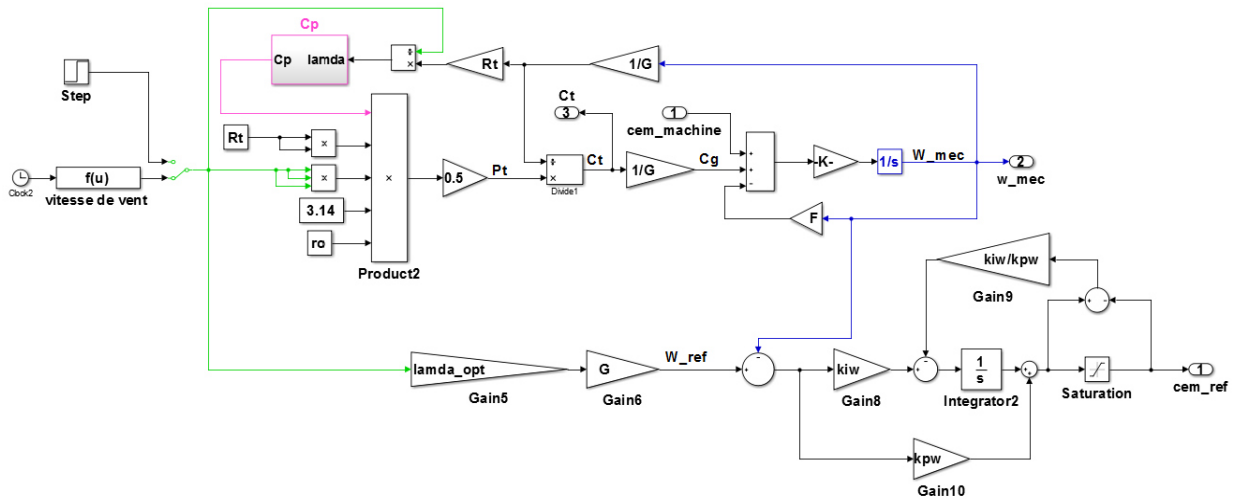


Figure C.2 : Turbine+MPPT.

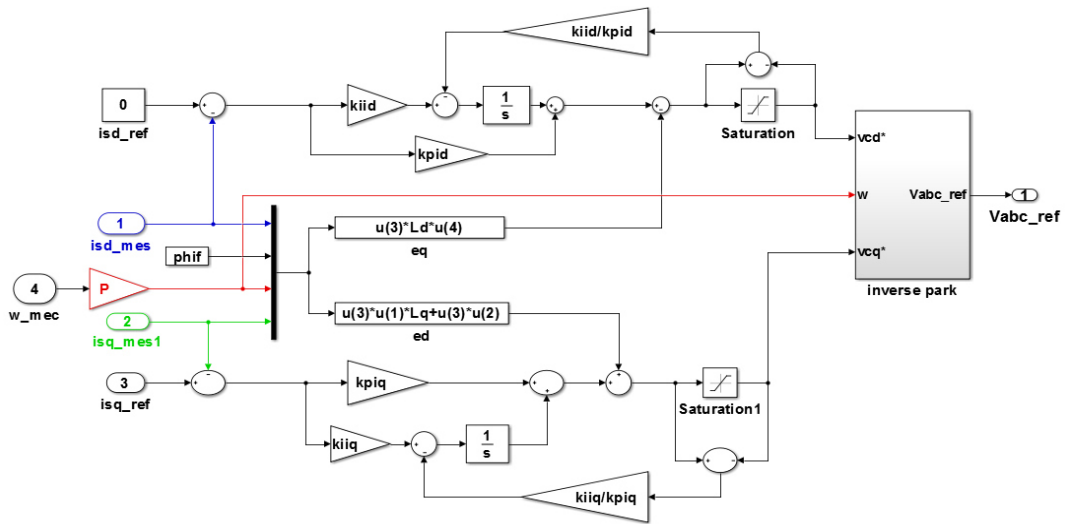


Figure C.3 : Commande vectorielle de la GSAP.

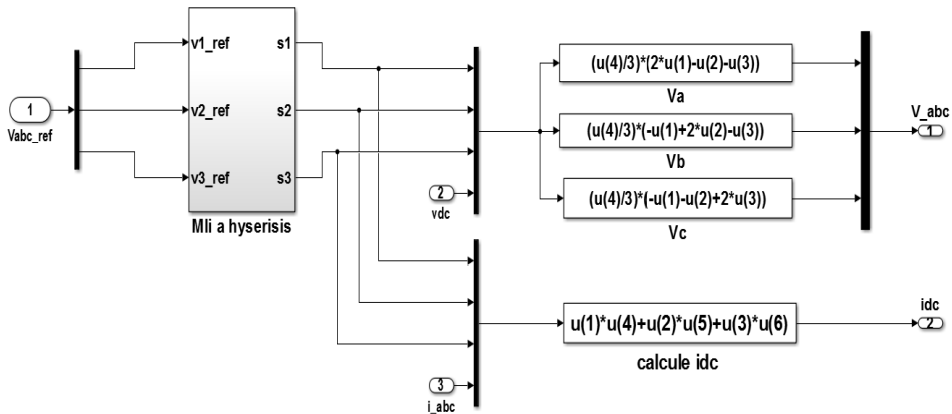


Figure C.4 : Modélisation Convertisseur 1 (Redresseur à MLI).

