

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITÉ DE RELIZANE
Faculté des Sciences et Technologies
Département d'Électrotechnique et Automatique



THÈSE DE DOCTORAT LMD 3^{ème} CYCLE

Filière : Automatique

Spécialité : Automatisation et contrôle des systèmes industriels

présentée par

M^{elle} BOUHENNA Amina

Titre de thèse

**ÉTUDE DE L'IMPACT DES TECHNIQUES DE COMMANDE
ET DES TOPOLOGIES DES CONVERTISSEURS STATIQUES AVANCÉES
SUR LE COMPORTEMENT D'UN RÉSEAU ÉLECTRIQUE DECENTRALISÉ**

Soutenue le 26/01/2022 devant le jury composé de :

Président	YSSAAD Benyssaad	Prof.	Univ. de Relizane
Directeur de thèse	KHODJA Mohamed	MCA	Univ. de Relizane
Co-Directeur de thèse	MERABET BOULOUIHA Houari	Prof.	E.N.P.O-MA
Examineur	CHAKER Abdelkader	Prof.	E.N.P.O-MA
Examineur	ALLAOUI Tayeb	Prof.	Univ. IK de Tiaret
Examineur	MELIANI Bouziane	MCA	Univ. de Relizane

Année Universitaire : 2021/2022

Remerciements

Je remercie ALLAH de m'avoir permis de mener à terme cette thèse qui est pour moi le point de départ d'une merveilleuse aventure, celle de la recherche, source de remise en cause permanente et de perfectionnement perpétuel.

Tout d'abord je voudrais exprimer ma profonde reconnaissance à mes deux Directeurs de thèse : Monsieur *KHODJA Mohamed* Maître de conférences à l'université de Relizane et Monsieur *MERABET BOULOUIHA Houari* Professeur à l'école nationale polytechnique d'Oran pour leurs précieux conseils, leurs continuels encouragements et leurs discussions techniques novatrices tout au long de ces années et de m'avoir fourni toutes les facilités et aides nécessaires tout au long de ce travail.

Je remercie vivement Monsieur *YSSAAD Benyssaad* Professeur à l'université de Relizane pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de ma thèse.

Je remercie très sincèrement Monsieur *CHAKER Abdelkader* Professeur à l'école nationale polytechnique d'Oran, Monsieur *ALLAOUI Tayeb* Professeur à l'université de Tiaret et Monsieur *MELIANI Bouziane* Maître de conférences à l'université de Relizane qui m'ont fait l'honneur de faire partie de ce jury.

Un grand merci au personnel Enseignant et Administratif du Département d'Electrotechnique et Automatique, de la Faculté des Sciences et Technologies de l'Université de Relizane.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous mes Professeurs qui m'ont enseigné durant mes études.

Et à tous ceux qui m'ont aidés de près ou de loin.

Dédicaces

Tout en sachant que tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, le respect et la reconnaissance, alors

Je dédie cette thèse

A Ma tendre Mère *Latifa*, qui a oeuvré pour ma réussite, par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie; reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il, l'expression de mes sentiments et de mon éternelle gratitude. Tu représentes pour moi la source de tendresse et l'exemple de dévouement. Puise Allah tout puissant, te préserver et t'accorder santé, longue vie et bonheur.

A Mon très cher Père *Abderrahmane*, qui peut être fier de trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie. Peux-tu trouver dans ce travail le fruit de toutes tes peines et tes efforts; Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent venu de toi. Tu es et tu resteras toujours un exemple pour moi par tes qualités humaines, ta persévérance et ton perfectionnisme. Puise Allah te préserver et te procurer santé, longue vie et bonheur.

A ma très chère grand mère *Aïcha*

A la mémoire de mon très cher grand père paternel *Kaddour*,

A la mémoire de mes très chers grands parents maternels *Zoulikha* et *Abderrahmane*,

Qu'Allah le Tout Puissant et Miséricordieux les accueille en son vaste paradis

A toute ma famille

A mes amis (e)

A tous mes enseignants depuis mes premières années d'études

A tous ceux qui me sont chers et que j'ai omis de citer.

Liste des publications

Les résultats des commandes décrits dans cette thèse ont été décrits aussi dans les articles et publications suivantes :

Publication dans des revues avec Comité de Lecture International

A. Bouhenna, M. Khodja and H. Merabet Boulouiha, "Super-twisting SMC for MPPT and grid-connected WECS based on SCIG", *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, Vol. 12, No. 1, Mars 2021.

Publication dans des revues avec Comité de Lecture national

A. Bouhenna, M. Khodja and B. Yssaad, "Fuzzy Logic Gain-Scheduling and Adaptive PI Controllers for Wind Turbine Based on SCIG ", *Journal of Materials and Structures*, Vol.4, 2020.

Communications dans des Congrès Internationaux

A. Bouhenna, M. Khodja, H. Merabet Boulouiha and B. Yssaad, "Variable Speed WECS based on a SCIG with PWM Converters", *First International Conference on Smart Grids, CIREI'2019*, 4-5 March, 2019,

Table des matières

Table des matières	i
Table des figures	viii
Liste des tableaux	xv
Introduction Générale	1
1 Etat de l'Art	5
1.1 Introduction	5
1.2 Problématique	5
1.3 Production décentralisée	6
1.3.1 Caractéristiques de production décentralisée	7
1.3.2 Architecture des réseaux électriques	8
1.3.3 Ressources de production décentralisée	10
1.4 Etat de l'art sur les commandes avancées appliquées aux différentes parties des «micro-grid»	14
1.4.1 Energie éolienne	15
1.4.2 Energie photovoltaïque	19
1.5 Conclusion	23

2	Système de Conversion d'Énergie Éolienne	24
2.1	Introduction	24
2.2	La configuration du circuit proposé	25
2.3	Définition d'une éolienne	26
2.3.1	Principe de fonctionnement d'une éolienne	26
2.3.2	Les différents types d'aérogénérateurs	27
2.4	Structure des systèmes éoliens	29
2.4.1	Fonctionnement à vitesse fixe	29
2.4.2	Fonctionnement à vitesse variable	29
2.5	Éolienne à base de machine asynchrone à cage d'écureuil	30
2.6	L'Aéro-générateur étudié	31
2.7	Phases de fonctionnement d'une éolienne	32
2.8	Modélisation de la turbine éolienne	33
2.9	Commande de la turbine éolienne par la stratégie MPPT	36
2.10	Modélisation et commande de la machine asynchrone à cage d'écureuil	37
2.10.1	Hypothèses simplificatrices	37
2.10.2	Equations des tensions et des flux	38
2.10.3	Modèle de Park de la Machine Asynchrone	40
2.10.4	Expressions du couple électromagnétique	44
2.11	Principe de la commande vectorielle par orientation du flux	48
2.11.1	Commande vectorielle à flux rotorique orienté	49
2.11.2	Expression générale de la commande vectorielle indirecte	49
2.12	Régulation de la vitesse	52
2.13	Modélisation et commande de la partie réseau	53
2.14	Synchronisation de fréquence par PLL	57

2.15	Résultats de simulation	58
2.16	Conclusion	61
3	Techniques de commande avancées	62
3.1	Introduction	62
3.2	Commande linéarisante entrée-sortie	62
3.2.1	Principe et commande par linéarisation entrée-sortie	63
3.2.2	Commande par linéarisation entrée-sortie avec observateur	65
3.2.3	Synthèse de la commande non linéaire avec observateur non linéaire à grand gain	68
3.2.4	Résultats de simulation de la Commande non-linéaire avec observa- teur appliqué au système éolien (WECS)	73
3.3	Commande par Mode glissant	81
3.3.1	Principe de la commande par mode glissant	81
3.3.2	Base mathématique de la commande par mode glissant	82
3.3.3	Modes de trajectoires dans le plan de phase	82
3.3.4	Phénomène de commutation	83
3.3.5	Choix de la surface de glissement	84
3.3.6	Conditions de convergence	85
3.3.7	Détermination de la loi de commande	86
3.3.8	Phénomène de Chattering	88
3.3.9	Détermination de la surface de régulation de la vitesse	90
3.3.10	Résultats de simulation de la commande par Mode Glissant d'ordre un (CMG-1) appliqué au système éolien	91
3.4	Commande par la Logique Floue	93
3.4.1	Introduction à la Logique Floue	93
3.4.2	La régulation floue	93

3.4.3	Ensembles flous	93
3.4.4	Variables linguistiques	94
3.4.5	Différentes formes pour les fonctions d'appartenance	94
3.4.6	Commande par logique floue	96
3.4.7	Structure d'un contrôleur flou	96
3.4.8	Conception d'un régulateur flou	99
3.4.9	L'implémentation de la Commande FLC au système éolien WECS .	100
3.5	Commande par Mode glissant d'ordre supérieur	106
3.5.1	Position du problème	106
3.5.2	Principe	107
3.5.3	Régime glissement idéal	107
3.5.4	Régime glissant réel	108
3.5.5	Mode glissant d'ordre deux	108
3.5.6	Propriétés de convergence en temps fini	109
3.5.7	Algorithme de Super Twisting (ST)	110
3.5.8	Mise en oeuvre du contrôleur HOSM pour la vitesse du rotor sur la base de l'algorithme Super Twisting	111
3.5.9	Mise en oeuvre des régulateurs HOSM avec l'algorithme Super Twis- ting pour la tension continue CC, les courants quadrature et direct	112
3.5.10	Résultats de simulation des commandes ST-SMC et PI-Flou appli- quées au système éolien (WECS)	115
3.6	Tableau comparatif des différentes commandes étudiées	122
3.7	Conclusion	123
4	Topologies des Convertisseurs	124
4.1	Introduction	124
4.2	Topologies de convertisseurs prometteurs	124

4.2.1	Convertisseurs traditionnels à deux niveaux	125
4.2.2	Convertisseurs multi-niveaux	126
4.2.3	Convertisseurs multi-cellulaires	130
4.3	Dispositifs à semi-conducteurs de puissance potentielle	134
4.4	Résultats de simulations	136
4.5	Conclusion	141
5	Système de Conversion d'Énergie Solaire	142
5.1	Introduction	142
5.2	L'énergie photovoltaïque	142
5.2.1	L'histoire de l'évolution de l'électricité photo-voltaïque	143
5.2.2	Types des cellules photovoltaïques	143
5.3	Principe de fonctionnement d'une cellule solaire photovoltaïque	146
5.4	Avantages et inconvénients du système photo-voltaïque	147
5.4.1	Avantages des systèmes photovoltaïques	147
5.4.2	Inconvénients des systèmes photovoltaïques	147
5.5	Composition d'un système PV lié au réseau	148
5.6	Structure des onduleurs connectés au réseau	150
5.6.1	Topologie Centralisée	151
5.6.2	Topologie Chaine (string)	151
5.6.3	Topologie modulaire	152
5.6.4	Topologie Multi-branche	153
5.7	Méthodes d'extraction de la puissance maximale du système photovoltaïque	154
5.7.1	Perturbation & observation	154
5.7.2	Conductance incrémentale	156

5.8	Convertisseur CC-CC (Boost) de la centrale photovoltaïque	157
5.9	Modélisation du générateur PV	159
5.10	Simulation des caractéristiques d'une cellule PV	160
5.11	Système photovoltaïque intelligent	163
5.12	Résultats de Simulation	164
5.13	Conclusion	169
6	Les systèmes hybrides d'énergie renouvelable	170
6.1	Introduction	170
6.2	Systèmes hybrides	170
6.3	Architectures d'un système hybride	171
6.3.1	Architecture série	171
6.3.2	Architecture parallèle	173
6.4	Les principaux composants d'un système hybride	173
6.4.1	Le générateur éolien	174
6.4.2	Le générateur photovoltaïque	174
6.4.3	Les sources conventionnelles	174
6.4.4	Les batteries de stockage	174
6.4.5	Le système de supervision	175
6.4.6	Les convertisseurs	175
6.5	Etudes des structures de systèmes hybrides	176
6.5.1	Système hybride avec source d'énergie conventionnelle	176
6.5.2	Systèmes hybrides sans source d'énergie conventionnelle	177
6.6	Présentation du système Solaire-Éolien	178
6.7	Résultats de simulation	178

6.8 Conclusion	184
Conclusion Générale	185
A Annexe A	188
Bibliographie	191

Table des figures

1.1	Une vue d'éoliennes	10
1.2	L'énergie solaire photovoltaïque	11
1.3	Le silicium	11
1.4	Principe de fonctionnement des cellules photovoltaïques	12
1.5	Energie géothermique	14
2.1	La configuration du circuit de commande du système de conversion d'énergie éolienne à base du SCIG	25
2.2	Principe de la conversion d'énergie	26
2.3	Exemples des constructions VAWT : Darrieus et Savonius	27
2.4	Technologies d'éoliennes à axe horizontal	28
2.5	Eolienne à machine asynchrone à cage pilotée au stator	30
2.6	Evolution de la configuration électrique	31
2.7	Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable	32
2.8	La caractéristique C_p en fonction de λ	34
2.9	Courbes représentant la vitesse du vent, C_p et λ	35
2.10	Les courbes caractéristiques de la turbine	36
2.11	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.	38
2.12	Représentation des axes de la machine.	40
2.13	Illustration de l'orientation du flux rotorique.	49

2.14	Représentation de IRFOC de SCIG	51
2.15	Régulateur de courant à hystérésis	51
2.16	Schéma régulation de la vitesse	52
2.17	Choix des pôles dans le plan complexe	53
2.18	Schéma bloc de la partie réseau.	53
2.19	Schéma fonctionnel de la régulation des courants du côté réseau	54
2.20	Schéma équivalent pour le circuit du bus continu	55
2.21	Schéma fonctionnel de la régulation de la tension v_{dc}	56
2.22	Schéma fonctionnel de la commande des courants de la source et la tension du bus continu	57
2.23	Courbe de la vitesse de la génératrice et la vitesse de référence	58
2.24	Courbes de la tension du bus continu et sa référence	59
2.25	Courbes des puissances active et réactive	59
2.26	Courbes des tensions et des courants du réseau	60
2.27	Courbe de la commande MLI	60
3.1	Principe et commande par linéarisation entrée-sortie	63
3.2	Commande non linéaire avec observateur à grand gain pour MSC	72
3.3	Schéma Simulink du système de la commande linéarisante en SimPower- System	74
3.4	Schéma Simulink de la commande linéarisante en SimPowerSystem	75
3.5	Chute brutale de la tension du réseau de 30% dans l'intervalle $t \in [2, 4]s$	75
3.6	Erreurs d'estimation du flux rotorique et du courant statorique	76
3.7	Les résultats de la vitesse de la génératrice et de la tension continue des deux commande (CL et PI) dans le cas d'un vent fluctuant	77
3.8	Les réponses de la puissance active et réactive des deux commande (CL et PI) dans le cas d'un vent fluctuant	77

3.9	Les résultats de la vitesse de la génératrice et de la tension continue des deux commande (CL et PI) dans le cas d'une chute de tension	79
3.10	Les réponses de la puissance active et réactive des deux commande (CL et PI) dans le cas d'une chute de tension	79
3.11	Les résultats de la vitesse de la génératrice et de la tension continue des deux commande (CL et PI) dans le cas des variations paramétriques	80
3.12	Les réponses de la puissance active et réactive des deux commande (CL et PI) dans le cas des variations paramétriques	80
3.13	Les modes de trajectoires dans le plan de phase	83
3.14	Phénomène de commutation	84
3.15	Schéma fonctionnel de la commande équivalente	86
3.16	La commande u_n	88
3.17	La Commande adoucie	89
3.18	La Commande intégrale	90
3.19	Représentation de la commande mode glissant d'ordre un	91
3.20	Les résultats de la commande mode glissant (vitesse & erreur de vitesse) dans le cas du vent constant	92
3.21	Les résultats de la commande mode glissant (vitesse & erreur de vitesse) dans le cas du vent fluctuant	92
3.22	Variables linguistiques	94
3.23	Formes usuelles des fonctions d'appartenance	95
3.24	Schéma synoptique d'un contrôleur flou	96
3.25	Fonctions d'appartenance symétriques	97
3.26	Méthodologie de la synthèse d'une commande floue	100
3.27	Contrôleur PI avec un gain schedeling	101
3.28	Fonctions d'appartenance pour e et de	101
3.29	Fonctions d'appartenance pour k'_p et k'_i	102

3.30	Schéma de contrôle de la tension continue ainsi que les courants direct et quadratique du côté réseau	103
3.31	Fonctions d'appartenance pour e et de	104
3.32	Fonctions d'appartenance pour k_p et k_i	104
3.33	Schéma de contrôle de la tension continu ainsi que les courants direct et quadratique du côté réseau	113
3.34	Schéma de simulation du système global sous SimPowerSystems	116
3.35	Les résultats de la vitesse de la génératrice et de la tension continue des deux commande (ST-SMC et FL) dans le cas d'un vent fluctuant	118
3.36	Les réponses de la puissance active et réactive des deux commande (ST-SMC et FL) dans le cas d'un vent fluctuant	118
3.37	Les résultats de la vitesse de la génératrice et de la tension continue des deux commande (ST-SMC et FL) dans le cas d'une chute de tension	119
3.38	Les réponses de la puissance active et réactive des deux commande (ST-SMC et FL) dans le cas d'une chute de tension	119
3.39	Les résultats de la vitesse de la génératrice et de la tension continue des deux commande (ST-SMC et FL) dans le cas des variations paramétriques	121
3.40	Les réponses de la puissance active et réactive des deux commande (ST-SMC et FL) dans le cas des variations paramétriques	121
4.1	Convertisseur de source de tension unidirectionnel à deux niveaux pour éolienne (2L-UNI)	125
4.2	Convertisseur de source de tension «back-to-back» à deux niveaux pour éolienne (2L-BTB)	126
4.3	Convertisseur «back-to-back» à diode par point neutre à trois niveaux pour éolienne (3L-NPC-BTB)	127
4.4	Convertisseur «back-to-back» à pont en H à trois niveaux pour éolienne (3L-HB BTB)	128
4.5	BTB en pont en H à cinq niveaux (5L-HB-BTB)	129
4.6	Convertisseur multicellulaire avec cellules de conversion en série	131

4.7	Convertisseur multicellulaire avec cellules de conversion en parallèle variante 1, (b) variante 2	132
4.8	convertisseur de pont en H en cascade avec transformateur moyenne fré- quence pour éolienne (CHB-MFT)	132
4.9	Convertisseurs modulaires multi-niveaux pour éolienne (MMC)	134
4.10	Schéma de simulation d'une topologie d'un convertisseur multicellulaire AC/DC/ AC	137
4.11	Les impulsions	138
4.12	Forme d'onde du courant de grille de spectre de phase A et harmonique avec l'onduleur multicellulaire	139
4.13	Forme d'onde du courant de grille de spectre de phase A et harmonique avec un onduleur à deux niveaux	140
5.1	Cellules monocristallines	144
5.2	Cellules polycristallines	144
5.3	Cellules Couche mince (Amorphe)	145
5.4	Système photovoltaïque connecté au réseau à base des convertisseurs de l'électronique de puissance	148
5.5	Système PV à connexion directe au réseau	149
5.6	Système PV à bus continu intermédiaire	149
5.7	Système PV : (a) système d'isolation à haute fréquence, (b) système d'iso- lation à basse fréquence.	150
5.8	Topologie Centralisée	151
5.9	Topologie chaine	152
5.10	Topologie modulaire	153
5.11	Topologie Multi-branche	153
5.12	Algorithme du MPPT perturbation & observation (<i>P&O</i>)	155
5.13	Algorithme de MPPT, Conductance Incrémentale	157
5.14	Montage Boost	158

5.15	Schéma du modèle équivalent à une diode de la cellule PV réelle	159
5.16	Caractéristiques $I-V$ et $P-V$ d'un module PV dans les conditions standards	160
5.17	Effet de l'éclairement sur la courbe $I-V$ (a) et $P-V$ (b) à $25^{\circ}C$	161
5.18	Effet de la température sur la courbe $I-V$ (a) et $P-V$ (b) à $1000 W/m^2$.	161
5.19	Structure générale de contrôle d'un système photovoltaïque connecté au réseau	163
5.20	Schéma du système photovoltaïque relié au relié sous SimPowerSystems . .	165
5.21	L'irradiance et la température appliquées sur le générateur PV	166
5.22	La puissance active et la puissance réactive du réseau	167
5.23	Tension et courant de réseau	168
5.24	La tension du bus continu V_{dc}	168
6.1	Configuration d'un système hybride à bus CC	172
6.2	Configuration d'un système hybride à bus AC	172
6.3	Configuration d'un système hybride à connexion parallèle.	173
6.4	Système de supervision	175
6.5	Schéma de simulation sous SimPowerSystems du système hybride Solaire-Éolien (WECS & PV)	179
6.6	Les profils du vent, de la température et de l'irradiance dans le cas du vent fluctuant, Irradiance et température constantes	180
6.7	Les résultats de simulation de la puissances active ainsi que la puissance réactive pour le système hybride dans le cas du vent fluctuant, Irradiance et température constantes	180
6.8	Les profils du vent, de la température et de l'irradiance dans le cas du vent constant, Irradiance et température variantes	181
6.9	Les résultats de simulation de la puissances active ainsi que la puissance réactive pour le système hybride dans le cas du vent constant, Irradiance et température variantes	182
6.10	Les profils du vent, de la température et de l'irradiance dans le cas du vent fluctuant, Irradiance et température variantes	183

6.11 Les résultats de simulation de la puissances active ainsi que la puissance réactive pour le système hybride dans le cas du vent fluctuant, Irradiance et température variantes 183

Liste des tableaux

2.1	Comparaison des éoliennes à vitesse fixe et à vitesse variable	30
2.2	Les coefficients C_i pour $i = (1 : 6)$ du coefficient de puissance C_p	33
3.1	base de règles pour la sortie k'_p	102
3.2	base de règles pour la sortie k'_i	102
3.3	base de règles pour la sortie k_p	105
3.4	base de règles pour la sortie k_i	105
3.5	Tableau résumant les performances de toutes les commandes étudiées . . .	122
4.1	3L-NPC-BTB	127
4.2	3L-HB-BTB	128
4.3	5L-HB-BTB	129
4.4	Comparaison de trois convertisseurs de puissance multi-niveaux pour éo- liennes	130
4.5	CHB-MFT	133
4.6	MMC	133
4.7	Dispositifs à semi-conducteurs de puissance dominants pour les applications d'énergie éolienne	135
4.8	Modules (Avantages et Inconvénients)	135
A.1	Les paramètres du système, de la turbine, des régulateurs PI, de la CL, de l'obs. NL à GG, de la commande MG-1	189

A.2	Les paramètres de la commande STSMC du système WECS	190
A.3	Les paramètres du système PV, des régulateurs PI	190
A.4	Les paramètres de la commande STSMC du système PV	190

Nomenclature

P_m	La puissance mécanique de la turbine de vent [W]
ρ	Densité de l'air [Kg/m^3]
R	Le rayon de la turbine en [m]
v	La vitesse du vent en [m/s]
C_p	Le coefficient de puissance
λ	La vitesse spécifique
β	L'angle d'orientation des pales [deg]
λ^{θ}	Vitesse spécifique optimale
T_m	Le couple mécanique de la turbine [$N.m$]
T_g	Le couple mécanique de la génératrice [$N.m$]
T_e	Le couple électromagnétique [$N.m$]
Ω_m^{θ}	La vitesse de rotation optimale [rad/s]
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Les tensions statoriques [V]
$\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs}$	Les flux statoriques [Wb]
$\phi_{ar}, \phi_{br}, \phi_{cr}$	Les flux rotoriques [Wb]
θ_s	Angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques [rad]
θ_r	Angle de la transformation de Park des grandeurs rotoriques [rad]
P_e	La puissance dissipée en pertes Joule [W]
P_{em}	La puissance représentant les échanges électromagnétique [W]
$K_{p\Omega}$	Le gain proportionnel
$K_{i\Omega}$	Le gain intégral
ϕ	Le flux [Wb]
ξ	Le coefficient d'amortissement
ω_n	La pulsation naturelle [rad/s]
ω_e	La pulsation du réseau [rad/s]
P_d	Le polynôme désiré
v_d et v_q	Les tensions de park [V]
v_{od} , v_{oq}	Les tensions de l'onduleur [V]
C	Le condensateur du bus continu [F]
τ_c	La constante du temps de la FTBO(s) [s]
K_{pc}	Le gain proportionnel du regulateur PI pour la boucle de courant
K_{ic}	Le gain integral du regulateur PI pour la boucle de courant
K_{pdc}	Gains proportionnel du régulateur PI de la tension du bus continu
K_{idc}	Gains intégral du régulateur PI de la tension du bus continu
x	Vecteur d'état $\in \mathfrak{R}^n$
f	Un champ de vecteur ou fonction vectorielle $\in \mathfrak{R}^n$
B	Matrice de commande $\in \mathfrak{R}^{n*m}$
u	Vecteur de commande $\in \mathfrak{R}^m$
$S(x)$	La surface du glissement [m^2]
$e(x)$	L'écart de la variable à régler
λ_x	Constante positive
u_{eq}	La commande équivalente
u_n	La composante non-linéaire (grandeur de commande discontinue)
k_p	La valeur normalisée de l'action proportionnelle
k_i	La valeur normalisée de l'action intégrale

L_f	L'inductance du filtre [H]
R_f	La résistance du filtre [Ω]
v_d, v_q	Les sorties de l'onduleur [V]
i_d, i_q	Les courants d-q [A]
p	Nombre du paire de pôles
J	Inertie [$kg.m^2$]
f	Fréquence [Hz]
G	Multiplicateur
L_m	Inductance mutuelle [H]
r	Degré relatif
v_{dc}	La tension du bus continu [V]
v_{dc}^*	La tension du bus continu de référence [V]
i_d^*	La référence du courant direct [A]
i_q^*	La référence du courant quadratique [A]
i_{dc}	Le courant du bus continu [A]
s	Opérateur de laplace
P	La puissance active [W]
Q	La puissance réactive [VAR]
$\gamma_v, \Psi_v, \Gamma_d, \Psi_d, \Gamma_q$ et Ψ_q	Les fonctions smooth
C_v, K_{mv}, K_{Mv}, C_d	Des constantes positives
$K_{md}, K_{Md}, C_q, K_{mq}, K_{Mq}$	Des constantes positives
α_v, γ_v	Les gains de la commande de la tension continue par la commande ST-SMC
α_d, γ_d	Les gains de la commande du courant direct par la commande ST-SMC
α_q, γ_q	Les gains de la commande du courant quadratique par la commande ST-SMC
u	La commande du système
y	La sortie du système
$L_f(x)$	La dérivée de Lie d'une fonction
v	Une consigne externe
δ	Degré relatif
e	L'erreur de poursuite
k_i	Les coefficients d'un polynôme de Hurwitz
n	L'ordre du système
$D(x)$	Matrice de découplage
k_{p1}, k_{d2} et k_{p2}	Des constantes
f_{ia}, f_{ib}	Termes pour assurer la stabilité globale du système
V_1	La fonction de Lyapunov
g_1, g_2, g_3	Les valeurs propres désirées
V_l	Fonction de Lyapunov candidate
e_{ss}	Erreur statique
V	Tension de sortie de la cellule [V]
I_{ph}	photo-courant [A]
I_o	Courant de saturation de la diode [A]
q	Charge d'électron ($q = -1.6 \cdot 10^{-19}$ [c])
K_b	Constante de Boltzmann, $K_b = 1.38 \cdot 10^{-38}$ [JK^{-1}]

T	Température absolue de fonctionnement de la jonction [K]
n	Facteur d'idéalité de la diode $n \in [1, 2]$
R_s	Résistance série [Ω]
R_{sh}	Résistance shunt [Ω]
N_p	Le nombre de panneaux connectés en parallèle
N_s	Le nombre de panneaux connectés en série

Liste des abréviations

IRFOC	Indirect Rotor Field Oriented Control
GSC	Grid Side Converter
MSC	Machine Side Converter
MPPT	Maximum Power Point Tracking
AC	Alternating Current
DC (CC)	Direct Current (Courant Continu)
PLL	Phase Locked Loop
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PWM	Pulse Width Modulation
IGBT	Transistor Bipolaire à Grille Isolé (Insulated Gate Bipolar Transistors)
VAWT	Vertical Axis Wind Turbine
HAWT	Horizontal Axis Wind Turbine
SCIG	Squirrel Cage Induction Generator
PMSG	Permanent Magnet Synchronous Generator
GADA	Générateur Asynchrone à Double Alimentation
DFIG	Double Fed Induction Generator
WECS	Wind Energy Conversion System
PV	Photo-Voltaïque
MMC	Multi-level Modular Converter
MT	Moyenne Tension
BT	Basse Tension
HT	Haute Tension
THD	Total Harmonic Distortion
CL	Commande Linéarisante
SMC	Sliding Mode Control
FOSM	First Order Sliding Mode
HO-SMC	High Order Sliding Mode Control
ST-SMC	Super Twisting Sliding Mode Control
PI	Proportionnel Intégral
FLC	Fuzzy Logic Control

Introduction Générale

La population mondiale connaît une croissance continue, avec une dépendance accrue sur la technologie, ce qui entraîne une augmentation de la demande d'énergie. Actuellement, la principale source d'énergie provient des ressources conventionnelles limitées telles que le charbon, le pétrole et le gaz naturel. Les ressources mondiales en combustibles fossiles sont en baisse, et la capacité de produire du pétrole de haute qualité, bon marché et économiquement extractible à la demande va bientôt s'épuiser. L'utilisation des combustibles fossiles est également nuisible à l'environnement [1].

L'augmentation de la demande d'énergie, la diminution des ressources en combustibles fossiles, ainsi que les problèmes environnementaux liés à la combustion des combustibles fossiles ont accru le besoin des ressources énergétiques alternatives. Les ressources renouvelables, qui ne s'épuisent pas, incluent le vent, le soleil, la chaleur interne de la terre et l'eau. De ce fait, on assiste au cours de cette dernière décennie à une augmentation dans la recherche du développement de technologies pour utiliser ces ressources.

Les énergies renouvelables sont exploitées de différentes manières dans diverses régions du monde. Les gammes de ressources renouvelables utilisées comprennent la biomasse, l'énergie géothermique, l'énergie éolienne, l'hydro-électricité et l'énergie solaire. Chacune de ces technologies renouvelables a ses avantages et ses inconvénients. Les énergies hydro-électrique et géothermique sont spécifiques à l'emplacement de leurs énergies primaires, ce qui limite leur utilisation. Le développement de la biomasse a eu des implications sur la production alimentaire, car pour produire cette énergie avec un meilleur rendement, il faut occuper des terres fertiles et par conséquent, baisser la production agricole et entraîner une importante déforestation. Les éoliennes nécessitent un entretien régulier en raison des pièces mobiles et ne sont pas considérées du point de vue esthétique attrayantes. L'énergie solaire a aussi ses inconvénients. Cependant, les panneaux photo-voltaïques (PV) nécessitent une maintenance minimale, ne génèrent aucun bruit et leur coût continu à diminuer au cours des prochaines années. Ces sources d'énergies peuvent être raccordées au réseau électrique, ou bien alimentées un site isolé [1, 2].

La commande des systèmes d'énergies renouvelables connectés au réseau n'est pas si facile. Au niveau mondial, le marché des systèmes photo-voltaïques connaît, depuis main-

tenant plus de dix années, un taux de croissance très élevé ; cette croissance exceptionnelle, due principalement aux systèmes photo-voltaïques connectés au réseau de distribution d'électricité, se traduit évidemment par d'importantes innovations technologiques et une baisse de coût des modules photo-voltaïques mais aussi à des efforts importants de recherche et développement dans le domaine de l'électronique de puissance.

Le rendement global d'un système photo-voltaïque connecté au réseau électrique dépend pour une grande partie du rendement de l'onduleur du point de vue topologie et contrôle. Les exigences de l'onduleur connecté au réseau sont le point de maximum de puissance, le rendement élevé et le contrôle de la puissance injectée au réseau. La plupart des recherches dans ce domaine sont orientées vers le diagnostic des défauts dans le champ PV. Par contre les travaux sur l'influence du changement de l'irradiance ainsi que la température sur le comportement du système et la qualité de la puissance résulte sont limités et pour cela, on a focalisé notre travail sur cette partie du fait de son importance dans un système de production couplé au réseau [3].

Concernant la production d'électricité à partir de l'énergie cinétique du vent, elle est la source d'énergie renouvelable la plus répandue au monde. Cette évolution est due à l'augmentation de la demande des sources d'énergie électrique propre et non polluante. Cependant, l'intégration d'une plus grande production d'électricité à partir des éoliennes peut provoquer des perturbations avec un impact négatif sur la stabilité du réseau et la qualité de l'énergie électrique produite. Par conséquent, le développement de nouvelles stratégies de contrôle du système éolien devient une nécessité, pour atténuer les problèmes liés à la qualité de cette énergie et pour s'assurer que le WECS reste insensible aux perturbations internes et externes, qui dégradent les performances du système et peuvent mener même à l'instabilité. Le contrôle des puissances en WECS est complexe car il est lié à plusieurs variables telles que les fluctuations de la vitesse du vent, les variations paramétriques du générateur à induction, qui peuvent rendre un contrôle linéaire inefficace, et la chute brutale de tension au niveau du réseau car il produit des courants de crête élevés sur les circuits électriques, de sorte que les convertisseurs peuvent être endommagés. Pour résoudre ces problèmes, et assurer la robustesse du système face à diverses perturbations, de nombreuses contributions sont proposés dans la littérature et particulièrement celles que nous avons proposés dans [4].

Cette thèse s'inscrit dans le contexte de la production d'énergie électrique à partir des sources d'énergies renouvelables, le traitement du problème de la qualité d'énergie ainsi que l'étude de plusieurs topologies prometteuses de convertisseurs pour la conversion de l'énergie éolienne de la prochaine génération. Le but c'est d'aborder l'étude, la modélisation et la commande des trois systèmes : éolien, photovoltaïque et hybride à base de deux sources d'énergie renouvelable en développement à ce moment qui sont l'énergie éo-

lienne et l'énergie photovoltaïque. Nous allons nous intéresser sur le bon fonctionnement des chaînes de conversion éolienne et photovoltaïque et leur insertion dans la production électrique ainsi que l'amélioration de la qualité d'énergie produite par ce genre de systèmes par l'utilisation des différentes techniques de commande. Le contrôle de la vitesse de la génératrice, de la tension du bus continu et des courants de Park du côté réseau seront possibles par l'application des différentes techniques de commande avancées sur nos systèmes :

– ***Système WECS***

Contrôleur PI classique, Contrôleur PI flou, la commande linéarisante avec un observateur à grand gain, la commande en mode glissant de premier ordre ainsi que la commande ST-SMC pour trois scénarios différents des perturbations.

– ***Système PV***

Contrôleur PI classique et la commande ST-SMC pour la variation du benchmark de l'irradiance ainsi que celui de la température.

– ***Système hybride (WECS & PV)***

La commande ST-SMC pour trois scénarios différents de la variation du vent, du benchmark de l'irradiance ainsi que celui de la température.

Les commandes robustes, commandes intelligentes (floue, hybride) et les commandes non linéaires peuvent être un support fort contre les perturbations des réseaux électriques décentralisés. De plus, l'hybridation des commandes avancées avec les estimateurs ou les observateurs peuvent diminuer l'utilisation des capteurs qui sont chers et fragiles (tel que les capteurs mécaniques).

Les travaux présentés dans cette thèse sont organisés en six chapitres répartis comme suit :

Le premier chapitre présente le contexte général relatif à la problématique, les objectifs de recherche ainsi que l'état de l'art des différentes commandes déjà publiées dans les domaines étudiés.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude d'un système éolien à base d'une génératrice asynchrone à cage d'écureuil à vitesse variable. La commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté est basée sur un modèle mathématique dans le repère de Park (d-q). La régulation de la vitesse pour la génératrice asynchrone, de la tension du bus continu ainsi que les courants direct et quadratique du réseau sera possible par l'utilisation d'un contrôleur proportionnel-intégral (PI) classique. La stratégie de maximum de puissance MPPT donne la vitesse optimale selon la vitesse du vent disponible. Cette vitesse optimale sera la référence de notre commande vectorielle indirecte.

Nous étudions dans le troisième chapitre une nouvelle stratégie de contrôle robuste du système global, permettant l'extraction de la puissance maximale du vent à des gammes de vitesses de vent faibles et moyennes, l'optimisation du transfert de puissance active vers le réseau avec un facteur de puissance unitaire et une tension du bus continu constante. La contribution est d'améliorer considérablement l'efficacité du WECS basé sur le SCIG avec le contrôle MPPT en implémentant la commande mode glissant d'ordre supérieur avec l'algorithme de super-twisting (ST-SMC) pour la régulation de la vitesse du générateur d'induction, de la tension du bus continu ainsi que les courants direct et quadratique du réseau. La stratégie de contrôle proposée assure la réduction du phénomène de chattering inhérent à la commande mode glissant (SMC) du premier ordre ainsi que la robustesse du système contre les perturbations externes et internes telles que les effets de la vitesse du vent fluctuant, les conditions de défaut du réseau et les variations paramétriques.

Ses performances seront comparées aux différentes commandes suivantes : commande proportionnel intégral, commande mode glissant du premier ordre, commande flou Scheduling pour la partie machine (MSC) et la commande flou adaptative pour la partie réseau (GSC) ainsi que la commande non-linéaire avec un observateur à grand gain (commande linéarisante entrée-sortie).

Le quatrième chapitre est consacré à la présentation des différentes topologies de convertisseurs (traditionnels à deux niveaux, à plusieurs niveaux et les convertisseurs multicellulaires), avec une application qui nous permet de faire la comparaison entre un convertisseur à deux niveaux et un convertisseur multicellulaires.

Le cinquième chapitre présente d'une part, la modélisation et le principe de fonctionnement des cellules solaires photo-voltaïques, leurs inconvénients ainsi que leurs avantages, et d'autre part, le contrôle des systèmes PV connectés aux réseaux afin d'améliorer les performances et de simplifier le contrôle du transfert de puissance au réseau. Un système de contrôle simple avec des régulateurs PI est présenté ainsi que notre contribution pour améliorer considérablement l'efficacité du système PV vis-à-vis aux changements brusques de l'irradiance ainsi que la température en implémentant la commande mode glissant d'ordre supérieur avec l'algorithme de super-twisting (ST-SMC).

Le sixième chapitre est consacré à la présentation du système hybride ainsi que ses différents composants. Puis, nous donnerons les différentes architectures de ces systèmes, à savoir l'architecture série et parallèle. Ensuite, nous développerons un état de l'art sur les différentes structures des systèmes hybrides. Enfin, nous présentons la simulation du système d'énergie hybride (WECS & PV) connecté au réseau électrique.

Chapitre 1

Etat de l'Art

1.1 Introduction

Afin de pouvoir utiliser les ressources d'énergie naturelle, il est nécessaire de répondre à des préoccupations majeures d'une part l'utilisation des ressources renouvelables (l'eau, le vent, le soleil, la biomasse et la géothermique) et d'autre part de la sauvegarde de l'environnement et du climat.

Dans ce chapitre, nous allons introduire en premier lieu, le domaine des énergies renouvelables. Il sera suivi ensuite, d'une présentation de l'état de l'art sur les commandes avancées appliquées pour améliorer les performances des systèmes de conversion d'énergie éolienne (WECS) et les systèmes photovoltaïques ainsi que leurs intégration aux réseaux électriques (commande des éoliennes et commande des systèmes photovoltaïques (PV)).

1.2 Problématique

Il s'agit des changements majeurs auxquels le secteur de l'énergie est confronté en raison d'une combinaison de facteurs environnementaux, ressources fossiles limitées et augmentation de la demande énergétique. Plusieurs pays avaient pour objectif la réduction de 20 % des émissions de gaz à effet de serre. A l'avenir, tout système énergétique durable sera basé sur un recours accru aux énergies renouvelables. Naturellement décentralisées, les sources d'énergie renouvelable permettent une plus grande flexibilité face aux incertitudes, offrent un plus grand choix et répondent de manière diversifiée aux besoins de sécurité des consommateurs tout en contribuant à réduire le pouvoir monopolistique des réseaux. Un autre avantage est la possibilité d'améliorer l'efficacité des différents générateurs distribués, à travers la production locale combinée de chaleur et l'électricité. Les

systèmes de transport seront renforcés pour transmettre l'énergie électrique provenant des grands parcs éoliens et photovoltaïques. Dans le système de distribution, la connexion de générateurs de plus faible puissance (photovoltaïques, microcentrales) communément appelée les réseaux intelligents (en Anglais Smart Grid) est en constante augmentation.

La qualité de l'énergie est un concept assez large qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, celle de l'onde de tension et la qualité des ondes de courants. L'amélioration de la qualité de l'énergie sur les réseaux de distribution électrique décentralisés, devient de nos jours, un enjeu important tant pour les gestionnaires des réseaux que pour les exploitants de l'énergie électrique. En exploitation normale, la qualité de l'électricité se réduit principalement à la qualité de l'onde de tension délivrée.

Les principaux paramètres caractérisant une tension triphasée sont la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde qui doit être sinusoïdale et la symétrie du système caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs. Tout phénomène physique affectant un/ou plusieurs de ces paramètres est considéré comme perturbation. Le choix de la solution la plus appropriée dépend des caractéristiques de l'offre au niveau du point de connexion, des exigences de la charge et de l'économie. Il existe deux possibilités pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, l'une est appelée conditionnement de la charge qui consiste à rendre les équipements du processus industriel moins sensibles aux problèmes de la qualité de l'énergie, en leur permettant ainsi de les surmonter ; l'autre possibilité réside dans l'installation d'un dispositif de conditionnement capable de minimiser ou empêcher les perturbations provenant du réseau.

1.3 Production décentralisée

La production décentralisée se définit par unités de grandes puissances raccordées au réseau HT, dont la localisation et la puissance ont fait l'objet d'une planification, et qui sont commandées de manière centralisée pour participer au contrôle de la fréquence et de la tension, et assurer un fonctionnement fiable et économique de l'ensemble du réseau.

Les unités décentralisées sont généralement raccordées au réseau de distribution (<15 MW). Cette production décentralisée se développe dans tous les pays, sur base d'unités de cogénération, d'énergies renouvelables ou de production traditionnelle, installées par des producteurs indépendants [5].

Plusieurs raisons, techniques et économiques, justifient le développement de ce type de production, parmi lesquelles nous relevons les suivantes :

- Les sites pour une production de puissance réduite sont plus faciles à trouver.
- La production est réalisée à proximité de son utilisation, de manière à réduire les

frais de transport.

- Le gaz naturel, souvent utilisé en production décentralisée, est supposé être facilement disponible dans la plupart des centres de consommation et conserver un prix stable.
- Les rendements énergétiques supérieurs des systèmes de cogénération ou à cycle combiné (gaz et vapeur) permettent une réduction des frais de fonctionnement.
- Les politiques des états pour promouvoir des technologies propres afin de réduire les émissions de CO_2 , et promouvoir les énergies renouvelables par des subsides et des interventions dans les tarifs, qui conduisent à des conditions économiques intéressantes.

La caractéristique fondamentale de la production décentralisée est d'être pilotée par un autre facteur que la demande d'électricité. Il en résulte des incertitudes sur :

- La localisation géographique.
- La dynamique du développement.
- Les niveaux et les moments d'activité de production, avec des conséquences sur le développement des réseaux électriques. Ces derniers doivent en effet être en mesure d'une part, d'accueillir la production décentralisée quand elle est active et d'autre part, d'acheminer la puissance de substitution quand la production décentralisée est inactive.

1.3.1 Caractéristiques de production décentralisée

Les systèmes de production décentralisée peuvent se caractériser par le type de générateur ou d'interface utilisé. On distingue ainsi les catégories suivantes et leurs domaines d'applications actuels, avec quelques empiétements entre catégories.

- Systèmes à alternateurs classiques

Ces systèmes sont dits classiques en raison de l'utilisation de générateurs synchrones comme dans les centrales thermiques à combustible fossile ou nucléaire, et dans les centrales hydrauliques [5].

- Biomasse
- Energie géothermique
- Diesel
- Solaire à bac parabolique et tour
- Turbine à gaz à cycle simple et combiné

- Vent

- Systèmes à générateurs asynchrones

- Solaire réflecteur-moteur
- Vent
- Houle

- Systèmes à interface avec convertisseur électronique

- Vent
- Photovoltaïque
- Stockage par batterie
- Stockage par bobine supraconductrice et Pile à combustible

Tout générateur destiné à être raccordé au réseau triphasé à courant alternatif 50/60 Hz doit constituer une source de trois forces électromotrices triphasées symétriques, de même ordre de succession que les tensions du réseau [5].

1.3.2 Architecture des réseaux électriques

Un réseau électrique est un ensemble d'outils destiné à produire, transporter, distribuer l'énergie électrique et veiller sur la qualité de cette énergie, notamment la continuité de service et la qualité de la tension. L'architecture ou le design du réseau est un facteur clé pour assurer ces objectifs. Cette architecture peut être divisée en deux parties ; D'une part, l'architecture du poste, et de l'autre part l'architecture de la distribution.