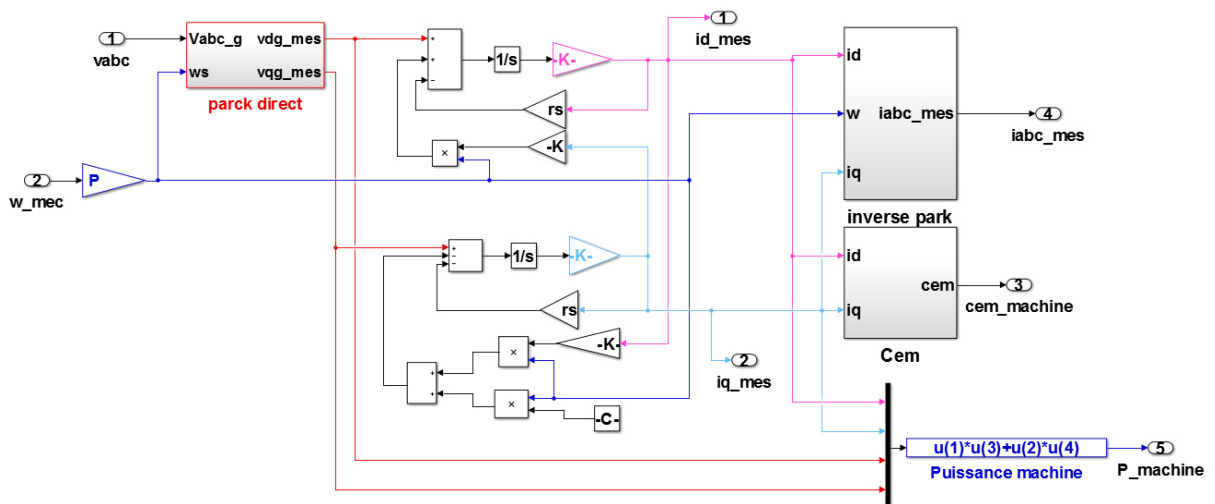


Figure C.5 : Modélisation de la GSAP.

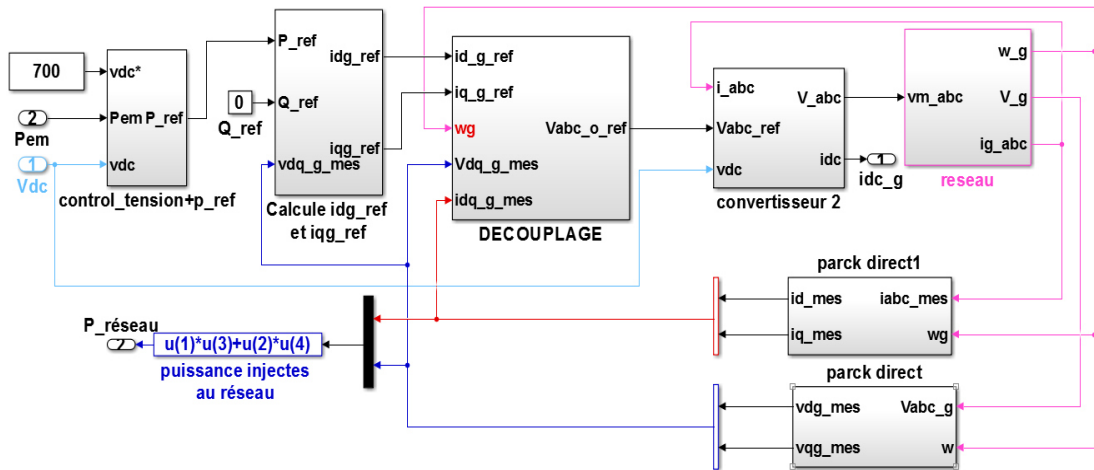


Figure C.6 : Connexion au réseau.

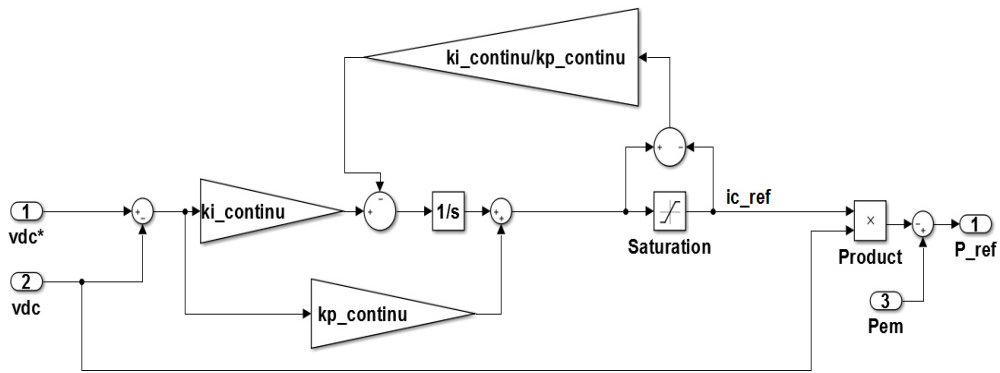


Figure C.7 : Contrôle du bus continu.

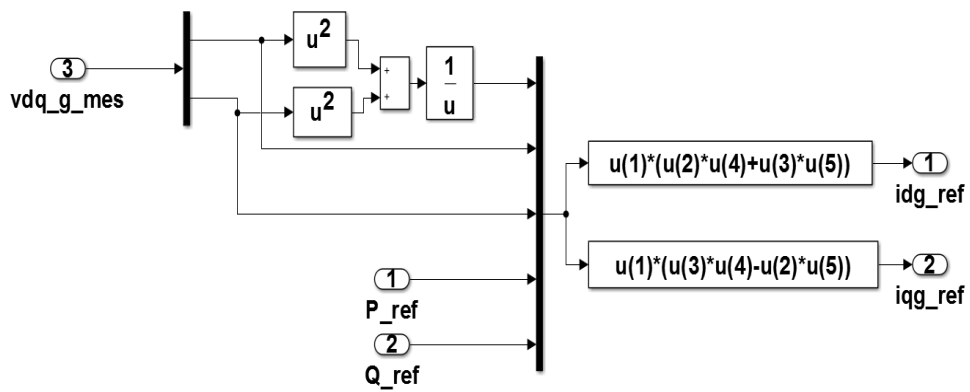


Figure C.8 : Calcul des courants coté réseau idg et iqg.

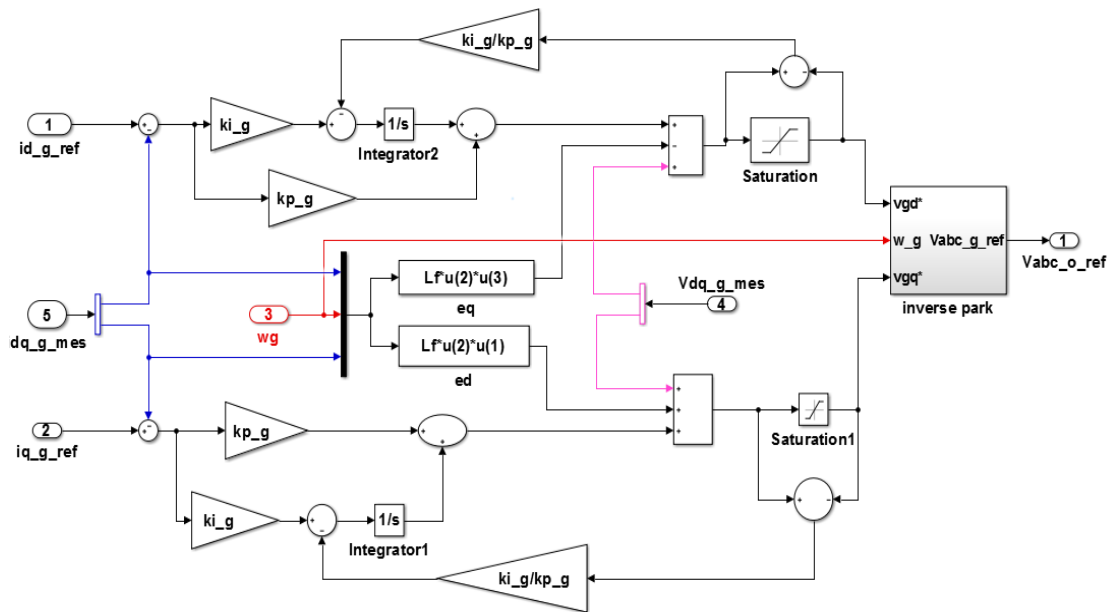


Figure C.9 :Contrôle et découplage des courants côté réseau.