Production

La production qui sert à produire l'énergie électrique grâce à des turboalternateurs qui transforme l'énergie mécanique des turbines en énergie électrique à partir d'une source primaire (gaz, pétrole, hydraulique, etc.). Les sources primaires varient d'un pays à l'autre, exemple en Algérie le gaz naturel couvre plus de 70% de la production et en France, 75% d'électricité est d'origine nucléaire. En générale, chaque source de production (centrale électrique) regroupe plusieurs groupes turboalternateurs pour assurer la disponibilité pendant les périodes de maintenance. Par ailleurs, on trouve dans les pays industrialisés des puissances installées de plus en plus élevées pour répondre à la demande croissante en

énergie électrique, exemple la centrale nucléaire de Gravelines en France de (6×900) MW, la centrale hydroélectrique des Trois-Gorges en Chine de (34×700) MW et (2×50) MW (devenue la plus grande centrale dans le monde en 2014).

Transport

Un alternateur produit la puissance électrique sous moyenne tension de 12 à 15 kV, et elle est injectée dans le réseau de transport à travers des postes de transformation pour être transmise sous haute ou très haute tension afin de réduire les pertes dans les lignes. Le niveau de la tension de transport varie selon les distances et les puissances transportées, plus les distances sont grandes plus la tension doit être élevée, la même chose pour la puissance. Par exemple, le réseau de transport en Algérie utilise une tension de 220 kV voir 400 kV pour certaines lignes dans le sud notamment ; le réseau européen utilise 400 kV, et le réseau nord-américain 735 kV [1].

Répartition

Le réseau de répartition prend sa source dans le réseau de transport à partir des postes d'interconnexion THT/HT(MT) et sert à fournir les gros consommateurs industriels sous haute ou moyenne tension, et à répartir les puissances dans différentes régions rurales ou urbaines. Ce type de réseau utilise des normes typiques 60 et 30 kV.

Distribution

La distribution sert à alimenter les consommateurs en moyenne ou en basse tension (typiquement 400 V), grâce à des postes de transformation MT/BT.

L'électricité est un facteur essentiel au développement économique, dans tous les pays du monde. Son importance relative s'accroît avec les progrès techniques, l'industrialisation et le besoin de confort moderne. L'augmentation de sa production est synonyme de sa qualité de vie et de création de richesse. La production d'électricité ramenée au nombre d'habitants, est donc un bon indicateur permettant de mesurer les écarts de développement entre les différentes régions du monde.

1.3.3 Ressources de production décentralisée

Les technologies de production décentralisée peuvent inclure une gamme de technologie : système éolien, système solaire photovoltaïque (PV), système biomasse, géothermie et hydraulique [6].

A) L'énergie éolienne

Une éolienne est une machine permettant de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique [1]. Les machines actuelles sont utilisées pour produire de l'électricité qui est consommée localement ou injectée sur le réseau électrique.



FIGURE 1.1 – Une vue d'éoliennes

Le principe de fonctionnement de l'énergie éolienne est relativement simple : le vent fait tourner des pales qui font-elles même tourner le générateur de l'éolienne. A son tour le générateur transforme l'énergie mécanique du vent en énergie électrique de type éolienne. L'électricité éolienne est dirigée vers le réseau électrique ou vers des batteries de stockage d'électricité.

B) L'énergie solaire

L'énergie solaire photovoltaïque (PV) désigne l'électricité produite par transformation d'une partie du rayonnement solaire avec une cellule PV. Plusieurs cellules sont reliées entre elles et forment un panneau solaire (ou module) PV. Plusieurs modules regroupés dans une centrale solaire PV sont appelés champ photovoltaïque [5].

La première cellule photovoltaïque a été développée aux États-Unis en 1954 par les chercheurs des laboratoires Bell, qui ont découvert que la photosensibilité du silicium pouvait être augmentée en ajoutant des "impuretés". C'est une technique appelée le "dopage" qui est utilisée pour tous les semi-conducteurs.

Le silicium est le matériau le plus utilisé pour fabriquer les cellules photovoltaïques disponibles à l'industrie. Il est fabriqué à partir de sable quartzueux (dioxyde de Si) et chauffé dans un four électrique à une température de $1700^{\circ}C$. Le produit obtenu est un silicium dit métallurgique, pur à 98 % seulement [5].



FIGURE 1.2 – L'énergie solaire photovoltaïque



FIGURE 1.3 – Le silicium

Le silicium est ensuite purifié chimiquement et aboutit au silicium de qualité électronique qui se présente sous forme liquide, puis coulé sous forme de lingot suivant le processus pour la cristallisation du silicium, et découpé sous forme de fines plaquettes. Par la suite, ce silicium pur va être enrichi en éléments dopants (P, As, Sb ou B) lors de l'étape de dopage, afin de pouvoir le transformer en semi-conducteur de type P ou N. La diffusion d'éléments dopants (bore, phosphore) modifie l'équilibre électronique de ces plaquettes, ce qui les transforme en cellules sensibles à la lumière.

L'effet photovoltaïque utilisé dans les cellules solaires permet de convertir directement l'énergie lumineuse des rayons solaires en électricité par le biais de la production et du transport dans un matériau semi-conducteur de charges électriques positives et négatives sous l'effet de la lumière. Ce matériau comporte deux parties, l'une présentant un excès d'électrons et l'autre un déficit en électrons, dites respectivement dopée de type n et dopée de type p . Lorsque la première est mise en contact avec la seconde, les électrons en excès dans le matériau n diffusent dans le matériau p . La zone initialement dopée n devient chargée positivement, et la zone initialement dopée p chargée négativement. Il se crée donc entre elles un champ électrique qui tend à repousser les électrons dans la zone n et les trous vers la zone p . Une jonction PN a été formée.

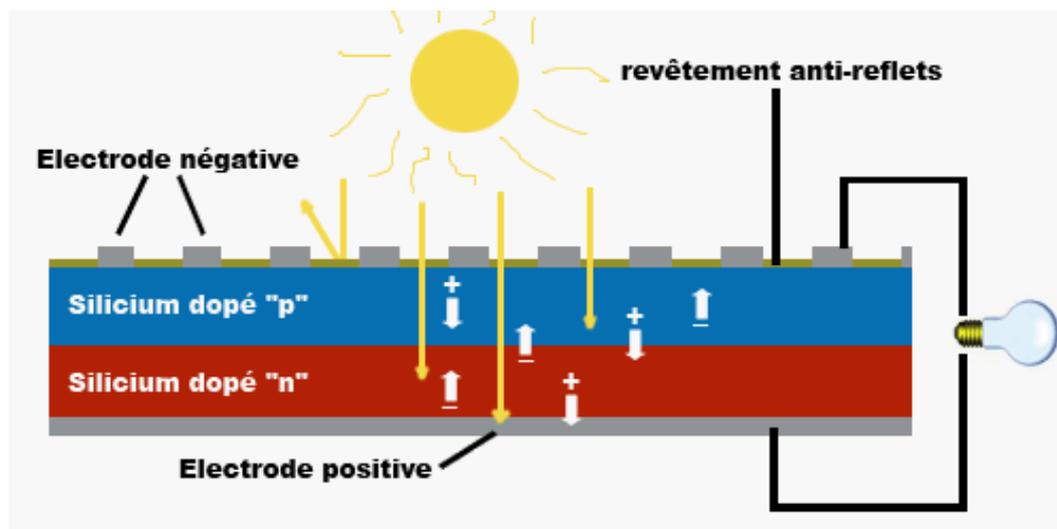


FIGURE 1.4 – Principe de fonctionnement des cellules photovoltaïques

Lorsqu'un matériau est exposé à la lumière du soleil, les atomes exposés au rayonnement sont "bombardés" par les photons constituant la lumière; sous l'action de ce bombardement, les électrons des couches électroniques supérieures (appelés électrons des couches de valence) ont tendance à être "arrachés / décrochés" : si l'électron revient à son état initial, l'agitation de l'électron se traduit par un échauffement du matériau. L'énergie cinétique du photon est transformée en énergie thermique.

C) L'énergie biomasse

Une centrale électrique à biomasse produit de l'électricité et de la chaleur par combustion de la biomasse dans une chaudière. Les types les plus communs de chaudières sont des chaudières à eau chaude et des chaudières à vapeur. La biomasse permet en général de réduire les émissions de CO_2 de plus de 80% [5].

La production, le traitement et le transport de la biomasse génèrent des émissions de CO_2 dans la chaîne d'approvisionnement. La production d'électricité par la biomasse produit des gaz de combustion qui doivent être nettoyés avant d'être émis dans l'atmosphère. Ceci est fait en utilisant des techniques bien établies telles que le lavage des gaz de combustion et les filtres à particules.

Il existe trois familles pour la biomasse :

- La biomasse lignocellulosique, (ou lignine) comprenant principalement le bois, les résidus verts, ainsi que la paille. Leurs utilisation est faite à partir d'une combustion, ou conversions thermo-chimiques.
- La biomasse à glucide, utilisant la canne à sucre, les céréales et les betteraves sucrières. On favorise ces constituants par une méthanisation (C'est un processus

naturel biologique de dégradation de la matière organique en l'absence d'oxygène), ou encore par distillation, conversions biologiques.

- La biomasse oléagineuse, qui est riche en lipide. Ses composants sont le colza, ainsi que le palmier à huile. Cette catégorie de biomasse est appelé "Biocarburants". Ces carburants sont récoltés suite à de nouvelles transformations chimiques, et en ressort sous deux formes : Les esters d'huile végétale, et sous la forme de l'éthanol.

D) L'énergie géothermique

Le principe de la géothermie consiste à puiser dans une nappe phréatique ou le plus souvent à prélever l'énergie gratuite contenue dans le sol pour chauffer une habitation ; cette énergie est constamment renouvelée par la nature, le soleil, le vent et la pluie. C'est donc une énergie renouvelable [5].

Ce transfert d'énergie de l'extérieur vers l'intérieur est assuré par deux échangeurs (1,2) et un générateur (3) :

1. L'évaporateur est un échangeur de chaleur qui prélève l'énergie dans le sol ; il est soit constitué de tuyaux en PEHD (tuyauterie souple) ou circule un fluide caloporteur (eau glycolée) formant une nappe horizontale soit par un forage intégrant un échangeur vertical ou encore en prélevant la chaleur de l'eau directement dans une nappe phréatique. Le milieu où l'on prélève l'énergie est appelée la source froide.
2. Le condenseur restitue cette énergie souvent par un chauffage au sol c'est-à-dire des tuyaux intégrés dans une chappe avant carrelage ou de ventilo-convecteurs (air pulsé), ou encore des radiateurs basse température. Le milieu où l'on restitue l'énergie est appelée la source chaude.
3. Ce transfert d'énergie est possible grâce à un générateur de type pompe à chaleur.

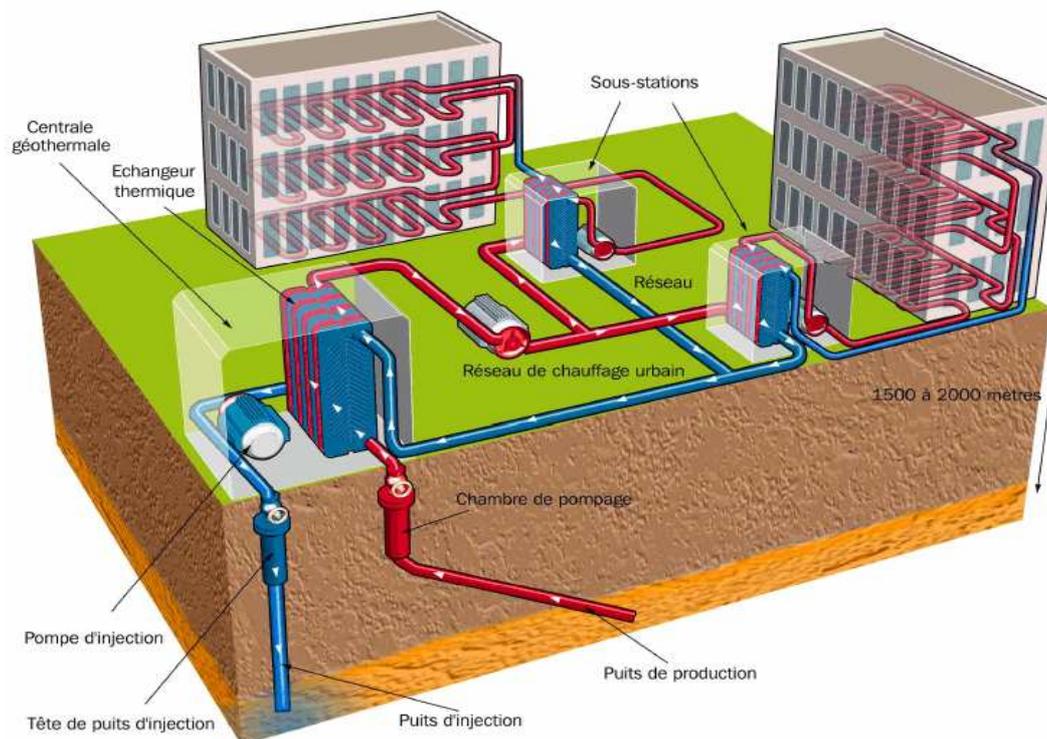


FIGURE 1.5 – Energie géothermique

E) L'énergie hydraulique

Les centrales hydrauliques fonctionnent grâce à l'énergie potentielle de pesanteur de l'eau des rivières, des lacs ou des fleuves. La puissance produite dépend de la chute et du débit d'eau. Pour la production décentralisée, des microcentrales hydrauliques sont employées avec un ordre de grandeur de puissance de 5 MW. Ce type de production présente comme avantages la gratuité de l'énergie primaire et la production électrique. L'inconvénient principal est le prix élevé de l'investissement initial [5].

1.4 Etat de l'art sur les commandes avancées appliquées aux différentes parties des «micro-grid»

Cette partie présente les différentes stratégies de contrôle des systèmes d'énergie renouvelable multi-sources (éolienne, photovoltaïque), déjà publiées, afin d'améliorer la qualité de la puissance active ainsi que la puissance réactive générées, pour une bonne intégration au réseau électrique. L'étude a été menée en introduisant des techniques de commande robuste. L'accent est mis sur la conception des commandes non linéaires, afin d'améliorer les performances du système de production d'énergie.

1.4.1 Energie éolienne

Article 1 : «Aerodynamic power control of wind Turbine using fuzzy logic»

Les auteurs de cet article [7] présentent le contrôle du tangage à l'aide de la logique floue ainsi que le contrôle de la puissance électrique du bus continu dans les éoliennes à vitesse variable. Le système est équipé d'un générateur synchrone à aimant permanent (PMSG) connecté au réseau via un convertisseur de puissance «back-to-back». Les éoliennes à vitesse variable ont la capacité de fournir plus de puissance que celles à vitesse fixe, mais cette puissance peut dépasser la puissance requise qui sera fournie au réseau. Le travail se concentre sur la gestion de cet excès de puissance à l'aide d'un contrôleur à logique floue. La puissance aérodynamique est limitée par la commande de l'angle de tangage et la puissance sur la tension du bus continu par la commande du convertisseur de puissance. Des comparaisons entre la logique floue et les contrôleurs conventionnels ont été faites. Des résultats satisfaisants en termes d'angle de tangage, de tension de bus continu et de puissance de réseau ont été obtenus. L'ensemble du système a été simulé à l'aide du logiciel MATLAB / SIMULINK pour différentes situations de fonctionnement.

Article 2 : « Grid connected doubly fed induction generator wind energy conversion system using fuzzy controller»

Cet article [8] présente la simulation et le contrôle d'un générateur à induction à double alimentation connecté au réseau et entraîné par une éolienne à vitesse variable. La stratégie de commande à logique floue est appliquée au générateur à induction à double alimentation (GADA). Le logiciel Matlab / Simulink / SimPowerSystems est utilisé pour simuler tous les composants du système de conversion d'énergie éolienne (WECS) basé sur un générateur à induction à double alimentation connecté au réseau. Le système se compose d'un générateur à induction à rotor bobiné commun avec bague collectrice et d'un convertisseur de source de tension «back-to-back». Le contrôleur de logique floue est appliqué à la fois au convertisseur côté réseau (GSC) pour le contrôle de la tension du bus continu et au convertisseur côté rotor (RSC) pour le contrôle des puissances active et réactive. Le contrôle coordonné des convertisseurs côté réseau et rotor (GSC et RSC, respectivement) est présenté dans la référence synchrone positive. L'utilisation de la GADA dans les éoliennes est largement répandue en raison de son contrôle sur la tension continue et les puissances active et réactive. Le contrôle conventionnel du courant de l'axe dq utilisant des convertisseurs de source de tension pour le côté réseau et le côté rotor de la GADA est analysé et simulé. Les résultats de la simulation prouvent

les excellentes performances de l'unité de commande floue en améliorant la qualité de l'énergie et la stabilité de l'éolienne.

Article 3 : «Super-twisting sliding mode control for brushless doubly fed induction generator based on WECS»

Dans l'article [9], les chercheurs traite la commande robuste d'un générateur à induction à double alimentation sans balai connecté au réseau (BDFIG) entraîné par l'éolienne à vitesse variable, avec l'utilisation d'un algorithme de super twisting qui est un contrôleur de mode glissant d'ordre élevé (HOSMC). Cette approche garantit à la fois les performances dynamiques et la même robustesse que l'algorithme traditionnel de premier ordre (SMC) et réduit le phénomène de chattering, qui est le plus grand inconvénient de la mise en oeuvre de cette technique. L'algorithme développé repose sur le contrôle de découplage en mettant en oeuvre la stratégie de contrôle vectoriel à flux orienté. Afin d'améliorer les performances souhaitées, une tentative est faite en contrôlant les puissances active et réactive du stator généré de manière linéaire et découplée pour assurer la stabilité asymptotique globale, à travers l'approche HOSMC. Par conséquent, un fonctionnement optimal du BDFIG, en fonctionnement sous-synchrone, est utilisé en plus des flux de puissance statorique où le facteur de puissance statorique est maintenu unitaire. Afin de garantir l'efficacité de la structure de contrôle, une évaluation de la robustesse a été réalisée de deux manières différentes. La première méthode est due à un changement significatif des références des puissances active du stator, afin d'observer les réponses des contrôleurs pour suivre leurs consignes. Dans la seconde méthode, une évaluation a été réalisée sur les variations des paramètres dans lesquelles le choix des résistances statoriques a été fait en fonction de leur sensibilité à la température.

Les résultats de la simulation démontrent des performances élevées de la stratégie de contrôle donnée avec la vérification de l'erreur des paramètres et des perturbations externes. En découplant le système, cette approche améliore ces performances. La stratégie de contrôle garantit également la performance du système transitoire avec une réduction du temps de stabilisation. Le système BDFIG proposé peut être une solution pratique pour le système de conversion d'énergie éolienne.

Article 4 : « Variable gains super-twisting control for wind energy conversion optimization»

Une stratégie adaptative de contrôle du mode glissant du second ordre est explorée dans [10], afin de maximiser l'énergie extraite du vent dans un système de conversion

d'énergie éolienne (WECS). Il est nécessaire pour une telle stratégie de traiter la nature non linéaire du WECS, le caractère aléatoire de la vitesse du vent, les incertitudes du modèle et les perturbations externes, ainsi que la nécessité de réduire les charges mécaniques. Les caractéristiques spéciales de cette technique adaptative ainsi que la robustesse, la simplicité relative et d'autres caractéristiques inhérentes souhaitables de l'algorithme de super-twisting font du contrôleur proposé une solution attrayante. La pertinence de la stratégie proposée est prouvée par des simulations utilisant un modèle complet du système.

Dans cet article, un algorithme de super-twisting modifié avec des gains variables a été appliqué au contrôle d'un WECS à vitesse variable avec récupération de puissance de glissement pour maximiser l'énergie extraite du vent. Un contrôleur basé sur la méthode de Lyapunov a été conçu en tenant compte d'un modèle réduit du WECS et testé ensuite par le biais de simulations approfondies sur le modèle réaliste d'ordre complet, comprenant plusieurs perturbations et incertitudes. La procédure de conception nécessite de trouver certaines fonctions limites pour de telles perturbations et incertitudes. Ces fonctions, ainsi que cinq paramètres de conception, sont utilisées dans le calcul des gains variables du contrôleur. La détermination des limites et le réglage global du contrôleur ne sont pas simples, mais il s'agit d'une procédure en temps différé. D'un autre côté, l'algorithme de contrôle de WECS résultant est relativement simple, d'où le coût de calcul en ligne est considérablement faible. La stratégie proposée s'est avérée appropriée pour cette application WECS, montrant un comportement très robuste pour suivre avec précision l'efficacité de conversion maximale, qui est déterminée par la vitesse du vent variant de manière aléatoire. Une caractéristique importante particulière de la loi de commande synthétisée à la suite de cette approche de super twisting est la douceur de la commande, qui permet une maximisation de la puissance captée, une très faible contrainte mécanique et pratiquement aucun broutage de sortie.

Article 5 : «Direct power control of DFIG using super-twisting algorithm based on second-order sliding mode control»

L'article [11] présente un schéma de contrôle direct de la puissance (DPC) pour la régulation de la puissance active ainsi que la puissance réactive du stator pour le générateur d'induction à double alimentation (GADA ou DFIG en anglais) connecté au réseau à l'aide du contrôle SOSM (Second Order Sliding Mode). Le contrôleur proposé est dérivé en utilisant l'algorithme de super-twisting (STA) qui n'a besoin que des informations de la surface de glissement. Une telle stratégie traite avec succès la présence d'incertitudes du modèle, de perturbations externes agissant sur le système et du comportement non

linéaire du système. L'impact des variations paramétriques de la machine sur les performances du système est étudié lors du changement simultané de la vitesse du rotor et des puissances active/réactive.

Article 6 : «Super-Twisting sliding mode control for gearless PMSG-based wind turbine»

L'article [12] présente un algorithme de contrôle basé sur le mode de glissement à super-twisting pour une éolienne sans engrenage par un générateur synchrone à aimant permanent (PMSG). Le PMSG est connecté au réseau via le convertisseur «back-to-back». Dans la méthode proposée, le convertisseur côté machine régule la tension du circuit intermédiaire. Cette stratégie améliore la capacité de conduite à basse tension (LVRT). De plus, l'onduleur côté réseau fournit la commande de suivi du point de puissance maximale (MPPT). Il convient de noter que la commande en mode glissant super-twisting (STSM) est mise en oeuvre pour traiter efficacement la relation non linéaire entre la tension du bus continu CC et le signal de commande d'entrée. Les principales caractéristiques du contrôleur conçu sont l'absence de broutage et sa robustesse contre les perturbations externes telles que les conditions de défaillance du réseau. Les simulations sont effectuées sur la plateforme MATLAB/Simulink. Ce contrôleur est comparé aux contrôleurs Proportionnel-Intégral (PI) et en mode glissant du premier ordre (FOSM) pour illustrer la capacité de régulation de tension du bus continu CC dans les conditions normales et lors du défaut dans le réseau. Les résultats de la simulation montrent que le contrôleur STSM conçu offre de meilleures performances et robustesse sous différentes conditions.

Article 7 : «Grid side converter control in DFIG based wind system using enhanced hysteresis controller»

Les auteurs [13] présentent un contrôle indépendant du convertisseur côté réseau (GSC) pour un générateur à induction à double alimentation (DFIG). Un nouveau contrôleur GSC a été conçu en incorporant un nouveau comparateur d'hystérésis amélioré (EHC) qui utilise la bande d'hystérésis pour produire le signal de commutation approprié vers le GSC afin d'obtenir une contrôlabilité améliorée pendant le déséquilibre du réseau. L'EHC produit une plus grande linéarité du rapport cyclique et des courants GSC fondamentaux plus importants avec des harmoniques moindres, obtenant ainsi une réponse transitoire rapide pour le GSC.

Toutes ces caractéristiques sont confirmées par une simulation dans le domaine tem-

porel sur un système de conversion d'énergie éolienne (WECS) avec un DFIG de 15KW.

Article 8 : « Design of stochastic model predictive control for wind energy conversion system »

Les auteurs [14] étudient une approche pour le système de conversion de l'énergie éolienne (WECS) avec des incertitudes et des perturbations du modèle basé sur le « Stochastic Model Predictive Control » (SMPC). Premièrement, afin de décrire le caractère aléatoire du système, le modèle de Markov du WECS est formulé à l'aide des données statistiques du vent. Ensuite, le problème de contrôle prédictif du modèle stochastique incertain est transformé en problème déterministe de contrôle prédictif du modèle (MPC) en énumérant les scénarios de modèle. Enfin, pour répondre aux performances en temps réel du WECS, la méthode de calcul hors ligne et en ligne du contrôleur est adoptée pour améliorer la vitesse de fonctionnement du SMPC. Les résultats de la simulation montrent que la méthode SMPC proposée a de bonnes performances de contrôle.

Article 9 : « Hybrid predictive control strategy for permanent magnet synchronous generators in wind-energy conversion system »

Une stratégie hybride de commande prédictive est proposée [15] qui peut traiter efficacement la commande de régulation de vitesse d'un générateur synchrone à aimant permanent (PMSG) dans un système de conversion d'énergie éolienne. Un contrôleur MPC linéaire unique est conçu avec un modèle de linéarisation plus simple. Le contrôleur prédictif du modèle génère des tensions de contrôle qui sont transmises au contrôleur PWM. Ainsi, le PMSG peut être contrôlé par un onduleur triphasé tandis que les rapports cycliques sont générés par le contrôleur prédictif PWM. Les résultats de la simulation indiquent que la stratégie de contrôle proposée a une structure simple, une faible demande de calcul et de bonnes performances de contrôle.

1.4.2 Energie photovoltaïque

Article 1 : « Real-Time testing of a fuzzy logic controller based grid-connected photovoltaic inverter system »

Cet article [16] présente un nouveau contrôleur haute performance basé sur un contrôleur à logique floue (FLC) d'un onduleur photovoltaïque (PV) triphasé connecté à la ligne de réseau. Pour le schéma de commande proposé, un FLC est utilisé pour la commande

de tension et deux FLC sont utilisés pour la commande des courants. À l'aide du modèle d'onduleur développé, de la tension et les schémas de contrôle de courant, le contrôleur de traitement numérique du signal (DSP) génère les signaux logiques à modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) pour le fonctionnement de l'onduleur qui régule la tension de sortie sinusoïdale de $50Hz$ et le courant pour les deux modes autonomes et connectés au réseau. Un prototype d'onduleur triphasé connecté au réseau PV contrôlé par les FLC proposés est construit à l'aide de la carte *Dspace* 1104.

La stratégie de contrôle floue proposée produit une tension de sortie alternative stable de l'onduleur de manière satisfaisante pendant les conditions transitoires, en présence de perturbations du réseau et / ou de la charge. De plus, l'onduleur est capable d'alimenter le réseau en excès lorsque la production d'électricité est supérieure à la demande locale. Le système de contrôle enveloppé génère respectivement 2,48% et 4,64% de la tension de sortie et de la distorsion harmonique totale (THD) actuelle. Les résultats de la forme d'onde de sortie telles que la tension de sortie de l'onduleur, le courant injecté et le flux de puissance du système sont présentés pour valider l'efficacité du système de contrôle.

Article 2 : «Control of grid connected photovoltaic systems with microinverters : New theoretical design and numerical evaluation»

Cet article [17] aborde le problème du contrôle des systèmes photovoltaïques (PV) connectés au réseau et pilotés par des micro-onduleurs. Les systèmes à contrôler se composent d'un panneau solaire, d'un convertisseur CC-CC boost, d'un condensateur de liaison CC, d'un onduleur monophasé à pont complet, d'une inductance de filtrage et d'un transformateur d'isolement. Il s'agit de chercher des contrôleurs capables d'atteindre simultanément quatre objectifs de contrôle, à savoir : la stabilité asymptotique du système de contrôle en boucle fermée, le suivi du point de puissance maximale (MPPT) du module PV, une régulation stricte de la tension du bus continu DC et un facteur de puissance unitaire (FP) dans le réseau. Pour atteindre ces objectifs, un nouveau contrôleur non linéaire à boucles multiples est conçu en utilisant la technique de conception « backstepping ». Une caractéristique clé de la conception de la commande repose sur un modèle de système non linéaire moyen tenant compte, d'une part, de la dynamique non linéaire du convertisseur de sur-alimentation et de l'onduleur sous-jacents et, d'autre part, de la caractéristique non linéaire du panneau photovoltaïque. Pour atteindre l'objectif MPPT, un optimiseur de puissance est conçu qui calcule en ligne la tension optimale du panneau PV utilisée comme signal de référence par le régulateur de tension PV. Il est formellement démontré que le contrôleur proposé répond à tous les objectifs. Ce résultat théorique est confirmé par des tests de simulation numérique.

Article 3 : «Modelling and control of a grid connected photovoltaic system»

Cet article [18] présente un modèle de simulation de la partie électrique d'un générateur photovoltaïque raccordé au réseau. Le modèle contient une représentation détaillée des principales composantes du système qui sont le champ photovoltaïque, le convertisseur boost et l'onduleur côté réseau. Un contrôle adéquat du convertisseur DC / DC est développé dans le but d'extraire le maximum de la puissance du générateur photovoltaïque. L'onduleur transfère l'énergie produite des modules PV dans le réseau en gardant la tension alternative constante. Le contrôle de la qualité de la puissance approchée a été présenté pour l'onduleur. La modélisation et le contrôle ont été effectués en utilisant la méthode du graphe informationnel de causalité. Les résultats de simulation obtenus sous Matlab/Simulink donnent la preuve de la performance du contrôle dans le comportement dynamique des systèmes photovoltaïques raccordés au réseau.

Article 4 : «Control of PV systems for distribution network voltage regulation with communication delays»

Diverses approches, y compris le contrôle de la puissance réelle via des onduleurs photovoltaïques (PV), ont été proposées pour résoudre les problèmes de tension dus à la forte pénétration des générateurs PV. Cependant, la plupart des méthodes existantes n'incluaient pas les retards de communication dans la boucle de contrôle. Les retards de communication, courts ou longs, sont inévitables dans la boucle de régulation de la tension PV et peuvent non seulement détériorer les performances du système avec une qualité de tension indésirable, mais aussi provoquer une instabilité du système. Dans cet article [19], une nouvelle approche est présentée pour convertir le problème de contrôle de surtension via des onduleurs PV pour plusieurs PV en un problème de systèmes à entrée unique et sortie unique (SISO). La méthode peut gérer plusieurs PV et différents retards de communication. L'impact des retards de communication est ensuite systématiquement analysé et le retard maximum tolérable est rigoureusement obtenu.

Les différentes techniques d'inégalité matricielle linéaire (LMI) ont été largement étudiées dans la gestion des systèmes avec des retards de communication, la méthode proposée donne les conditions nécessaires et suffisantes pour obtenir un contrôleur et la procédure de synthèse est donnée explicitement et de manière constructive dans l'article. L'efficacité de la méthode proposée est vérifiée par des études de simulation sur un système de distribution de lignes d'alimentation et le système largement utilisé du 33-bus de distribution.

Article 5 : «Adaptive fuzzy sliding mode command-filtered backstepping control for islanded PV microgrid with energy storage system»

L'étude de cet article [20] se concentre sur le contrôle des microgrids photovoltaïques (PV) insulaires et la conception d'un contrôleur pour le système PV. Le système fonctionnant en mode îloté, la tension et la fréquence de référence du bus CA sont fournies par le système de stockage d'énergie. Le contrôleur pour le système PV a été conçu dans cette étude dans l'objectif de contrôler la tension du bus DC et le courant de sortie du système PV. Tout d'abord, un modèle mathématique du système PV a été mis en place. Dans la conception du contrôleur du système PV, une méthode de contrôle de backstepping filtré par commande a été utilisée pour construire le contrôleur virtuel, et le contrôleur final a été conçu en utilisant un contrôle en mode glissant. Compte tenu de l'incertitude des paramètres du circuit dans le modèle mathématique et de la partie non modélisée du système PV, un contrôle adaptatif a été intégré dans le contrôleur pour obtenir l'identification en ligne des paramètres des composants du système PV. De plus, un contrôle flou a été utilisé pour approximer la partie non modélisée du système. Enfin, l'efficacité du contrôleur conçu a été vérifiée par le logiciel MATLAB / Simulink. En comparant les résultats avec des contrôleurs proportionnels intégraux (PI), la conception avancée du contrôleur a été vérifiée.

Article 6 : «Model predictive control applied to a heating system with PV panels and thermal energy storage»

Les deux tiers de l'énergie finale totale des bâtiments sont utilisées pour le chauffage, en particulier pendant la période de pointe. Il existe un décalage entre la production d'électricité à partir de ressources énergétiques renouvelables et la demande. Les systèmes de stockage d'énergie thermique ont été utilisés non seulement pour combler l'écart entre l'offre et la demande, mais aussi pour tirer parti des structures tarifaires en fonction du temps d'utilisation. De nos jours, l'application de commandes intelligentes pour réguler les systèmes de chauffage gagne en popularité. Dans ce contexte, un modèle de stratégie de contrôle prédictif pour améliorer le fonctionnement d'un système de chauffage couplé à des ressources renouvelables est proposé [21]. Ce mode de contrôle utilise une approche dynamique basée sur la prévision de tous les apports d'énergie dans le système sur une période de temps donnée à l'avance, avant de prendre toute décision opérationnelle. La stratégie de contrôle prédictif du modèle a été appliquée pour minimiser les coûts énergétiques annuels du système de chauffage d'une maison individuelle située à Puigverd de Lleida (Espagne) et, sur la base d'une pompe à chaleur couplée à une unité de stockage

d'énergie thermique et à des panneaux photovoltaïques. Les résultats montrent le potentiel du contrôle prédictif du modèle avec un horizon de 24 heures. Dans ce cas, des économies de coûts énergétiques de 58% peuvent être réalisées, par rapport au même système de chauffage sans contrôle intelligent.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, l'état de l'art sur le développement et l'utilisation des énergies renouvelables a été proposé ainsi qu'une présentation des travaux de recherche publiés sur les systèmes éoliens et photovoltaïques durant la dernière décennie.

Chapitre 2

Systeme de Conversion d'Énergie Éolienne

2.1 Introduction

La première partie de ce chapitre est consacrée à la présentation de quelques généralités sur l'énergie éolienne ainsi que des notions sur la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique.

Ensuite, une phase de modélisation de l'éolienne basée sur une génératrice asynchrone à cage d'écureuil sera proposée. En effet, les modèles aérodynamique et mécanique de la turbine, ainsi que les modèles mathématiques de la génératrice asynchrone à cage d'écureuil (SCIG) et de la partie réseau seront abordés.

Le contrôle de la vitesse de la génératrice, de la tension du bus continu et des courants de Park du côté réseau seront possibles dans ce chapitre grâce aux quatre contrôleurs proportionnel-intégral (PI).

Le premier est destiné à la régulation de la vitesse de la machine à travers le système MPPT qui peut-être défini comme étant un algorithme ou un système capable d'aider le système éolien à axe horizontal à vitesse variable à extraire le maximum de puissance électrique à partir de l'énergie cinétique du vent disponible.

La sortie du système MPPT est une vitesse optimale variant selon la vitesse du vent capturée. Cette vitesse optimale sera la référence de la commande vectorielle indirecte IRFOC (Indirect Rotorique Field Oriented Control) appliquée à la génératrice asynchrone.

Les trois autres contrôleurs sont destinés respectivement à la régulation de la tension

du bus continu et des courants direct et quadratique i_{dq} du côté réseau.

La simulation est réalisée à l'aide de l'environnement SimPowerSystems de Matlab/Simulink.

2.2 La configuration du circuit proposé

La Figure (2.1) représente la configuration du circuit de commande du système de conversion d'énergie éolienne à base d'une génératrice asynchrone à cage d'écurueil (SCIG) à vitesse variable par l'utilisation d'une stratégie d'extraction du maximum de puissance MPPT, ainsi que la commande de la tension du bus continu et des courants i_{dq} du côté réseau à travers deux convertisseurs AC-DC-AC.

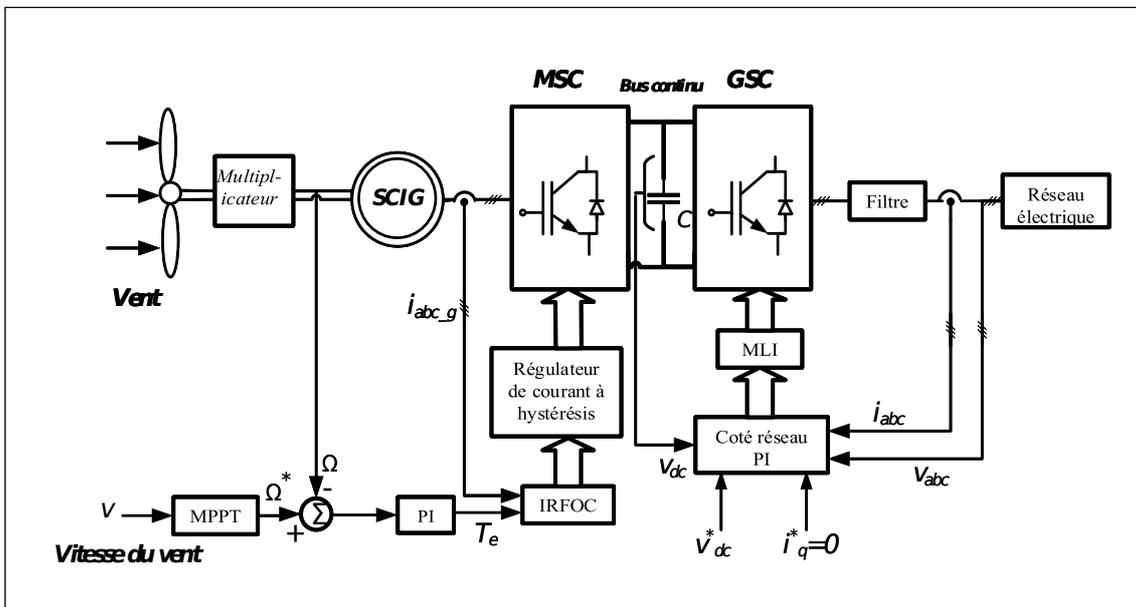


FIGURE 2.1 – La configuration du circuit de commande du système de conversion d'énergie éolienne à base du SCIG

La structure proposée est constituée de deux convertisseurs en cascade équipés par des IGBT's et connectés à travers un bus continu, Figure (2.1). Les convertisseurs sont commandés en MLI. Cette structure nous permet d'agir sur les deux convertisseurs : un contrôle de la vitesse de la génératrice asynchrone à cage d'écurueil du côté de la machine (MSC) et un contrôle de la tension du bus continu et des deux courants direct et quadratique du côté réseau (GSC).

Cette structure de conversion offre la possibilité de la commande de la vitesse de la génératrice et les puissances active et réactive transmises au réseau électrique. Cette

configuration permet une variation de 100% de la vitesse en utilisant des pales orientables. Nous l'avons choisie comme structure de base pour la suite de nos travaux.

2.3 Définition d'une éolienne

2.3.1 Principe de fonctionnement d'une éolienne

Les éoliennes permettent de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Cette conversion se fait en deux étapes :

- au niveau de la turbine, qui reçoit l'énergie cinétique du vent pour la convertir en énergie mécanique.
- au niveau de la génératrice, qui reçoit l'énergie mécanique et la convertit en énergie électrique qui est ensuite transmise au réseau électrique.

Il doit donc y avoir conversion et transmission régulière de l'énergie ; la seule possibilité de stockage étant inertielle au prix d'une accélération de la turbine. Ce fonctionnement général est illustré par la Figure (2.2) [22].

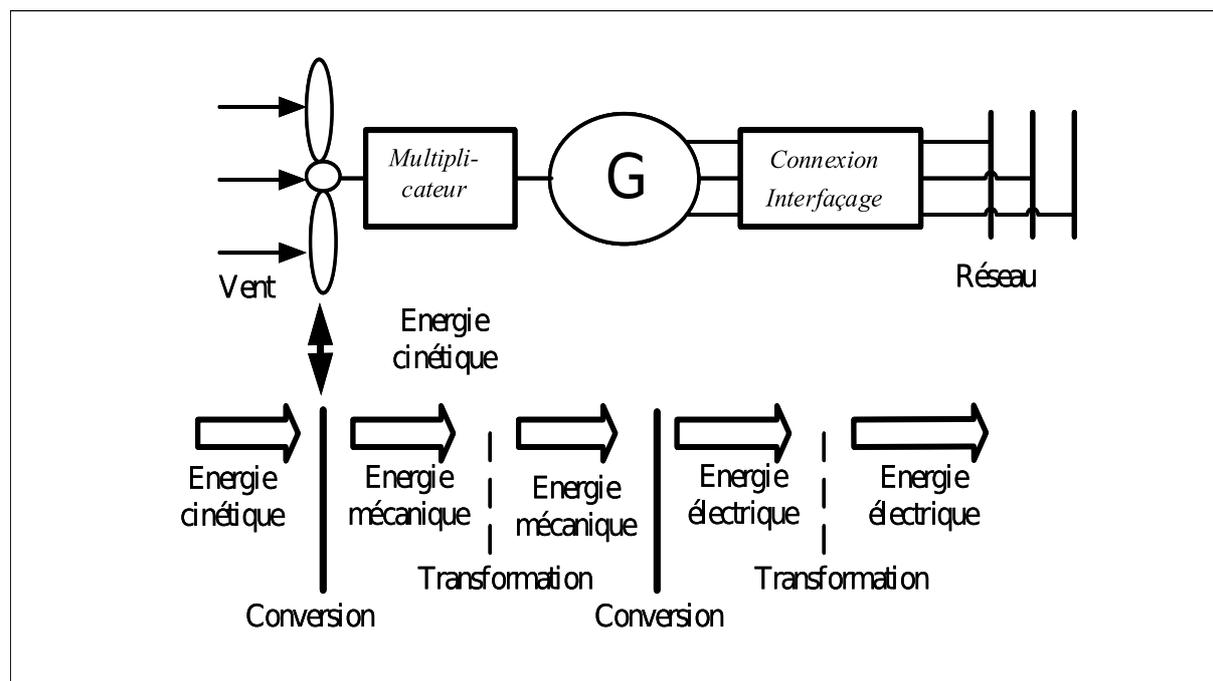


FIGURE 2.2 – Principe de la conversion d'énergie

2.3.2 Les différents types d'aérogénérateurs

Les solutions techniques permettant de recueillir l'énergie du vent sont très variées. Deux familles de voilures existent : les aérogénérateurs à axe vertical "Vertical Axis Wind Turbine" (VAWT) et à axe horizontal, "Horizontal Axis Wind Turbine" (HAWT).

Axe vertical (Vawt)

Les éoliennes à axe vertical, Figure (2.3), ont été les premières structures développées pour produire de l'électricité paradoxalement en contradiction avec le traditionnel moulin à vent à axe horizontal. Elles possèdent l'avantage d'avoir les organes de commande et le générateur au niveau du sol et donc facilement accessibles [23].

Avantages : machinerie au sol, pas besoin d'orientation en fonction de la direction du vent, fort couple de démarrage, construction simple (Savonius), tourne à faible vitesse (donc peu bruyante).

Inconvénients : guidages mécaniques, notamment le palier bas qui doit supporter le poids de l'ensemble de la turbine.

Il existe principalement trois technologies VAWT : les turbines Darrieus classiques, à pales droites (H-type) et la turbine de type Savonius, comme montré à la Figure (2.3). Toutes ces voilures sont à deux ou plusieurs pales.

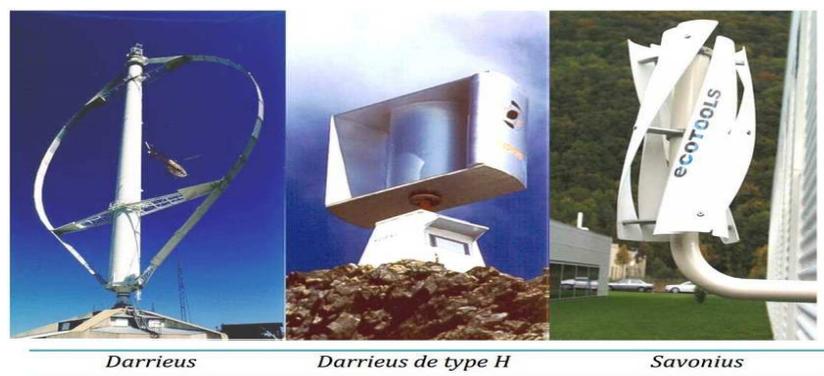


FIGURE 2.3 – Exemples des constructions VAWT : Darrieus et Savonius

Les éoliennes à variation cyclique d'incidence dont la structure la plus répandue est celle de Darrieus (Ingénieur français qui déposa le brevet au début des années 30). Leur fonctionnement est basé sur le fait qu'un profil placé dans un écoulement d'air selon différents angles, Figure (2.3), est soumis à des forces de direction et d'intensité variables. La résultante de ces forces génère alors un couple moteur entraînant la rotation du dispositif.

Ces forces sont créées par la combinaison de la vitesse propre de déplacement du profil et de la vitesse du vent. Même si quelques grands projets industriels ont été réalisés, les éoliennes à axe vertical restent toutefois marginales et peu utilisées voire actuellement abandonnées. En effet la présence du capteur d'énergie près du sol l'expose aux turbulences et au gradient de vent ce qui réduit son efficacité. Elles sont de plus exposées à des problèmes d'aéroélasticité dus aux fortes contraintes qu'elles subissent. Enfin la surface qu'elles occupent au sol est très importante pour les puissances élevées.

Axe horizontal (HAWT)

La technologie largement dominante aujourd'hui est à axe horizontal à turbine tripale, parfois bipale et à rotor face au vent. Les avantages de tels dispositifs sont une réduction du diamètre de la turbine ainsi que du bruit acoustique. Des grandes puissances sont envisagées, de l'ordre de 600 *KW* à plusieurs *MW* (notamment avec le constructeur Vortec mais également avec la société française CITA).