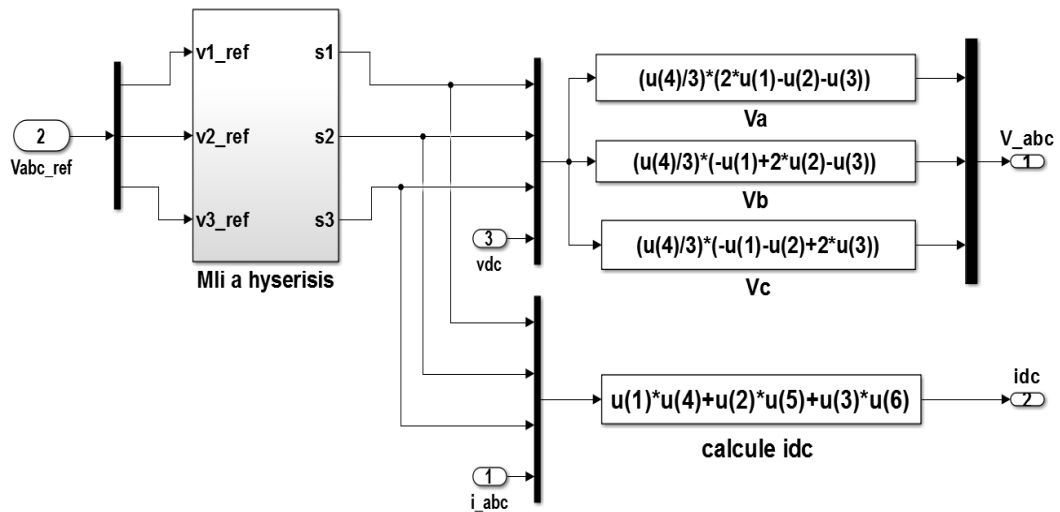


Figure C.10 : Modélisation du Convertisseur 2 (Onduleur à MLI).

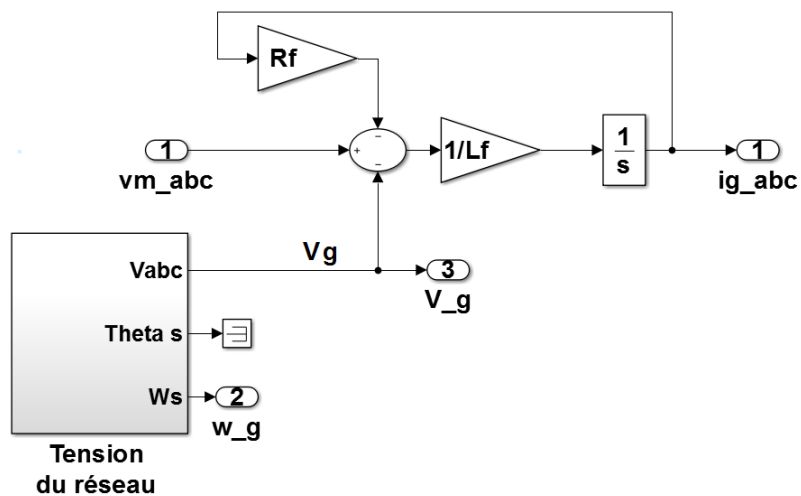


Figure C.11 : Modèle du Filtre plus réseau.

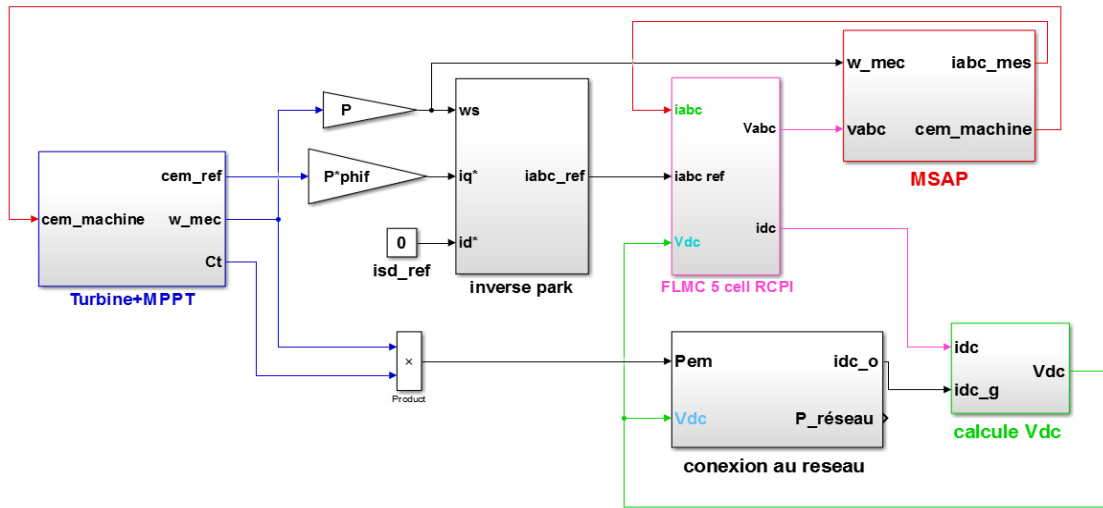


Figure C.12 : Chaine éolienne commander par CMC 5 cellules commandé par RCPI.

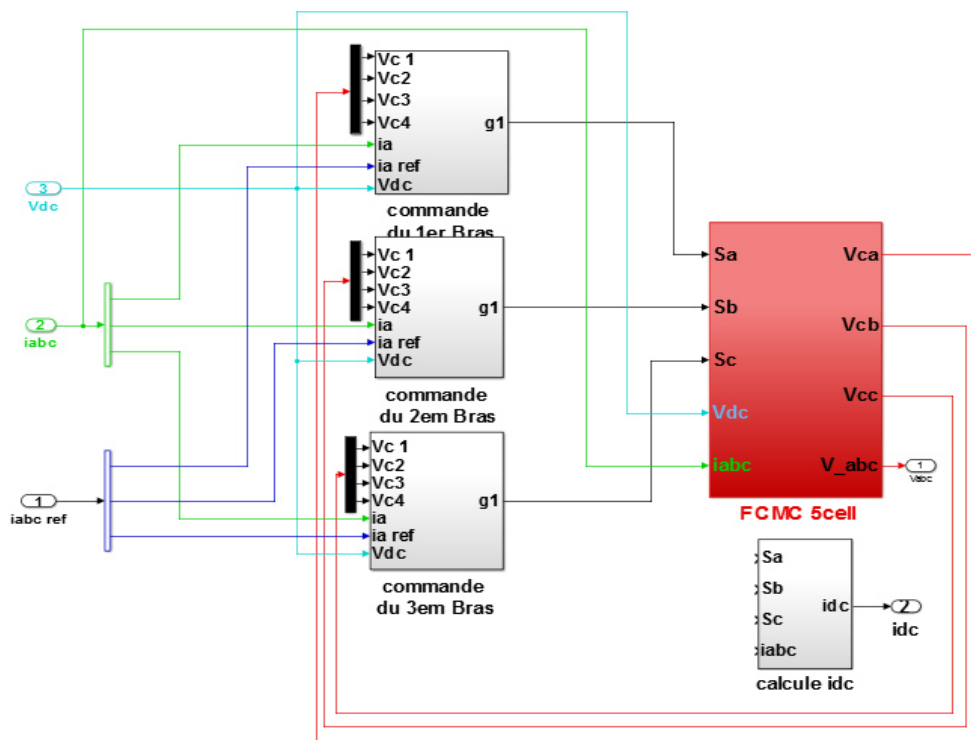


Figure C.13 : Convertisseur multicellulaire à 5 cellules commandé par RCPI.

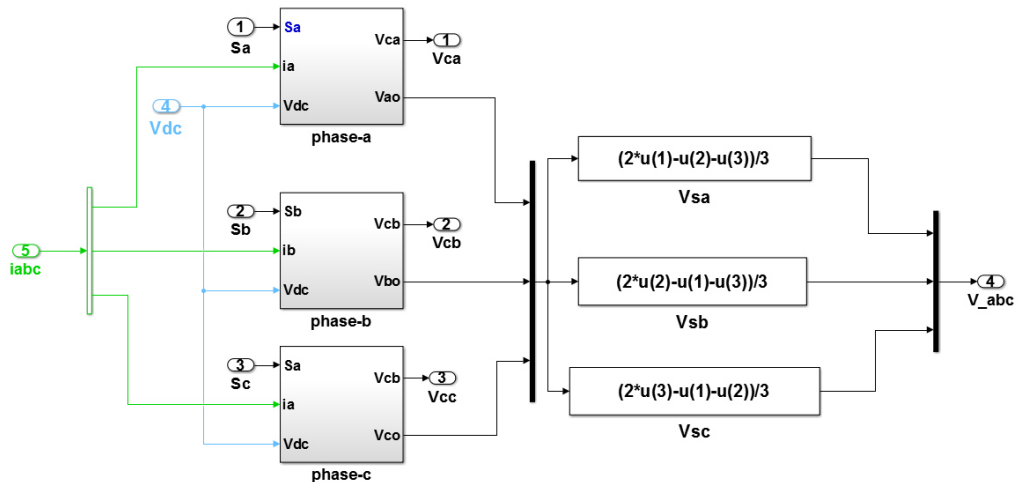


Figure C.1 : CMC à 5 cellules.

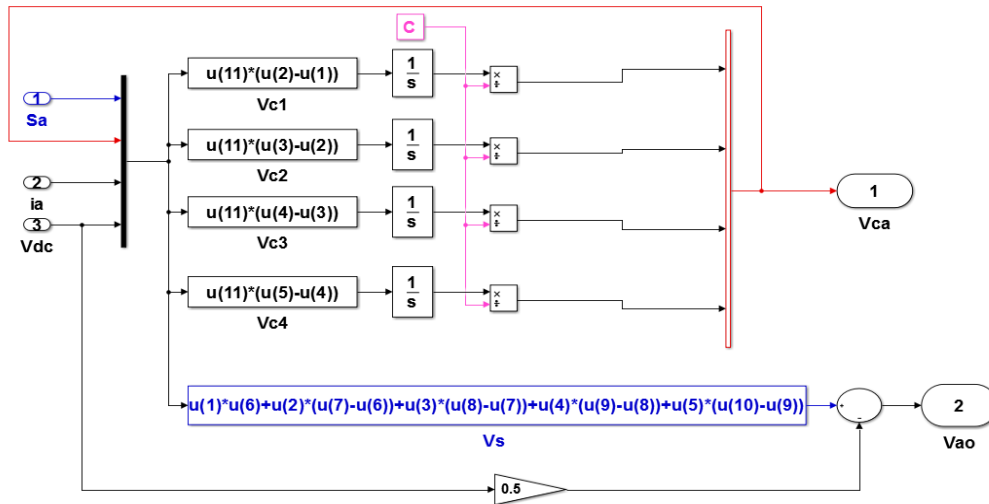


Figure C.14 : schéma de la Phase 'a' du CMC à 5 cellules.