La turbine peut se trouver à l'avant de la nacelle ou à l'arrière : au vent (amont ou upwind) ou sous le vent (aval ou downwind). L'avantage des dispositifs sous le vent est qu'ils se positionnent automatiquement face au vent ce qui permet, notamment pour les fortes puissances d'éviter le système mécanique d'orientation, complexe, lourd et coûteux. L'inconvénient majeur réside dans une fatigue accrue due aux fréquentes oscillations liées aux changements de direction du vent. Le procédé "sous le vent" reste peu utilisé comparativement à celui "au vent" [23].

La réduction du nombre de pales permet théoriquement de réduire le coût mais aux dépend de la régularité du couple. Le coefficient C_p est également sensiblement plus faible, environ 5% entre une tripale et une bipale.

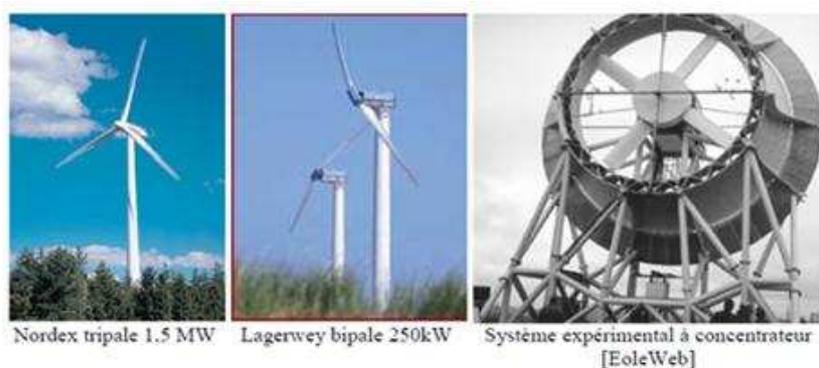


FIGURE 2.4 – Technologies d'éoliennes à axe horizontal

2.4 Structure des systèmes éoliens

La configuration des éoliennes détermine leurs capacité de régulation en vitesse et en puissance. La nature de leurs partie électrique et de leurs connexion au réseau définit si l'éolienne est à vitesse fixe ou à vitesse variable. La section suivante présente les configurations d'éoliennes à vitesse fixe et à vitesse variable les plus couramment utilisées.

2.4.1 Fonctionnement à vitesse fixe

Une éolienne à vitesse fixe désigne le fait que le rotor de celle-ci possède toujours la même vitesse angulaire d'opération, peu importe la vitesse du vent. Cette vitesse est déterminée par le rapport du réducteur de vitesse, la fréquence du réseau électrique et le nombre de pôles de la génératrice. Ce type d'éolienne n'offre pas la possibilité du réglage de la puissance générée, d'autant plus que la connexion directe au réseau d'une génératrice asynchrone nécessite l'ajout de bancs de condensateurs afin de limiter la puissance réactive appelée à ce réseau.

2.4.2 Fonctionnement à vitesse variable

Les éoliennes à vitesse variable sont actuellement les plus utilisées dans l'industrie. Le terme vitesse variable désigne le fait que la vitesse de la turbine est indépendante de la fréquence du réseau électrique. Les turbines à vitesse variable, peuvent atteindre un rendement de conversion d'énergie sur une vaste plage de vitesse de vent. Afin de maximiser la puissance, la vitesse de la turbine doit être adaptée par rapport à la vitesse du vent. Dans ce cas, la vitesse spécifique λ , qui représente la vitesse du bout de la pale par rapport à la vitesse du vent, peut-être maintenue dans ces valeurs optimales de manière à réaliser une extraction maximale de la puissance électrique. Afin que la vitesse de la turbine soit ajustable, l'éolienne est connectée au réseau électrique via des convertisseurs de puissance.

Comme le montre le tableau (2.1), les principales avantages des turbines à vitesse variable sont leurs rendements de conversion d'énergie élevé, une énergie électrique de bonne qualité, ne présentant aucune nuisance pour le réseau électrique ainsi que le stress mécanique réduit sur l'ensemble de la chaîne mécanique. Leurs principaux inconvénients sont le coût de construction et les pertes énergétiques dues à l'utilisation des convertisseurs de puissance. Toutefois, ce coût additionnel et les pertes sont compensés par la forte

production d'énergie électrique.

TABLE 2.1 – Comparaison des éoliennes à vitesse fixe et à vitesse variable

Mode de fonctionnement	Avantages	Inconvénients
Vitesse fixe	-Simple, robuste, fiable -Faible coût de construction et maintenance	-Rendement de conversion d'énergie faible -Fort stress mécanique qui augmente le coût de la structure -Fluctuation importante de la puissance
Vitesse variable	- Fort rendement de conversion d'énergie -Puissance électrique de meilleure qualité -Stress mécanique réduit	-Coût et pertes supplémentaires dues à l'utilisation des convertisseurs -Contrôle du système plus compliqué

2.5 Éolienne à base de machine asynchrone à cage d'écuriel

L'éolienne dans cette configuration entraîne une machine asynchrone à cage connectée au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance situé au circuit statorique, Figure (2.5) [24].

Le redresseur assure des tensions et des fréquences variables à la sortie du générateur. Il reçoit ses consignes de tension et de fréquence du processus de la commande. L'onduleur est contrôlé pour garder la tension du bus continu constante (représenté par une capacité sur la Figure (2.5)). Les pales de la turbine éolienne sont orientables (commandables) afin de limiter la puissance électrique produite et la garder constante et égale à sa valeur nominale lors des vitesses du vent très importantes.

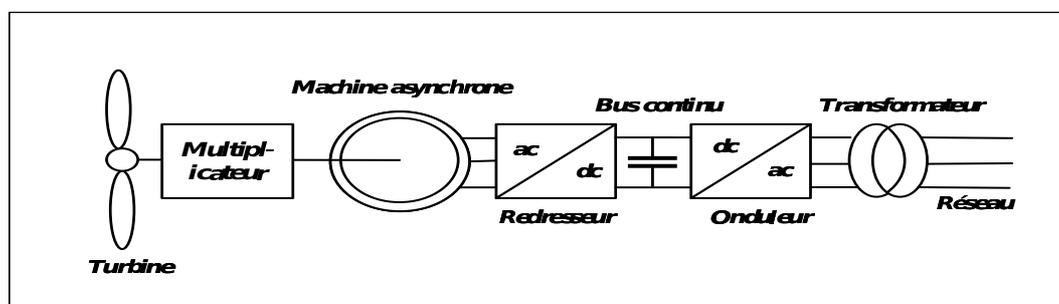


FIGURE 2.5 – Eolienne à machine asynchrone à cage pilotée au stator

2.6 L'Aéro-générateur étudié

La technologie des aéro-générateurs s'est diversifiée en même temps qu'elle progressait. Ainsi, de nos jours, il existe de nombreuses sortes d'aéro-générateur. La machine asynchrone à cage d'écureuil, par ses qualités de robustesse, de coût et de simplicité, semble bien adaptée à l'utilisation dans un système éolien. Lorsqu'elle est directement connectée au réseau, la vitesse de rotation doit rester pratiquement constante de façon à ce que la machine reste proche de la vitesse de synchronisme. Cette restriction entraîne une efficacité réduite de l'éolienne aux vitesses de vent élevées. Une solution consiste à insérer un convertisseur entre la machine et le réseau. Le dispositif peut alors fonctionner à vitesse variable car quelle que soit la vitesse de rotation de la machine, la tension est redressée puis un onduleur côté réseau est chargé d'assurer la cohérence entre la fréquence du réseau et celle délivrée par le dispositif. Ainsi elle permet d'améliorer la qualité de la puissance électrique produite et de son rendement énergétique comme on l'a indiqué sur la Figure (2.6) [24]. L'inconvénient principal de ce genre de système est le surcoût introduit par l'incorporation des convertisseurs de puissance. Ce coût dépend de la taille de ces convertisseurs.

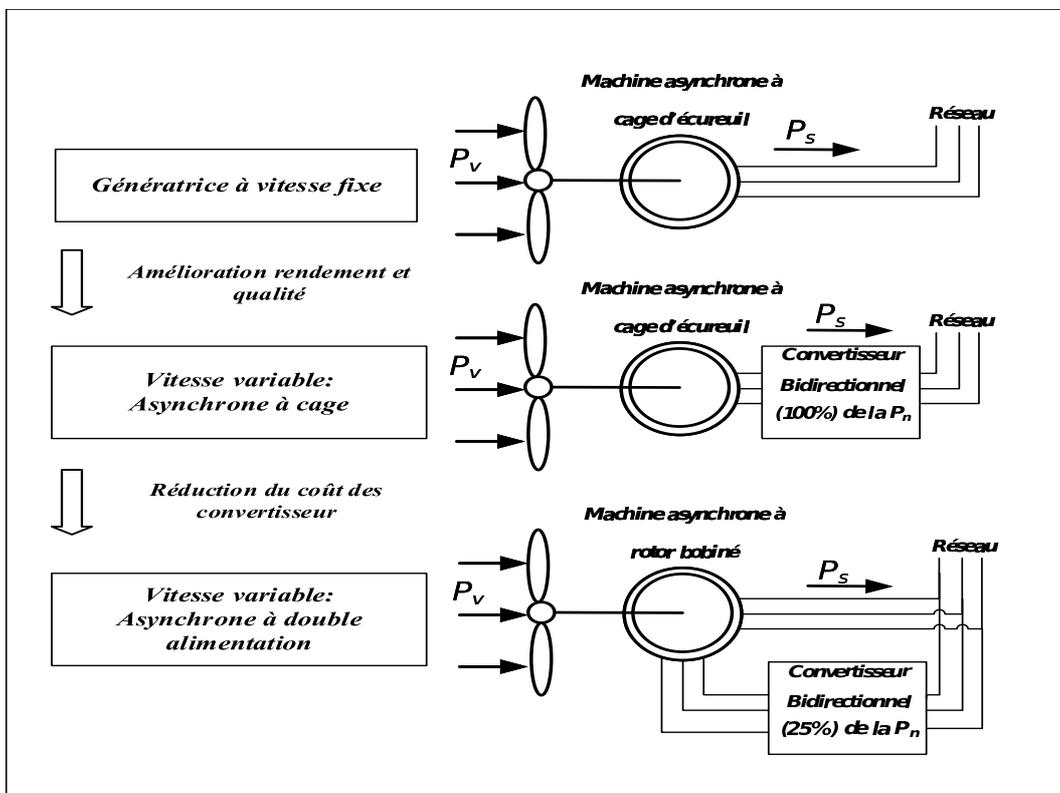


FIGURE 2.6 – Evolution de la configuration électrique

2.7 Phases de fonctionnement d'une éolienne

La Figure (2.7) montre les zones de fonctionnement caractéristiques mesurées sur une éolienne de 1.5 MW [5].

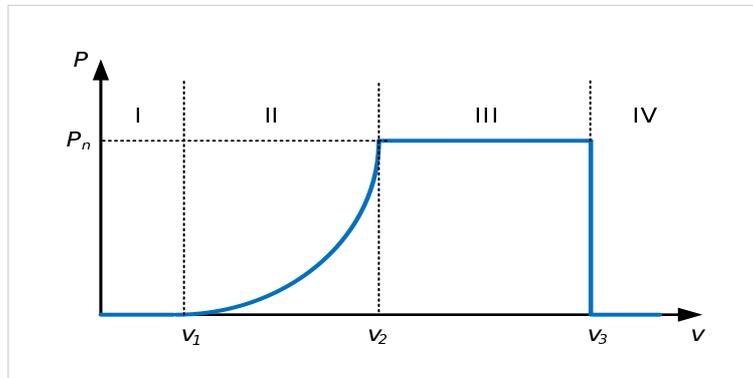


FIGURE 2.7 – Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable

On définit les zones de fonctionnement des éoliennes suivant la vitesse du vent v :

- **Zone I** ($v < v_1$) : c'est la zone de démarrage de la machine. La vitesse du vent est trop faible, la turbine peut tourner mais l'énergie à capter reste assez faible.
 v_1 : vitesse du vent correspondant au démarrage de la turbine ; v_1 varie entre 2.5 m/s et 4 m/s pour les éoliennes de forte puissance.
- **Zone II** ($v_1 < v < v_2$) : c'est la zone d'extraction maximale de la puissance (MPPT). Elle correspond au fonctionnement à Charge Partielle (CP). Dans cette zone l'angle de calage des pales reste constant afin d'obtenir la puissance maximale pour chaque vitesse du vent.
 v_2 : vitesse du vent pour laquelle la puissance extraite correspond à la puissance nominale de la génératrice ; v_2 varie entre 11.5 m/s et 15 m/s.
- **Zone III** ($v_2 < v < v_3$) : elle correspond à une vitesse mécanique quasiment constante. L'angle de calage des pales varie. La puissance électrique augmente très rapidement jusqu'à sa valeur nominale. Cette zone correspond au fonctionnement à Pleine Charge (PC).
 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. Pour la grande majorité des éoliennes, v_3 vaut 25 m/s.
- **Zone IV** ($v > v_3$) : la vitesse du vent devient trop forte. La puissance est limitée à sa valeur maximale grâce au système d'orientation des pales.

2.8 Modélisation de la turbine éolienne

L'éolienne capte l'énergie cinétique du vent et la convertit en un couple qui fait tourner les pales du rotor. Trois facteurs déterminent le rapport entre l'énergie du vent et l'énergie mécanique récupérée par le rotor : la densité de l'air, la surface balayée par le rotor et la vitesse du vent. La densité de l'air et la vitesse du vent sont des paramètres climatologiques qui dépendent du site.

La relation entre la vitesse du vent et la transmission mécanique aérodynamique extraite à partir du vent peut être décrite comme suit :

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_p(\lambda, \beta) v^3 \quad (2.1)$$

avec

P_m : la puissance mécanique de la turbine de vent [W].

ρ : densité de l'air [Kg/m^3]

R : le rayon des pales [m]

v : la vitesse du vent en [m/s]

C_p : le coefficient de puissance

λ : la vitesse spécifique

β : l'angle d'orientation des pales [deg].

Le coefficient de puissance C_p représente l'efficacité aérodynamique de la turbine éolienne. L'évolution du coefficient dépend des caractéristiques aérodynamiques ainsi que des conditions de fonctionnement. Pour un angle de calage β fixe, le coefficient de puissance C_p peut être exprimé en fonction du rapport de vitesse λ [24].

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

avec

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$

Les valeurs des constantes C_1 à C_6 choisies sont comme suit :

TABLE 2.2 – Les coefficients C_i pour $i = (1 : 6)$ du coefficient de puissance C_p

C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6
0.5	33	0.2	0	0.4	12.7

La vitesse spécifique λ s'exprime par la relation suivante.

$$\lambda = \frac{\Omega_m R}{v}$$

où Ω_m est la vitesse de rotation des pales (rad/s).

La caractéristique du coefficient de puissance C_p en fonction de λ est illustrée sur la Figure (2.8).

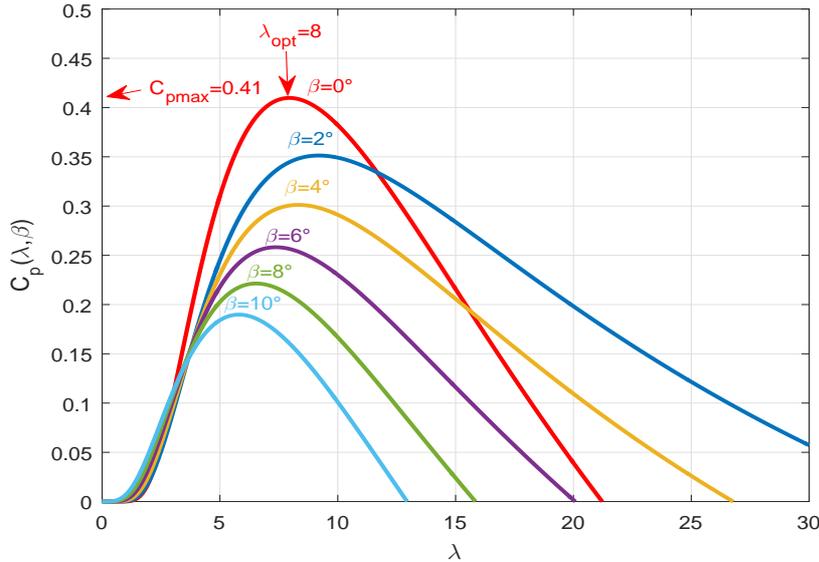


FIGURE 2.8 – La caractéristique C_p en fonction de λ

On peut remarquer que le coefficient de puissance passe par un maximum ($C_p^M \approx 0.411$) pour un angle de calage égale à 0° et une valeur particulière de la vitesse spécifique λ^θ ($\lambda^\theta \approx 8$), et par conséquent une puissance captée maximale. Il est alors possible d'élaborer des lois de commande qui permettent de capter la puissance maximale quelque soit la vitesse du vent jusqu'à la puissance nominale de la génératrice où la puissance extraite est limitée à cette valeur.

Le couple mécanique produit par la turbine s'exprime de la façon suivante :

$$\begin{aligned} T_m &= \frac{P_m}{\Omega_m} \\ &= \frac{1}{2} \rho \pi R^3 \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda} v^2 \end{aligned}$$

La vitesse du vent, le coefficient de puissance ainsi que la vitesse spécifique λ sont illustrés par la Figure (2.9). Pour une vitesse de vent égale ou inférieure à la vitesse nominale 12 m/s, le coefficient de puissance atteint sa valeur optimale conduisant par la suite

au rendement maximal du système global (turbine & générateur).

La Figure (2.10) représente le couple mécanique de la génératrice T_g , le couple mécanique de la turbine T_m , la puissance mécanique P_m ainsi que le couple T_{eg} .

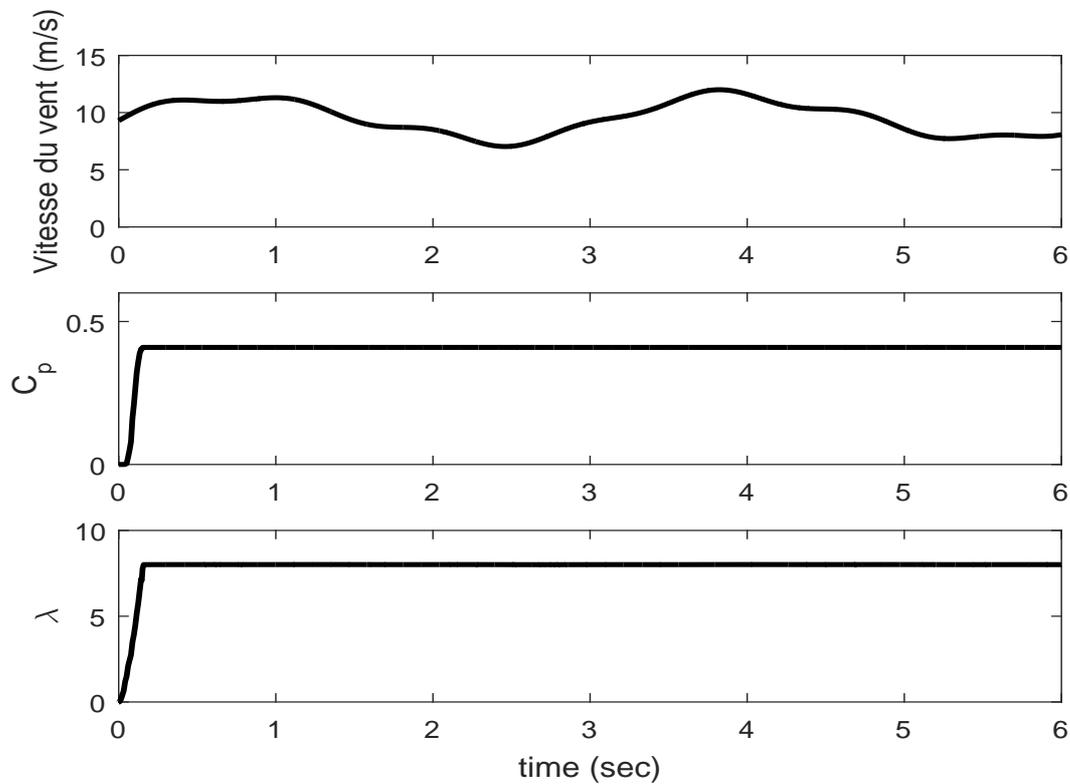


FIGURE 2.9 – Courbes représentant la vitesse du vent, C_p et λ

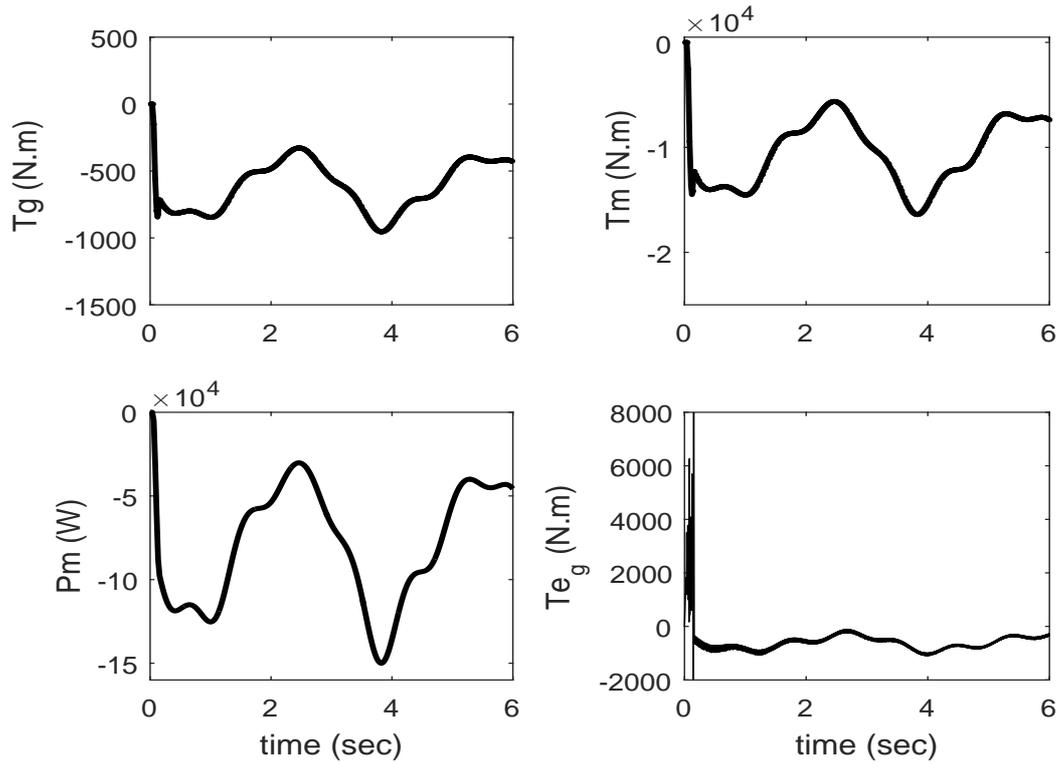


FIGURE 2.10 – Les courbes caractéristiques de la turbine

2.9 Commande de la turbine éolienne par la stratégie MPPT

En fonction des conditions aérodynamiques données, il existe un point de fonctionnement optimal permettant d'extraire le maximum de puissance de la turbine. Il faut donc commander, soit la vitesse de rotation de la turbine, soit la puissance de la turbine pour atteindre ce point.

Afin de rechercher le point de fonctionnement à puissance optimale, il est nécessaire de s'intéresser aux caractéristiques aérodynamiques de la turbine. Il existe des méthodes pour connaître les points de fonctionnement sans connaître ses caractéristiques. Cependant, dans cette étude, nous supposons que nous connaissons parfaitement les caractéristiques aérodynamiques de la turbine, et que ces données sont fiables. La vitesse de rotation optimale Ω_m^ϑ pour la transmission mécanique maximale de la turbine de vent est donnée comme suit [24] :

$$\Omega_m^\vartheta = \frac{\lambda^\vartheta v}{R} \quad (2.2)$$

La puissance maximale P_m^M captée par la turbine est donnée par la relation suivante :

$$P_m^M = K_p^M v^3$$

où

$$K_p^M = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_p^M$$

de l'expression (2.2), on peut en déduire : $v = \frac{R \Omega_m^\vartheta}{\lambda^\vartheta}$

Ainsi, l'expression de la puissance maximale est maintenant dépendante de la vitesse de rotation de la turbine. On en déduit alors la relation suivante :

$$P_m = K_p^\vartheta \Omega_m^{\vartheta 3} \quad (2.3)$$

ou

$$K_p^\vartheta = \frac{1}{2} \rho C_p^M \frac{R^5}{\lambda^{\vartheta 3}}$$

Le couple optimal correspondant est :

$$T_m^\vartheta = \frac{P_m^M}{\Omega_m^\vartheta} = K_p^\vartheta \Omega_m^{\vartheta 2}$$

2.10 Modélisation et commande de la machine asynchrone à cage d'écureuil

Le modèle de la machine asynchrone présenté traditionnellement est un modèle "régime permanent", c'est à dire que la machine est supposée fonctionner en régime établi, qu'elle est alimentée avec un système triphasé de valeur efficace constante et qu'elle tourne à une vitesse constante. Les grandeurs sont alors sinusoïdales et l'approche dans l'espace complexe est valable (vecteurs de Fresnel). Ce modèle n'est plus valable si la machine est alimentée par un onduleur triphasé commandé suivant un schéma de contrôle.

2.10.1 Hypothèses simplificatrices

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du générateur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- La perméabilité du fer est infinie.
- L'enroulement statorique est identique par rapport à l'axe de symétrie.

- Les barres rotoriques sont uniformément distribuées.
- La saturation, les courants de Foucault, les frottements et l'effet de peau sont négligés.
- On admet que la force magnéto-motrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

La machine asynchrone triphasée est représentée schématiquement par la Figure (2.11). Elle est munie de six enroulements :

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuits et la tension à leurs bornes est nulle.

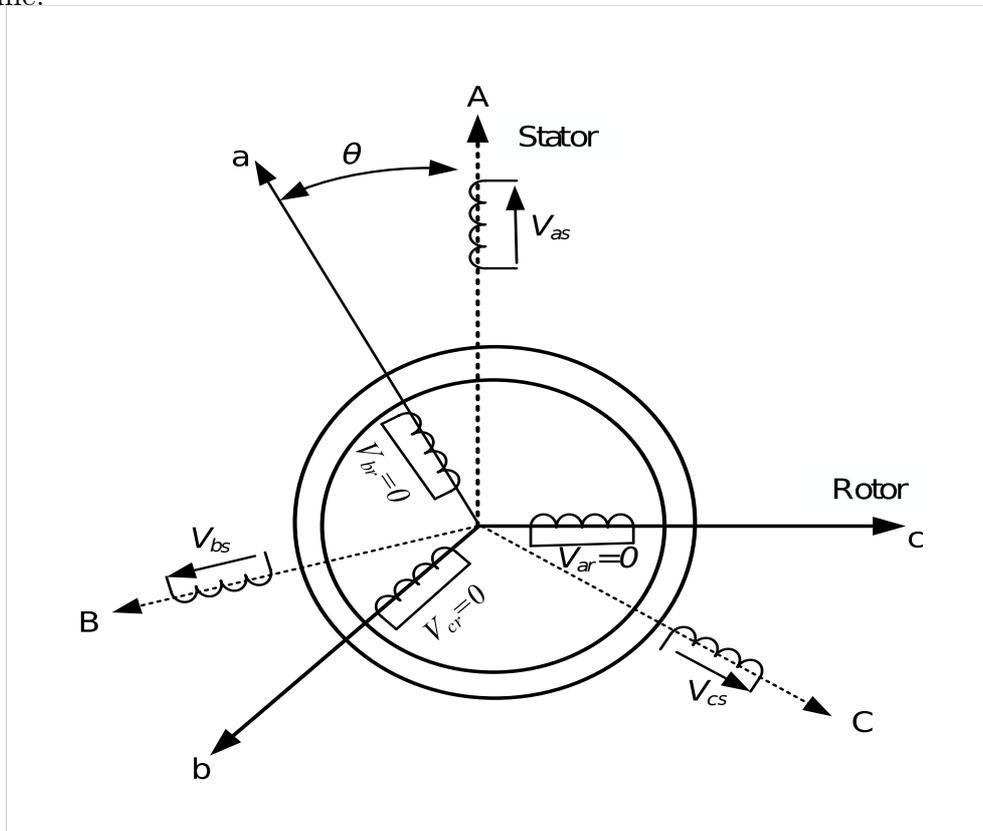


FIGURE 2.11 – Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

2.10.2 Equations des tensions et des flux

Les équations des tensions statoriques, écrites dans un référentiel stationnaire lié au stator, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle, par :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (2.4)$$

Les équations des tensions rotoriques, écrites dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimées par :

$$[0] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \quad (2.5)$$

où

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}; [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix}$$

$$[\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Les flux statoriques et rotoriques instantanés par phase, sont donnés par :

$$[\phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r]$$

$$[\phi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{sr}]'[i_s] \quad (2.6)$$

où

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

et

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

En remplaçant les équations (2.6) dans, respectivement, (2.4) et (2.5), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + [L_{ss}] * \frac{d}{dt}[i_s] + \frac{d}{dt}([M_{sr}][i_r])$$

$$[0] = [R_r][i_r] + [L_{rr}] * \frac{d}{dt}[i_r] + \frac{d}{dt}([M_{sr}]'[i_s]) \quad (2.7)$$

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables (2.7). L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de Park.

2.10.3 Modèle de Park de la Machine Asynchrone

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère triphasé (abc) vers le repère mobile (dq). Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle, les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider. En effet, si l'on note par θ_s (respectivement par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (respectivement rotoriques), Figure (2.12), ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (2.8)$$

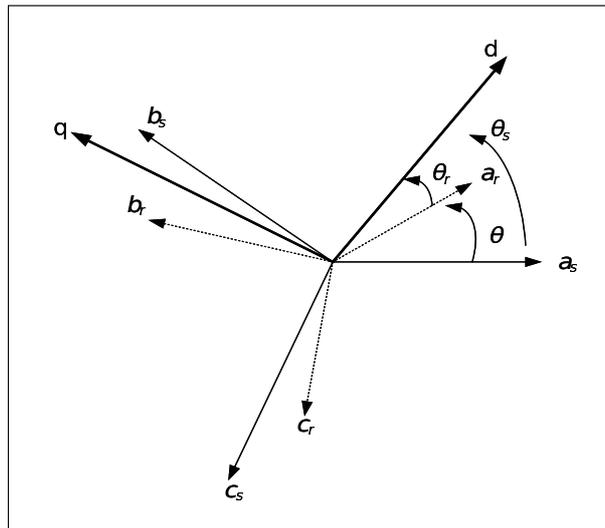


FIGURE 2.12 – Représentation des axes de la machine.

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques

sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_o \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [p(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_o \end{bmatrix} = [p^{-1}(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_o \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

où C est une constante qui peut prendre soit les valeurs $(2/3)$ ou (1) pour la non conservation de puissance, soit la valeur $\sqrt{2/3}$ pour une conservation de puissance. Dans notre cas, nous prendrons :

$$C = \sqrt{2/3}$$

Les équations précédentes peuvent être appliquées aussi pour n'importe quelles autres grandeurs telles que les courants et les flux.

Application aux équations des tensions

Appliquons les transformations (2.9) et (2.10) à l'expression (2.4) :

$$[p^{-1}(\theta_s)] \cdot [V_{dqs}] = [R_s][p^{-1}(\theta_s)][i_{dqs}] + \frac{d}{dt}([p^{-1}(\theta_s)][\phi_{dqs}]) \quad (2.11)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[p(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{dqs}] = [R_s][i_{dqs}] + \frac{d}{dt}[\phi_{dqs}] + [p^{-1}(\theta_s)][\dot{\phi}_{dqs}] \quad (2.12)$$

or

$$\frac{d}{dt}[p^{-1}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons :

$$[p(\theta_s)] \frac{d}{dt}([p^{-1}(\theta_s)]) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

L'expression (2.12) devient alors :

$$[V_{dqs}] = [R_s][i_{dqs}] + \frac{d}{dt}[\phi_{dqs}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} [\phi_{dqs}] \quad (2.15)$$

ou encore

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Application aux équations des flux

Appliquons maintenant les transformations (2.9) et (2.10) à l'expression (2.6) :

$$[p^{-1}(\theta_s)][\phi_{dqs}] = [L_{ss}][p^{-1}(\theta_s)][i_{dqs}] + [M_{sr}][p^{-1}(\theta_r)][i_{dqr}] \quad (2.18)$$

soit

$$[\phi_{dqs}] = [L_{ss}][p(\theta_s)][p^{-1}(\theta_s)][i_{dqs}] + [M_{sr}][p(\theta_s)][p^{-1}(\theta_r)][i_{dqr}] \quad (2.19)$$

Un calcul simple nous donne :

$$[L_{ss}][p(\theta_s)][p^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

et

$$[M_{sr}][p(\theta_s)][p^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2}M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Or, d'après l'égalité (2.21), nous pouvons écrire

$$[M_{sr}][p(\theta_s)][p^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2}M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

En introduisant les inductances cycliques :

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ L_m = \frac{3}{2}M_{sr} \end{cases} \quad (2.23)$$

L'expression (2.19) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique :

$$L_r = l_r - M_r \quad (2.25)$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

L'étude analytique du moteur asynchrone a l'aide des composantes de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. De manière générale, on aboutit aux équations des tensions et des flux de la machine asynchrone, écrites dans le plan (dq).

D'après (2.16), (2.17), (2.24) et (2.26), on obtient les équations suivantes :

– **Equations des tensions :**

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.27)$$

– **Equations des flux :**

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (2.28)$$

Si l'on pose $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r$, le système d'équation (2.27) devient alors :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.29)$$

2.10.4 Expressions du couple électromagnétique

La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes d, q est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{sd}i_{sd} + V_{sq}i_{sq} + V_{rd}i_{rd} + V_{rq}i_{rq} \quad (2.30)$$

En développant cette dernière expression, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes : la puissance dissipée en pertes Joule, la puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source et la puissance mécanique.

$$P_e = P_j + P_{em} + P_m \quad (2.31)$$

où

$$P_j = R_s(i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r(i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (2.32)$$

$$P_{em} = i_{sd} \frac{d\phi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\phi_{sq}}{dt} + i_{rd} \frac{d\phi_{rd}}{dt} + i_{rq} \frac{d\phi_{rq}}{dt} \quad (2.33)$$

$$P_m = \omega(i_{rd}\phi_{rq} - i_{rq}\phi_{rd}) \quad (2.34)$$

or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P_m}{\Omega} = \frac{3}{2} p \frac{P_m}{\omega} \quad (2.35)$$

En tenant compte des expressions (2.28), (2.34) et (2.35), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} p (i_{rd}\phi_{rq} - i_{rq}\phi_{rd}) \\ &= \frac{3}{2} p (i_{sq}\phi_{sd} - i_{sd}\phi_{sq}) \\ &= \frac{3}{2} p L_m (i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd}) \\ &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd}i_{sq} - \phi_{rq}i_{sd}) \end{aligned} \quad (2.36)$$

– A partir de la troisième équation du système (2.29) on a :

$$\frac{d\phi_{rd}}{dt} = \omega_r \phi_{rq} - R_r i_{rd} \quad (2.37)$$

A partir de la troisième équation du système (2.28) on a :

$$i_{rd} = \frac{1}{L_r} (\phi_{rd} - L_m i_{sd}) \quad (2.38)$$

On remplace (2.38) dans (2.37) :

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{rd}}{dt} &= \omega_r \phi_{rq} - R_r \frac{1}{L_r} (\phi_{rd} - L_m i_{sd}) \\ &= \omega_r \phi_{rq} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} \\ &= \omega_r \phi_{rq} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + \frac{L_m}{T_r} i_{sd}, \text{ Avec } T_r = \frac{L_r}{R_r} \end{aligned} \quad (2.39)$$

– A partir de la quatrième équation du système (2.29) on a :

$$\frac{d\phi_{rq}}{dt} = -R_r i_{rq} - \omega_r \phi_{rd} \quad (2.40)$$

– A partir de la quatrième équation du système (2.28) on a :

$$i_{rq} = \frac{1}{L_r} (\phi_{rq} - L_m i_{sq}) \quad (2.41)$$

On remplace (2.41) dans (2.40) :

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{rq}}{dt} &= -\omega_r \phi_{rd} - R_r \left(\frac{\phi_{rd} - L_m i_{sd}}{L_r} \right) \\ &= -\omega_r \phi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} \\ &= \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - \omega_r \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd}, \quad \text{Avec } T_r = \frac{L_r}{R_r} \end{aligned} \quad (2.42)$$

– A partir de la première équation du système (2.28) on a :

$$i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sd} - L_m i_{rd}) \quad (2.43)$$

La dérivée de (2.43) est :

$$\frac{d}{dt} i_{sd} = \frac{1}{L_s} \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \frac{L_m}{L_s} \frac{d}{dt} i_{rd} \quad (2.44)$$

A partir de la première équation du système (2.29) on a :

$$\frac{d}{dt} \phi_{sd} = V_{sd} - R_s i_{sd} + \omega_s \phi_{sq} \quad (2.45)$$

On remplace (2.45) dans (2.44) :

$$\frac{d}{dt} i_{sd} = \frac{1}{L_s} V_{sd} - \frac{R_s}{L_s} i_{sd} + \frac{\omega_s}{L_s} \phi_{sq} - \frac{L_m}{L_s} \frac{d}{dt} i_{rd} \quad (2.46)$$

A partir de la troisième équation du système (2.28) on a :

$$i_{rd} = \frac{1}{L_r} (\phi_{rd} - L_m i_{sd}) \quad (2.47)$$

La dérivée de (2.47) est :

$$\frac{d}{dt} i_{rd} = \frac{1}{L_r} \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} i_{sd} \quad (2.48)$$

On remplace (2.39) dans (2.48), on trouve :

$$\frac{d}{dt} i_{rd} = \frac{L_m}{L_r T_r} i_{sd} - \frac{1}{L_r T_r} \phi_{rd} + \frac{\omega_r}{L_r} \phi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} i_{sd} \quad (2.49)$$

On remplace (2.49) dans (2.46) :

$$\frac{di_{sd}}{dt} \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) = \frac{1}{L_s} V_{sd} - \frac{R_s}{L_s} i_{sd} + \frac{\omega_s}{L_s} \phi_{sq} - \frac{L_m^2}{L_s L_r T_r} i_{sd} + \frac{L_m}{L_s L_r T_r} \phi_{rd} - \frac{\omega_r L_m}{L_r L_s} \phi_{rq} \quad (2.50)$$

En utilisant la deuxième et la quatrième équation du système d'équations (2.28) :

$$\begin{aligned} \frac{\omega_s}{L_s} \phi_{sq} &= \frac{\omega_s}{L_s} (L_s i_{sq} + L_m i_{rq}) \\ &= \omega_s i_{sq} + \frac{\omega_s L_m}{L_s} i_{rq} \\ &= \omega_s i_{sq} + \frac{\omega_s L_m}{L_s L_r} (\phi_{rq} - L_m i_{sq}) \\ &= \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) \omega_s i_{sq} + \frac{\omega_s L_m}{L_s L_r} \phi_{rq} \\ &= \sigma \omega_s i_{sq} + \frac{\omega_s L_m}{L_s L_r} \phi_{rq} \quad \text{Avec } \sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) \end{aligned} \quad (2.51)$$

On remplace (2.51) dans (2.50), on trouve :

$$\frac{d}{dt} i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r T_r}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} - \left(\frac{\omega_s L_m}{\sigma L_r L_s} - \frac{\omega_r L_m}{\sigma L_s L_r}\right) \phi_{rq} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \phi_{rd} \quad (2.52)$$

Après simplification des coefficients de i_{sd} et ϕ_{rq} et avec $\omega = \omega_s - \omega_r$, on trouve :

$$\frac{d}{dt} i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1 - \sigma}{L_m \sigma} \omega \phi_{rq} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r L_m} \phi_{rd} \quad (2.53)$$

– A partir de la deuxième équation du système (2.28) on a :

$$i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sq} - L_m i_{rq}) \quad (2.54)$$

La dérivée de (2.54) est :

$$\frac{d}{dt} i_{sq} = \frac{1}{L_s} \left(\frac{d}{dt} \phi_{sq} - \frac{L_m}{L_s} \frac{d}{dt} i_{rq}\right) \quad (2.55)$$

A partir de la deuxième équation du système (2.29) on a :

$$\frac{d}{dt} \phi_{sq} = V_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_s \phi_{sd} \quad (2.56)$$

En remplaçant (2.56) dans (2.55), on trouve :

$$\frac{d}{dt} i_{sq} = \frac{1}{L_s} V_{sq} - \frac{R_s}{L_s} i_{sq} - \frac{\omega_s}{L_s} \phi_{sd} - \frac{L_m}{L_s} \frac{d}{dt} i_{rq} \quad (2.57)$$

A partir de la quatrième équation du système (2.28) on a :

$$i_{rq} = \frac{1}{L_r} (\phi_{rq} - L_m i_{sq}) \quad (2.58)$$

La dérivée de (2.58) est :

$$\frac{d}{dt}i_{rq} = \frac{1}{L_r} \frac{d}{dt}\phi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt}i_{sq} \quad (2.59)$$

En remplaçant (2.42) dans (2.55), on trouve :

$$\frac{d}{dt}i_{rq} = \frac{L_m}{L_r T_r} i_{sq} - \frac{\omega_r}{L_r} \phi_{rd} - \frac{1}{T_r L_r} \phi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt}i_{sq} \quad (2.60)$$

En remplaçant (2.60) dans (2.57) :

$$\frac{di_{sq}}{dt} \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) = \frac{1}{L_s} V_{sq} - \frac{R_s}{L_s} i_{sq} + \frac{\omega_s}{L_s} \phi_{sd} - \frac{L_m^2}{L_s L_r T_r} i_{sq} + \frac{L_m \omega_r}{L_s L_r} \phi_{rd} + \frac{L_m}{L_s L_r T_r} \phi_{rq} \quad (2.61)$$

En utilisant la première et la troisième équation du système (2.28), on a :

$$\begin{aligned} \frac{\omega_s}{L_s} \phi_{sd} &= \frac{\omega_s}{L_s} (L_s i_{sd} + L_m i_{rd}) \\ &= \omega_s i_{sd} + \frac{\omega_s L_m}{L_s} i_{rd} \\ &= \omega_s i_{sd} + \frac{\omega_s L_m}{L_s L_r} (\phi_{rd} - L_m i_{sd}) \\ &= \omega_s i_{sd} + \frac{\omega_s L_m}{L_s L_r} \phi_{rd} - \frac{\omega_s L_m^2}{L_s L_r} i_{sd} \\ &= \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) \omega_s i_{sd} + \frac{\omega_s L_m}{L_s L_r} \phi_{rd} \\ &= \sigma \omega_s i_{sd} + \frac{\omega_s L_m}{L_s L_r} \phi_{rd} \quad \text{Avec } \sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) \end{aligned} \quad (2.62)$$

En remplaçant (2.62) dans (2.61), on trouve :

$$\frac{d}{dt}i_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r T_r}\right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \left(\frac{\omega_r L_m}{\sigma L_r L_s} + \frac{\omega_s L_m}{\sigma L_s L_r}\right) \phi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \phi_{rq} \quad (2.63)$$

Après simplification des coefficients de i_{sq} et ϕ_{rd} et avec $\omega = \omega_s - \omega_r$, on trouve :

$$\frac{d}{dt}i_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \frac{1 - \sigma}{L_m \sigma} \omega \phi_{rd} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r L_m} \phi_{rq} \quad (2.64)$$

Finalement, le système d'équations est représenté par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{K}{T_r} \phi_{rd} + pK\Omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - pK\Omega \phi_{rd} + \frac{K}{T_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + \omega_r \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - \omega_r \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \\ T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \end{array} \right. \quad (2.65)$$

où

$$\gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} ; K = \frac{1 - \sigma}{\sigma L_m} ; \omega = p\Omega \quad (2.66)$$

2.11 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux

Dans une machine à courant continu à excitation séparée, le couple électromagnétique forme un angle de $\pi/2$ avec le flux inducteur, quelque soit la vitesse du moteur ou la charge exercée sur son arbre. Dans ce cas, si le flux inducteur est maintenu constant, le couple sera proportionnel au courant d'induit. Par contre, dans la machine asynchrone, les deux champs tournants statorique et rotorique forment un angle qui varie selon la vitesse et la charge, ce qui donne les interactions électromagnétiques.

Parmi les techniques développées pour contrôler séparément le flux et le couple dans une machine asynchrone, la commande à flux orienté est considérée comme un outil fort qui peut fournir les mêmes performances que celle réalisée par une machine à courant continu.

Le principe de base de la commande vectorielle consiste à simuler le comportement de la machine asynchrone similaire à celui d'une machine à courant continu, à excitation séparée, par orientation du flux de la machine asynchrone, selon l'un des axes du repère de Park, ce qui permet de découpler les deux composantes "flux" et "couple". Dans une machine à courant continu, l'axe de l'induit est maintenu fixe et orthogonal au flux inducteur, grâce au dispositif balais-collecteur. Il en découle un découplage naturel entre ces deux grandeurs de sorte que l'expression du couple prenne la forme scalaire suivante :

$$T_e = (K\phi)I \quad (2.67)$$

Par contre, dans une machine asynchrone le couple électromagnétique instantané résulte d'une différence de produit des deux grandeurs scalaires. Ainsi, l'observation des équations de Park du couple prouve que le choix du repère, annule la composante de ce même flux sur l'autre axe. Ce qui mène à une expression du couple en fonction de deux grandeurs orthogonales tout en contrôlant la position du flux orienté.