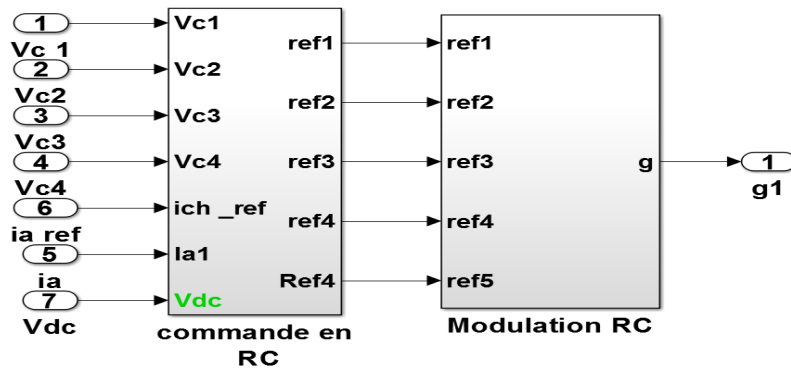


Figure C.15 : Commande de la 1^{ère} phase du CMC.

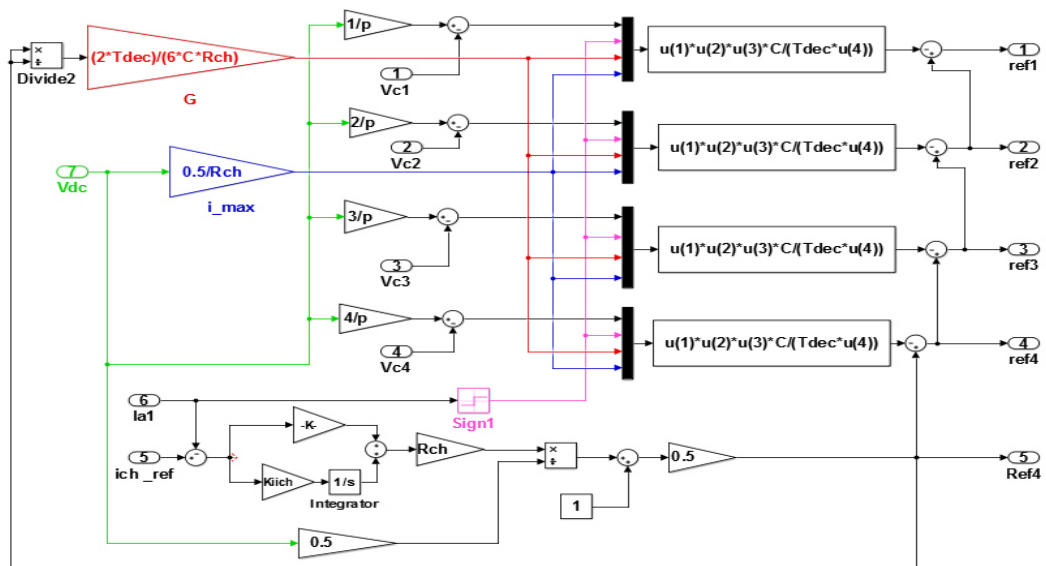


Figure C.16 : Commande d'une phase du CMC commandé par RCPI.

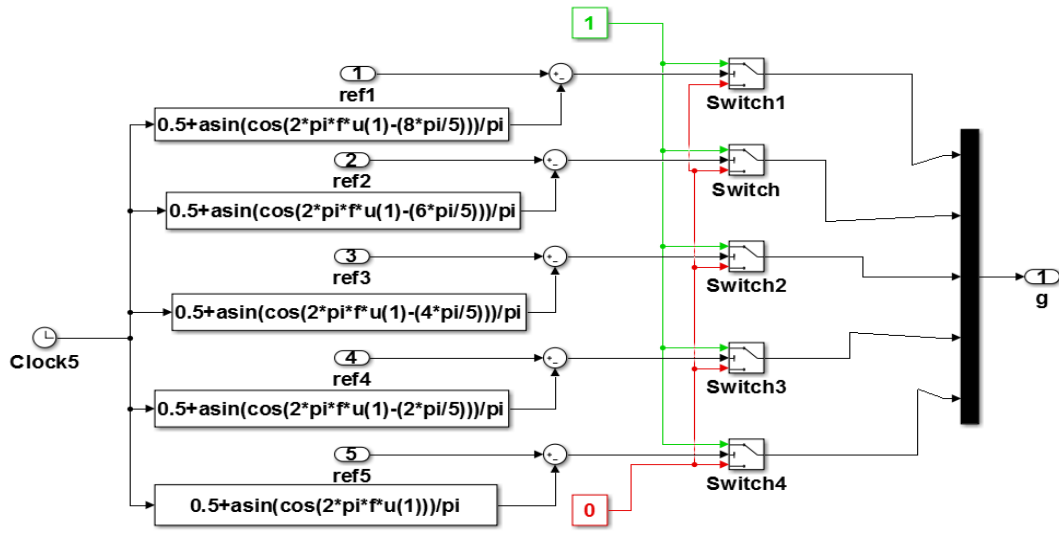


Figure C.17 : MLI du CMC à 5 cellules.