Ainsi, la vitesse du référentiel d'axes (d,q) doit-être celle du champ tournant, ce qui revient à assurer à tout instant la relation angulaire d'autopilotage :

$$\int_0^t \omega_r dt = \int_0^t (\omega_s - \omega) dt \quad (2.68)$$

Cependant, la vitesse angulaire est inaccessible et son estimation est possible en développant un modèle dynamique déduit de la simplification des expressions de Park, pour un référentiel lié au champs tournant, par application des conditions du flux.

2.11.1 Commande vectorielle à flux rotorique orienté

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d-q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. Or, le couple est donné par [24] :

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} [\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}] \quad (2.69)$$

Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux du référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel d-q lié au champ tournant avec une orientation du flux rotorique (l'axe d aligné avec la direction du flux rotorique) comme le montre la Figure (2.13).

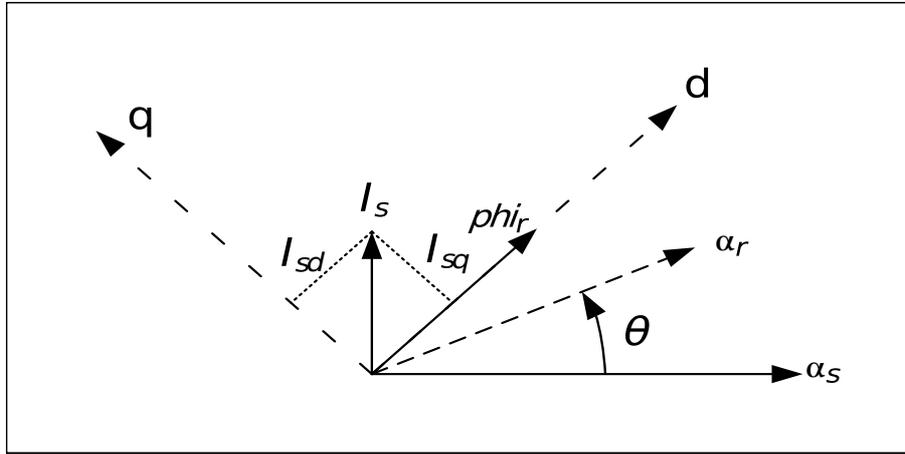


FIGURE 2.13 – Illustration de l'orientation du flux rotorique.

On obtient :

$$\phi_{rd} = \phi_r, \quad \phi_{rq} = 0 \quad (2.70)$$

Si le flux est maintenu constant, l'évolution du couple suit celle de i_{sq} , puisque l'expression (2.69) devient :

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (2.71)$$

2.11.2 Expression générale de la commande vectorielle indirecte

Le principe de cette méthode de commande est de négliger l'utilisation du module du flux rotorique et de considérer uniquement sa position calculée en fonction des grandeurs de référence. L'avantage de cette méthode est que l'emploi d'un capteur de flux n'est pas nécessaire. Cependant, l'utilisation d'un capteur de position du rotor est inévitable.

Cette stratégie consiste à générer à l'aide d'un bloc IRFOC (Indirect Rotorique Field Oriented Control), les tensions d'alimentation afin d'obtenir un flux et un couple désirés. Le bloc de contrôle IRFOC génère les trois grandeurs de commande $v_{sd}^* v_{sq}^*$ et ω_g , en fonction des deux entrées de référence (i_{sq}^*, ϕ_r^*) qui assurent le découplage.

Ces grandeurs de commande générées par l'IRFOC sont utilisées pour contrôler les composantes directes i_{sd} et quadratiques i_{sq} du courant statorique de façon à obtenir des courants identiques aux courants de référence, et par conséquent le flux et le couple sont maintenus à leurs valeurs de référence. Dans notre cas les tensions ou les courants assurent l'orientation de flux et le découplage [24].

La machine est alimentée en tension ; il convient donc d'établir le modèle électrique du processus afin d'élaborer les algorithmes nécessaires à la définition des grandeurs de réglage v_{sd} et v_{sq} . En considérant le flux Φ_r orienté sur l'axe d et en tenant compte des équations des flux et des tensions :

$$\begin{cases} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_s \sigma i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \phi_r \\ L_m i_{sd} &= T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r \\ \frac{L_m}{T_r} i_{sq} &= \omega_r \phi_r \\ T_e &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{sq} \end{cases} \quad (2.72)$$

L'objectif est de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous forme d'un ensemble de système mono-variable évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives.

En régime permanent on trouve les équations de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone pour les tensions de Park v_{sd} et v_{sq} :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = \omega_s \sigma L_s i_{sd} + R_s i_{sq} \end{cases} \quad (2.73)$$

Et l'équation de flux en régime permanent devient :

$$\phi_r = L_m i_{sd}^c \Rightarrow i_{sd}^c = \frac{\phi_r}{L_m} \quad (2.74)$$

La Figure (2.14) montre la stratégie de la commande indirecte du flux rotorique orienté pour une génératrice asynchrone à vitesse variable. Le bloc de défluxage de la Figure (2.14), est défini par (2.75) où ϕ_n désigne la valeur nominale du flux et Ω_n est la vitesse nominale du rotor.

$$\phi_r = \begin{cases} \phi_n, & |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\Omega_n}{\Omega} \phi_n, & |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (2.75)$$

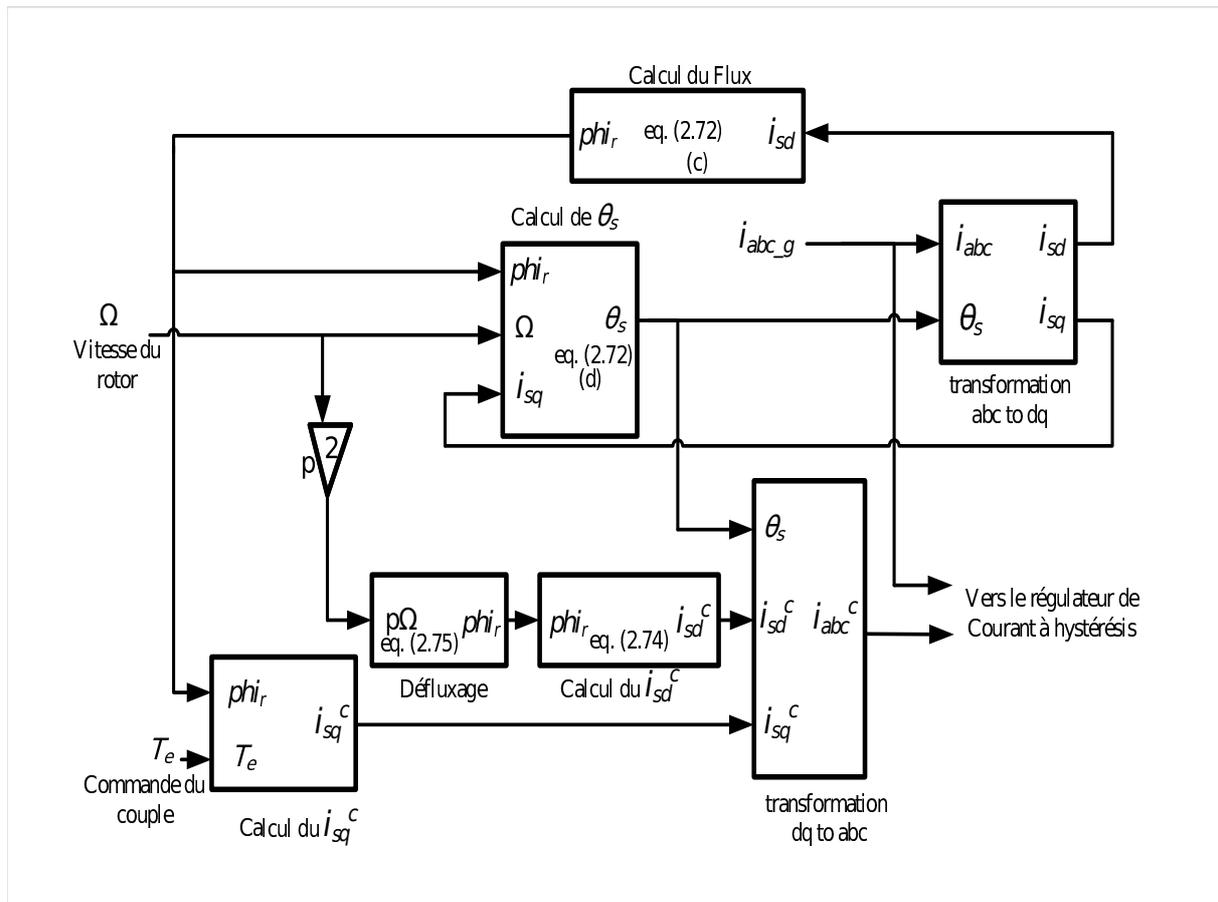


FIGURE 2.14 – Représentation de IRFOC de SCIG

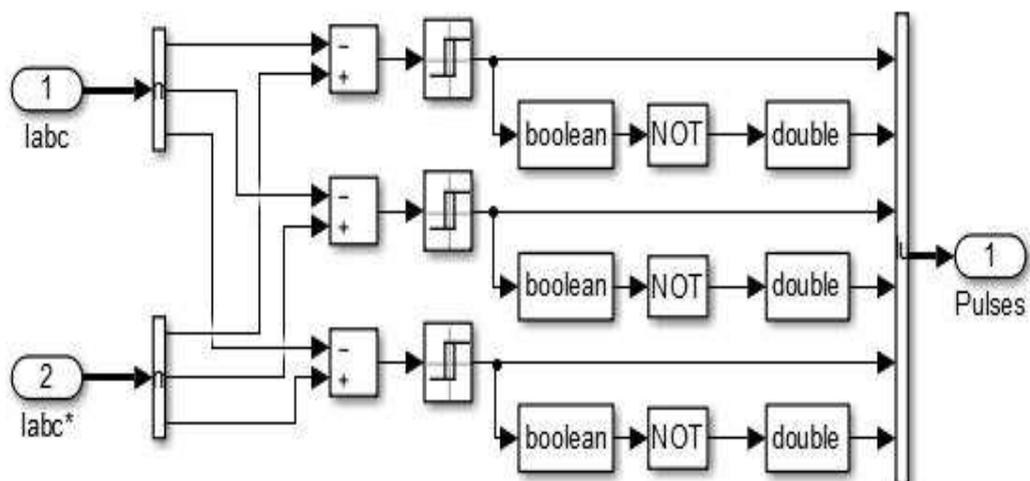


FIGURE 2.15 – Régulateur de courant à hystérésis

2.12 Régulation de la vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple électromagnétique de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. Ses paramètres peuvent être calculés selon la Figure (2.16) [24].

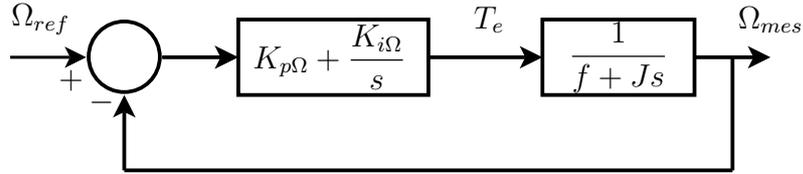


FIGURE 2.16 – Schéma régulation de la vitesse

où $K_{p\Omega}$ est le gain proportionnel et $K_{i\Omega}$ est le gain intégral.

La fonction de transfert de la vitesse mécanique de la génératrice asynchrone est donnée par :

$$\frac{\Omega_{mes}}{T_e} = \frac{1}{Js + f} \quad (2.76)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{BF}(s) = \frac{(sK_{p\Omega} + K_{i\Omega})/J}{s^2 + (f + K_{p\Omega})s/J + K_{i\Omega}/J} \quad (2.77)$$

Les coefficients du régulateur sont obtenus par la méthode de placement de pôles. D'après la Figure (2.17), on peut écrire les deux pôles complexes conjugués comme suit :

$$s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \xi^2} \quad (2.78)$$

où ξ est le coefficient d'amortissement et ω_n est la pulsation naturelle.

Le polynôme désiré peut-être choisi alors comme suit :

$$P_d = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (2.79)$$

En identifiant le dénominateur de la fonction de transfert d'équation (2.77) avec le polynôme désiré P_d où l'on peut choisir de fixer ξ et ω_n selon les performances souhaitées, on obtient :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} &= 2\xi\omega_n J - f \\ K_{i\Omega} &= J\omega_n^2 \end{cases} \quad (2.80)$$

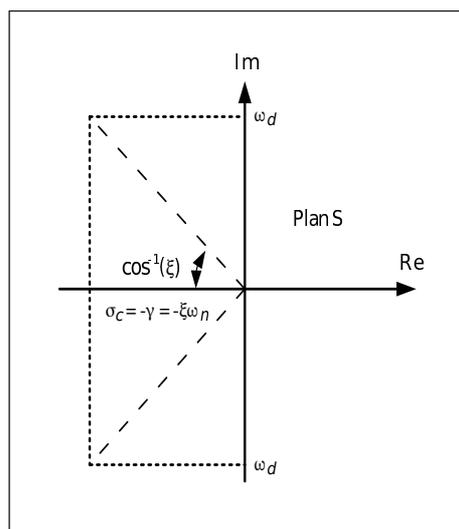


FIGURE 2.17 – Choix des pôles dans le plan complexe

2.13 Modélisation et commande de la partie réseau

La Figure (2.18) représente le circuit de puissance côté réseau, constitué d'une source triphasée, d'un filtre (représenté par des inductances L_f et des résistances de fuite R_f) ainsi qu'un convertisseur et d'un bus continu [24].

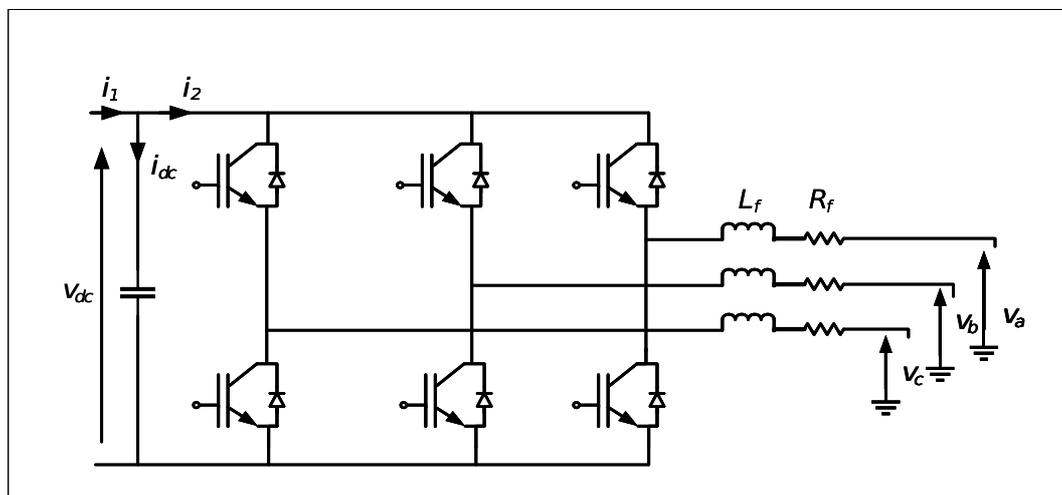


FIGURE 2.18 – Schéma bloc de la partie réseau.

D'après la Figure (2.18), le modèle dans le repère de Park est donné par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_d - v_{od} \\ v_q - v_{oq} \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

où

ω_e est la pulsation du réseau.

v_d et v_q sont les tensions de la source.

v_{od} et v_{oq} sont les tensions de l'onduleur.

C est le condensateur du bus continu.

En utilisant le découplage par compensation, on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{od} = e_{od} - v_{gd} \\ v_{oq} = e_{oq} - v_{gq} \end{cases} \quad (2.82)$$

où les termes v_{od1} et v_{oq1} s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{gd} = L_f s i_d \\ v_{gq} = L_f s i_q \end{cases} \quad (2.83)$$

ainsi que les termes de compensation :

$$\begin{cases} e_{od} = -R_f i_d + L_f \omega_e i_q + v_d \\ e_{oq} = -L_f \omega_e i_d - R_f i_q + v_q \end{cases} \quad (2.84)$$

Les courants de la source i_d et i_q peuvent être contrôlés au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres sont calculés selon le modèle présenté par la Figure (2.19)

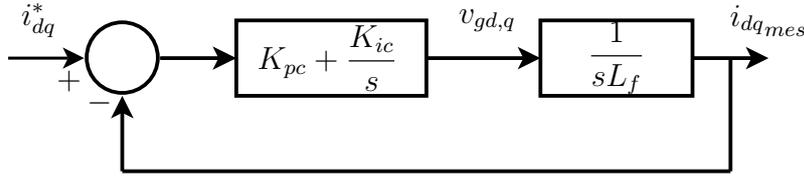


FIGURE 2.19 – Schéma fonctionnel de la régulation des courants du côté réseau

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO(s)) des courants de la source est donnée par la relation suivante :

$$\frac{i_{d,q}}{v_{gd,q}} = \frac{1}{L_f s} = \frac{1}{\tau_c s} \quad (2.85)$$

où

τ_c est la constante du temps de la FTBO(s)

K_{pc} est le gain proportionnel du régulateur PI pour la boucle de courant.

K_{ic} est le gain intégral du régulateur PI pour la boucle de courant.

La fonction de transfert en boucle fermée FTBF(s) s'écrit alors :

$$FTBF(s) = \frac{K_{pc}s + K_{ic}}{s^2 + \frac{K_{pc}}{L_f}s + \frac{K_{ic}}{L_f}} \quad (2.86)$$

Par identification du dénominateur de l'équation (2.86) avec la forme canonique d'une fonction de transfert de deuxième ordre $s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$, on obtient les gains du régulateur PI :

$$\begin{cases} K_{pc} = 2\xi\omega_n L_f \\ K_{ic} = L_f \omega_n^2 \end{cases} \quad (2.87)$$

Typiquement, le circuit du côté continu est représenté comme un condensateur idéal suivant les indications de la Figure (2.20).

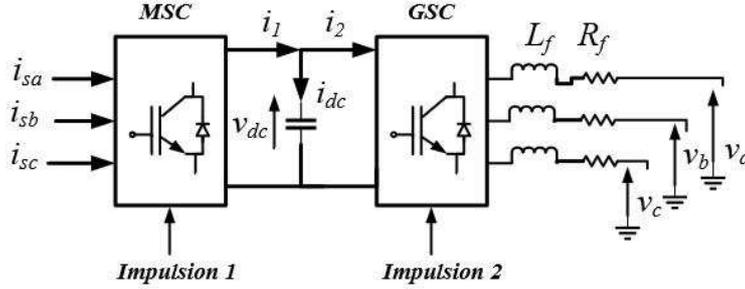


FIGURE 2.20 – Schéma équivalent pour le circuit du bus continu

La tension du bus continu v_{dc} varie en fonction de la puissance échangée entre l'aérogénérateur et le réseau ; elle évolue selon l'équation suivante :

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{dc} = i_1 - i_2 \quad (2.88)$$

Les courants i_1 et i_2 sont obtenus comme suit :

$$\begin{cases} i_1 = \frac{v_{sd}}{v_{dc}} i_{sd} + \frac{v_{sq}}{v_{dc}} i_{sq} \\ i_2 = \frac{v_{od}}{v_{dc}} i_d + \frac{v_{oq}}{v_{dc}} i_q \end{cases} \quad (2.89)$$

Si le système triphasé est équilibré, les puissances active et réactive dans le repère de Park peuvent-être exprimées comme suit :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}(v_q i_q + v_d i_d) \\ Q = \frac{3}{2}(v_q i_d - v_d i_q) \end{cases} \quad (2.90)$$

Dans cette approche, l'axe d est aligné avec le vecteur de tension de la source, par conséquent, la tension de la l'axe q est nulle ($v_q = 0$). Dans ce cas, les puissances active et réactive de l'équation (2.90) deviennent :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} v_d i_d \\ Q = -\frac{3}{2} v_d i_q \end{cases} \quad (2.91)$$

La puissance active varie selon le changement de la composante directe du courant du convertisseur côté source i_d , et la puissance réactive est déterminé par le changement de la composante quadratique du courant du convertisseur i_q côté source.

La puissance active transmise par le bus continu peut-être exprimée par :

$$P_{dc} = v_{dc}i_{dc} \quad (2.92)$$

La puissance transférée par l'intermédiaire du bus continu devrait être égale à la puissance introduite dans la source :

$$P_{dc} = P \Rightarrow v_{dc}i_{dc} = \frac{3}{2}v_d i_d \quad (2.93)$$

Le schéma bloc de la régulation de la tension v_{dc} est illustré par la Figure (2.21) :

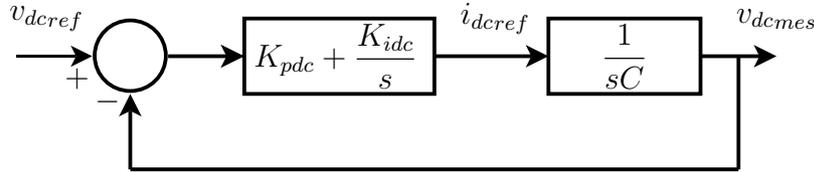


FIGURE 2.21 – Schéma fonctionnel de la régulation de la tension v_{dc}

La fonction de transfert en boucle ouverte des courants de la source est donnée par la relation suivante :

$$\frac{v_{dc}}{i_d} = \frac{1}{Cs} = \frac{1}{\tau_{dc}s} \quad (2.94)$$

où K_{pdc} et K_{idc} sont respectivement les gains proportionnel et intégral du régulateur PI.

La fonction de transfert en boucle fermée est donc :

$$FTBF_{dc}(s) = \frac{K_{pdc}s + K_{idc}}{s^2 + \frac{K_{pdc}}{C}s + \frac{K_{idc}}{C}} \quad (2.95)$$

Les gains du régulateur PI pour la tension continue sont obtenus par identification avec une dynamique du deuxième ordre :

$$\begin{cases} K_{pdc} = 2\xi\omega_n C \\ K_{idc} = C\omega_n^2 \end{cases} \quad (2.96)$$

La Figure (2.22) représente le schéma de commande de la tension du bus continu ainsi que les courants du réseau. On remarque dans ce schéma la présence d'une commande en cascade contient deux boucles : La boucle externe se compose d'un contrôleur PI pour la commande de la tension du bus continu, la sortie de cette dernière est la référence de la

boucle interne qui sert à la commande du courant de l'axe direct i_d^* . Le courant quadratique i_q est aussi contrôlé par un régulateur PI. Le courant de référence quadratique i_q^* est mis à zéro afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire.

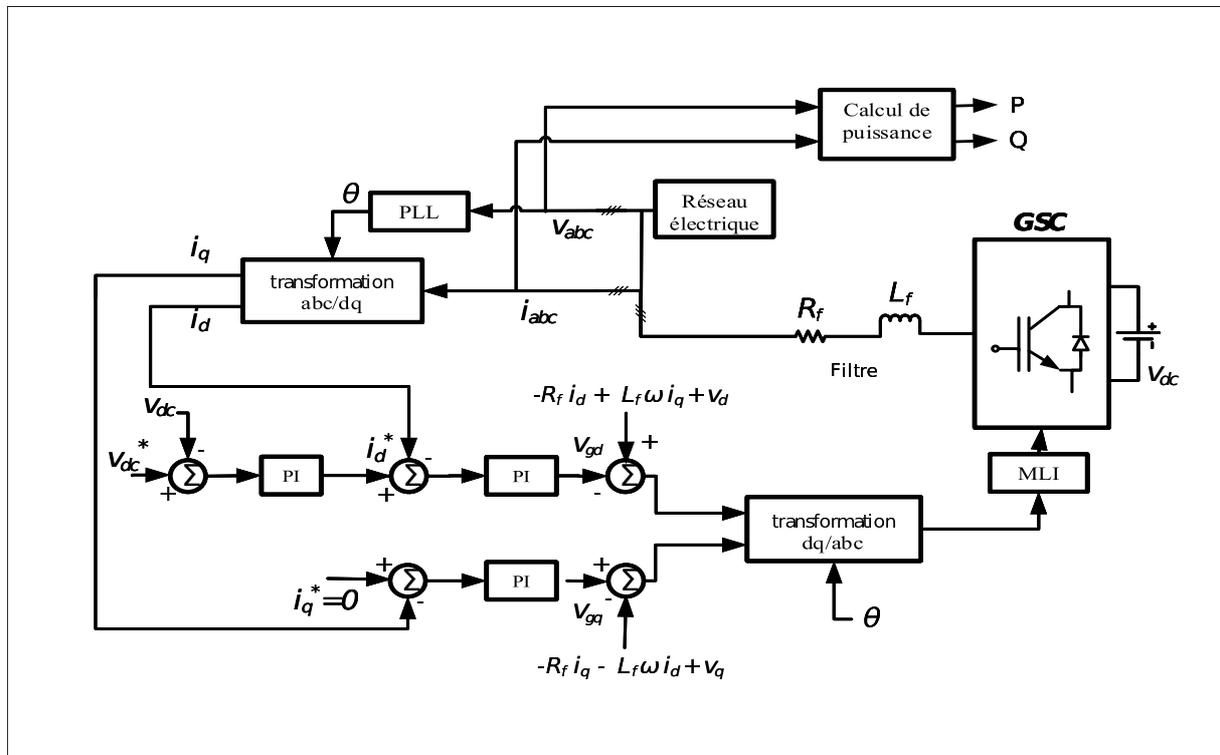


FIGURE 2.22 – Schéma fonctionnel de la commande des courants de la source et la tension du bus continu

2.14 Synchronisation de fréquence par PLL

Pour pouvoir connecter le système au réseau électrique, la tension de sortie de l'onduleur doit avoir la même fréquence que celle du réseau pour chacune des trois phases. Le contrôle appliqué dans cette étude est à base de PLL (Phase Locked Loop); elle produit un signal de sortie qui synchronise en phase et en fréquence le signal d'entrée en utilisant une boucle de régulation. Le processus de synchronisation se fait en temps réel ce qui amène la boucle à fonctionner constamment.

2.15 Résultats de simulation

La simulation de la commande du système de conversion d'énergie éolienne basé sur la génératrice asynchrone à cage d'écuréuil à travers des régulateurs PI classiques, est réalisée à l'aide de l'environnement SimPowerSystems de Matlab/Simulink.

Les Figures (2.23) et (2.24) représentent respectivement la vitesse de la génératrice et la tension du bus continu ainsi que leurs références. On remarque que la vitesse suit sa référence malgré les changements de la vitesse du vent de 8 m/s à 12 m/s , mais avec la présence d'une erreur statique. De plus nous avons un régime transitoire légèrement lent. Concernant la tension continue, on remarque que la tension suit sa référence de 1000 V , par contre on note la présence d'un pic de l'ordre de 1500 V lors du régime transitoire ainsi que l'apparition de fluctuations dans le régime permanent qui peuvent endommager les convertisseurs de puissance [25].

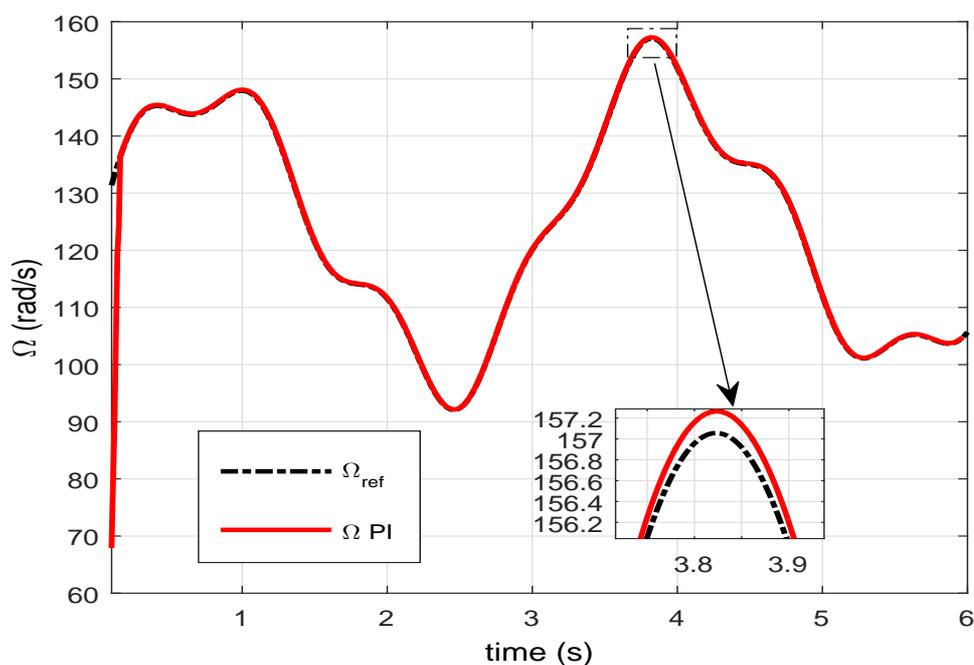


FIGURE 2.23 – Courbe de la vitesse de la génératrice et la vitesse de référence

Les puissances active et réactive sont représentées sur la Figure (2.25). On remarque un régime transitoire médiocre. La puissance réactive rejoint le signal de référence avec des ondulations autour de zéro dû au type du vent fluctuant.

Les Figures (2.26) et (2.27) représentent respectivement les tensions et les courants du réseau ainsi que la commande MLI.

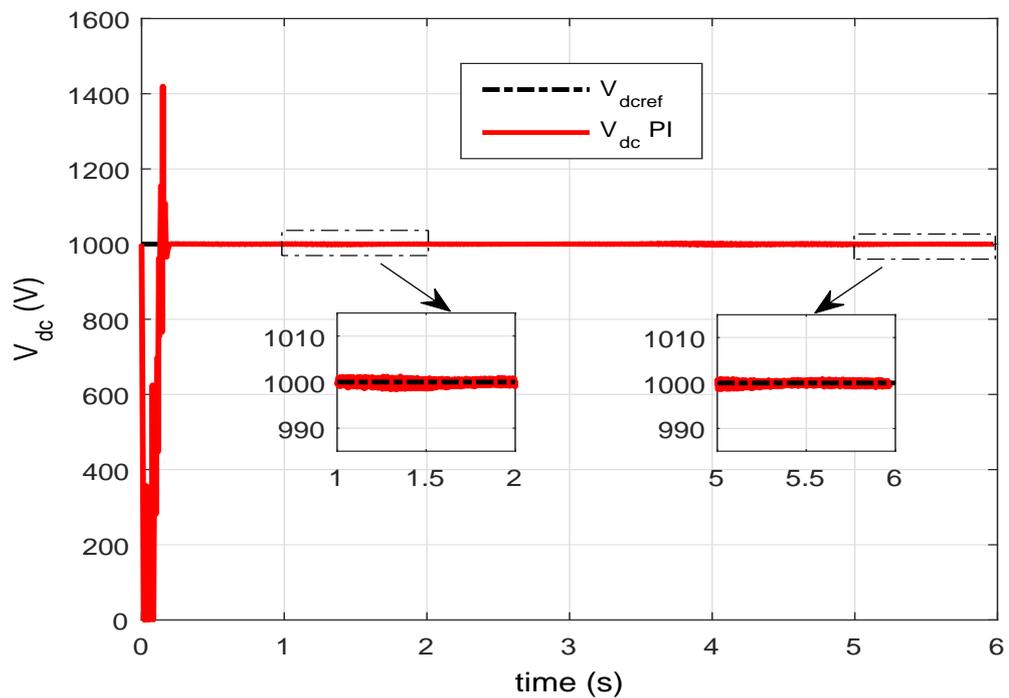


FIGURE 2.24 – Courbes de la tension du bus continu et sa référence

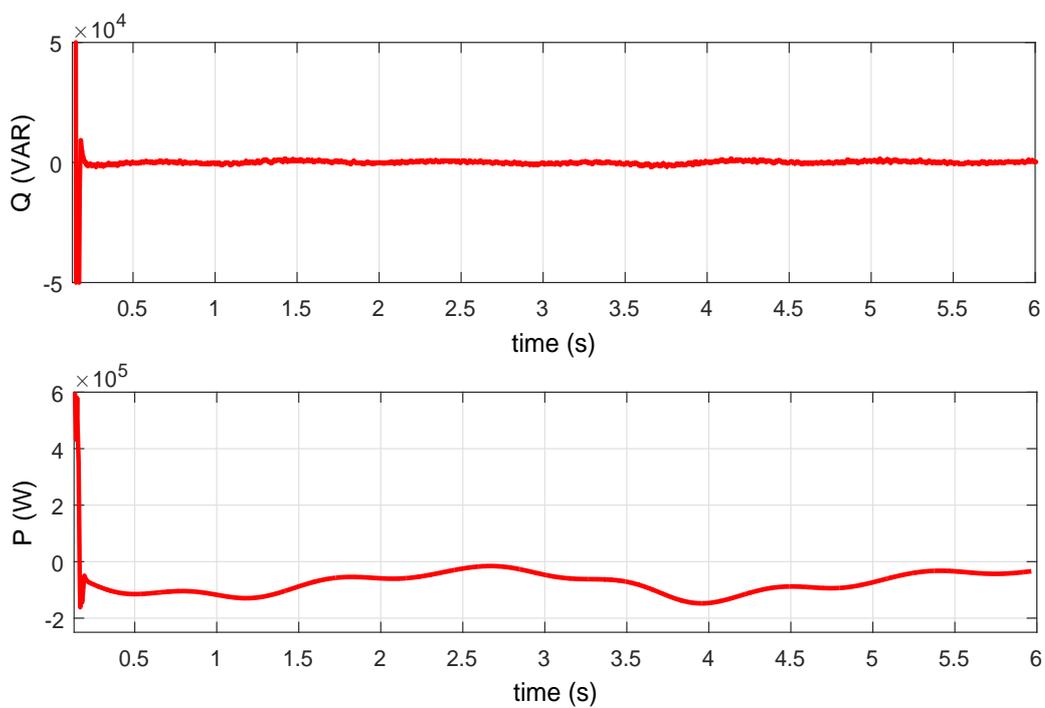


FIGURE 2.25 – Courbes des puissances active et réactive

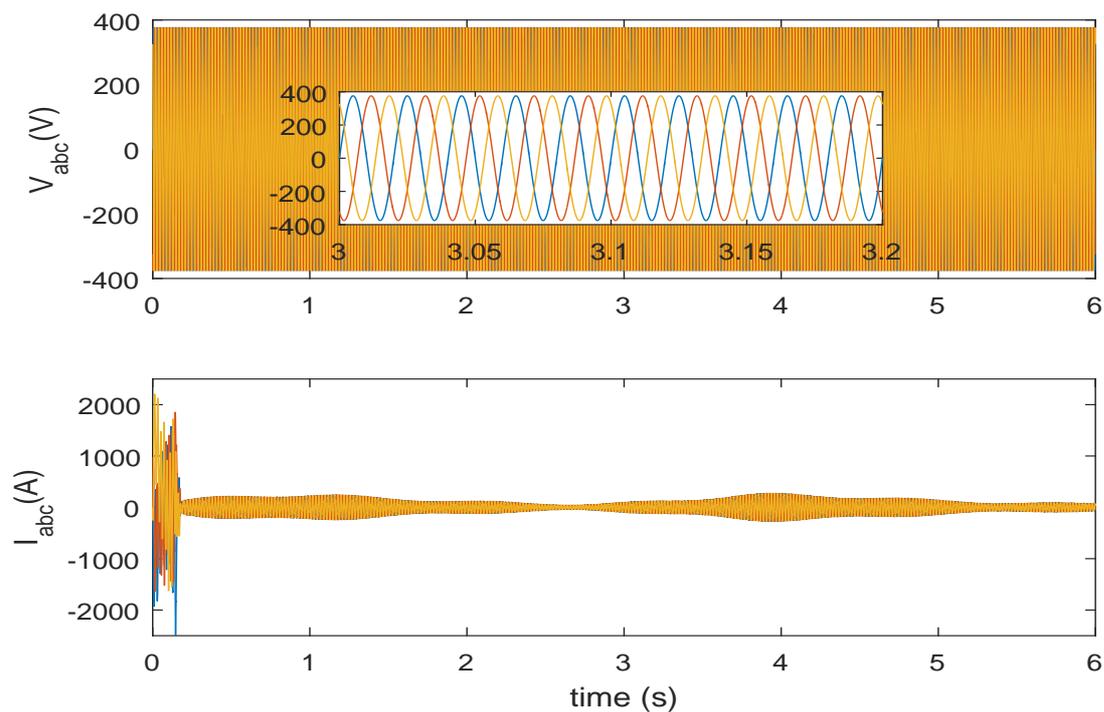


FIGURE 2.26 – Courbes des tensions et des courants du réseau

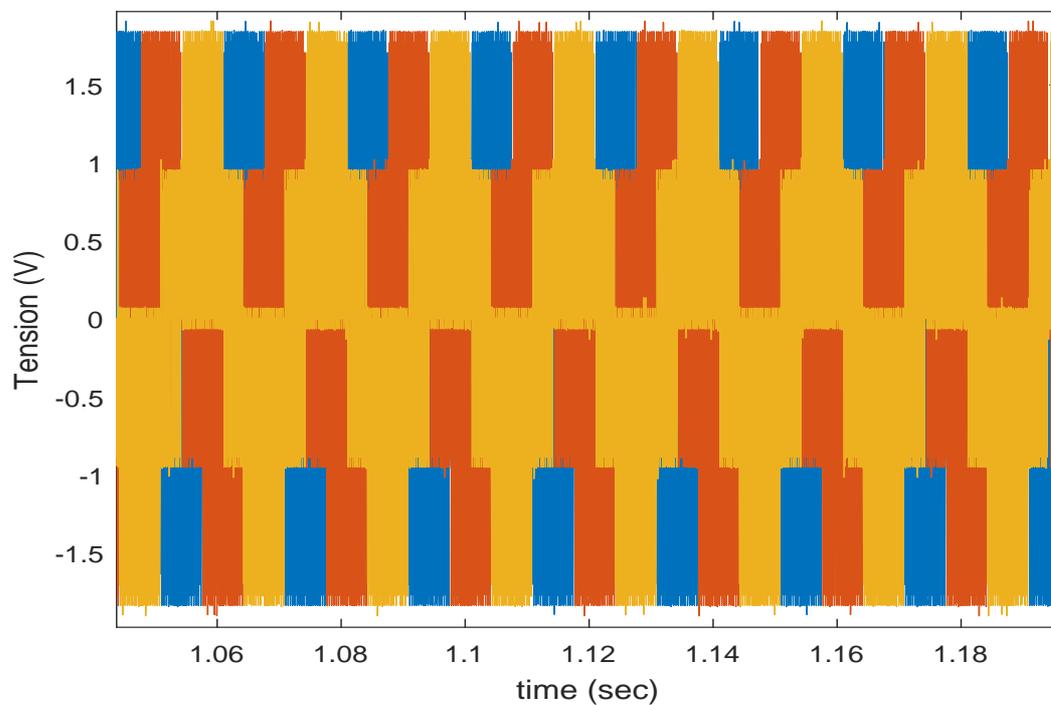


FIGURE 2.27 – Courbe de la commande MLI

2.16 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traité la modélisation et la commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une génératrice asynchrone à cage d'écureuil.

Dans un premier temps, nous avons présenté quelques généralités sur l'énergie éolienne ainsi que des notions sur la chaîne de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Nous avons également cité les différents types d'éoliennes à savoir les éoliennes à axe vertical et celles à axe horizontal.

Ensuite, nous nous sommes intéressés à la modélisation des différents constituants du système éolien. En effet, les modèles aérodynamique et mécanique de la turbine ont été développés, ainsi que les modèles de la SCIG et de la partie réseau.

La référence de la vitesse de la génératrice est obtenue grâce à l'utilisation du système de génération du maximum de puissance MPPT. Afin de régler cette vitesse, un contrôleur de type PI est proposé dans cette partie.

Le contrôle de la tension continue et des courants de Park du côté réseau a été réalisé grâce à trois contrôleurs PI. L'un est destiné à la régulation de la tension du bus continu alors que les deux autres régulateurs PI sont utilisés pour la régulation des courants i_{dq} . La sortie du contrôleur de la tension continue est la référence i_d^* du courant de l'axe direct du réseau. La composante quadratique i_q du courant de la source permet de contrôler de la puissance réactive. Dans notre cas, la référence du courant quadratique est fixée à zéro, pour obtenir un facteur de puissance unitaire. Les gains des régulateurs sont calculés par la méthode de placement de pôles.

Les résultats de simulation ont montrés un bon suivi des consignes mais avec des ondulations remarquables sur les puissances électriques et sur la tension du bus continu avec la présence d'une erreur statique au niveau de la vitesse. Au chapitre suivant, nous allons nous intéresser à notre contribution pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique par l'intégration de commandes avancées.

Chapitre 3

Techniques de commande avancées

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, on propose en premier lieu les techniques de commandes avancées suivantes, afin de résoudre les problèmes rencontrés dans le précédent chapitre : la commande linéarisante entrée-sortie associée à un observateur non-linéaire à grand gain, la commande par la logique floue, la commande en mode glissant d'ordre un ainsi que la commande par mode glissant d'ordre élevé (HO-SMC) avec l'algorithme de super-twisting (ST-SMC) dont les principales caractéristiques sont l'atténuation du phénomène de chattering inhérent à la commande en mode glissant du premier ordre et sa robustesse face aux perturbations externes et internes rencontrées par les systèmes éoliens.

En second lieu, on présente les résultats de simulation de ces techniques de commandes avancées et évalue leurs performances et leurs efficacités dans les différents scénarios de perturbation proposés, une vitesse du vent fluctuante, une chute de tension du réseau et des variations paramétriques. La simulation est réalisée sous SimPowerSystems de MATLAB / Simulink.

3.2 Commande linéarisante entrée-sortie

Nous allons présenter le principe de la linéarisation pour les systèmes non linéaires. Cette approche permet de linéariser le modèle non linéaire indépendamment du point de fonctionnement. Cette méthode s'applique à une classe de systèmes non linéaires et il existe des conditions permettant de vérifier si un système non linéaire peut être linéarisé par retour d'état non linéaire. Ensuite, nous allons étudier l'applicabilité de cette méthode

au système éolien basé sur la génératrice asynchrone à cage d'écureuil (SCIG). A la fin, on propose une mise en oeuvre de cette loi de commande avec observateur.

3.2.1 Principe et commande par linéarisation entrée-sortie

Principe

Soit un système d'ordre n , mono-entrée, mono-sortie, décrit par la représentation d'état non linéaire :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (3.1)$$

$$y = h(x) \quad (3.2)$$

où $x \in \mathbb{R}^n$ $u, y \in \mathbb{R}$ et f, g, h sont des fonctions analytiques.

Le but de l'application de la méthode de linéarisation est de trouver une commande de type retour d'état non linéaire plus un précompensateur non linéaire de la forme :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)w \quad (3.3)$$

qui en boucle fermée ramène le système non linéaire à un système linéaire, Figure(3.1).

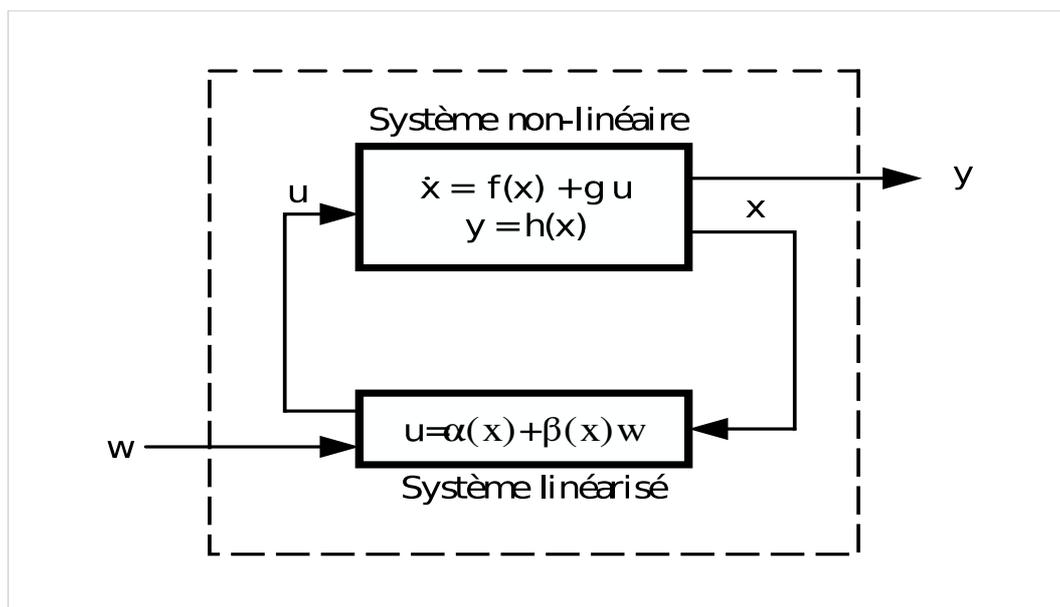


FIGURE 3.1 – Principe et commande par linéarisation entrée-sortie

Par rapport à une linéarisation autour d'un point de fonctionnement, ceci permet d'obtenir un comportement linéaire du système non linéaire sur tout le domaine de fonctionnement. On doit trouver maintenant les conditions permettant de vérifier si un système

non linéaire permet une linéarisation ; pour cela on doit définir ce qu'est un degré relatif (le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie y pour faire apparaître l'entrée u) en introduisant la dérivée et les crochets de Lie.

Définition :

La dérivée de Lie d'une fonction $h(x) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ le long d'un champ de vecteurs $f(x) = [f_1(x) \dots f_n(x)]^T$ est donnée par :

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h}{\partial x_i} f_i(x) \quad (3.4)$$

Le crochet de Lie de f et de g est le champ de vecteurs défini par :

$$[f, g] = \sum_{i=1}^n \frac{\partial g(x)}{\partial x_i} f_i(x) - \sum_{i=1}^n \frac{\partial f(x)}{\partial x_i} g_i(x) = L_f g(x) - L_g f(x) \quad (3.5)$$

Afin de déterminer la loi de commande non linéaire nous calculons le degré relatif de la sortie. La dérivée temporelle de la sortie y donne :

$$\dot{y} = \frac{\partial h}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial h}{\partial x} [f(x) + g(x)u] \quad (3.6)$$

ou sous la forme

$$\dot{y} = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (3.7)$$

Si $L_g h(x) \neq 0 \forall x \in \mathfrak{R}^n$, on montre facilement que la commande :

$$u = \frac{1}{L_g h(x)} (-L_f h(x) + w) \quad (3.8)$$

conduit à un système linéaire qui est représenté par un simple intégrateur :

$$\dot{y} = w \quad (3.9)$$

où w représente une consigne externe. Si $L_g h(x) = 0$, on continue la dérivation pour obtenir :

$$y^{(i)} = L_f^i h(x) + L_g L_f^{i-1} h(x)u \quad i = 1, 2, \dots \quad (3.10)$$

avec $L_g L_f^{i-1} h(x) \neq 0$. La méthode consiste donc à déterminer le degré relatif δ à partir duquel le coefficient multiplicateur $L_g L_f^{i-1} h(x)$ de la commande u n'est pas nul. Donc δ est appelé le degré relatif de h . On montre que pour

$$y^{(\delta)} = L_f^\delta h(x) + L_g L_f^{\delta-1} h(x)u \quad (3.11)$$

alors la commande

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{\delta-1} h(x)} (-L_f^\delta h(x) + w) \quad (3.12)$$

conduit à un système linéaire équivalent à une chaîne de δ intégrateurs de la forme :

$$y^\delta = w \quad (3.13)$$

Si on impose une trajectoire de référence y_r . Ceci nous amène à choisir l'entrée w comme :

$$w = y_r^{(\delta)} + \sum_{i=1}^{\delta} k_i (y_r^{(\delta-i)}(t) - L_f^{(\delta-i)} h(x)) \quad (3.14)$$

si on note l'erreur de poursuite par $e = y - y_r$ alors cela nous mène à la dynamique de l'erreur suivante :

$$e^{(\delta)}(t) + \sum_{i=1}^{\delta} k_i e^{(\delta-i)}(t) = 0 \quad (3.15)$$

Si les k_i sont les coefficients d'un polynôme de Hurwitz, la convergence de l'erreur est garantie. En général deux cas peuvent se présenter dans la condition de linéarisation par retour d'état :

- Si le degré relatif δ est égal à l'ordre n du système, alors le système peut être linéarisé exactement.
- Si le degré relatif est strictement inférieur à l'ordre du système, alors on ne peut que partiellement linéariser le système.

3.2.2 Commande par linéarisation entrée-sortie avec observateur

L'estimation de l'état des systèmes dynamiques a concerné nombre de chercheurs au cours des dernières décennies. Une introduction à ce sujet a été présentée par Luenberger (1971) pour les cas linéaire déterministe et par Kalman(1960) pour le cas stochastique. Nombreux sont les observateurs proposés dans la littérature pour la machine asynchrone, parmi lesquels on citera Schauder (1992), Xue (1993), Kubota (1993,2002), etc. Dans le but de réduire le coût de la commande pour la machine asynchrone, plusieurs algorithmes d'estimation du flux rotorique et de la vitesse, ont été développés par de nombreux chercheurs. Cependant, cela constitue un défi théorique, sachant que le modèle de la machine asynchrone est non linéaire. La principale difficulté est de déterminer une structure à gain variable en fonction de la vitesse qui garantisse la stabilité dans tout le domaine de fonctionnement. Il faut noter que ces observateurs, même d'ordre complet sur l'état électromagnétique, ne fournissent pas toujours de bonnes dynamiques sur les estimées des courants. Dans la plupart des cas, ceci n'est pas un problème car seules les estimées de flux sont utilisées en définitive. Dans ce qui suit, nous allons synthétiser une commande utilisant les estimées de courant, c'est pour cela nous allons présenter un observateur particulier donnant de bonnes estimées de courant et permettant une étude de stabilité dans

le cadre de la théorie non linéaire. Pour ce faire, un observateur de structure classique est considéré auquel des termes supplémentaires non linéaires sont rajoutés pour garantir la stabilité globale du schéma (commande + observateur) [26].

Synthèse de l'observateur non linéaire à grand gain

Le modèle de la machine asynchrone écrit dans le dans le repère (α, β) est définie par :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\alpha} + pK\Omega \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\gamma i_{s\beta} - pK\Omega \phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - p\Omega \phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + p\Omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (3.16)$$

avec l'expression de l'équation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_t - \frac{pL_m}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - f\Omega_t \quad (3.17)$$

Le système d'équation (3.16) peut s'écrire sous la forme suivante([27]) :

$$\dot{z} = F(\Omega)z + G(u, \Omega, z) \quad (3.18)$$

$$y = Cz \quad (3.19)$$

où

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}, \quad z_1 = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad z_2 = \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix},$$

$$F_1(\Omega) = \begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} & Kp\Omega \\ -Kp\Omega & \frac{K}{T_r} \end{bmatrix}, \quad g_1(u, \Omega, z_1) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \\ -\gamma i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \end{bmatrix}$$

et

$$g_2(u, \Omega, z) = \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - p\Omega \phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + p\Omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \end{bmatrix}$$

L'observateur utilisé pour la machine asynchrone ([27]) nécessite les mesures des tensions et des courants statoriques et la vitesse du rotor afin de reconstruire les états inconnus $\hat{\phi}_{r\alpha}$ et $\hat{\phi}_{r\beta}$ et fournir des estimées des courants $\hat{i}_{s\alpha}$ et $\hat{i}_{s\beta}$.

Si on suppose que la vitesse et sa dérivée sont bornées, alors l'observateur pour le système (3.16) est donné par :

$$\dot{\hat{z}} = F(\Omega)\hat{z} + G(u, \Omega, \hat{z}) - \Lambda^{-1}(\Omega)S_{\theta}^{-1}C^T(C\hat{z} - y) \quad (3.20)$$

où

$$\Lambda(\Omega) = \begin{bmatrix} I_2 & 0 \\ 0 & F_1(\Omega) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad S_\theta^{-1}C^T = \begin{bmatrix} 2\theta I_2 \\ \theta^2 I_2 \end{bmatrix}$$

L'expression de la matrice de gain Γ s'obtient comme suit :

$$\Gamma = \Lambda^{-1}(\Omega)S_\theta^{-1}C^T = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_1 \\ -\frac{k_2}{T_r} & p\Omega k_2 \\ -p\Omega k_2 & -\frac{k_2}{T_r} \end{bmatrix}, \quad k_1 = 2\theta, \quad k_2 = \frac{T_r^2 \theta^2}{K(1 + p^2 \Omega^2 T_r^2)} \quad (3.21)$$

Le modèle de l'observateur non linéaire à grand gain s'écrit finalement sous la forme suivante :

$$\dot{\hat{z}} = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{K}{T_r} & pK\Omega \\ 0 & -\gamma & -pK\Omega & \frac{K}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \hat{z} + g \cdot u + \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_1 \\ \frac{k_2}{T_r} & -p\Omega k_2 \\ p\Omega k_2 & \frac{k_2}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s\alpha} \\ \tilde{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Les erreurs d'estimation sur les états sont définies par :

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{s\alpha} &= i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ \tilde{i}_{s\beta} &= i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \\ \tilde{\phi}_{r\alpha} &= \phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \tilde{\phi}_{r\beta} &= \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Ainsi, on obtient l'équation d'erreurs sous forme matricielle :

$$\dot{\tilde{z}} = \begin{bmatrix} -(\gamma + k_1) & 0 & \frac{K}{T_r} & pK\Omega \\ 0 & -(\gamma + k_1) & -pK\Omega & \frac{K}{T_r} \\ \frac{1}{T_r}(L_m - k_2) & p\Omega k_2 & -\frac{1}{T_r} & p\Omega \\ -p\Omega k_2 & \frac{1}{T_r}(L_m - k_2) & -p\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \tilde{z} \quad (3.24)$$

La fonction de Lyapunov Candidate V_l ($\gamma_2 > 0$) définie par :

$$V_l = \frac{\tilde{i}_{s\alpha}^2 + \tilde{i}_{s\beta}^2}{2} + \frac{\tilde{\phi}_{r\alpha}^2 + \tilde{\phi}_{r\beta}^2}{2\gamma_2} \quad (3.25)$$

Sa dérivée s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{V}_l &= -(\gamma + k_1) [\tilde{i}_{s\alpha}^2 + \tilde{i}_{s\beta}^2] - \frac{1}{T_r \gamma_2} [\tilde{\phi}_{r\alpha}^2 + \tilde{\phi}_{r\beta}^2] + \left(\frac{K}{T_r} + \frac{1}{\gamma_2} \left(\frac{L_m}{T_r} - \frac{k_2}{T_r} \right) \right) [\tilde{i}_{s\alpha} \tilde{\phi}_{r\alpha} + \tilde{i}_{s\beta} \tilde{\phi}_{r\beta}] \\ &+ p\Omega \left(K - \frac{k_2}{\gamma_2} \right) [\tilde{i}_{s\alpha} \tilde{\phi}_{r\beta} - \tilde{i}_{s\beta} \tilde{\phi}_{r\alpha}] \end{aligned}$$

Le choix du gain $k_2 = K\gamma_2$ permet d'écrire :

$$\dot{V}_l = -(\gamma + k_1) \left(\tilde{i}_{s\alpha}^2 + \tilde{i}_{s\beta}^2 \right) - \frac{1}{T_r\gamma_2} \left(\tilde{\phi}_{r\alpha}^2 + \tilde{\phi}_{r\beta}^2 \right) + \left(\frac{L_m}{T_r\gamma_2} \right) \left(\tilde{i}_{s\alpha}\tilde{\phi}_{r\alpha} + \tilde{i}_{s\beta}\tilde{\phi}_{r\beta} \right) \quad (3.26)$$

L'expression (3.26) peut se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$\dot{V}_l = -\tilde{z}^T \cdot A \cdot \tilde{z} \quad (3.27)$$

où

$$A = \begin{bmatrix} \gamma + k_1 & 0 & -\frac{L_m}{T_r\gamma_2} & 0 \\ 0 & \gamma + k_1 & 0 & -\frac{L_m}{T_r\gamma_2} \\ -\frac{L_m}{T_r\gamma_2} & 0 & \frac{1}{T_r\gamma_2} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{T_r\gamma_2} & 0 & \frac{1}{T_r\gamma_2} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

On peut montrer qu'une condition suffisante de stabilité et de convergence exponentielle est comme suit. En effet, Les déterminants principaux doivent être positifs :

$$\begin{aligned} (\gamma + k_1) &> 0 \\ (\gamma + k_1)^2 &> 0 \\ \frac{(\gamma + k_1)}{(4T_r^2\gamma_2^2)} \cdot (-L_m^2 + 4T_r\gamma\gamma_2 + 4T_r\gamma_2k_1) &> 0 \\ (-L_m^2 + 4T_r\gamma\gamma_2 + 4T_r\gamma_2k_1)^2 / (16T_r^4\gamma_2^4) &> 0 \end{aligned} \quad (3.29)$$

ce qui conduit, finalement à la condition :

$$k_1 > \left(\frac{L_m^2}{4T_r\gamma_2} - \gamma \right) \quad (3.30)$$

3.2.3 Synthèse de la commande non linéaire avec observateur non linéaire à grand gain

Pour la mise en oeuvre de cette commande ([28]), on choisit le repère (α, β) et les sorties (flux, couple). En effet, on désire commander le couple et assurer le contrôle du flux rotorique afin d'éviter une saturation magnétique et de pouvoir travailler en régime de survitesse où la limitation de la norme de la tension impose de diminuer la norme du flux, Figure (3.2) ; ces sorties sont données par la relation :

$$h_1(x) = p \frac{L_m}{L_r} (i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) \quad (3.31)$$

$$h_2(x) = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \quad (3.32)$$

Puisque les courants statoriques sont mesurables et que l'on veut contrôler le flux, nous choisissons les variables d'états suivantes :

$$x = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}]^T \quad (3.33)$$

Pour éviter un changement de repère comme dans le cas de la commande vectorielle, nous utilisons le repère (α, β) fixe; ceci nous amène au même modèle que celui qui est donné précédemment. Avec le choix des sorties le couple et le flux rotorique, le calcul des degrés relatifs nous donne pour les dérivées de Lie le résultat suivant : Les sorties à contrôler sont le couple et le carré de la norme du flux. Cependant, une partie des états n'étant pas mesurable, nous nous intéresserons aux sorties observées définies par :

$$\hat{h}_1(x) = p \frac{L_m}{L_r} (\hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}) \quad (3.34)$$

$$\hat{h}_2(x) = \hat{\phi}_{r\alpha}^2 + \hat{\phi}_{r\beta}^2 \quad (3.35)$$

Ces expressions utilisent les courants estimés et non les grandeurs mesurées. L'intérêt de cette technique est que les dérivées de Lie ne feront apparaître que les termes connus.

Les dérivées de \hat{h}_1 et \hat{h}_2 sont définies par :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{h}}_1 &= L_{\hat{f}} \hat{h}_1 + L_{g1} \hat{h}_1 u_{s\alpha} + L_{g2} \hat{h}_1 u_{s\beta} \\ \dot{\hat{h}}_2 &= L_{\hat{f}} \hat{h}_2 \end{aligned} \quad (3.36)$$

où

$$L_{\hat{f}} \hat{h}_1 = \frac{pL_m}{L_r} \left(-\hat{f}_1 \hat{\phi}_{r\beta} + \hat{f}_2 \hat{\phi}_{r\alpha} + \hat{f}_3 \hat{i}_{s\beta} - \hat{f}_4 \hat{i}_{s\alpha} \right) \quad (3.37)$$

$$L_{\hat{f}} \hat{h}_2 = 2\hat{\phi}_{r\alpha} \hat{f}_3 + 2\hat{\phi}_{r\beta} \hat{f}_4 \quad (3.38)$$

$$L_{g1} \hat{h}_1 = -\frac{pL_m}{L_r} \frac{1}{\sigma L_s} \hat{\phi}_{r\beta} \quad (3.39)$$

$$L_{g2} \hat{h}_1 = \frac{pL_m}{L_r} \frac{1}{\sigma L_s} \hat{\phi}_{r\alpha} \quad (3.40)$$

avec

$$\begin{aligned} \hat{f}_1 &= -\gamma \hat{i}_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} + pK\Omega \hat{\phi}_{r\beta} + k_1 \tilde{i}_{s\alpha} \\ \hat{f}_2 &= -\gamma \hat{i}_{s\beta} - pK\Omega \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + k_1 \tilde{i}_{s\beta} \\ \hat{f}_3 &= \frac{L_m}{T_r} \hat{i}_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} - p\Omega \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{k_2}{T_r} \tilde{i}_{s\alpha} - p\Omega k_2 \tilde{i}_{s\beta} \\ \hat{f}_4 &= \frac{L_m}{T_r} \hat{i}_{s\beta} + p\Omega \hat{\phi}_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + p\Omega k_2 \tilde{i}_{s\alpha} + \frac{k_2}{T_r} \tilde{i}_{s\beta} \end{aligned} \quad (3.41)$$

Dans la mesure où $\dot{\hat{h}}_2$ n'est pas en fonction des entrées, la méthode classique consiste à dériver de nouveau. Mais $L_{\hat{f}} \hat{h}_2$ contient des termes fonctions des courants; si nous

différentions ces derniers, nous ferons apparaître des termes de flux qui ne sont pas connus. Nous allons alors adopter une méthode qui consiste à introduire une sortie auxiliaire \hat{h}_3 , ([26]) en écrivant :

$$L_{\hat{f}}\hat{h}_2 = -\frac{2}{T_r}\hat{h}_2 + \hat{h}_3 + \delta \quad (3.42)$$

avec

$$\hat{h}_3 = 2\frac{L_m}{T_r} \left(\hat{i}_{s\alpha}\hat{\phi}_{r\alpha} + \hat{i}_{s\beta}\hat{\phi}_{r\beta} \right) \quad (3.43)$$

$$\delta = 2 \left[\frac{k_2}{T_r}\hat{\phi}_{r\alpha} + p\Omega\hat{\phi}_{r\beta} \right] \tilde{i}_{s\alpha} + 2 \left[-p\Omega\hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{k_2}{T_r}\hat{\phi}_{r\beta} \right] \tilde{i}_{s\beta} \quad (3.44)$$

Considérons maintenant la dérivée de \hat{h}_3 :

$$\dot{\hat{h}}_3 = L_{\hat{f}}\hat{h}_3 + L_{g1}\hat{h}_3u_{s\alpha} + L_{g2}\hat{h}_3u_{s\beta} \quad (3.45)$$

avec

$$L_{\hat{f}}\hat{h}_3 = \frac{pL_m}{T_r} \left(\hat{\phi}_{r\alpha}\hat{f}_1 + \hat{\phi}_{r\beta}\hat{f}_2 + \hat{i}_{s\alpha}\hat{f}_3 + \hat{i}_{r\beta}\hat{f}_4 \right) \quad (3.46)$$

$$L_{g1}\hat{h}_3 = 2\frac{L_m}{\sigma L_s T_r}\hat{\phi}_{r\alpha} \quad (3.47)$$

$$L_{g2}\hat{h}_3 = 2\frac{L_m}{\sigma L_s T_r}\hat{\phi}_{r\beta} \quad (3.48)$$

Nous pouvons résumer ces résultats en trois équations :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{h}}_1 \\ \dot{\hat{h}}_2 \\ \dot{\hat{h}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\hat{f}}\hat{h}_1 + L_{g1}\hat{h}_1u_{s\alpha} + L_{g2}\hat{h}_1u_{s\beta} \\ -\frac{2}{T_r}\hat{h}_2 + \hat{h}_3 + \delta \\ L_{\hat{f}}\hat{h}_3 + L_{g1}\hat{h}_3u_{s\alpha} + L_{g2}\hat{h}_3u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

Les erreurs entre les trajectoires désirées des sorties et les trajectoires estimées sont définies par :

$$\begin{aligned} e_1 &= \hat{h}_1 - h_{1ref} \\ e_2 &= \hat{h}_2 - h_{2ref} \\ e_3 &= \hat{h}_3 - h_{3ref} \end{aligned} \quad (3.50)$$

Nous choisissons :

$$\begin{aligned} w_1 &= -k_{p1}e_1 + \dot{h}_{1ref} \\ w_2 &= -e_2 - k_{p3}e_3 + \dot{h}_{3ref} \end{aligned} \quad (3.51)$$

Si nous construisons les entrées $u_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$ de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{g1}\hat{h}_1 & L_{g2}\hat{h}_1 \\ L_{g1}\hat{h}_3 & L_{g2}\hat{h}_3 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -L_{\hat{f}}\hat{h}_1 - k_{p1}e_1 + \dot{h}_{1ref} \\ L_{\hat{f}}\hat{h}_3 - e_2 - k_{p3}e_3 + \dot{h}_{3ref} \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Les dérivées des erreurs de poursuite deviennent :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_{p1}e_1 \\ -\frac{2}{T_r}\hat{h}_2 + \hat{h}_3 + \delta - \dot{h}_{2ref} \\ -e_2 - k_{p3}e_3 \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

h_{1ref} et h_{2ref} sont des références connues, que nous supposons continues et dérivables, en revanche h_{3ref} doit être définie.

Soit

$$h_{3ref} = \frac{2}{T_r}\hat{h}_2 + \dot{h}_{2ref} - k_{p2}e_2 \quad (3.54)$$

Ceci conduit au système d'erreurs :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_{p1}e_1 \\ -k_{p2}e_2 + e_3 + \delta \\ -e_2 - k_{p3}e_3 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Les erreurs d'estimation ($\tilde{i}_{s\alpha}, \tilde{i}_{s\beta}$) sont plus rapide que les erreurs de poursuites. Alors on obtient :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_{p1} & 0 & 0 \\ 0 & -k_{p2} & 1 \\ 0 & -1 & -k_{p3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

où :

$$\begin{aligned} g_1 &= -k_{p1} \\ g_{2,3} &= -\frac{1}{2}(k_{p2} + k_{p3}) \pm \frac{1}{2}\sqrt{(k_{p2} - k_{p3})^2 - 4} \end{aligned} \quad (3.57)$$

on a :

$$\begin{aligned} g_2 + g_3 &= -\frac{(k_{p2} + k_{p3})}{2} \\ g_2 - g_3 &= \frac{\sqrt{(k_{p2} - k_{p3})^2 - 4}}{2} \end{aligned} \quad (3.58)$$

alors :

$$\begin{aligned} k_{p2} + k_{p3} &= -(g_2 + g_3) \\ k_{p2} - k_{p3} &= \sqrt{(g_2 - g_3)^2 + 4} \end{aligned} \quad (3.59)$$

Le choix des paramètres k_{p1} , k_{p2} et k_{p3} qui assurent une convergence exponentielle des erreurs de poursuite est le suivant :

$$k_{p1} = -g_1 \quad (3.60)$$

$$k_{p(2,3)} = \pm \frac{1}{2} \left[\sqrt{(g_2 - g_3)^2 + 4} - (g_2 + g_3) \right] \quad (3.61)$$

où g_1, g_2, g_3 sont les valeurs propres désirées qui prennent en considération les dynamiques du couple et du flux.

Une boucle de vitesse peut être ajoutée pour assurer la régulation de la vitesse [28].

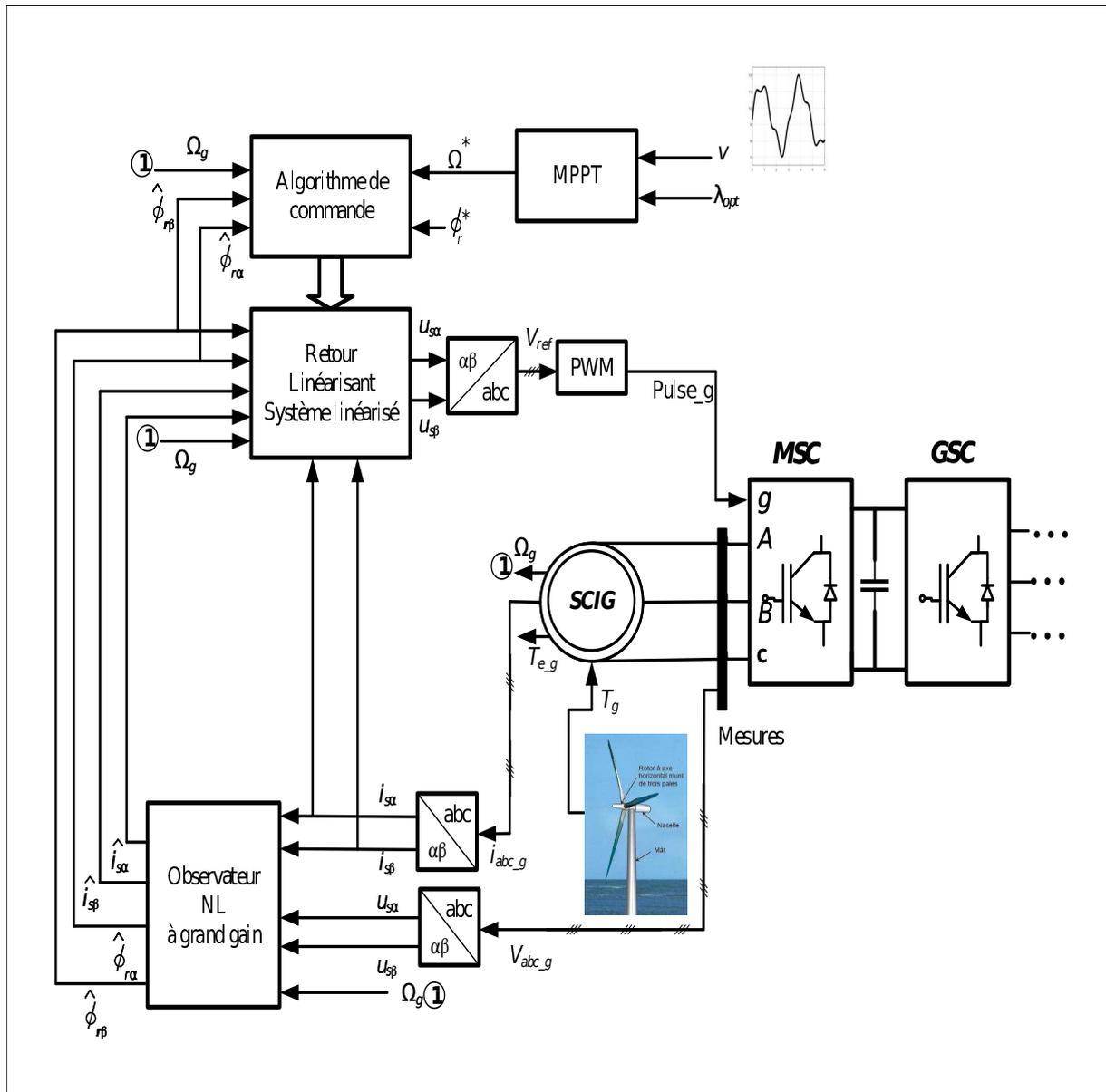


FIGURE 3.2 – Commande non linéaire avec observateur à grand gain pour MSC

3.2.4 Résultats de simulation de la Commande non-linéaire avec observateur appliqué au système éolien (WECS)

La simulation de la commande non linéaire avec un observateur non linéaire à grand gain pour le système de conversion d'énergie éolienne (WECS) basé sur une génératrice asynchrone à cage d'écureuil (SCIG) est réalisée en utilisant SimPowerSystems de Matlab/Simulink, Figure (3.3).

Cette commande est appliquée pour contrôler la vitesse de la génératrice tandis du côté MSC, Figure (3.4).

Le côté GSC est contrôlé par la commande en mode glissant basé sur l'algorithme de super twisting (ST-SMC) qui sera étudié par la suite.

Trois scénarios sont envisagés pour valider les performances et la faisabilité de la commande non linéaire.

1. Un vent fluctuant, représenté par la Figure (2.9).
2. Une chute de tension du réseau de 30% dans l'intervalle de temps $t \in [2, 4]$ s , pour une vitesse nominale de vent de 12 m/s, Figure (3.5).
3. Des variations paramétriques : variations de la résistance du rotor, du moment d'inertie et du coefficient de frottement du SCIG jusqu'à 80% de leurs valeurs nominales.

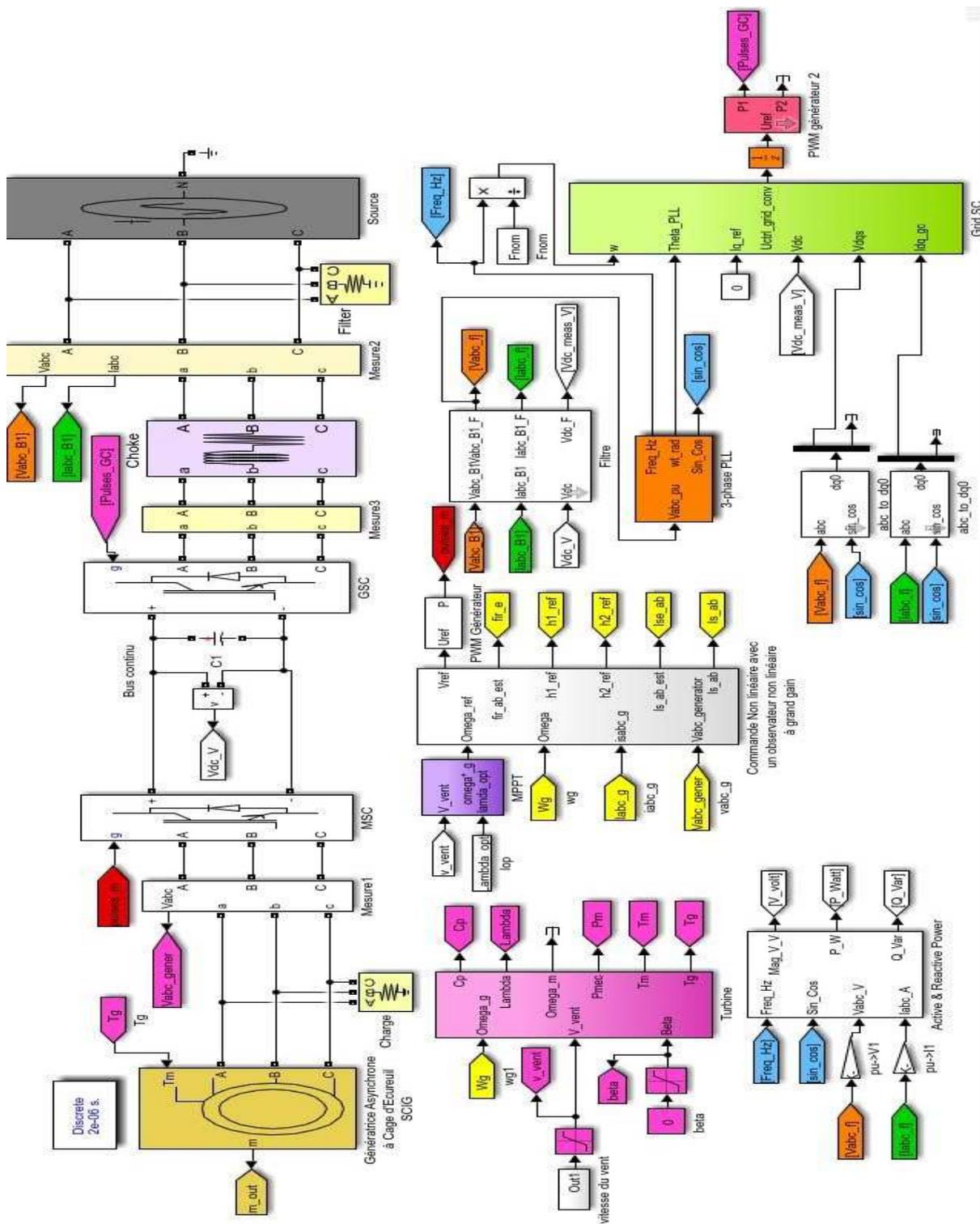


FIGURE 3.3 – Schéma Simulink du système de la commande linéarisante en SimPower-System

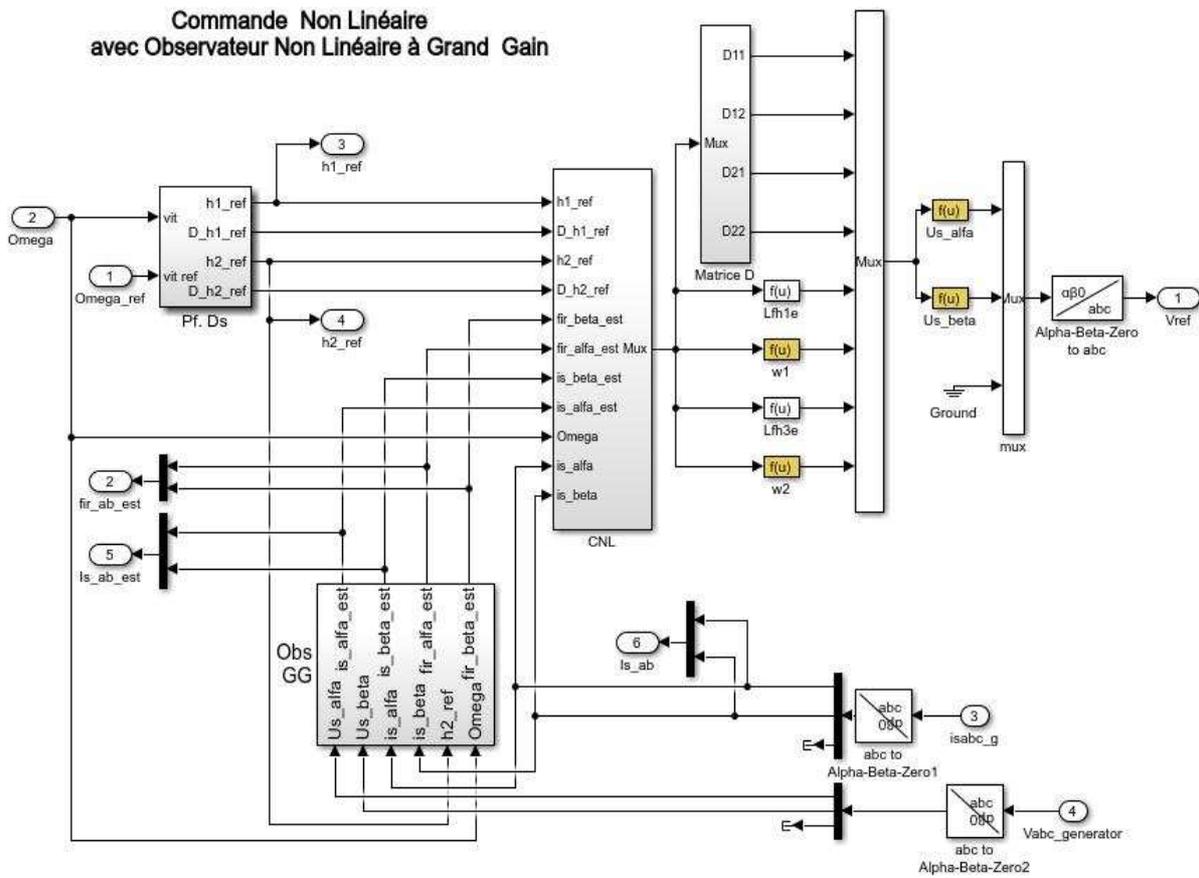


FIGURE 3.4 – Schéma Simulink de la commande linéarisante en SimPowerSystem

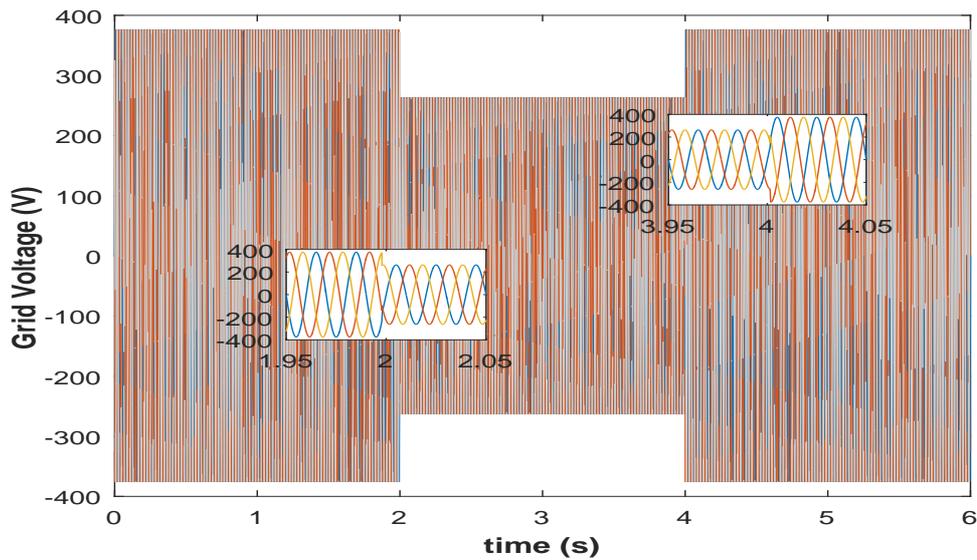


FIGURE 3.5 – Chute brutale de la tension du réseau de 30% dans l'intervalle $t \in [2, 4]$ s

La Figure (3.6) représente l'erreur d'estimation du flux (entre la valeur réelle et la valeur estimée par l'observateur non linéaire à grand gain) ainsi que l'erreur d'estimation du courant statorique. On remarque que les deux erreurs convergent exponentiellement vers zéro, ce qui signifie que les valeurs estimées convergent vers les valeurs réelles.

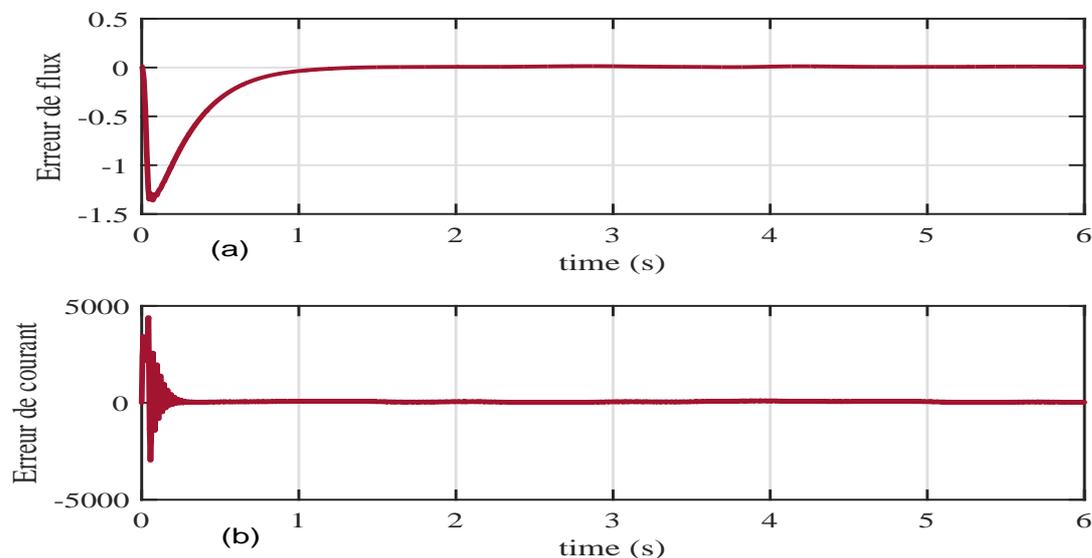


FIGURE 3.6 – Erreurs d'estimation du flux rotorique et du courant statorique

Scénario 1 : Vent fluctuant

Les Figures (3.7) et (3.8) représentent les résultats de simulation de la commande linéarisante et du PI classique dans le cas du vent fluctuant.

La simulation se fait en 6 s. La Figure (3.7 (a)) représente la réponse dynamique de la vitesse de la machine. On remarque que la CNL a un temps de réponse plus rapide que celui du PI mais avec des erreurs statiques égaux. Tandis que la Figure (3.7 (b)) représente la réponse de la tension du bus continu. On remarque que la CNL converge plus rapidement que le PI. On constate que la commande linéarisante a un régime transitoire meilleur que celui du contrôleur PI classique.

La Figure (3.8) représente les résultats de simulations de la puissances active et la puissance réactive. La forme d'onde de la puissance active de la Figure (3.8 (a)), délivrée au réseau, suit le profil de la vitesse du vent de la Figure (2.9). On remarque que la puissance réactive fluctue autour du zéro. Ces ondulations sont produites par la commande PWM.

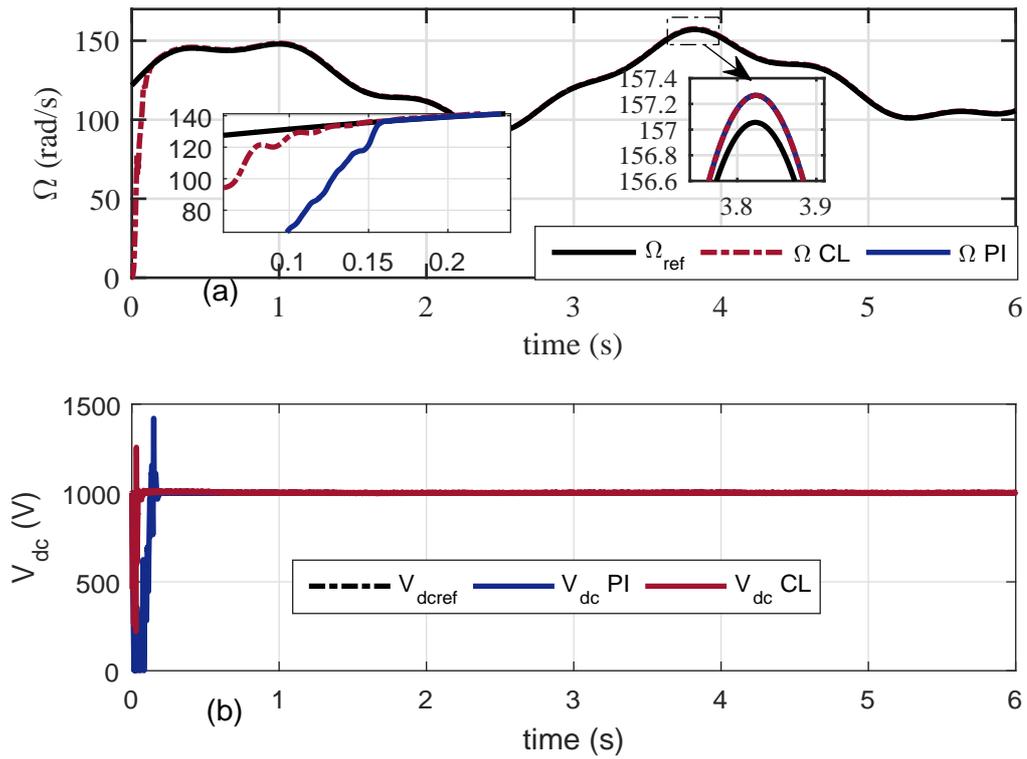


FIGURE 3.7 – Les résultats de la vitesse de la génératrice et de la tension continue des deux commande (CL et PI) dans le cas d'un vent fluctuant

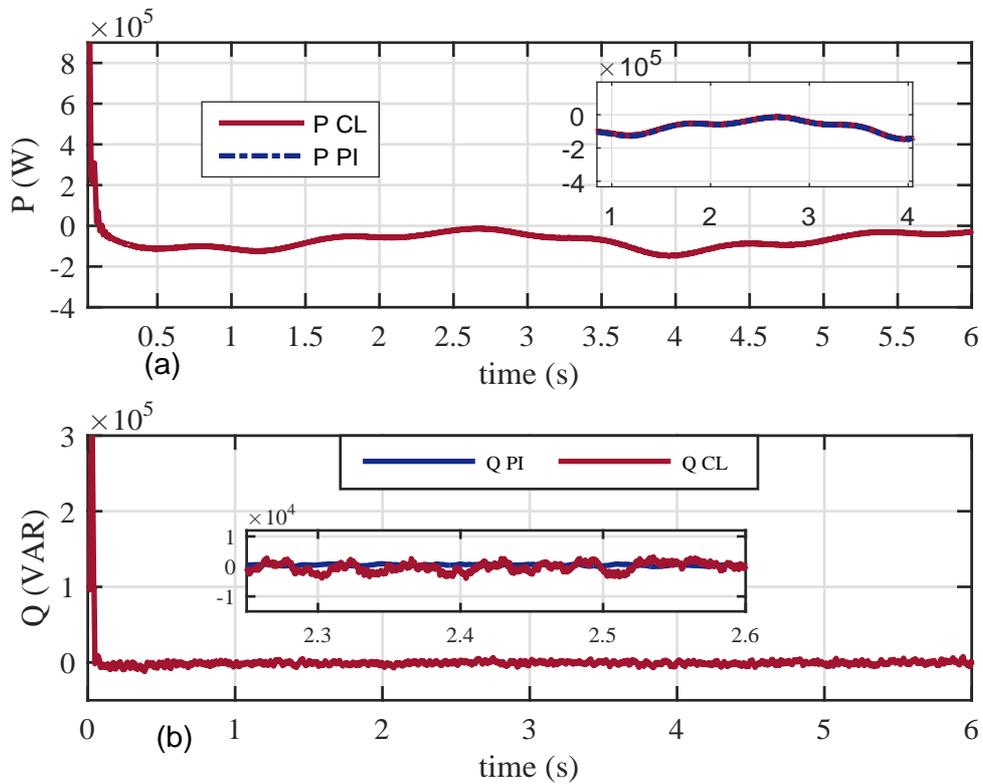


FIGURE 3.8 – Les réponses de la puissance active et réactive des deux commande (CL et PI) dans le cas d'un vent fluctuant

Scénario 2 : Chute de tension du réseau

Les résultats de la simulation de la chute de tension jusqu'à 30% de la tension nominale du réseau sont présentés dans les Figures (3.9) et (3.10).

La Figure (3.9 (a)) représente la réponse dynamique de la vitesse, la CL à une réponse rapide par rapport au contrôleur PI. Les Figures (3.9 (b)), (3.10 (a)) et (3.10 (b)), correspondent respectivement à la tension du bus continu, la puissance active ainsi que la puissance réactive. Les résultats de la CL ne sont pas influencés par le changement brusque de la tension contrairement aux celles du contrôleur PI. De plus, la valeur du pic de la tension du bus continu représenté dans la Figure (3.9 (b)) atteint 1500V pour le contrôleur PI classique, tandis que pour la CL, elle est inférieure à 1250V. Notez que la valeur du pic élevée de la tension du bus continu, causée par le contrôleur PI, peut endommager les convertisseurs.