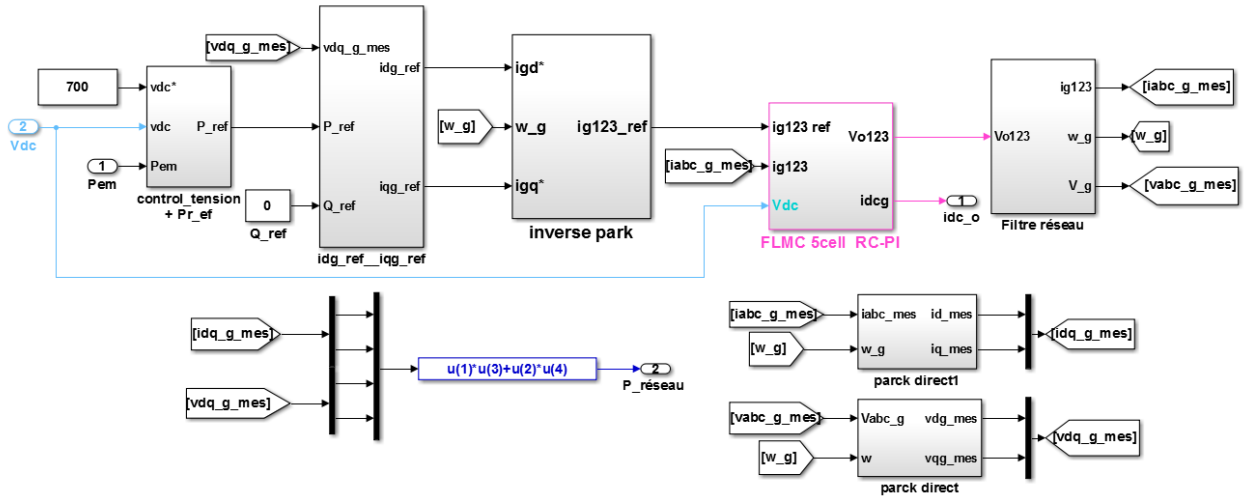


Figure C.18 : Connexion au réseau avec FLMC RCPI

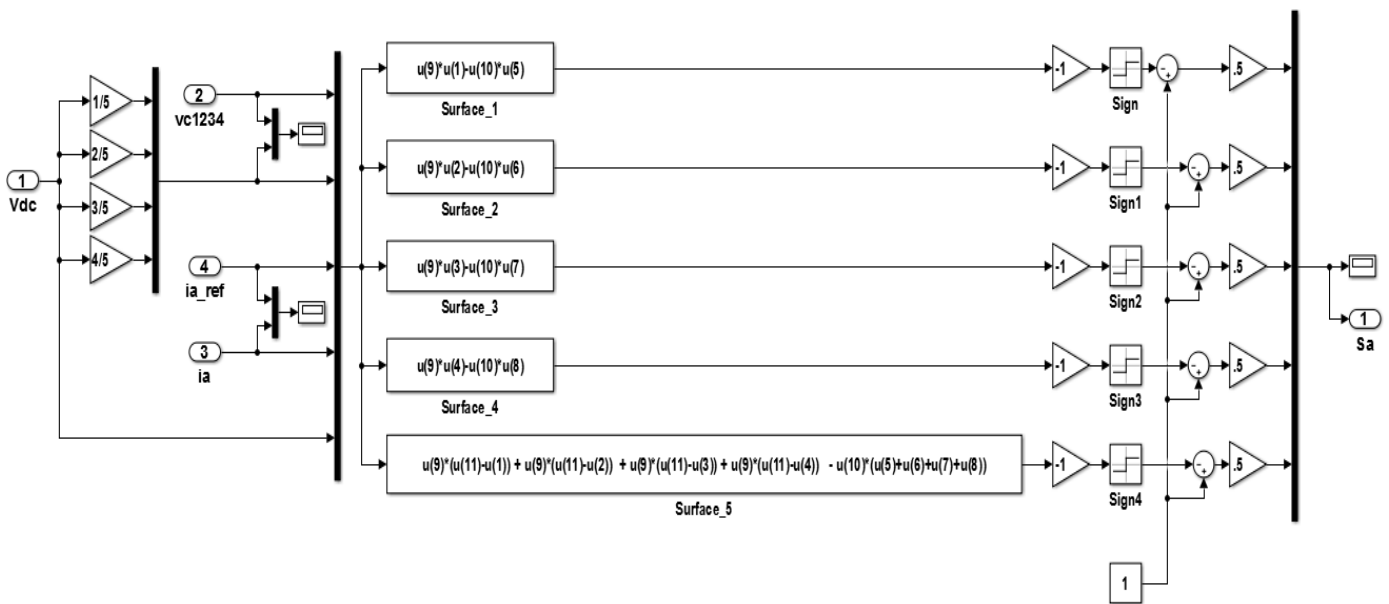


Figure C.19 : Commande Mode glissant d'une Phase du CMC à 5 cellules.

ملخص: إن استعمال طاقة الرياح من أجل إنتاج الطاقة الكهربائية حلاً اقتصادياً قابلاً للتطبيق ومستداماً للمواقع المعزولة وتلك المتصلة بالشبكة الكهربائية. الهدف من هذا العمل هو تحسين أداء سلسلة تحويل طاقة الرياح باستعمال هيكل جديد لمحوالات شكل التيار الكهربائي يعتمد على محول متعدد الخلايا. قمنا بدراسة مقارنة بين سلسلة تقليدية وسلسلة الرياح المرتبطة بمحول متعدد الخلايا ينتج عن المحول التقليدي نطاق واسع من التذبذبات للكميتين، التيار والجهد، مما ينتج عنه نسبة اضطراب عالية مقارنة بهيكل المحول متعدد الخلايا. لتحسين أداء المحول متعدد الخلايا، قمنا بتطبيق ثلاثة أوامر مثل التحكم في دورة العمل (CRC_PI)، والتحكم في الوضع المنزلق (MG) والتحكم التكيفي الذكي (PI-AFLC). تظهر نتائج المحاكاة أن عناصر التحكم الثلاثة تعطي أداء أفضل من حيث السرعة والثبات والدقة. من ناحية أخرى، توفر أساليب MG و CRC_PI_AFLC متانة أفضل لتغيرات الإعدادات مقارنة بأمر CRC_PI، الذي لا يتسامح مع هذه الاختلافات.

كلمات مفتاحية: طاقة الرياح، التحكم في القوة الموجهة، المحول متعدد الخلايا، PI، الوضع المنزلق، المنطق الذكي.

Abstract: The use of wind power for the production of electric power is an economically viable and sustainable solution for isolated sites and those connected to the electricity grid. The aim of this work is to improve the performance of a wind power converter chain by using a new converter structure based on a multicellular converter. A comparative study between this chain associated with conventional and multicellular converters has been made. The conventional converter gives rise to a wide band of oscillations of the two quantities, current and voltage, which results in a high harmonic ratio compared to the structure of the multicellular converter. To improve the performance of the multicellular converter, three commands have been applied such as duty cycle control (DCC), sliding mode control (SMC) and adaptive PI blur control (PI-AFLC). The simulation results show that the three controls give better performance in terms of speed, stability and precision. On the other hand, the MG offer better robustness to parametric variations compared to the CRC command, which does not tolerate these variations.

Keywords: Wind energy, Vector control, Multicellular converter, Duty cycle control, PI, Sliding mode, Fuzzy logic.

Résumé: L'utilisation de l'énergie éolienne pour la production d'énergie électrique est une solution économiquement viable et durable pour les sites isolés et ceux connectés au réseau électrique. Le but de ce travail est d'améliorer les performances d'une chaîne de conversion éolienne en utilisant une nouvelle structure de convertisseur basée sur un convertisseur multicellulaire. Une étude comparative entre cette chaîne associée à des convertisseurs classiques et multicellulaires, a été faite. Le convertisseur classique donne lieu à une large bande d'oscillations des deux grandeurs, courant et tension, ce qui se traduit par un taux d'harmonique élevé par rapport à la structure du convertisseur multicellulaire. Pour améliorer les performances du convertisseur multicellulaire, trois commandes ont été appliquées telles que la commande du rapport cyclique associée au régulateur PI (CRC_PI), la commande par mode glissant (MG) et la commande du rapport cyclique associée au PI flou adaptative (CRC_PI_AFL). Les résultats de la simulation montrent que les trois commandes donnent de meilleures performances en termes de rapidité, stabilité et précision. D'autre part, la méthode MG offre une meilleure robustesse vis-à-vis les variations paramétriques comparativement aux commandes CRC_PI et CRC_PI_AFL qui ne tolèrent pas à ces variations.

Mots clés : Énergie éolienne, Commande vectorielle, Convertisseur multicellulaire, PI, Mode glissant, logique floue.