Scénario 3 : Variations paramétriques

Les Figures (3.11) et (3.12) représentent les résultats de simulation des variations de la résistance du rotor, du moment d'inertie et du coefficient de frottement du SCIG jusqu'à 80% de leurs valeurs nominales entre $t \in [0, 2]s$.

Comme le montre la Figure de (3.11 (a)), le régime transitoire de la CL est meilleur que celui du contrôleur PI. Le temps de réponse de la vitesse du contrôleur PI a été influencé par les incertitudes paramétriques contrairement à la CL. Le retard produit par le contrôleur PI conduit à une lenteur dans le transfert de puissance de l'éolienne vers le réseau comme le montrent les Figures (3.12). De plus, les pics répétitifs figurant dans la réponse du contrôleur PI de la tension du bus continu (Figure (3.11 (b))) peuvent endommager les convertisseurs.

Le contrôleur PI a des performances médiocres durant le régime transitoire par rapport à la commande linéarisante.

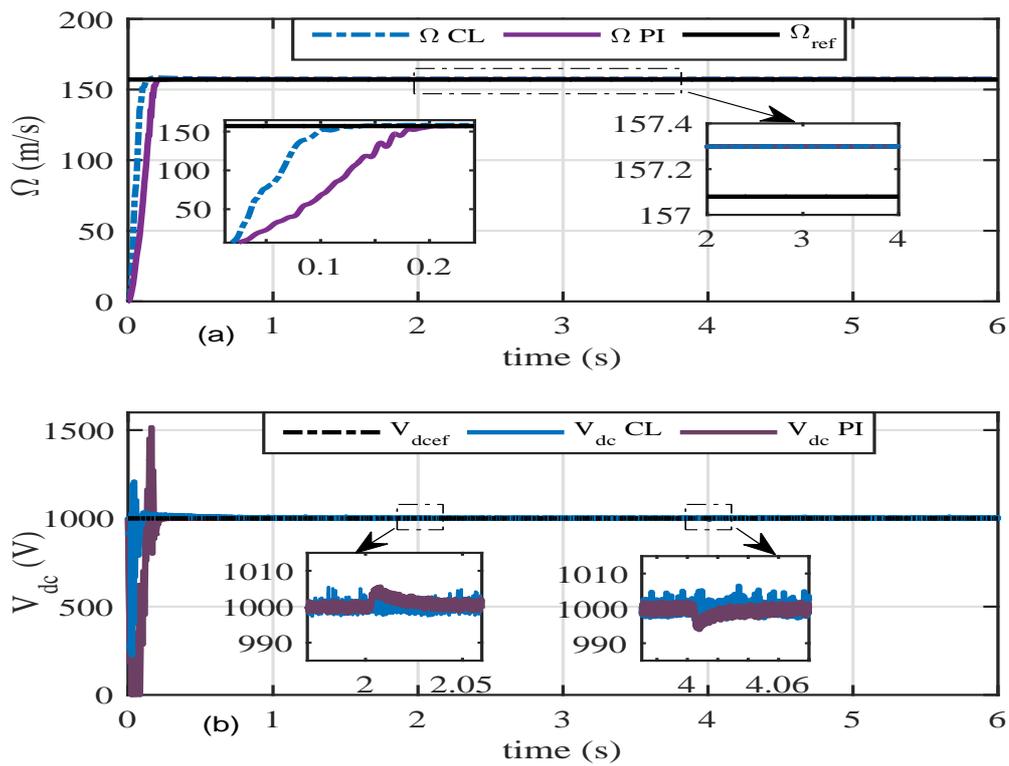


FIGURE 3.9 – Les résultats de la vitesse de la génératrice et de la tension continue des deux commande (CL et PI) dans le cas d’une chute de tension

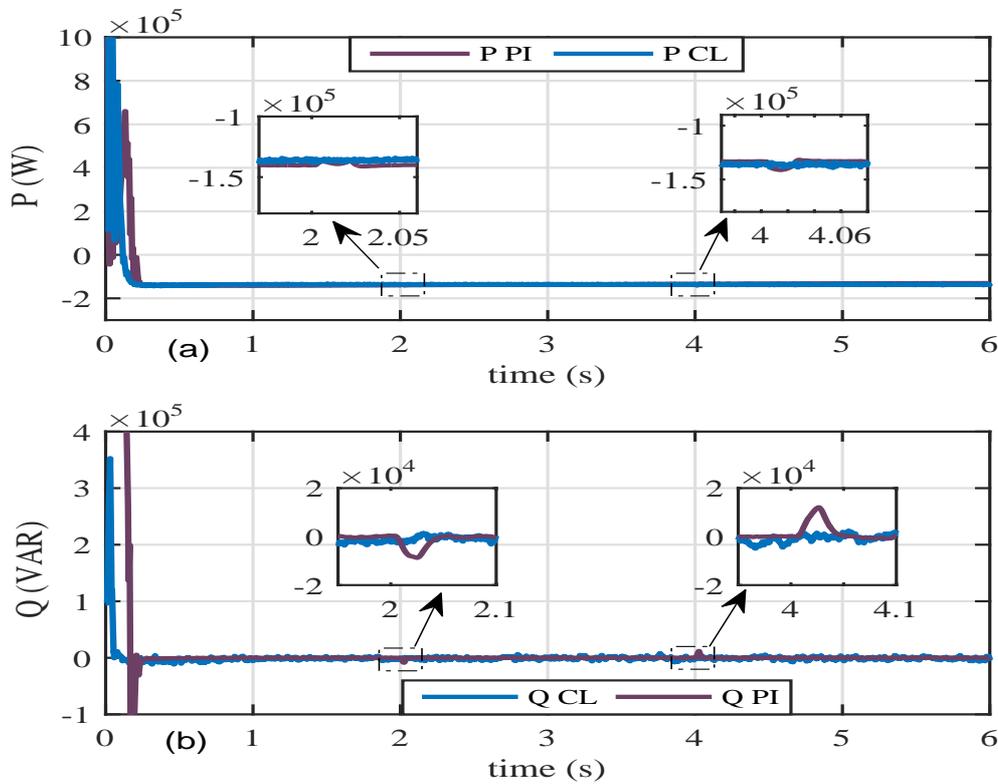


FIGURE 3.10 – Les réponses de la puissance active et réactive des deux commande (CL et PI) dans le cas d’une chute de tension

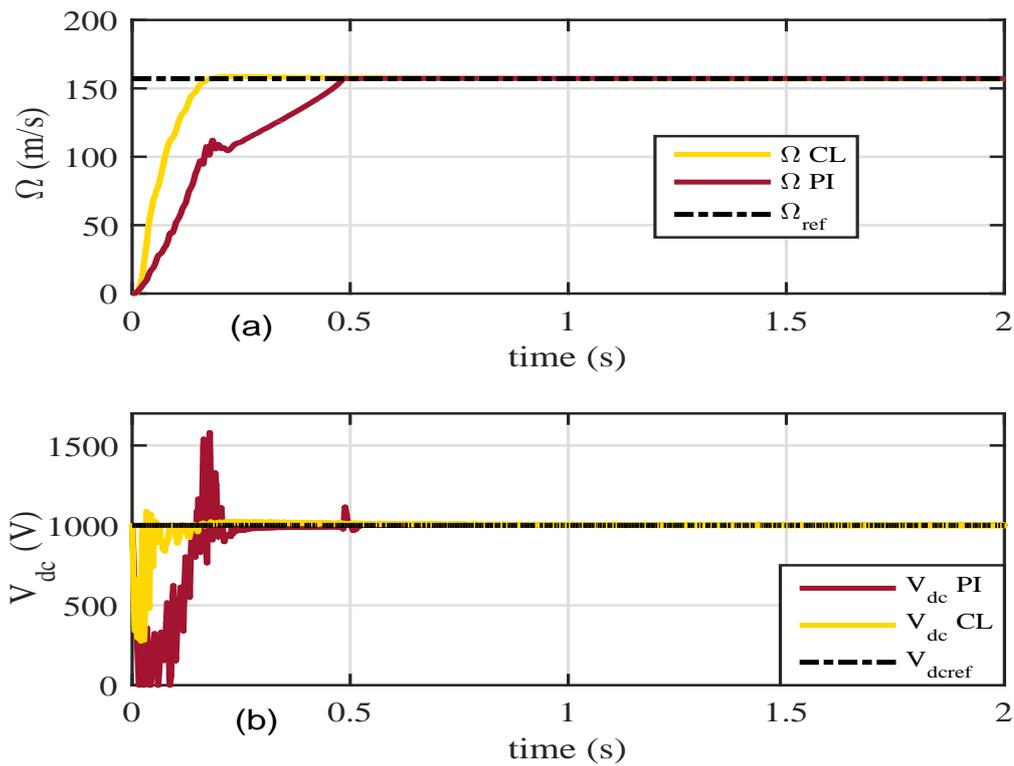


FIGURE 3.11 – Les résultats de la vitesse de la génératrice et de la tension continue des deux commande (CL et PI) dans le cas des variations paramétriques

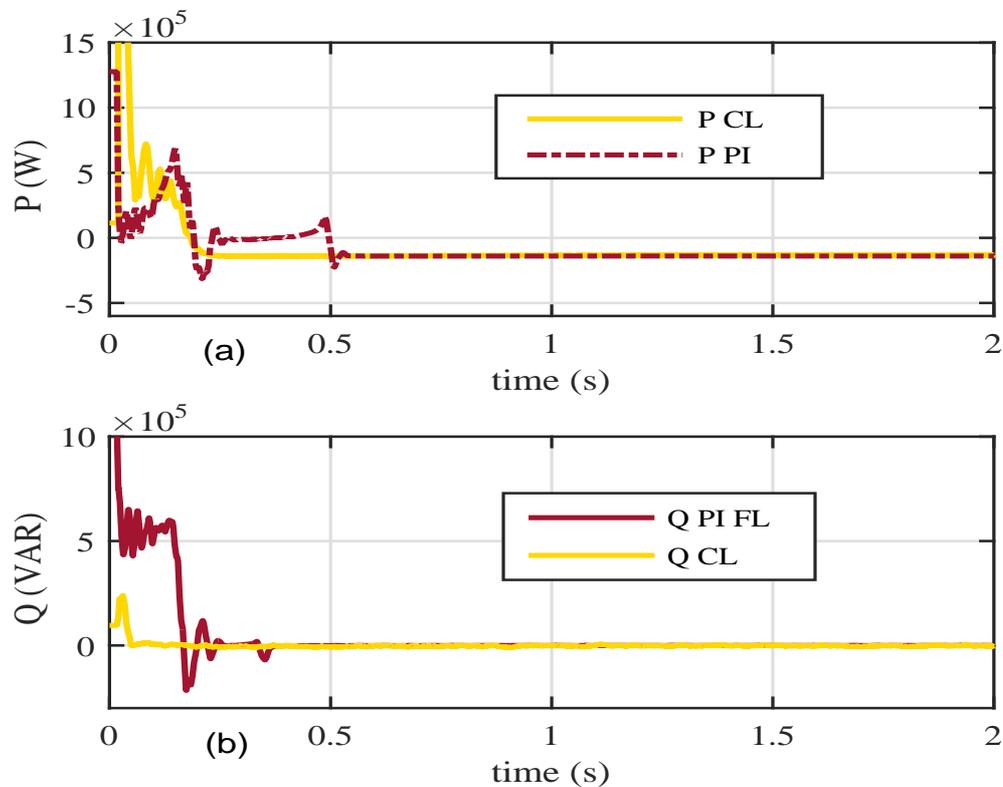


FIGURE 3.12 – Les réponses de la puissance active et réactive des deux commande (CL et PI) dans le cas des variations paramétriques

3.3 Commande par Mode glissant

En générale, les systèmes dynamiques sont soumis à des perturbations externes et internes (variation des paramètres du système), donc les lois de commande classiques sont insuffisantes surtout lorsqu'on exige la robustesse et la précision et d'autres caractéristiques dynamiques strictes. Pour résoudre ce problème, on peut utiliser une classe spéciale de système de commande, soit les systèmes à structure variable. Ce type de commande est insensible aux perturbations et aux variations paramétriques [29].

Depuis longtemps, l'intérêt pour cette commande ne cesse de croître et elle a fait l'objet de beaucoup de travaux par H. Harachima au Japon, aux Etat Unis par J.J. Slotinne ainsi qu'en ex-Union soviétique par V. Utkin et ceci à partir des travaux théorique du mathématicien soviétique A.F. Filipov.

La commande à struture variable (csv) est une commande non-linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue.

3.3.1 Principe de la commande par mode glissant

La commande en mode glissant est une classe de la commande à struture variable. Elle est robuste et efficace pour les systèmes linéaire et non-linéaire. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variable d'états, utilisées pour créer une droite (ou surface) de glissement. Le but est de ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire évoluer dessus (régime glissant) avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations des paramètres tant que les conditions du régime glissant sont assurées [29].

Ainsi, la conception d'un contrôleur à mode glissant passe par deux étapes :

- Synthétiser une surface $S(x) = 0$ de telle façon que toutes les trajectoires obéissent à un comportement bien choisi.
- Déterminer une loi de commande qui attire toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et aussi les maintenir sur cette surface.

3.3.2 Base mathématique de la commande par mode glissant

Considérons un système non-linéaire représenté par :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t) \cdot u(t) \quad (3.62)$$

où :

x : Vecteur d'état $\in \mathfrak{R}^n$

f : Un champ de vecteur ou fonction vectorielle $\in \mathfrak{R}^n$

B : Matrice de commande $\in \mathfrak{R}^{n \times m}$

u : Vecteur de commande $\in \mathfrak{R}^m$

Dans sa forme de base, le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes en fonction du signal de commande :

$$\begin{cases} u_i(x) = u_i^+ & \text{si } S(x) > 0 \text{ pour } i = 1 \dots m \\ u_i(x) = u_i^- & \text{si } S(x) < 0 \text{ pour } i = 1 \dots m \end{cases} \quad (3.63)$$

où $S(x)$ est la surface du glissement

La commande u_i est construite de façon à ce que les trajectoires du système convergent vers la surface de glissement et soient ensuite maintenues sur celle-ci vers le point d'équilibre.

En pratique, l'organe de commutation est réalisé à partir de relais ou avec une implémentation numérique, mais ils présentent des imperfections comme les retards de commutations. Dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation, donnant naissance à des oscillations indésirables qui limitent la précision du système ; néanmoins il est toujours stable.

3.3.3 Modes de trajectoires dans le plan de phase

Dans la commande à structure variable, la réponse d'un système passe en général par trois phases [29]. Les étapes sont :

1. Mode de convergence MC (Reaching Mode) : la variable se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(x) = 0$ et atteint cette surface dans un temps fini
2. Mode glissant MG (Sliding Mode) : la variable d'état est sur la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase

3. Le mode en régime permanent MRP (Steady-State Mode) : la variable d'état demeure près du point d'équilibre

Les modes sont présentés dans la Figure (3.13)

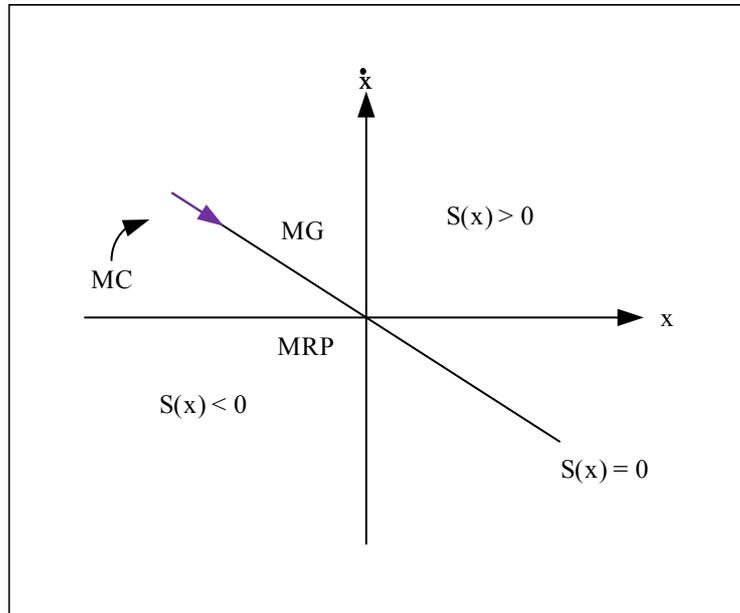


FIGURE 3.13 – Les modes de trajectoires dans le plan de phase

3.3.4 Phénomène de commutation

Quand le mode glissant existe, il y a une commutation continue entre u_{max} et u_{min} . Pour un système de deuxième ordre avec les grandeurs d'états x_1 et x_2 , le phénomène de commutation est représenté dans la Figure (3.14).

On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commande $S(x) = 0$; par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites parallèles qui sont décalées de $\pm \Delta S_n$.

À partir de la Figure (3.14), on remarque que la trajectoire avec $u = u_{max}$ touche le seuil de basculement inférieur après la trajectoire et orienté vers l'intérieur de l'hystérèse, elle touche le seuil de basculement supérieur $u = u_{min}$ et ainsi de suite. Pour un cas idéal, on suppose que l'hystérèse est très petite ; la loi de commutation fait donc des mouvements très petits. Par conséquent, la fréquence de commutation est très élevée [29].

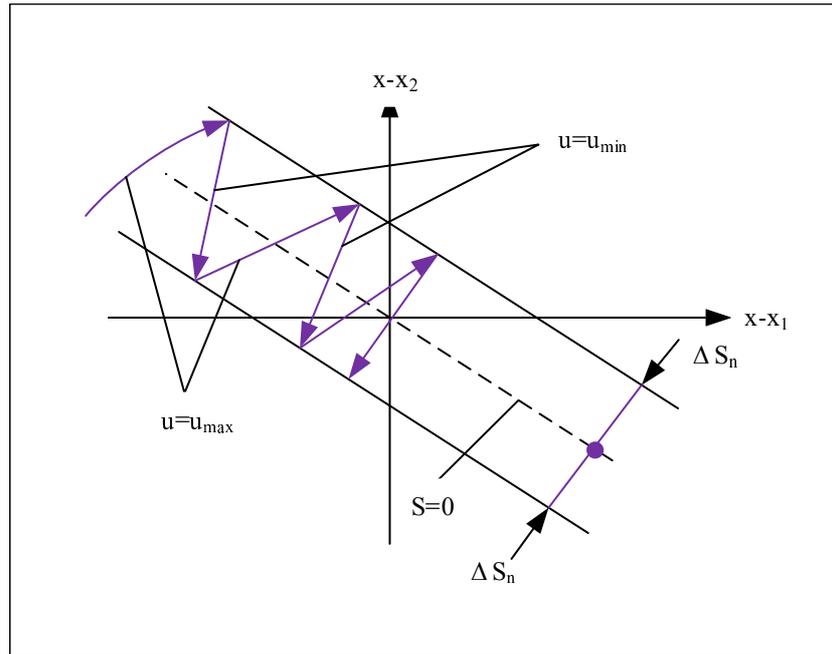


FIGURE 3.14 – Phénomène de commutation

3.3.5 Choix de la surface de glissement

La surface $S(x)$ représente le comportement dynamique que l'on désire du système. J.J. Slotine a proposé une équation générale pour la détermination de la surface de glissement qui assure la convergence de la variable vers le point d'équilibre.

$$S(x) = \left(\frac{\delta}{\delta t} + \lambda_x \right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (3.64)$$

avec :

$$e(x) = x_{ref} - x \quad (3.65)$$

où :

$e(x)$: L'écart de la variable à régler

λ_x : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré

r : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Il faut choisir λ_x pour assurer sa très grande attractivité ainsi que le maintien du système sur la surface de glissement. Par exemple, la surface de glissement est définie

$$\begin{cases} S(x) = e(x), & r = 1 \\ S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x), & r = 2 \\ S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x), & r = 3 \end{cases} \quad (3.66)$$

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire et son unique solution est $e(x) = 0$. La

chose la plus difficile dans cette commande est de garder $S(x) = 0$ et pour cela, il faut satisfaire la condition de convergence.

3.3.6 Conditions de convergence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. On présente deux types de conditions :

- La fonction de commutation
- La fonction de Lyapunov
- **Approche directe (Fonction de commutation)**

Cette approche est la plus ancienne, elle est donnée sous la forme

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (3.67)$$

- **Approche de Lyapunov**

Il s'agit de choisir une fonction de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction.

$$\dot{V}(x) < 0 \quad (3.68)$$

Cette approche est utilisée pour améliorer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non-linéaires.

- La fonction de Lyapunov est définie comme suit.

$$\dot{V}(x) = \frac{1}{2} \dot{S}^2(x) \quad (3.69)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit de s'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci est vérifié par la relation suivante :

$$\dot{V}(x) < 0 \Rightarrow S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (3.70)$$

Cela peut être exprimé par

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \end{cases} \quad (3.71)$$

Si l'équation (3.70) est vérifiée, les dynamiques du système sur $S(x)$ ainsi que sa stabilité sont indépendantes du système (3.62), elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissant sur la partie commande.

3.3.7 Détermination de la loi de commande

Après le choix de la surface de glissement et les conditions de convergence, il nous reste maintenant à déterminer la loi de commande.

Dans la commande à structure variable, il y a différentes manières de choisir les paramètres pour définir la loi de commande. Il y a trois types de structures très répandues : la commande par contre-réaction linéaire à gains commutés, la commande par relais et la commande équivalente. Les deux dernières approches sont les préférées dans la commande des machines électriques. La commande équivalente est schématisée dans la Figure (3.15).

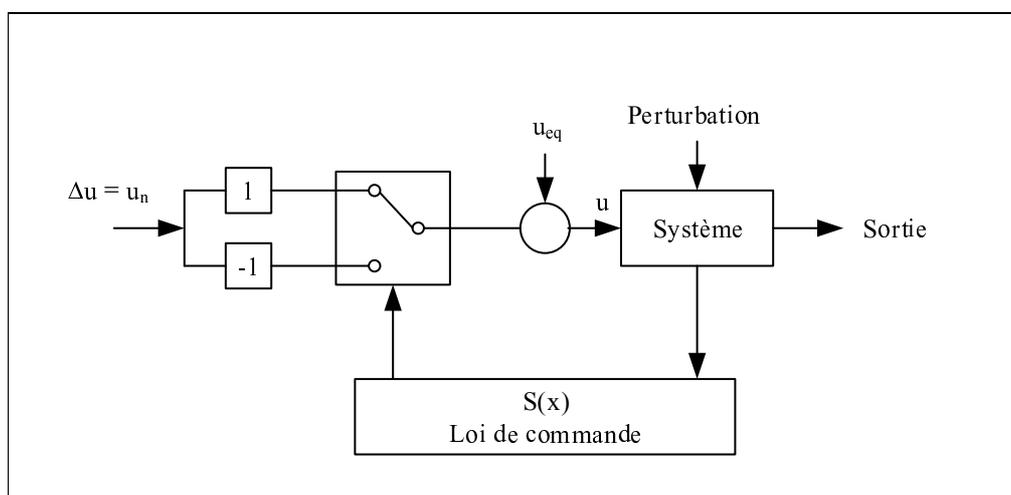


FIGURE 3.15 – Schéma fonctionnel de la commande équivalente

Un vecteur de commande équivalente u_{eq} se définit comme celui qui produit le régime glissant idéal.

Le vecteur u est composé de deux grandeurs u_{eq} et u_n soit

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (3.72)$$

où :

u : La grandeur de commande

u_{eq} : La commande équivalente

u_n : La composante non-linéaire (grandeur de commande discontinue)

On calcule la commande équivalente et par la suite, on fait le calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (3.62).

Lorsque la surface de commutation est atteinte, c'est-à-dire :

- la trajectoire d'état reste sur la surface de commutation $S(x) = 0$
- La dérivée de la surface $\dot{S}(x) = 0$,

Alors on peut écrire $u = u_{eq}$ avec $u_n = 0$.

La commande peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande u lors des commutations entre (u_{max}) et (u_{min}) .

Le vecteur u nous permet de régler les dynamiques des modes de fonctionnement :

- u_{eq} : elle a une influence sur le mode glissant ; on la détermine grâce aux conditions d'invariance ;
- u_n : elle a une influence sur le mode d'approche ; elle garantit l'attractivité de la variable vers la surface de glissement

Maintenant, on va s'intéresser au calcul de la commande équivalente et de la commande attractive du système. On a l'équation (3.62) qui est donnée comme suit :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + B(x, t) \cdot u(t)$$

et aussi

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n$$

On peut écrire

$$\dot{S}(t) = \frac{dS}{dt} = \frac{\delta S}{\delta x} \cdot \frac{\delta x}{\delta t} = \frac{\delta S}{\delta x} [f(x, t) + B(x, t) \cdot u_{eq}] + \frac{\delta S}{\delta x} [B(x, t) \cdot u_n] \quad (3.73)$$

Dans le mode glissant en régime permanent $S(x) = 0$ et par conséquent $\dot{S}(x) = 0$.

On trouve à $u_n = 0$:

$$u_{eq} = - \left[\frac{\delta S}{\delta x} B(x, t) \right]^{-1} \left[\frac{\delta S}{\delta x} f(x, t) \right] \quad (3.74)$$

On remplace l'équation (3.74) dans (3.73), alors on aura

$$\dot{S}(t) = \frac{\delta S}{\delta x} [B(x, t) \cdot u_n] \quad (3.75)$$

La commande u_n est définie durant le mode de convergence et doit satisfaire la condition $\dot{S}(t) < 0$. Afin de satisfaire cette condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de l'équation (3.76) :

$$S(x, t) \cdot \frac{\delta S}{\delta x} B(x, t) \quad (3.76)$$

où

$$S(x, t) \dot{S}(x, t) = S(x) \left[\frac{\delta S}{\delta x} B(x, t) u_n \right] < 0 \quad (3.77)$$

La commande u_n est donnée par la forme de base qui est celle d'un relais représenté par une fonction *sign* :

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)), \quad k > 0 \quad (3.78)$$

La commande u_n est représentée dans la Figure (3.16).

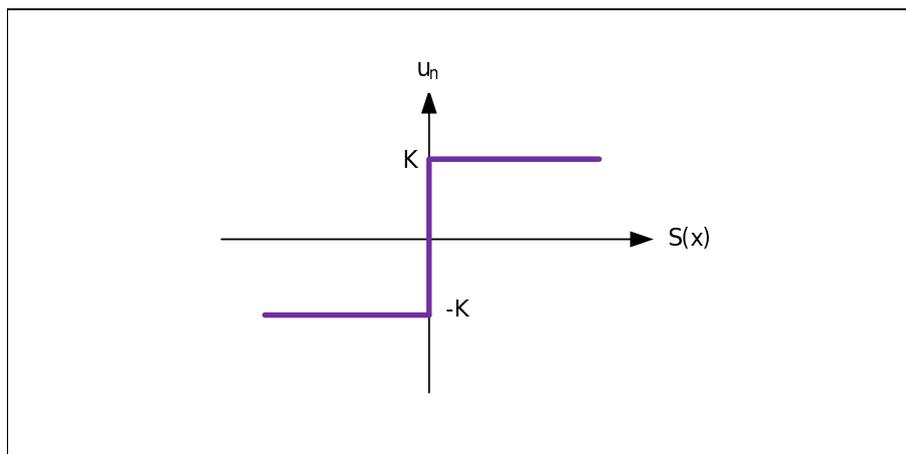


FIGURE 3.16 – La commande u_n

En remplaçant l'équation (3.78) dans (3.77), on obtient

$$S(x, t)\dot{S}(x, t) = |S(x)| \frac{\delta S}{\delta x} K \cdot B(x, t) < 0 \quad (3.79)$$

Le facteur $\frac{\delta S}{\delta x} B(x, t)$ est toujours négatif pour la classe de systèmes que nous étudions.

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de stabilité.

Le choix du gain K à une très grande influence sur le temps de réponse du régulateur si :

- K est très petit, on aura un temps de réponse très grand
- K est très grand, on aura un temps de réponse très petit

Cependant, l'utilisation de la commande de type relais peut provoquer des dynamiques indésirables et de fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Le phénomène des oscillations de très hautes fréquences est appelé « Chattering » et peut exciter les dynamiques, même détériorer l'organe de commande ou endommager les actionneurs.

3.3.8 Phénomène de Chattering

Un régime glissant idéal suppose une fréquence d'oscillation infinie et aussi des éléments idéaux de commutation (relais sans seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation), ce qui n'est pas le cas en pratique. Donc, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent donner un phénomène de broutement appelé aussi "Chattering". Ce phénomène est caractérisé par des fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement.

L'origine de ce phénomène est le caractère discontinu de la composante de la commande de la forme $K \cdot \text{sign}(S(x))$ qui permet au point de fonctionnement d'osciller autour de la surface de glissement, lorsque le régime permanent est atteint.

Pour l'élimination du phénomène de chattering, on peut remplacer la fonction sign par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences.

• Commande adoucie

La fonction est représentée dans la Figure (3.17).

$$\begin{cases} \frac{1}{\epsilon} K S(x) & \text{si } |S(x)| < \epsilon \\ K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \epsilon \end{cases} \quad (3.80)$$

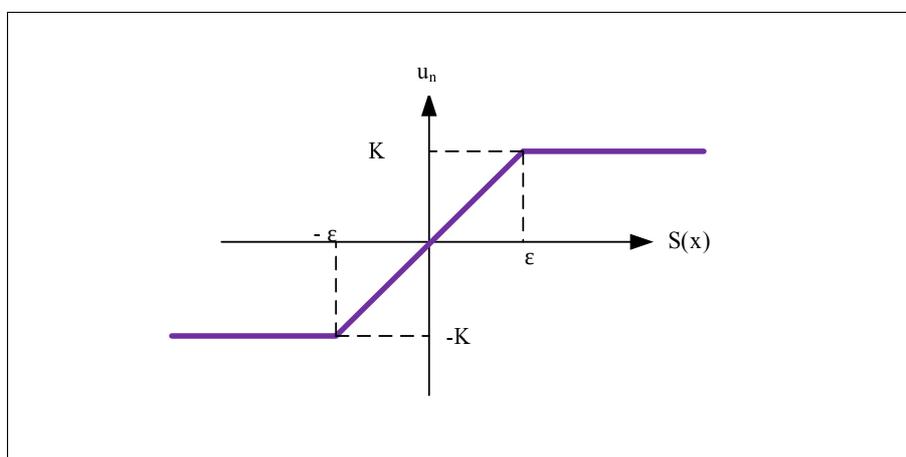


FIGURE 3.17 – La Commande adoucie

• Commande intégrale

Pour rendre une commande discontinue en une commande continue, la fonction signe est remplacée par une fonction intégrale, Figure (3.18).

$$u_n = k \frac{S(x)}{|S(x)| + \delta} + \eta \quad (3.81)$$

avec

$$\delta = \begin{cases} \delta_o & \text{si } |S(x)| \geq \epsilon \\ \delta_o + \gamma \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < \epsilon \end{cases} \quad (3.82)$$

et

$$\eta = \begin{cases} 0 & \text{si } |S(x)| \geq \epsilon \\ \xi \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < \epsilon \end{cases} \quad (3.83)$$

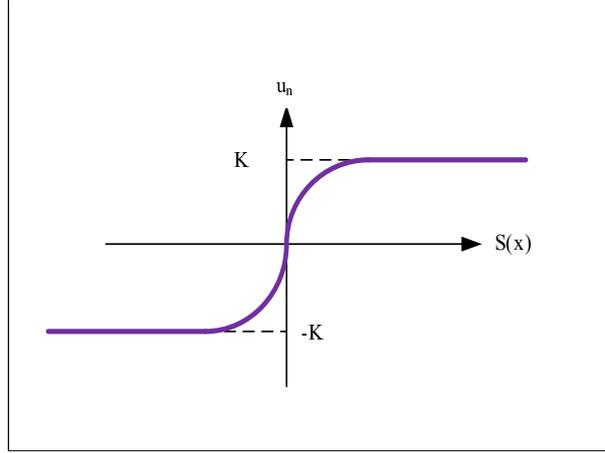


FIGURE 3.18 – La Commande intègrale

3.3.9 Détermination de la surface de régulation de la vitesse

La surface de regulation de la vitesse dont le degré relatif $r = 1$ est de la forme :

$$S_{\Omega_t} = \Omega_t - \Omega_t^* \quad (3.84)$$

En derivant la surface S_{Ω_t} , on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\Omega_t} &= \dot{\Omega}_t - \dot{\Omega}_t^* \\ &= \frac{1}{J} (T_t - T_e - f\Omega_t) - \dot{\Omega}_t^* \\ &= \frac{1}{J} \left(T_t - \frac{pL_m}{L_r} \phi_r^* i_{qs} - f\Omega_t \right) - \dot{\Omega}_t^* \end{aligned} \quad (3.85)$$

Où la dérivée de la vitesse Ω_t est obtenue à partir de l'équation mécanique du système.

A présent, en remplaçant le courant i_{qs} par le courant de commande $i_{qs}^* = i_{qseq} + i_{qsn}$ dans l'équation (3.85), on aura :

$$\dot{S}_{\Omega_t} = \frac{1}{J} T_t - \frac{pL_m}{JL_r} \phi_r^* i_{qseq} - \frac{pL_m}{JL_r} \phi_r^* i_{qsn} - \frac{f}{J} \Omega_t - \dot{\Omega}_t^* \quad (3.86)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S_{\Omega_t} = 0$ et par conséquent $\dot{S}_{\Omega_t} = 0$ et $i_{qsn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (3.86) :

$$i_{qseq} = -\frac{JL_r}{pL_m\phi_r^*} \left(\dot{\Omega}_t^* - \frac{1}{J} T_t + \frac{f}{J} \Omega_t \right) \quad (3.87)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\Omega_t)\dot{S}(\Omega_t) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant (3.87) dans (3.86), on obtient :

$$\dot{S}_{\Omega_t} = -\frac{pL_m}{JL_r} \phi_r^* i_{qsn} \quad (3.88)$$

On prend la commande douce suivante :

$$i_{qsn} = K_{\Omega} \frac{S_{\Omega_t}}{|S_{\Omega_t}| + \epsilon_{\Omega}} \quad (3.89)$$

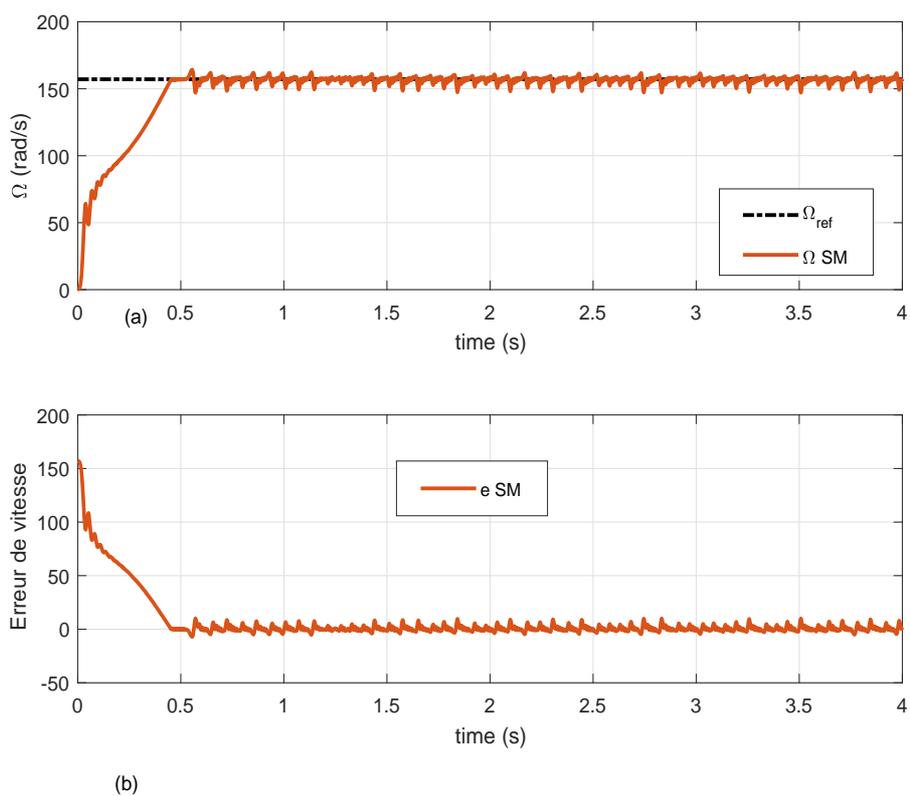


FIGURE 3.20 – Les résultats de la commande mode glissant (vitesse & erreur de vitesse) dans le cas du vent constant

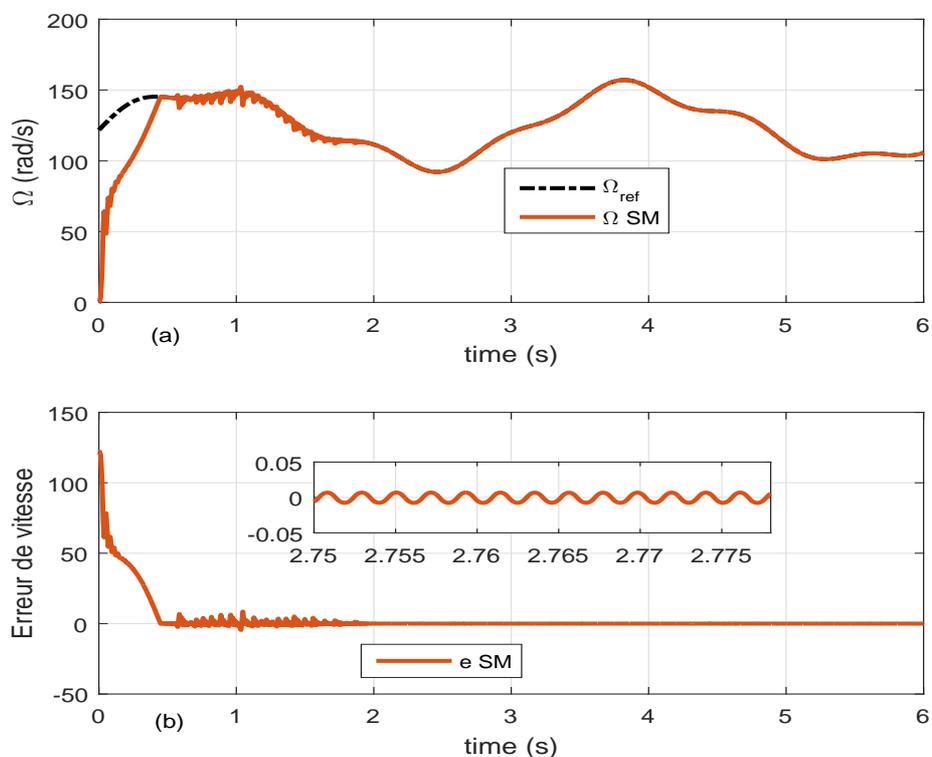


FIGURE 3.21 – Les résultats de la commande mode glissant (vitesse & erreur de vitesse) dans le cas du vent fluctuant

3.4 Commande par la Logique Floue

3.4.1 Introduction à la Logique Floue

Initialement la Logique Floue (FL) a été appliquée dans les domaines du commerce, de la jurisprudence et de la médecine, dans le but de compléter les systèmes experts. Durant l'année 1980, des chercheurs Japonais ont commencé à utiliser la logique floue dans les industries pour résoudre les problèmes de réglage et de commande. Ces dernières années, les USA et les pays européens font une large recherche pour introduire le principe du réglage par logique floue.

La logique floue a d'abord été connue comme une notion supplémentaire à la théorie de la logique binaire, ensuite elle a été développée et utilisée comme une des techniques de contrôle basées sur l'intelligence artificielle. Le professeur Lotfi Zadeh, durant les années 60, a développé la notion de variables linguistiques et d'ensembles flous. Ensuite, Mamdani a effectué la première application expérimentale de cette technique de commande [30].

3.4.2 La régulation floue

Lorsqu'on est face à un processus dont la modélisation mathématique est complexe et est difficile à réguler par les commandes classiques, on peut surmonter ces problèmes par l'utilisation du régulateur flou.

Un régulateur flou convertit des grandeurs d'entrée en grandeurs de sortie qui agissent ensuite sur le processus ou le système réglé. Plusieurs grandeurs d'entrée et de sortie sont reliées les unes aux autres de sorte que des systèmes complexes peuvent être régulés facilement ; les imprécisions typiques des méthodes floues jouent un rôle uniquement à l'intérieur du régulateur [30], [31].

3.4.3 Ensembles flous

Mathématiquement, un ensemble flou A d'un univers de discours U , est caractérisé par une fonction d'appartenance, notée μ_A , à valeur dans l'intervalle $[0, 1]$ et qui associe à chaque élément x de U un degré d'appartenance $\mu_A(x)$ indiquant le niveau d'appartenance de x à A . $\mu_A(x) = 1$ et $\mu_A(x) = 0$ correspondent respectivement à l'appartenance et la non-appartenance. L'univers de discours ou le référentiel est l'ensemble des valeurs réelles

que peut prendre la variable floue x [30].

En logique floue, un sous-ensemble flou A de U est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ pouvant prendre différentes valeurs comprise entre 0 et 1, selon le degré d'appartenance de l'élément x au sous-ensemble A , $\mu_A(x) \in [0, 1]$.

3.4.4 Variables linguistiques

Une variable linguistique représente un phénomène ou une grandeur et peut-être définie à partir du triplet (x, U, T_x) , où x est une variable définie sur l'univers de discours U , et $T_x = A_1, A_2, etc.$ est un ensemble composé de sous-ensembles flous de U qui caractérise x . On associe souvent à chaque sous ensemble flou de T_x une valeur ou un terme linguistique.

La Figure (3.22) illustre un exemple de la variable linguistique *note d'évaluation* avec quatre termes linguistiques : faible, passable, bien et excellent.

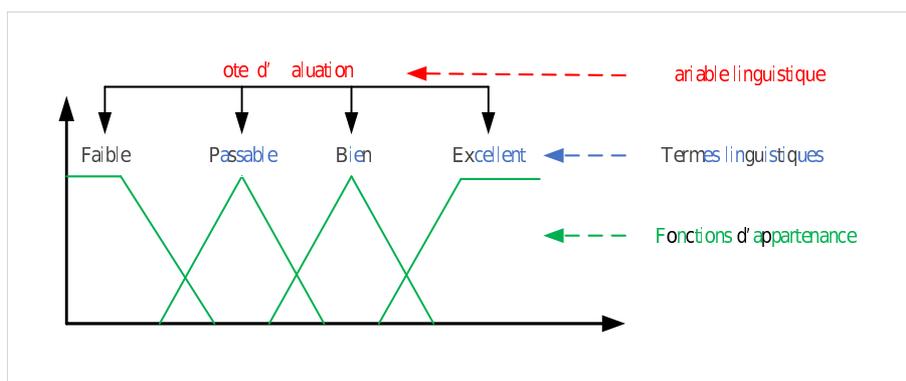


FIGURE 3.22 – Variables linguistiques

3.4.5 Différentes formes pour les fonctions d'appartenance

Pour illustrer ces fonctions, on utilise la fonction d'appartenance $\mu_A(x) \in [0, 1]$, qui représente le degré d'appartenance de x à l'ensemble flou A . Le plus souvent, la fonction d'appartenance est déterminée par l'une des fonctions suivantes, Figure (3.23) :

– Fonction triangulaire

Elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$, qui déterminent les coordonnées des trois sommets, Figure(3.23 a) ;

$$\mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right) \quad (3.90)$$

– **Fonction trapézoïdale**

Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$, Figure(3.23 b);

$$\mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right) \quad (3.91)$$

– **Fonction gaussienne**

Elle est définie par deux paramètres σ, m , Figure(3.23 c);

$$\mu(x) = \exp \left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (3.92)$$

– **Fonction sigmoïde**

Elle est définie par deux paramètres $\{a, c\}$, Figure(3.23 d);

$$\left(\frac{1}{1 + \exp(-a(x-c))} \right) \quad (3.93)$$

Les fonctions d'appartenance les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme triangulaire et trapézoïdale.

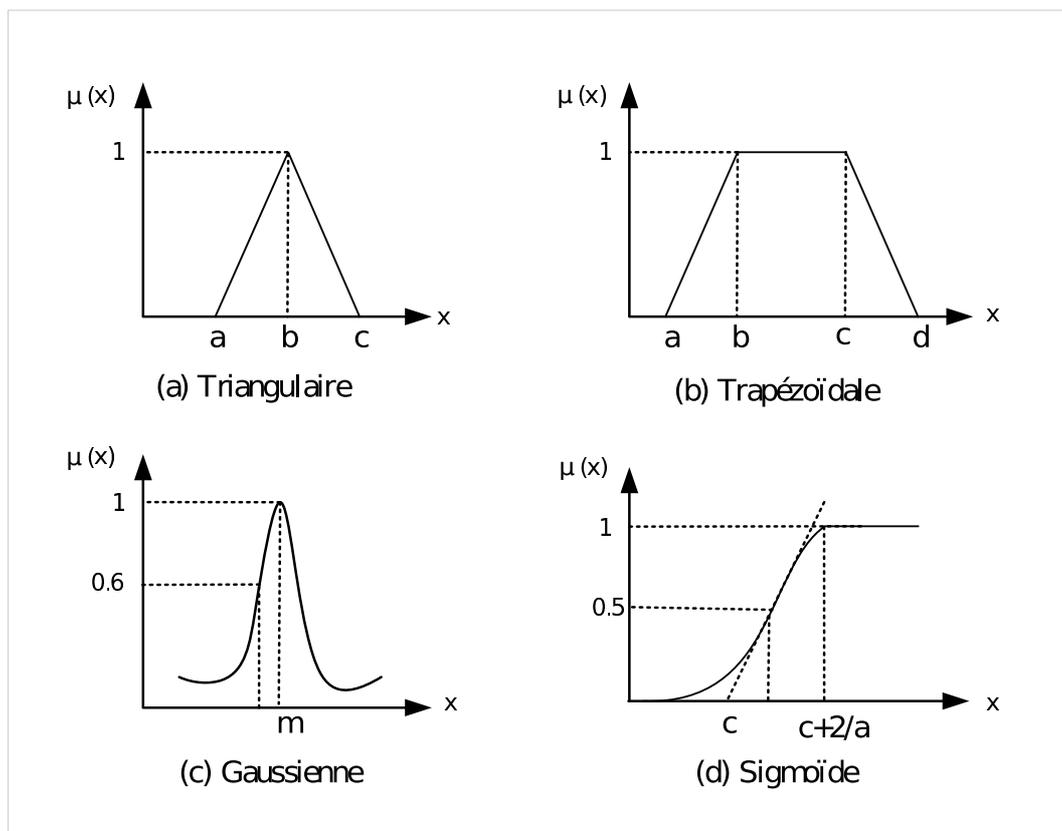


FIGURE 3.23 – Formes usuelles des fonctions d'appartenance

3.4.6 Commande par logique floue

La logique floue peut-être utilisée dans de différente domaines, en particulier le réglage des paramètres d'un processus. Lors de la commande d'un processus, les opérateurs responsables de son fonctionnement sont capables de décider des actions conclues à partir d'implications floues ; généralement interpréter les mesures sous forme de qualificatifs flous " petit ", " grand ", " lent ", " rapide " et de raisonner sur les actions correspondantes à ces états ; si les informations majeurs sont absentes, les mesures sont trop nombreuses, trop imprécises ; la théorie des ensembles flous permet de prendre en compte ces difficultés, car la logique floue s'appuie maintenant sur des principes scientifiques bien établis et une analyse plus rationnelle de l'expertise humaine [32].

La logique floue permet donc d'une part de prendre en compte les imprécisions inhérentes aux données et d'autre part de rendre compte de l'expression des règles qui permettent de déterminer une action.

3.4.7 Structure d'un contrôleur flou

La Figure (3.24) montre la configuration de base d'un régulateur par logique floue, qui comporte quatre blocs principaux : base de connaissance, fuzzification, inférence et defuzzification

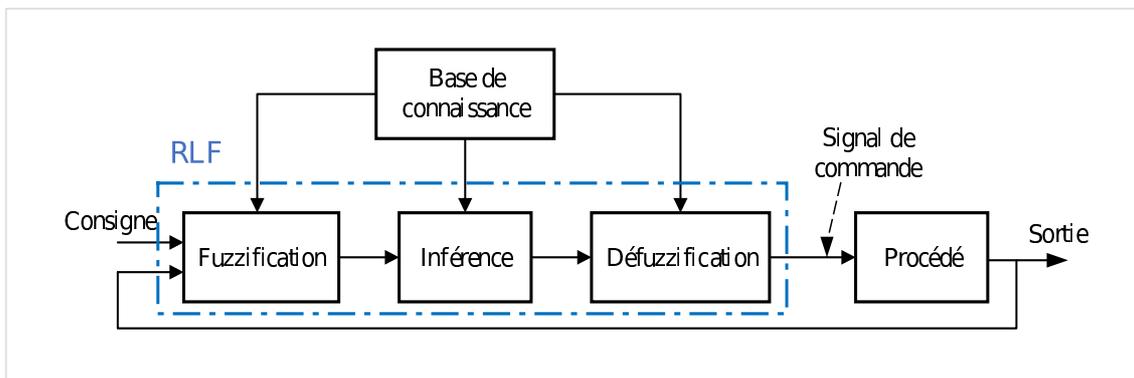


FIGURE 3.24 – Schéma synoptique d'un contrôleur flou

Le régulateur flou (RF) devrait convertir les valeurs numériques appliquées à son entrée en valeurs floues. Le mécanisme de décision permet de calculer l'ensemble flou associé à la commande, puis reconvertir l'ensemble flou calculé précédemment en une grandeur numérique pour l'appliquer au système [30]. Les rôles de chaque bloc sont représentés ci-dessous :

Cette étape consiste à la normalisation des grandeurs d'entrée sur un intervalle bien déterminé. Par la suite, afin d'identifier chaque variable, on doit définir un intervalle constitué d'un nombre fini de sous-ensemble flous. Pour chacun d'entre eux, on fait correspondre une fonction d'appartenance [30]. La Figure (3.25) représente un exemple de choix des fonctions d'appartenance d'une variable normalisée, qui est composée de sept ensembles flous, *GN* (Grand Négatif), *MN* (Moyen Négatif), *PN* (Petit Négatif), *Z* (Zéro), *PP* (Petit Positif), *MP* (Moyen Positif), *GP* (Grand Positif).

Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques ou non symétriques ; il faut éviter les lacunes entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins, puisque cela provoque des zones non traités par le régulateur (zones mortes), ce qui entraîne une instabilité de réglage. Le choix du nombre d'ensembles dépend de la solution et de l'intervention du réglage désiré.

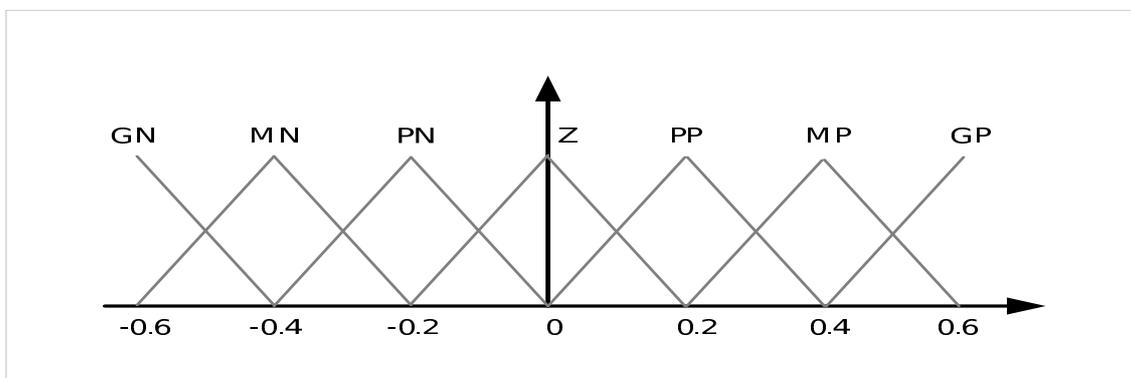


FIGURE 3.25 – Fonctions d'appartenance symétriques

Inference (Composition des règles)

Le but de cette étape est d'établir les règles floues qui permettent d'aboutir à la commande en fonction des valeurs d'entrées

Les variables linguistiques obtenue par cette étape ont une relation directe avec les valeurs numériques qu'il faut obtenir à la fin. Pour mélanger les valeurs linguistiques (inputs), il y a un ensemble des règles floues lient la variable de sortie aux variables d'entrée afin de tirer des conclusions ou déductions floues.

Comme méthode de composition, on peut citer :

– La méthode de Mamdani (composition Max-Min)

La méthode de Mamdani consiste à caractériser l'ensemble de sorties par une fonction d'appartenance égale au maximum des fonctions d'appartenance des sous-ensembles flous. Cette méthode est due à la façon de réaliser les opérateurs "ALORS" et "OU" de l'in-

férence. Par la fonction "Min", cette méthode réalise l'opérateur "ET" et la conclusion "ALORS" de chaque règle; par contre la liaison entre toutes les règles (opérateur OU) est réalisée par la fonction "Max".

Un exemple illustratif est représenté ci dessous :

- Règle (1) : **SI** x est négatif petit (NP) **ET** y est environ zéro (EZ)
 \Rightarrow **ALORS** z est positif petit (PP)
- Règle (2) : **SI** x est environ zéro (EZ) **ET** y est environ zéro (EZ)
 \Rightarrow **ALORS** z est environ zéro (EZ)
- Règle (3) : **SI** x est environ zéro (EZ) **ET** y est positif petit (PP)
 \Rightarrow **ALORS** z est négatif petit (NP)

Avec : NP , EZ et PP sont des sous-ensembles flous.

- La méthode de Larsen (composition Max-Produit)

La méthode de Larsen, au niveau de la condition, par la formation du maximum réalise l'opérateur "OU" et par la formation du Produit réalise l'opérateur "ET". Par contre, la conclusion dans chaque règle, introduite par "ALORS" qui lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur "ET", est réalisée par la formation du produit. Dans cette méthode l'opérateur "OU", qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum et "ALORS" est réalisé par la formation du produit, d'où la dénomination de cette méthode d'inférence par "Max - Produit" [30].

- La méthode de Sugeno (composition Somme-Produit)

La méthode de Sugeno consiste à faire la somme de fonctions d'appartenance des sous-ensembles issus de l'inférence. Cette méthode d'inférence, au niveau de la condition, par la formation de la somme; plus précisément par la valeur moyenne réalise l'opérateur "OU" tandis que, par la formation du produit réalise l'opérateur "ET". La conclusion de chaque règle, précédée par "ALORS", liant le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur "ET" est réalisée par la formation du produit. Dans ce cas, l'opérateur "OU", qui lie les différentes règles est réalisé par la formation de la somme, et "ALORS" est réalisé par la formation du produit; d'où la désignation de cette méthode d'inférence par Somme-Produit.

La défuzzification permet de générer une valeur numérique à partir de l'ensemble obtenu par composition des règles. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification [30]. Les méthodes les plus couramment utilisées sont :

- La méthode de centre de gravité

La défuzzification par centre de gravité consiste à calculer l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante μ_r de la phase de composition selon la relation

suivante :

$$y^* = \frac{\int y \mu_r(y) dy}{\int \mu_r(y) dy} \quad (3.94)$$

En pratique, on estime le centre de gravité en calculant la moyenne d'un certain nombre de points échantillonnés sur la fonction par la relation suivante :

$$y^* = \frac{\int y_i \mu_r(y_i) dy}{\int \mu_r(y_i) dy} \quad (3.95)$$

– La méthode de maximum

Cette méthode s'applique seulement dans le cas où la fonction d'appartenance associée à l'ensemble de sortie n'admet qu'un seul maximum. On choisit comme sortie l'abscisse y^* correspondant à ce maximum.

– La méthode de la moyenne des maxima MOM

Dans cette méthode, la valeur de sortie est estimée par l'abscisse du point correspondant au centre de l'intervalle M pour lequel la fonction d'appartenance est maximale. Cette valeur est fournie par l'expression :

$$y^* = \left(\frac{\inf(M) + \sup(M)}{2} \right) \quad (3.96)$$

Où $\inf(M)$ et $\sup(M)$ sont respectivement les bornes inférieure et supérieure de l'intervalle M .

3.4.8 Conception d'un régulateur flou

Les principales étapes pour concevoir un RF sont données par la Figure (3.26). D'abord, il faut étudier le système à régler (procédé), puis établir un modèle mathématique. On doit plutôt déterminer les grandeurs mesurables et analyser les comportements dynamiques du procédé selon la variation de la grandeur de commande. Donc une description complète est réalisée, celle-ci peut faire appel aux variables linguistiques qui peuvent être incorporées aux connaissances de la théorie de commande [30].

A partir de cette description, on détermine les bases de données et de règles nécessaires pour déterminer la stratégie de réglage, et la conception du RF qui comprend la fuzzification, les inférences et la défuzzification. Il est nécessaire de modifier les fonctions d'appartenance et les règles floues répétitivement en plusieurs pas, pour trouver un comportement acceptable.

La connaissance du modèle mathématique du procédé n'est pas nécessaire dans le cas de la commande par la logique floue. Si le modèle est disponible, on peut l'utiliser pour tester et modifier la stratégie de réglage à l'aide d'une simulation numérique.

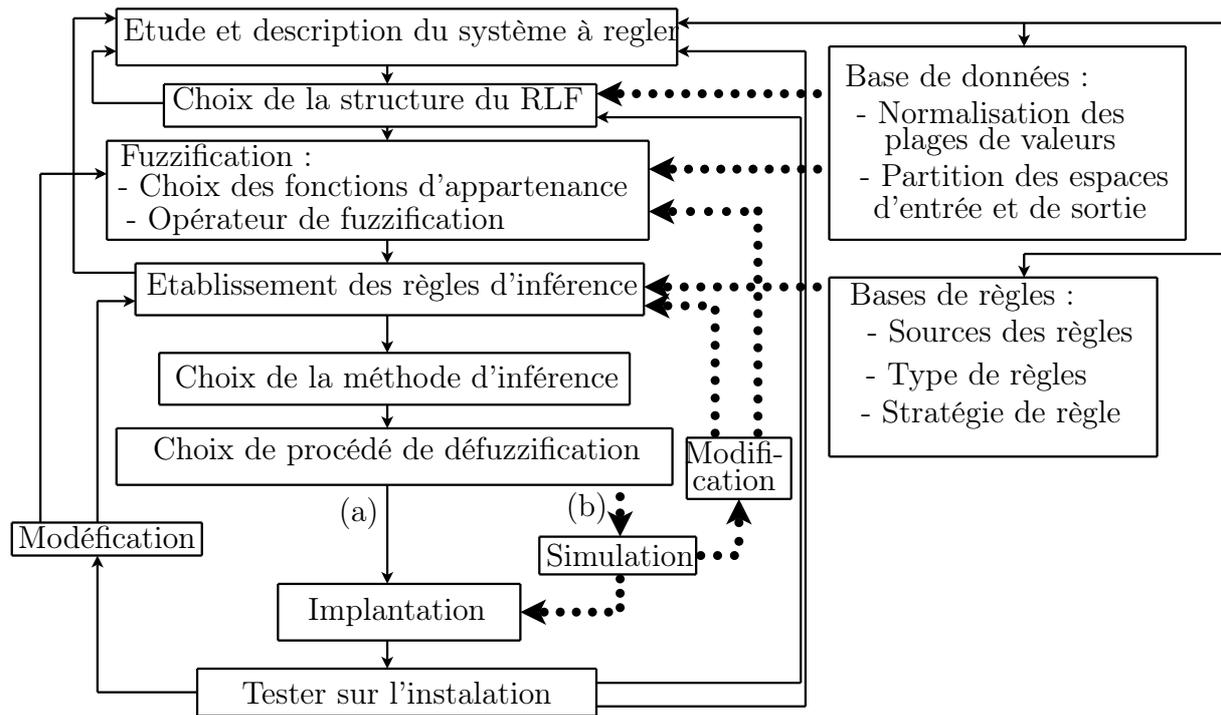


FIGURE 3.26 – Méthodologie de la synthèse d’une commande floue

3.4.9 L’implémentation de la Commande FLC au système éolien WECS

Coté machine

La technique **Gain-Scheduling** agit sur les paramètres (k_p, k_i) du régulateur PI pour les faire varier lors du contrôle du système. Celle-ci rend le contrôleur PI adaptable aux systèmes non linéaires. Le schéma de principe de cette technique est illustré dans la Figure (3.27). Le contrôleur flou génère des paramètres qui s’adapte à toutes les conditions de fonctionnement, en se basant sur l’erreur et sa dérivée [33],[34].

Les paramètres du contrôleur PI utilisés sont pris normalisés dans l’intervalle $[0, 1]$, en utilisant les transformations linéaire suivantes :

$$k'_p = \frac{(k_p - k_{p,min})}{(k_{p,max} - k_{p,min})} \tag{3.97}$$

$$k'_i = \frac{(k_i - k_{i,min})}{(k_{i,max} - k_{i,min})} \tag{3.98}$$

Les entrées du contrôleur flou FLC sont : l’erreur e et la dérivé de l’erreur de , les sorties sont ; la valeur normalisée de l’action proportionnelle k'_p et la valeur normalisée de l’action intégrale k'_i . Les sous-ensembles flous des variables d’entrées sont définis comme suit :

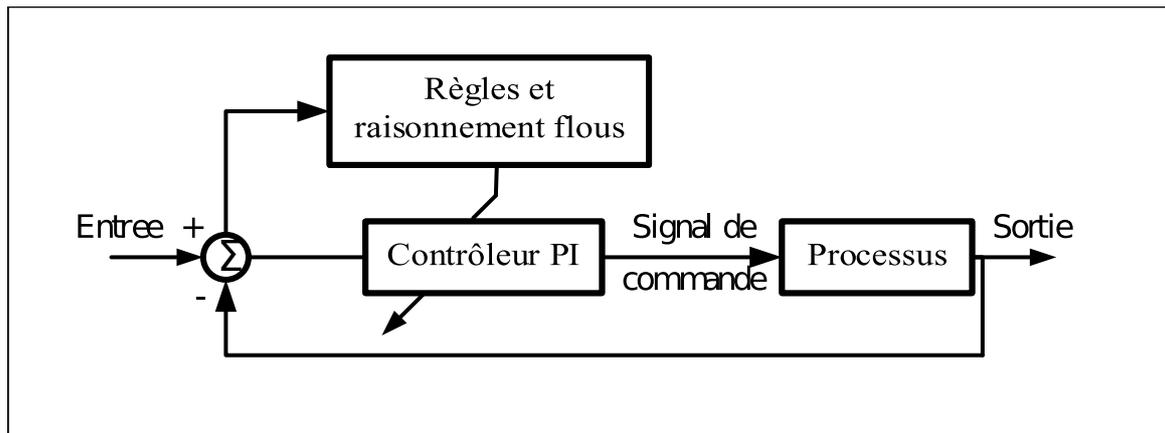


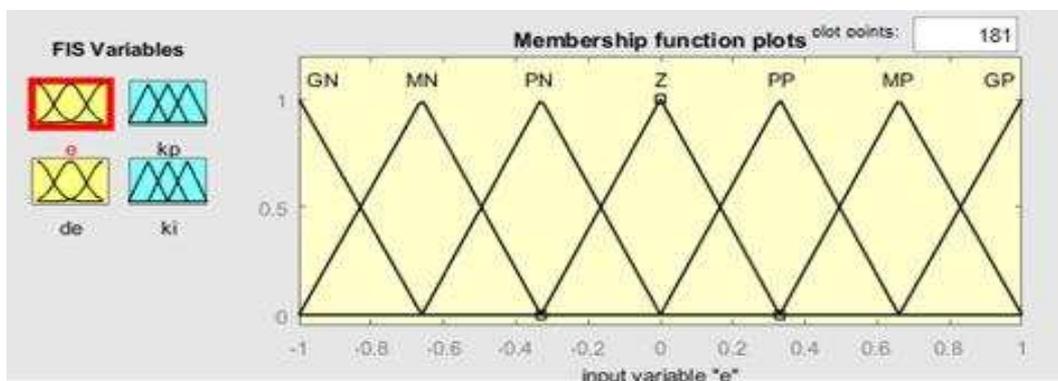
FIGURE 3.27 – Contrôleur PI avec un gain schedeling

GN : Grand négatif, MN : Moyen négatif, PN : Petit négatif, Z : Zéro, PP : Petit Positif, MP : Moyen Positif, GP : Grand Positif

Les sous-ensembles flous des variables de sortie sont définis comme suit :

G : Grand, P : Petit.

Les fonctions d'appartenance pour les entrées e et de sont définies dans l'intervalle $[-1, 1]$, Figure (3.28) et les fonctions d'appartenance pour les sorties sont définies dans l'intervalle $[0, 1]$, Figure (3.29).

FIGURE 3.28 – Fonctions d'appartenance pour e et de

Les bases de règles pour calculer les paramètres de k_p' et k_i' sont représentés aux tableaux (3.1) et (3.2) respectivement

Une fois les valeurs k_p' et k_i' obtenues les nouveaux paramètres du régulateur PI sont calculés par les équations :

$$\begin{aligned} k_p &= (k_{p,max} - k_{p,min}) k_p' + k_{p,min} \\ k_i &= (k_{i,max} - k_{i,min}) k_i' + k_{i,min} \end{aligned} \quad (3.99)$$

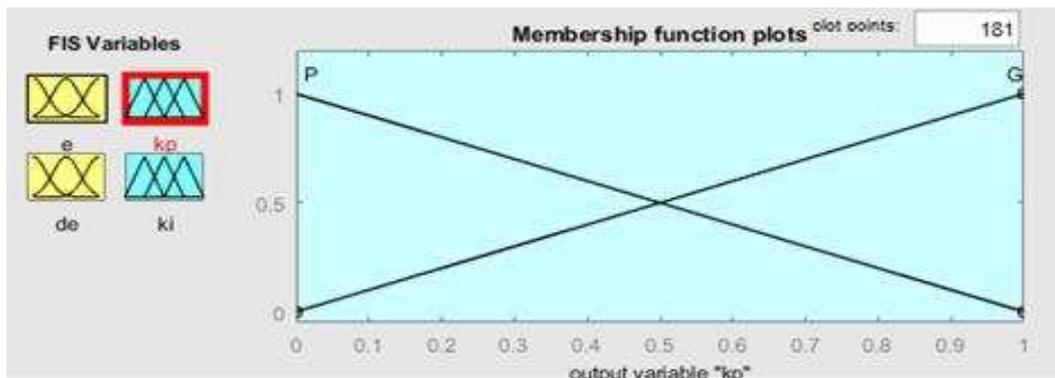


FIGURE 3.29 – Fonctions d’appartenance pour k'_p et k'_i

TABLE 3.1 – base de règles pour la sortie k'_p

	<i>GN</i>	<i>MN</i>	<i>PN</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>MP</i>	<i>GP</i>
<i>GN</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>
<i>MN</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>G</i>	<i>G</i>
<i>PN</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>P</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>
<i>Z</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>P</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>
<i>PP</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>P</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>
<i>MP</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>G</i>	<i>G</i>
<i>MN</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>

TABLE 3.2 – base de règles pour la sortie k'_i

	<i>GN</i>	<i>MN</i>	<i>PN</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>MP</i>	<i>GP</i>
<i>GN</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>
<i>MN</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>G</i>	<i>G</i>
<i>PN</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>P</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>
<i>Z</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>P</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>
<i>PP</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>P</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>
<i>MP</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>G</i>	<i>G</i>
<i>MN</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>	<i>G</i>

Côté réseau électrique

La Figure (3.30) représente l'approche de contrôle côté réseau. Nous avons une boucle cascade contrôlée par deux contrôleurs flou adaptative. La boucle externe régule la tension du bus continu tandis que la boucle interne ajuste le courant direct i_d , qui par la suite contrôle la puissance active P . Le courant direct de référence i_d^* est la sortie du contrôleur flou adaptative de la boucle externe. Le courant quadratique i_q , qui contrôle la puissance réactive Q est également réglé par un contrôleur flou adaptative. Le courant quadratique de référence i_q^* est égale à zéro pour atteindre un facteur de puissance unitaire et la référence de la tension du bus continu est définie sur 1000 V.

Le PWM utilise la sortie des régulateurs de courants v_{gd} et v_{gq} qui sont compensés par deux termes de découplage, afin de générer la commutation des signaux et de piloter la partie réseau (GSC). Afin de synchroniser le WECS aux tensions du réseau, une boucle à verrouillage de phase (PLL) est utilisée pour estimer la phase instantanée θ . Le but est de transformer les signaux du réseau dans le repère d-q afin de synchroniser la phase de ce repère avec le champ tournant du réseau électrique. Les transformations de Park permettent un contrôle adéquat du système côté réseau.

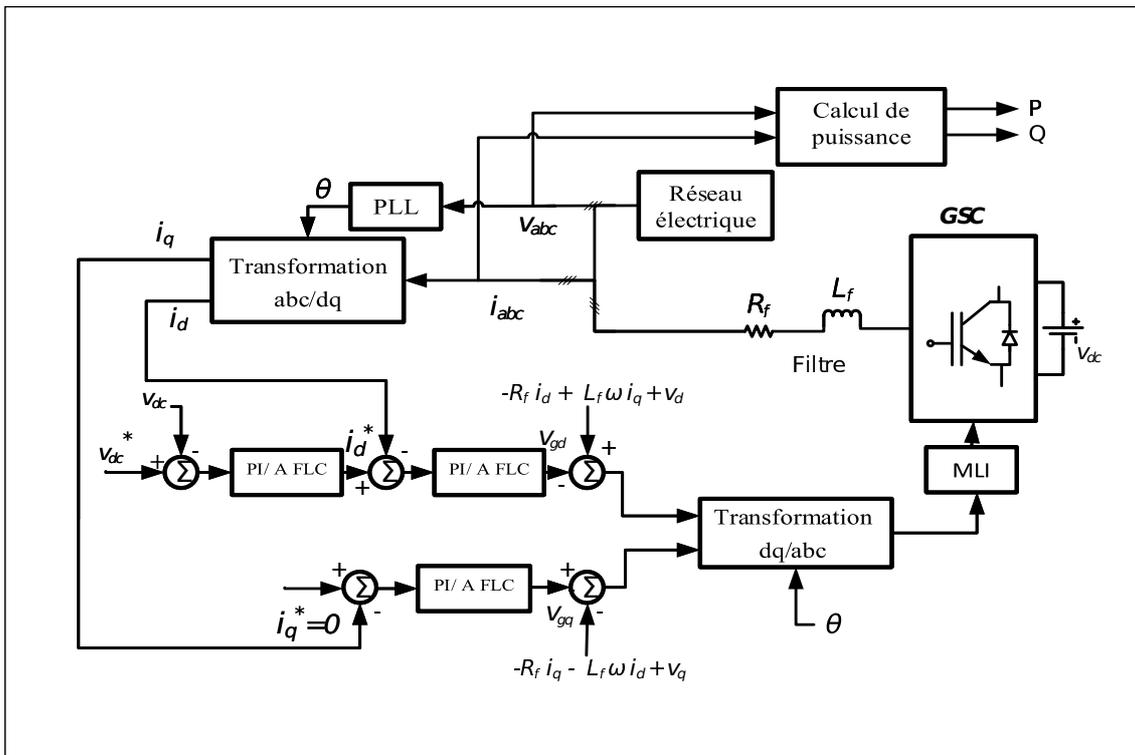


FIGURE 3.30 – Schéma de contrôle de la tension continue ainsi que les courants direct et quadratique du côté réseau

Les entrées du FLC sont l'erreur e et la dérivée de l'erreur de . Les signaux d'entrée et

de sortie ont sept fonctions d'appartenance.

Les fonctions d'appartenance pour les entrées e et de sont définies dans l'intervalle $[-3, 3]$, Figure (3.31); et les fonctions d'appartenance pour les sorties sont définies dans l'intervalle $[-0, 6, 0, 6]$, Figure (3.32).

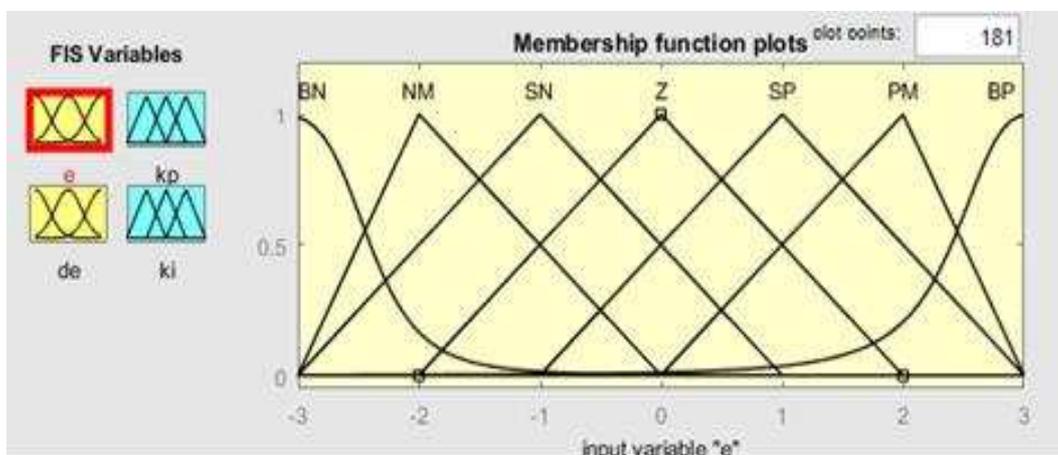


FIGURE 3.31 – Fonctions d'appartenance pour e et de

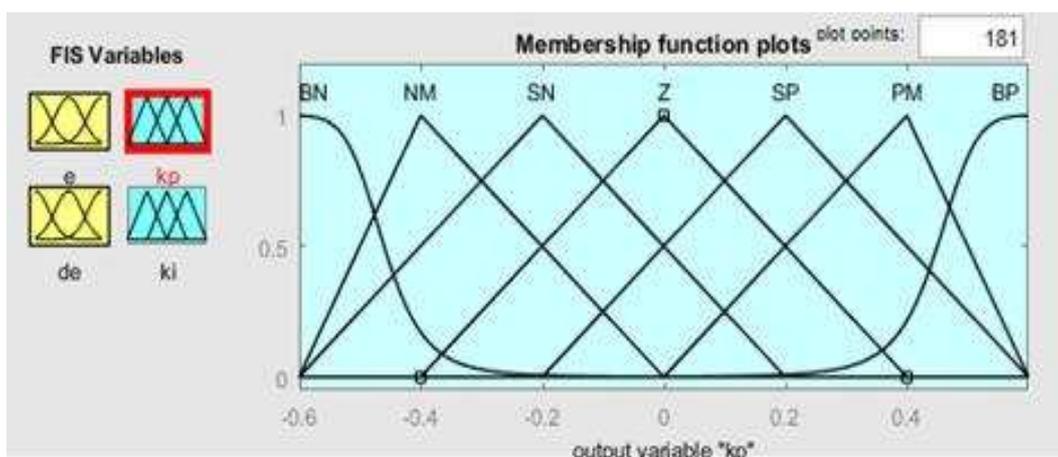


FIGURE 3.32 – Fonctions d'appartenance pour k_p et k_i

Les entrées du contrôleur flou FLC sont : l'erreur e et la dérivée de l'erreur de , les sorties sont ; la valeur normalisée de l'action proportionnelle k_p et la valeur normalisée de l'action intégrale k_i [32], [34]. Les sous-ensembles flous des variables d'entrée sont définis comme suit :

GN : Grand Négatif, MN : Moyen Négatif, PN : Petit Négatif, Z : Zéro, SP : Petit Positif, MP : Moyen Positif, GP : Grand Positif.

Les sous-ensembles flous des variables de sortie sont définis comme suit :

GN : Grand Négatif, MN : Moyen Négatif, PN : Petit Négatif, Z : zéro, SP : Petit Positif, MP : Moyen Positif, GP : Grand Positif.

Les règles de logique floue des variables de sortie sont présentées respectivement dans les tableaux (3.3) et (3.4).

TABLE 3.3 – base de règles pour la sortie k_p

	<i>GN</i>	<i>MN</i>	<i>PN</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>MP</i>	<i>GP</i>
<i>GN</i>	<i>GP</i>	<i>GP</i>	<i>MP</i>	<i>MP</i>	<i>PP</i>	<i>Z</i>	<i>Z</i>
<i>MN</i>	<i>GP</i>	<i>GP</i>	<i>MP</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>Z</i>	<i>PN</i>
<i>PN</i>	<i>MP</i>	<i>MP</i>	<i>MP</i>	<i>PP</i>	<i>Z</i>	<i>PN</i>	<i>PN</i>
<i>Z</i>	<i>MP</i>	<i>MP</i>	<i>PP</i>	<i>Z</i>	<i>PN</i>	<i>MN</i>	<i>MN</i>
<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>Z</i>	<i>PN</i>	<i>PN</i>	<i>MN</i>	<i>MN</i>
<i>MP</i>	<i>PP</i>	<i>Z</i>	<i>PN</i>	<i>MN</i>	<i>MN</i>	<i>MN</i>	<i>GN</i>
<i>MN</i>	<i>Z</i>	<i>Z</i>	<i>MN</i>	<i>MN</i>	<i>MN</i>	<i>GN</i>	<i>GN</i>

TABLE 3.4 – base de règles pour la sortie k_i

	<i>GN</i>	<i>MN</i>	<i>PN</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>MP</i>	<i>GP</i>
<i>GN</i>	<i>GN</i>	<i>GN</i>	<i>MN</i>	<i>MN</i>	<i>PN</i>	<i>Z</i>	<i>Z</i>
<i>MN</i>	<i>GN</i>	<i>GN</i>	<i>MN</i>	<i>PN</i>	<i>PN</i>	<i>Z</i>	<i>Z</i>
<i>PN</i>	<i>GN</i>	<i>MP</i>	<i>PN</i>	<i>PN</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>
<i>Z</i>	<i>MN</i>	<i>MN</i>	<i>PN</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>MP</i>	<i>MP</i>
<i>PP</i>	<i>MN</i>	<i>MN</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>MP</i>	<i>GP</i>
<i>MP</i>	<i>Z</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>MP</i>	<i>GP</i>	<i>GP</i>
<i>MN</i>	<i>Z</i>	<i>Z</i>	<i>PP</i>	<i>MP</i>	<i>MP</i>	<i>GP</i>	<i>GP</i>

3.5 Commande par Mode glissant d'ordre supérieur

De nombreuses études ont été menées sur les lois de commande du mode glissant pour les systèmes non linéaires, l'objectif de cette méthode est de contraindre le système à évoluer et à se maintenir, dans un temps fini et par un contrôle discontinu, sur une variété glissante dans laquelle le comportement résultant a certaines dynamiques prescrites [35]. Le contrôle du mode glissant affiche une certaine simplicité des caractéristiques de conception et de robustesse ainsi que les perturbations correspondantes [36]. Néanmoins, le phénomène de broutage reste un gros problème qui peut être très dangereux pour le générateur en raison du contrôle discontinu qui peut provoquer une surchauffe de la bobine pouvant déclencher une dynamique haute fréquence non modélisée [9].

Certaines approches ont été proposées pour résoudre le problème de chattering [37]. Elles étaient toutes basées sur l'idée de changer la dynamique au plus près de la surface de discontinuité afin d'éviter d'une part la discontinuité réelle et d'autre part de conserver les caractéristiques primaires de l'ensemble du système ([38], [39]); sauf que pour les deux approches, la précision et la robustesse ultimes du mode glissant avaient en partie disparu.

La loi en régime glissant d'ordre supérieur est caractérisée par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement au lieu d'agir sur sa première dérivée. La commande par mode glissant d'ordre supérieur (HOSM) permet la conservation de la robustesse et la simplicité de mise en oeuvre de mode glissant de premier ordre, la suppression du phénomène de réticence ainsi que l'amélioration de la précision asymptotique [40].

3.5.1 Position du problème

Considérons un système non linéaire avec la dynamique suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, t) + g(t, x)u \\ S &= S(x, t) \end{aligned} \tag{3.100}$$

où $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ représente le vecteur d'état $x \in \mathfrak{R}^n$ et $u \in \mathfrak{R}$ est le signal de commande.

f et g sont des fonctions supposées suffisamment différentiables.

S est une fonction différentiable telle que ses $(r - 1)$ premières dérivées par rapport au temps ne sont fonction que l'état x .

Le problème qui se pose est de trouver une structure de commande permettant l'exis-

tence d'un mode glissant pour une variable de commutation de degré relatif strictement supérieur à 1. Cette commande n'est rien d'autre qu'une commande par mode glissant d'ordre supérieur.

3.5.2 Principe

Dans la commande par mode glissant d'ordre supérieur, la discontinuité apparaît sur la dérivée la plus supérieure de la surface de glissement S , tout en assurant la convergence de S et de la dérivée \dot{S} vers zéro en un temps fini. La commande originale est l'intégration de la commande discontinue. Par conséquent, elle devient lisse, éliminant ainsi le phénomène de chattering [40].

Le principe de la commande par mode glissant d'ordre supérieur (ordre r par exemple) consiste à contraindre le système à évoluer sur une surface de glissement déterminée par :

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{(r-1)} = 0 \quad (3.101)$$

où r désigne le degré relatif du système par rapport à la surface de glissement.

Pour un degrés relatif $r = 1$, nous avons :

$$\frac{\delta S}{\delta u} = 0, \quad \frac{\delta \dot{S}}{\delta u} \neq 0 \quad (3.102)$$

Pour un degrés relatif $r > 1$

$$\frac{\delta S^{(i)}}{\delta u} = 0, \quad (i = (1, 2, \dots; r - 1)), \quad \frac{\delta \dot{S}^{(r)}}{\delta u} \neq 0 \quad (3.103)$$

r est appelé aussi l'ordre de glissement.

Dans la littérature, nous trouvons deux types de modes glissants d'orde r , idéaux et réels.

3.5.3 Régime glissement idéal

Le mode glissant idéal d'ordre r est lié à la convergence en temps fini de la variable de glissement et de ses $(r - 1)$ dérivées vers zéro, sans retard ou erreur d'estimation de l'état.

La notion de mode glissant idéal permet d'atteindre de façon plus lisse la surface de contrainte.

Définition

La trajectoire $S(t, x(t))$ ayant pour condition initiale $(0, x_o)$ est une trajectoire à mode glissant idéal d'ordre r par rapport à la surface $S = 0$, s'il existe $t_1 > 0$ tel que $\forall t \geq t_1$ les égalités suivantes soient vérifiées :

$$S(t, x(t)) = \dot{S}(t, x(t)) = \dots = S^{(r-1)}(t, x(t)) = 0 \quad (3.104)$$

La notion du régime glissant idéal suppose que la commutation s'effectue à une fréquence infinie. Il en résulte que cette notion est théorique, mathématiquement possible mais irréalisable pratiquement (à cause des imperfections et limitations physiques des organes de commutation). En réalité, le régime glissant ne prend place que dans un voisinage de la surface. Ce comportement est qualifié de régime glissant réel [41].

3.5.4 Régime glissant réel

La notion mode glissant réel d'ordre r correspond à la précision asymptotique obtenue quand on considère l'effet de retard ou d'erreurs d'estimation de l'état.

Définition

Une commande par mode glissants réels sur $S = 0$ est dite d'ordre $r > 0$ par rapport à une fonction à valeur réelle $\gamma(\epsilon)$ tel que $\epsilon \rightarrow 0 \Rightarrow \gamma(\epsilon) \rightarrow 0$, si par n'importe quel ensemble compact appartenant au domaine de définition, il existe $t_1 > 0$ et une constante $C > 0$ telle que $\forall t > t_1$, l'inégalité suivante soit vérifiée :

$$|S(t, x(t, \epsilon))| \leq C |\gamma(\epsilon)|^r \quad (3.105)$$

ϵ représente un retard ou une imprécision sur la connaissance de l'état du système.

La notion de mode glissant réel permet d'exprimer la dépendance de l'algorithme à modes glissants par rapport aux imperfections physiques du système [41].

3.5.5 Mode glissant d'ordre deux

L'objectif principal d'un contrôleur de mode glissant d'ordre deux est de générer un régime de second ordre sur une surface de glissement sélectionnée S , en maintenant S

ainsi que sa dérivée \dot{S} à zéro en un temps fini.

$$S = \dot{S} = 0 \quad (3.106)$$

Pour définir les algorithmes de la commande par mode glissant d'ordre deux, considérons le système décrit par l'équation différentielle 3.100.

La dérivée de S est donnée par :

$$\dot{S} = \frac{d}{dt}S(t, x) = \frac{\delta}{\delta t}S(t, x) + \frac{\delta}{\delta x}S(t, x)\dot{x} \quad (3.107)$$

La dérivée seconde de S est donnée par :

$$\ddot{S} = \frac{d}{dt}\dot{S}(t, x, u) = \frac{\delta}{\delta t}\dot{S}(t, x, u) + \frac{\delta}{\delta x}\dot{S}(t, x, u)\dot{x} + \frac{\delta}{\delta u}\dot{S}(t, x, u)\dot{u} \quad (3.108)$$

on pose :

$$\varphi(x, t) = \frac{\delta}{\delta x}\dot{S}(t, x, u) + \frac{\delta}{\delta x}\dot{S}(t, x, u)\dot{x} \quad (3.109)$$

$$\phi(x, t) = \frac{\delta}{\delta u}\dot{S}(t, x, u) \quad (3.110)$$

L'équation (3.108) devient :

$$\ddot{S} = \varphi(x, t) + \phi(x, t)\dot{u} \quad (3.111)$$

Si le degré relatif est égale 1, l'entrée du système est représentée par \dot{u} .

Si le degré relatif est égale 2, l'entrée du système est représentée par u .

La caractéristique principale de la commande par mode glissant d'ordre deux est que la partie discontinue apparaît sur la dérivée de la commande u . En calculant la commande du système $u = \int \dot{u}$, celle-ci devient continue, limitant ainsi le phénomène de chattering.

3.5.6 Propriétés de convergence en temps fini

Afin de réaliser les algorithmes par mode glissant de second ordre, les hypothèses suivantes sont nécessaires :

- La commande u du système est une fonction bornée, elle est définie par l'ensemble $U = u : |u| \leq U_M$, où U_M est une constante réelle, et la solution du système est définie sur la variable glissante de second ordre $S = \dot{S} = 0$ pour tout t .
- Il existe $u_1 \in [0, U_M]$ telle que pour toute fonction continue $u(t)$ avec $|u(t)| > u_1$, il existe t_1 tel que $u > 0$ pour tout $t > t_1$. Ainsi, la commande $u = -U_M \text{sign}(\dot{S}(t_o))$ assure la convergence en temps fini sur $S = 0$, où t_o est l'instant initial.

- Il existe des constantes positives s_o , Γ_m , et Γ_M , telles que dans un voisinage $|S(t, x)| < s_o$

$$0 < \Gamma_m \leq \frac{\delta}{\delta u} \dot{S}(t, x, u) \leq \Gamma_M, \forall u \in U \quad (3.112)$$

- Il existe une constante positive Ψ telle que dans la région $|S| < s_o$, l'inégalité suivante soit vérifiée :

$$\left| \frac{\delta}{\delta t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\delta}{\delta x} \dot{S}(t, x, u) \dot{x} \right| \leq \Psi \quad (3.113)$$

La deuxième hypothèse signifie que, partant de n'importe quel point de l'espace d'état, il est possible de définir une commande $u(t)$ qui permet d'atteindre la surface de glissement.

Les deux dernières hypothèses impliquent que la dérivée seconde de la fonction de commutation S est uniformément bornée dans un certain domaine pour l'entrée considérée.

Pour l'existence de la commande équivalente $u_{eq}(t, x)$, il faut que $\phi(x, t)$ soit non nulle. La fonction $u_{eq}(t, x)$ satisfaisant la relation $\ddot{S} = 0$ peut être considérée comme une loi de commande permettant d'atteindre, en temps fini, la surface $S = \dot{S} = 0$ dans le plan de phase (S, \dot{S}) [40].

Dans la littérature, il existe plusieurs algorithmes de commande par mode glissant d'ordre deux ; nous citons l'algorithme de 'twisting', l'algorithme de 'super twisting', l'algorithme 'sub-optimal' et l'algorithme de 'drift'.

Nous allons étudier la commande par mode glissant d'ordre supérieur basé sur l'algorithme de 'super twisting' (STSM) que nous avons utilisé dans nos travaux.

3.5.7 Algorithme de Super Twisting (ST)

Cet algorithme de super twisting a d'abord été proposé par [42] pour l'asservissement des systèmes de degrés relatifs égaux à un, puis il a été modifié par la suite par [43] pour des systèmes de degré relatif égal à deux. Il est destiné à réaliser un contrôle continu par HOSMC en obtenant uniquement les informations de S sans l'évaluation du signe de S ([44], [4]).

Contrôle du mode glissant d'ordre élevé avec les étapes de l'algorithme ST

Les étapes suivantes décrivent le fonctionnement de l'algorithme de ST [4].

- Etape 1 : Écrivez la dynamique non linéaire du système comme suit : $\dot{\eta} = f(t, \eta, u)$ où t, η, u sont respectivement le temps, la variable d'état et l'entrée du système.
- Etape 2 : Choisissez la surface de glissement $S = \eta - \eta^*$ pour atteindre l'objectif de contrôle en suivant la référence optimale η^* .
- Etape 3 : Définissez la première dérivée \dot{S} .
- Etape 4 : Écrivez la deuxième dérivée \ddot{S} sous la forme suivante $\ddot{S} = \Gamma(t, \eta) + \Psi(t, \eta)\dot{u}(t)$.
- Etape 5 : Utilisez le HO-SMC avec l'algorithme ST dans les conditions de transition : $k_m \leq |\Psi| \leq K_m$, $|\Gamma| \leq C_i$, $\alpha > C_i/k_m$ et $\gamma > \sqrt{2(\alpha K_m + C_i)}/k_m$, où C_i, k_m, K_m sont des constantes positives [45],[46],[47],[48].

$$\begin{cases} u(t) = u_1(t) - \gamma\sqrt{|S|}\text{sign}(S) \\ \dot{u}_1(t) = -\alpha.\text{sign}(S) \end{cases} \quad (3.114)$$

- Etape 6 : Implémentez les équations (3.114) et choisissez par des tests de simulation les gains de commande α et γ , qui vérifient les conditions citées à l'étape 5.

Cette loi de contrôle contient deux termes. Le premier terme est une fonction discontinue de la surface de glissement, et l'autre est une fonction continue de sa dérivée. Cet algorithme ne nécessite aucune information sur la dérivée de la surface de glissement [45],[46],[9].

L'entrée de commande discontinue $\dot{u}(t)$ agit sur \ddot{S} pour faire de $S = \dot{S} = 0$ en un temps fini avec $u(t)$ une entrée continue. Par conséquent, le chattering dans les systèmes est réduit, offrant une précision élevée et évitant des forces mécaniques importantes tout en maintenant la robustesse de la commande par mode glissant du premier ordre.

3.5.8 Mise en oeuvre du contrôleur HOSM pour la vitesse du rotor sur la base de l'algorithme Super Twisting

Il faut atteindre l'objectif de contrôle en suivant une vitesse de référence optimale Ω_t^* comme suit :

$$\Omega_t^* = \frac{\lambda^\vartheta}{R} v \quad (3.115)$$

où v est la vitesse du vent, λ^ϑ est le rapport optimal de vitesse et R est le rayon du rotor. Nous proposons dans cette section, la stratégie du HO-SMC avec l'algorithme de super twisting pour réguler de manière optimale la vitesse SCIG. Ainsi, nous choisissons la variable glissante pour l'éolienne comme :

$$S_{\Omega_t} = \Omega_t - \Omega_t^* \quad (3.116)$$

Ensuite, nous pouvons écrire la dérivée de S_{Ω_t} comme :

$$\dot{S}_{\Omega_t} = \dot{\Omega}_t - \dot{\Omega}_t^* \quad (3.117)$$

La dérivée de la vitesse Ω_t est obtenue à partir de l'équation mécanique du système :

$$\dot{\Omega}_t = \frac{1}{J} (T_t - T_e - f \Omega_t) \quad (3.118)$$

T_t est le couple de la turbine, T_e est le couple électrique résistant du générateur à induction, f est le coefficient de frottement et J est l'inertie. Si on remplace la dérivée de la vitesse du générateur $\dot{\Omega}_t$ de (3.118) dans (3.117), on obtient :

$$\dot{S}_{\Omega_t} = \frac{1}{J} (T_t - T_e - f \Omega_t) - \dot{\Omega}_t^* \quad (3.119)$$

La condition de transition et le test de stabilité et de robustesse en boucle fermée sont satisfaits en considérant la dérivée seconde de la surface de glissement :

$$\ddot{S}_{\Omega_t} = \dot{\Gamma}_{\Omega_t} + \Psi_{\Omega_t} \dot{T}_e \quad (3.120)$$

Où les fonctions smooth Γ_{Ω_t} et Ψ_{Ω_t} sont définis par :

$$\Gamma_{\Omega_t} = \frac{\dot{T}_t}{J} - \frac{f}{J} \dot{\Omega}_t - \ddot{\Omega}_t^* ; \quad \Psi_{\Omega_t} = -\frac{1}{J} \quad (3.121)$$

Suite à l'étape 4, l'entrée de contrôle est $u_{\Omega}(t) = T_e$, permettant la mise en oeuvre de la commande ST-SMC en présence d'incertitudes et de perturbations [37], [46],[47] avec les conditions de transition suivantes : $|\Gamma_{\Omega_t}| \leq C_{\Omega}$, $k_{\Omega m} \leq |\Psi_{\Omega_t}| \leq K_{\Omega M}$, où $C_{\Omega}, K_{\Omega m}, K_{\Omega M}$ sont des constantes positives.

On obtient les équations suivantes $\Omega_t = \Omega_t^*$, et $\Omega = \Omega^*$ puisque $\Omega = G.\Omega_t, \forall t > t_f$, où t_f est un temps fini et G est le multiplicateur de la boîte de vitesse. On peut définir maintenant l'entrée de contrôle T_e :

$$\begin{cases} u_{\Omega}(t) = T_e = u_{\Omega 1}(t) - \gamma_{\Omega} \sqrt{|S_{\Omega_t}|} \text{sign}(S_{\Omega_t}) \\ \dot{u}_{\Omega 1}(t) = -\alpha_{\Omega} \text{sign}(S_{\Omega_t}) \end{cases} \quad (3.122)$$

3.5.9 Mise en oeuvre des régulateurs HOSM avec l'algorithme Super Twisting pour la tension continue CC, les courants quadrature et direct

La Figure (3.33) représente l'approche de contrôle côté réseau. Nous avons une boucle cascade contrôler par le contrôleur ST-SMC. La boucle externe régule la tension du bus continu tandis que la boucle interne ajuste le courant direct i_d , qui par la suite contrôle

la puissance active P . Le courant direct de référence i_d^* est la sortie du contrôleur ST-SMC de la boucle externe. Le courant quadratique i_q , qui contrôle la puissance réactive Q est également régulé par un contrôleur ST-SMC. Le courant quadratique de référence i_q^* est défini sur zéro pour atteindre un facteur de puissance unitaire et la référence de la tension du bus continu est définie sur 1000V.

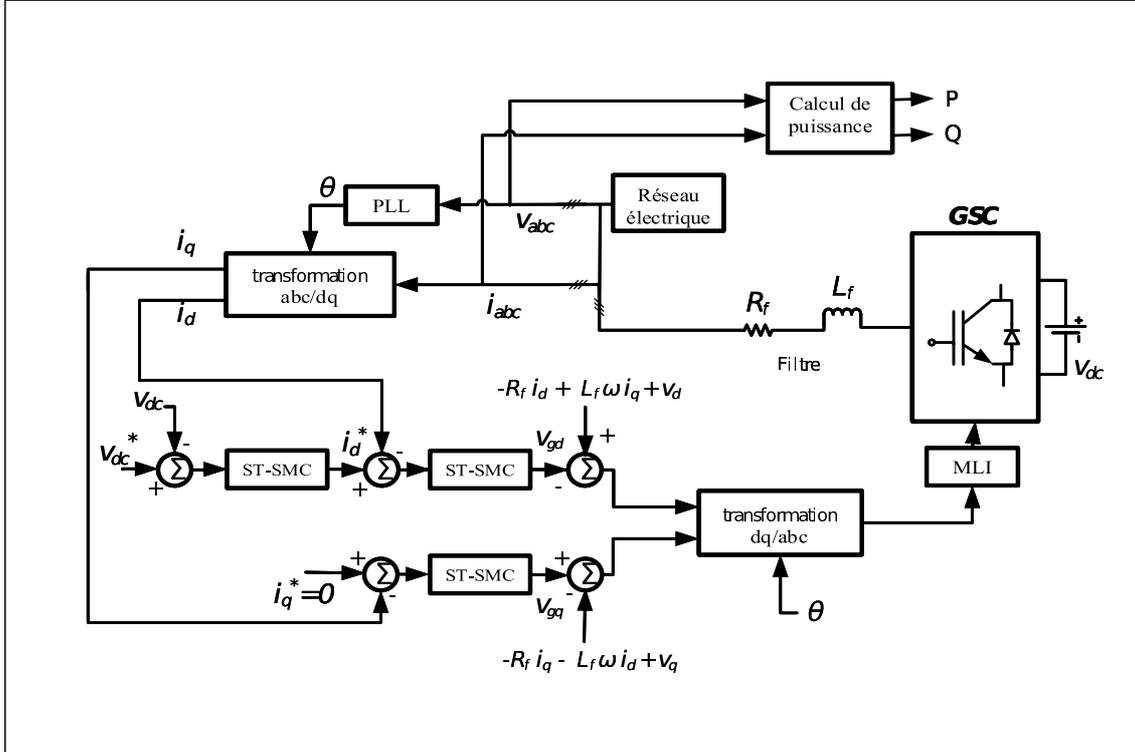


FIGURE 3.33 – Schéma de contrôle de la tension continue ainsi que les courants direct et quadratique du côté réseau

Les équations de tension aux bornes de l'inductance L_f dans le cadre de référence d-q sont les suivantes [49],[9] :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d(t)}{dt} = (-R_f i_d + L_f \omega i_q + v_d) - v_{gd} \\ L_f \frac{di_q(t)}{dt} = -(-R_f i_q - L_f \omega i_d + v_q) + v_{gq} \end{cases} \quad (3.123)$$

où L_f et R_f sont respectivement l'inductance et la résistance du filtre ; v_d , v_q représentent les sorties de l'onduleur, i_d , i_q sont les courants d-q. On peut alors contrôler les puissances active et réactive en réglant respectivement les courants d-q.

Nous choisissons la variable glissante pour la tension du circuit intermédiaire, la quadrature et le courant continu du réseau respectivement comme :

$$\begin{cases} S_v = v_{dc} - v_{dc}^* \\ S_d = i_d - i_d^* \\ S_q = i_q - i_q^* \end{cases} \quad (3.124)$$

où v_{dc}^*, i_d^* et i_q^* sont respectivement la tension du bus continu de référence, la référence de courant continu et la référence de courant en quadrature. Ensuite, nous pouvons écrire la dérivée de S_v , S_d et S_q comme suit :

$$\begin{cases} \dot{S}_v = \frac{1}{C}(i_1 - i_2) - \dot{v}_{dc}^* \\ \dot{S}_d = \left(\frac{1}{L_f}v_d - \frac{R_f}{L_f}i_d + \omega i_q - \frac{1}{L_f}v_{gd} \right) - \frac{di_d^*}{dt} \\ \dot{S}_q = \left(\frac{1}{L_f}v_q - \frac{R_f}{L_f}i_q - \omega i_d - \frac{1}{L_f}v_{gq} \right) - \frac{di_q^*}{dt} \end{cases} \quad (3.125)$$

L'équilibre des pouvoirs nous donne :

$$v_{dc} i_2 = v_d i_d + v_q i_q \quad (3.126)$$

La condition de transition et le test de stabilité et de robustesse en boucle fermée sont satisfaits en considérant la dérivée seconde de la surface de glissement :

$$\begin{cases} \ddot{S}_v = \Gamma_v + \Psi_v \frac{di_d}{dt} \\ \ddot{S}_d = \Gamma_d + \Psi_d \dot{v}_{gd} \\ \ddot{S}_q = \Gamma_q + \Psi_q \dot{v}_{gq} \end{cases} \quad (3.127)$$

où les fonctions smooth sont représentés par Γ_v , Ψ_v , Γ_d , Ψ_d , Γ_q et Ψ_q , on peut écrire :

$$\begin{cases} \Gamma_v = \dot{\varrho}_v; \varrho_v = \frac{1}{C}i_1 - \dot{v}_{dc}^* - \frac{v_q i_q}{C} - \frac{v_d \dot{i}_d^*}{C} ; \Psi_v = -\frac{v_d}{C} \\ \Gamma_d = \dot{\varrho}_d; \varrho_d = \frac{1}{L_f}v_d + \omega i_q - \frac{di_d^*}{dt} - \frac{R_f}{L_f}i_d ; \Psi_d = -\frac{1}{L_f} \\ \Gamma_q = \dot{\varrho}_q; \varrho_q = \frac{1}{L_f}v_q - \frac{di_q^*}{dt} - \frac{R_f}{L_f}i_q - \omega i_d ; \Psi_q = -\frac{1}{L_f} \end{cases} \quad (3.128)$$

La commande ST-SMC est mis en oeuvre en présence d'incertitudes et de perturbations [37], [46],[47], avec les conditions de transition suivantes : $|\Gamma_v| \leq C_v, K_{mv} \leq |\Psi_v| \leq K_{Mv}$, $|\Gamma_d| \leq C_d, K_{md} \leq |\Psi_d| \leq K_{Md}$, $|\Gamma_q| \leq C_q, K_{mq} \leq |\Psi_q| \leq K_{Mq}$, où C_v , K_{mv} , K_{Mv} , C_d , K_{md} , K_{Md} , C_q , K_{mq} et K_{Mq} sont des constantes positives.

Ainsi $v_{dc} = v_{dc}^*, \forall t > t_{fv}$, $i_d = i_d^*, \forall t > t_{fd}$ et $i_q = i_q^*, \forall t > t_{fq}$, où t_{fv} , t_{fd} et t_{fq} sont des temps finis. Les entrées de contrôle $v_v(t)$, $v_{gd}(t)$ et $v_{gq}(t)$ sont les suivants :

$$\begin{cases} v_v(t) = i_d^*(t) = v_{v1}(t) - \gamma_v \sqrt{|S_v|} \text{sign}(S_v) \\ \dot{v}_{v1}(t) = -\alpha_v \text{sign}(S_v) \\ v_{gd}(t) = v_{d1}(t) - \gamma_d \sqrt{|S_d|} \text{sign}(S_d) \\ \dot{v}_{d1}(t) = -\alpha_d \text{sign}(S_d) \\ v_{gq}(t) = v_{q1}(t) - \gamma_q \sqrt{|S_q|} \text{sign}(S_q) \\ \dot{v}_{q1}(t) = -\alpha_q \text{sign}(S_q) \end{cases} \quad (3.129)$$

Les valeurs des constantes positives α_v , γ_v , α_d , γ_d , α_q et γ_q sont listées dans le tableau A.2 de l'Annexe.

3.5.10 Résultats de simulation des commandes ST-SMC et PI-Flou appliquées au système éolien (WECS)

La simulation du HO-SMC avec l'algorithme ST pour le WECS basé sur SCIG est réalisée en utilisant SimPowerSystems de Matlab/Simulink. La Figure (3.34) représente les différents blocs composants le fichier de simulation. Les réglages de tous les paramètres ST-SMC, qui vérifient les conditions citées précédemment sont affinés par des tests de simulation. Le réglage de la boucle cascade représentée dans le schéma de commande de la partie réseau, Figure (3.33), doit vérifier le principe suivant : la boucle interne doit être plus rapide que la boucle externe.

Les trois scénarios suivants sont envisagés pour valider les performances et la faisabilité du ST-SMC par rapport aux contrôleurs PI classique, logique floue (FL), mode glissant du premier ordre ainsi que la commande linéarisante entrée-sortie avec observateur non linéaire à grand gain.

1. Vent fluctuant est représenté dans la Figure (2.9).
2. Chute de la tension du réseau de 30%, Figure (3.5).
3. Variations paramétriques

Le contrôleur **flou Gain-Scheduling** utilisé pour le contrôle de la partie machine (MSC) fonctionne sous les principes des règles flou ainsi que celle de l'exploitation des connaissances et de l'expérience humaines en matière de contrôle pour définir les paramètres du contrôleur [33], tandis que le contrôleur **flou Adaptif PI** appliqué pour le contrôle de la partie réseau (GSC) est une association de contrôleur PI classique et de la logique floue (FLC) [32]. Il optimise les avantages du contrôleur PI classique et de la capacité adaptative de FLC.

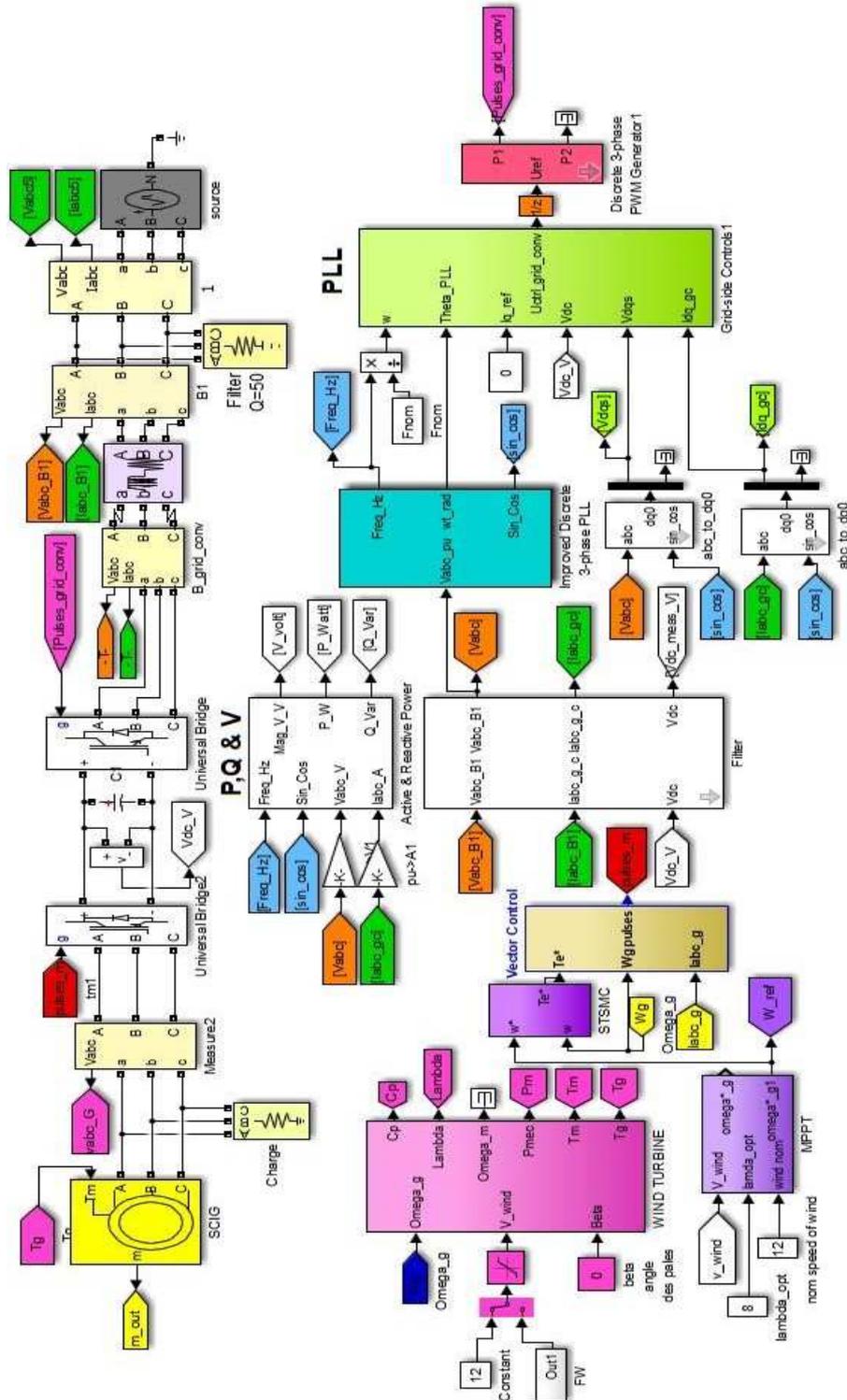


FIGURE 3.34 – Schéma de simulation du système global sous SimPowerSystems

1- Vent fluctuant

Les Figures (3.35) et (3.36) représentent les résultats de simulations dans le cas du vent fluctuant. La Figure (3.35 (a)) montre la réponse dynamique rapide de la vitesse avec une très bonne performance dans le suivi de trajectoire, ainsi qu'une grande précision malgré les variations de la vitesse du vent pour le ST-SMC par rapport au contrôleur PI flou. Cela signifie que l'erreur entre la vitesse réelle et la vitesse de référence est nulle, ce qui a assuré le transfert idéal de la puissance active maximale établie par la commande MPPT vers le réseau. Les résultats de la ST-SMC et le contrôleur PI flou adaptatif de la tension du bus continu sont représentés sur la Figure (3.35 (b)). En effet, dans un premier temps, une courbe plus douce est obtenue pour le contrôleur ST-SMC puisque le chattering est atténué. Deuxièmement, la robustesse de la tension du bus continu contre les fluctuations du vent est assurée, ce qui garantit que toute la puissance active est instantanément transférée au réseau. Troisièmement, la faible valeur du pic du ST-SMC est clairement visible, qui permet d'assurer la sécurité du système électrique.

Sur la Figure (3.36 (b)), une puissance réactive nulle est fournie par le ST-SMC, quelles que soient les ondulations produites par PWM, qui nous permet d'éviter d'altérer la qualité du réseau, alors que le contrôleur PI flou adaptatif présente des fluctuations autour de zéro. En utilisant la stratégie MPPT, la forme d'onde de la puissance active de la Figure de (3.36 (a)), délivrée au réseau, est similaire à la courbe de vitesse du vent de la Figure (2.9), ce qui signifie qu'un petit changement du vent induit un changement significatif de la puissance active de sortie.

2- Chute de tension

Les Figures (3.37) et (3.38) représentent les résultats de simulation d'une chute de tension jusqu'à 30% de la tension nominale du réseau entre $t \in [2, 4]s$. La commande ST-SMC peut suivre la vitesse optimale MPPT avec une grande précision et une réponse dynamique rapide par rapport au contrôleur PI flou Gain-Scheduling, Figure (3.37 (a)).

Les Figures (3.37 (b)), (3.38 (a)) et (3.38 (b)) correspondent respectivement à la tension du bus continu, la puissance active et la puissance réactive. La commande ST-SMC fournit une courbe plus douce que celle du contrôleur PI flou adaptatif, en particulier à l'instant de la variation soudaine de la tension du réseau. De plus, la valeur du pic de la tension du bus continu atteint 1500V pour le contrôleur PI classique, (Figure 3.9 (b)), tandis que pour le contrôleur PI flou adaptatif et ST-SMC, est inférieure à 1250V, (Figure 3.37 (b)). Notez que la valeur de pic élevée de la tension du bus continu, causée par le contrôleur PI classique, peut endommager les convertisseurs.

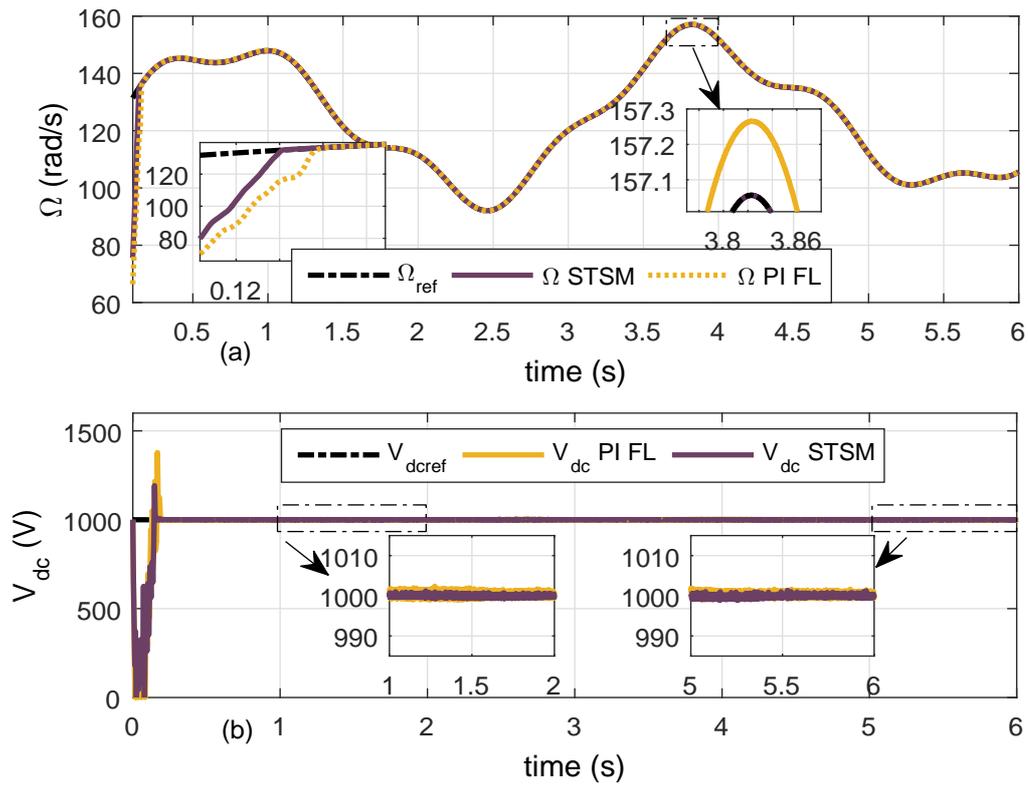


FIGURE 3.35 – Les résultats de la vitesse de la génératrice et de la tension continue des deux commande (ST-SMC et FL) dans le cas d'un vent fluctuant

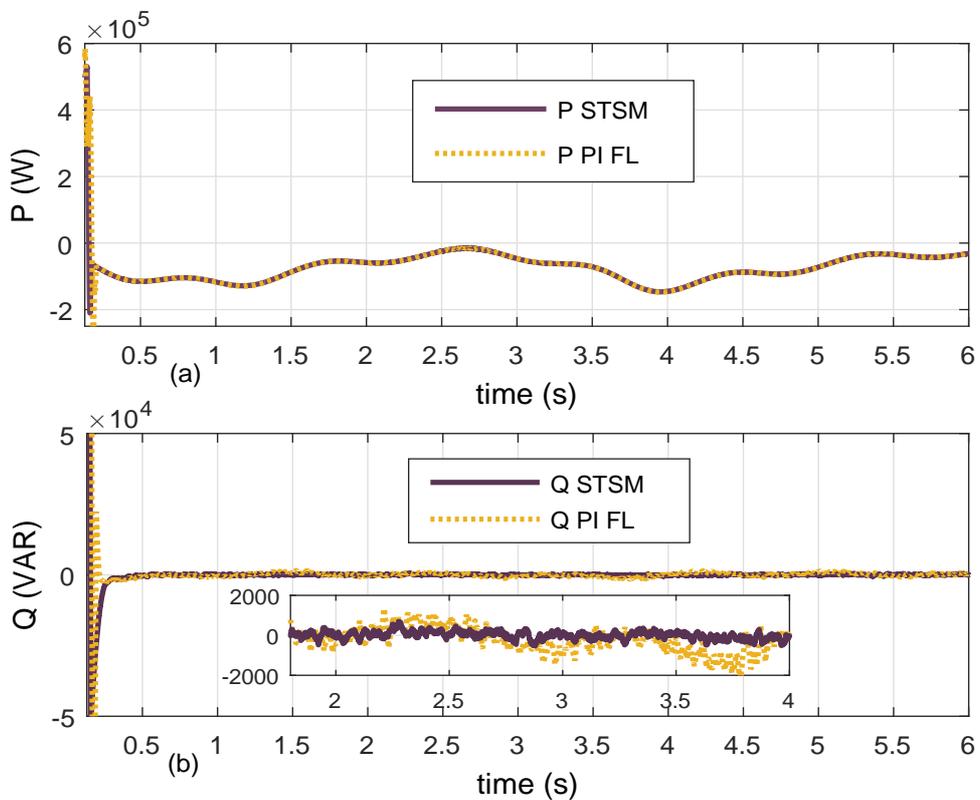


FIGURE 3.36 – Les réponses de la puissance active et réactive des deux commande (ST-SMC et FL) dans le cas d'un vent fluctuant

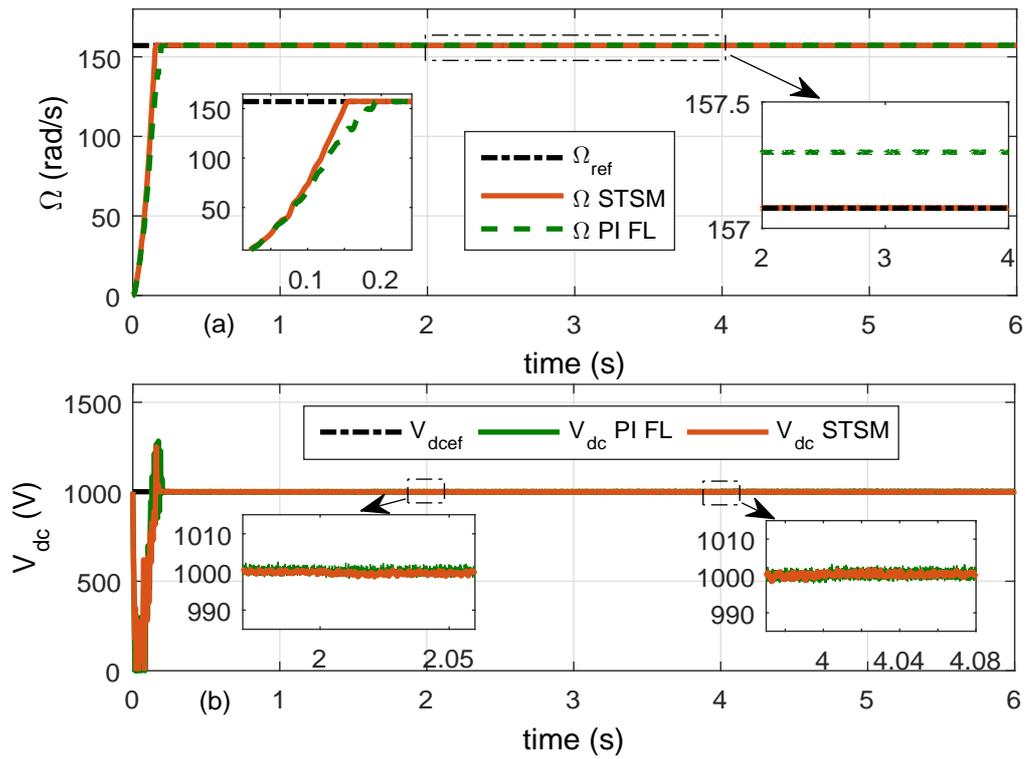


FIGURE 3.37 – Les résultats de la vitesse de la génératrice et de la tension continue des deux commande (ST-SMC et FL) dans le cas d’une chute de tension

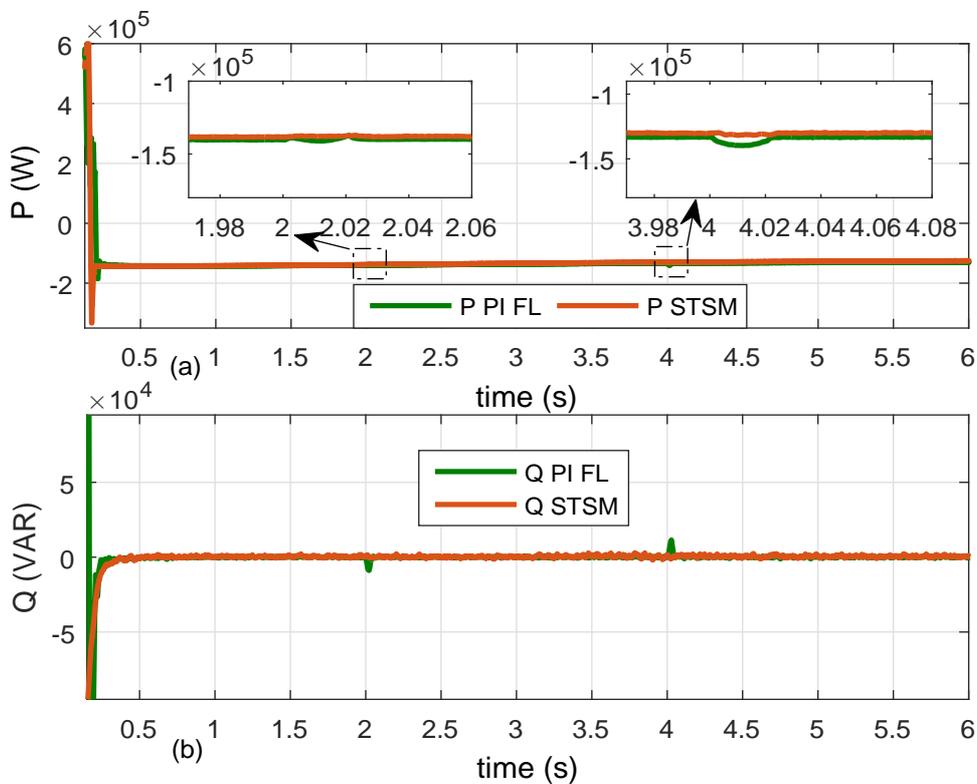


FIGURE 3.38 – Les réponses de la puissance active et réactive des deux commande (ST-SMC et FL) dans le cas d’une chute de tension

3- Variations paramétriques

Ce scénario est basé sur les variations des paramètres de la résistance du rotor, du moment d'inertie et du coefficient de frottement du SCIG jusqu'à 80% de leurs valeurs nominales entre $t \in [0, 2]s$. Les résultats de la simulation sont présentés sur les Figures (3.39) et (3.40).

Comme le montre la Figure (3.39 (a)), en régime permanent, la commande ST-SMC a éliminé l'erreur statique de vitesse contrairement au contrôleur PI flou adaptatif. Pendant la réponse transitoire, le temps de montée de la vitesse de la génératrice vers sa référence, pour le régulateurs PI Flou gain schedeling a considérablement augmenté par rapport au ST-SMC. Ceci conduit à une lenteur dans le transfert de puissance de l'éolienne vers le réseau comme le montre les Figures (3.40).

De plus, on remarque sur la Figure (3.39 (b)), des pics répétitives apparaissent sur la tension du bus continu pour le contrôleur PI flou adaptatif. Par conséquent, le contrôleur PI flou adaptatif a des performances médiocres pendant le régime transitoire et des imprécisions de vitesse en régime permanent, par rapport au ST-SMC.

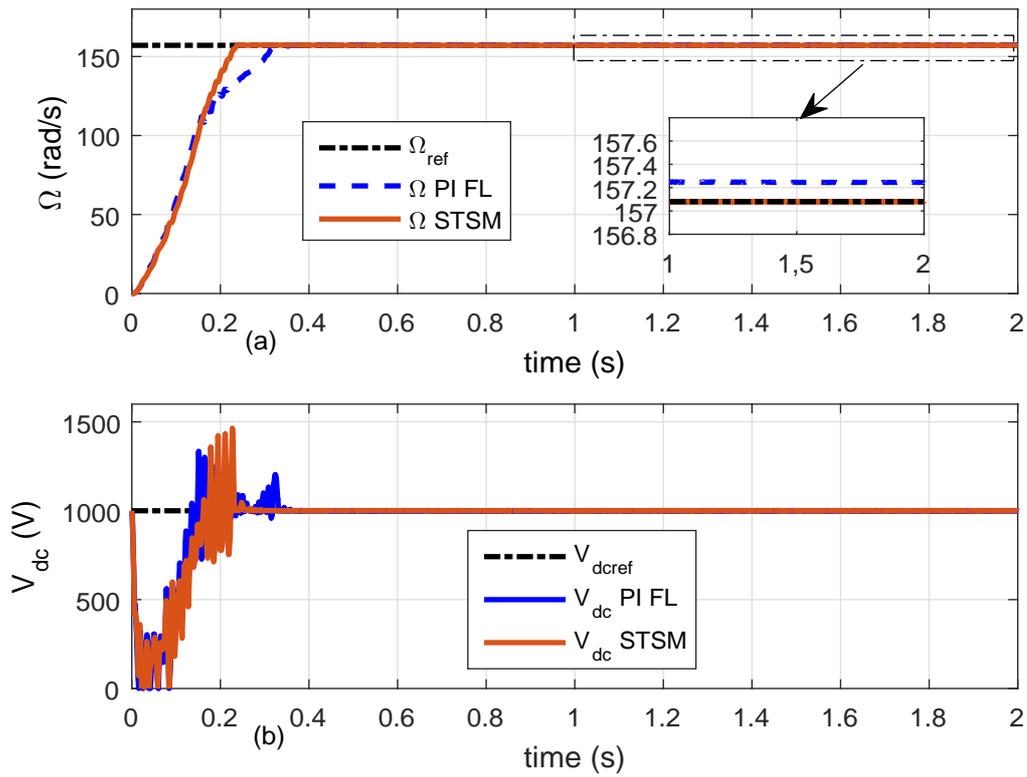


FIGURE 3.39 – Les résultats de la vitesse de la génératrice et de la tension continue des deux commande (ST-SMC et FL) dans le cas des variations paramétriques

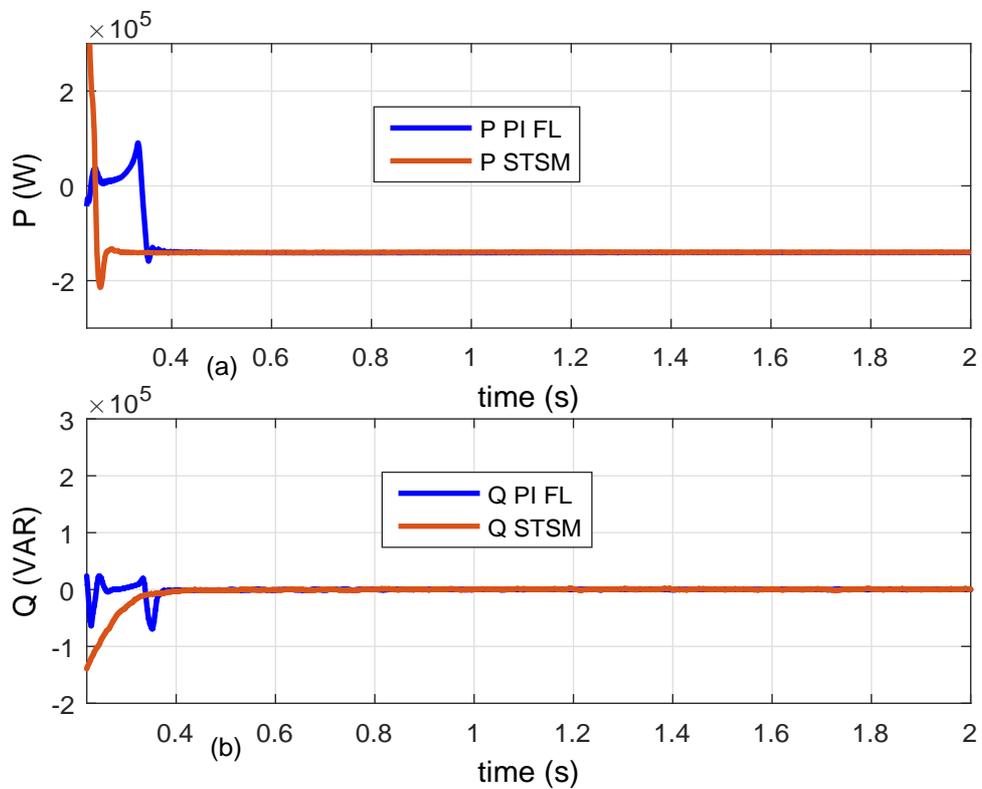


FIGURE 3.40 – Les réponses de la puissance active et réactive des deux commande (ST-SMC et FL) dans le cas des variations paramétriques

3.6 Tableau comparatif des différentes commandes étudiées

Le tableau (3.5) résume les performances des différentes commandes : commande PI classique, commande non linéaire (linéarisante entrée-sortie) avec l'observateur non linéaire à grand gain, commande par mode glissant du premier ordre, commande PI flou (gain-scheduling et adaptatif) et la commande par mode glissant d'ordre supérieur basé sur l'algorithme du Super-twisting.

TABLE 3.5 – Tableau résumant les performances de toutes les commandes étudiées

Méthodes	Caractéristiques		
	Vent fluctuant	Chute de tension	Variations paramétriques
PI classique	$e_{ss} = 0.3$ $t_{rn} = 0.17 s$ $pic = 1500V$	$e_{ss} = 0.3$ $t_{rn} = 0.2 s$ $pic = 1510V$	$e_{ss} = 0.3$ $t_{rR} = 0.5 s$ $pic = 1530V$
<u>Interprétations</u> : Cette commande linéaire s'éloigne des spécifications souhaitées en terme de temps de réponse, de précision, de robustesse, et des pics qui apparaissent sur les résultats de V_{dc}			
Commande linéarisante	$e_{ss} = 0.3$ $t_{rn} = 0.12$ $pic = 1300V$	$e_{ss} = 0.3$ $t_{rn} = 0.12$ $pic = 1200V$	$e_{ss} = 0.3$ $t_{rR} = 0.2$ $pic = 1010V$
<u>Interprétations</u> : Cette commande non linéaire améliore la rapidité et la robustesse du système mais reste médiocre en précision sur la vitesse.			
Commande mode glissant d'ordre un	$e_{ss} = 0$ $t_{rn} = 0.4$	$e_{ss} = 0$ $t_{rn} = 0.4$	
<u>Interprétations</u> : Cette commande présente des oscillations de haute fréquence. Le phénomène de chattering très visible nuit au fonctionnement du circuit de puissance.			
Commande PI flou	$e_{ss} = 0.3$ $t_{rn} = 0.14$ $pic = 1400V$	$e_{ss} = 0.3$ $t_{rn} = 0.15$ $pic = 1250V$	$e_{ss} = 0.3$ $t_{rn} = 0.3$ $pic = 1450V$
<u>Interprétations</u> : Cette commande améliore la rapidité de convergence mais reste médiocre en précision de la vitesse.			
Commande ST-SMC	$e_{ss} = 0$ $t_{rn} = 0.13$ $pic = 1150V$	$e_{ss} = 0$ $t_{rn} = 0.12$ $pic = 1200V$	$e_{ss} = 0$ $t_{rn} = 0.2$ $pic = 1300V$
<u>Interprétations</u> : Cette commande assure toutes les performances souhaitées en termes de stabilité, de rapidité de convergence, de suivi de trajectoire et de robustesse vis à vis des perturbations internes et externes.			

La mise en oeuvre de la commande par mode glissant d'ordre supérieur avec l'algorithme de super twisting (ST-SMC) sur le système éolien global est une contribution

notable et un nouvel aspect des résultats obtenus. Ce contrôle non linéaire a permis de garantir les mêmes bonnes performances dans les trois scénarios de perturbations (la vitesse du vent fluctuant, la chute de tension du réseau et les variations paramétriques du SCIG). Ces résultats ne sont donc pas évidents à obtenir simultanément.

3.7 Conclusion

Ce chapitre présente les différentes techniques de commande appliquées sur le système de conversion d'énergie éolienne (WECS) basé sur SCIG. Ces stratégies de contrôle sont conçues pour répondre au mieux aux attentes d'optimisation de l'extraction de la puissance disponible dans le vent via le contrôle MPPT, et pour assurer la robustesse du système WECS contre les incertitudes paramétriques et les effets perturbateurs.

Après une évaluation de la robustesse et de l'efficacité du ST-SMC proposé, pour les différentes conditions de fonctionnement du WECS, la supériorité des performances du ST-SMC par rapport aux contrôleurs PI classique et PI flou Gain-Schedeling et adaptatif, commande en mode glissant du premier ordre ainsi que la commande linéarisante, ont été prouvées et constitue une contribution significative à l'amélioration du WECS, malgré les fluctuations de vitesse du vent, la chute de tension brusque du réseau électrique et les variations paramétriques de la génératrice asynchrone à cage d'écureuil (SCIG).

Les résultats obtenus sous SimPowerSystems de Matlab-Simulink, démontrent que l'approche proposée par ST-SMC permet d'obtenir une bonne stabilité et des performances dynamiques sans oublier l'atténuation du phénomène de chattering inhérent à la commande en mode glissant du premier ordre. Elle peut atteindre rapidement le MPPT sous des perturbations internes et externes avec un suivi de vitesse de haute précision et une convergence rapide. Celles-ci permettent respectivement la conversion parfaite de la puissance maximale établie par la commande MPPT et le transfert instantané de la puissance active extraite de l'éolienne vers le réseau, ce qui est garanti en maintenant la tension du circuit du bus continu constante. De plus, la puissance réactive est maintenue à zéro afin de ne pas altérer la qualité du réseau.

La stratégie proposée WECS-SCIG-STSMC présente l'avantage d'une structure simple et peut être une solution innovant et pratique pour le WECS afin de maintenir la qualité de l'alimentation en énergie électrique.

Chapitre 4

Topologies des Convertisseurs

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, plusieurs topologies prometteuses de convertisseurs pour la conversion de l'énergie éolienne de la prochaine génération sont d'abord présentées et discutées en fonction de leurs avantages/inconvénients. Ensuite, des dispositifs semi-conducteurs de puissance potentiels pour une application d'énergie éolienne sont mis en évidence.

4.2 Topologies de convertisseurs prometteurs

Par le passé, il n'y avait pas beaucoup de diversité pour la topologie de convertisseurs utilisés dans les applications d'énergie éolienne. Les convertisseurs de source de tension à modulation de largeur d'impulsion avec sortie de tension à deux niveaux (2L-PWM-VSC) ou des circuits plus simples étaient largement utilisés, dans le niveau de tension faible, et ils sont capables de satisfaire la plupart des exigences. Néanmoins, en raison de la demande considérablement accrue de capacité électrique, de rentabilité, de fiabilité et de contrôlabilité, les performances d'un seul convertisseur (2L-PWM-VSC) ne semblent pas suffisantes pour les futurs systèmes d'éoliennes. Par conséquent, un certain nombre de solutions de conversion de puissance plus puissantes et avancées pour les éoliennes de la prochaine génération sont proposées. Dans cette section, certaines des configurations prometteuses que ce soit dans les universités ou dans l'industrie vont être examinées et discutées.

4.2.1 Convertisseurs traditionnels à deux niveaux

Le convertisseur (2L-PWM-VSC) est la topologie la plus fréquemment utilisée à ce jour dans les systèmes d'éoliennes. Les connaissances disponibles dans ce convertisseur sont étendues et bien établies. Dans le système éolien, le (2L-PWM-VSC) peut-être utilisé dans différentes configurations qui sont présentées comme suit :

- **Convertisseur de puissance de source de tension UNI-Directionnelle à deux niveaux (2L-UNI)** : Il est de plus en plus courant d'utiliser un générateur synchrone à aimant permanent (PMSG) dans le WTS. Vu qu'il n'y a pas de puissance réactive requise dans de tels générateurs et la puissance active circule de manière unidirectionnelle du générateur vers le réseau électrique. Seul un simple redresseur à diode peut-être appliqué du côté du générateur pour obtenir une solution rentable, comme le montre la Figure (4.1).

Cependant, le redresseur à diode, même avec des impulsions multi-phasées ou 12-impulsions introduit des pulsations basse fréquence qui peuvent déclencher la résonance de l'arbre dans le pire des cas [50, 51].

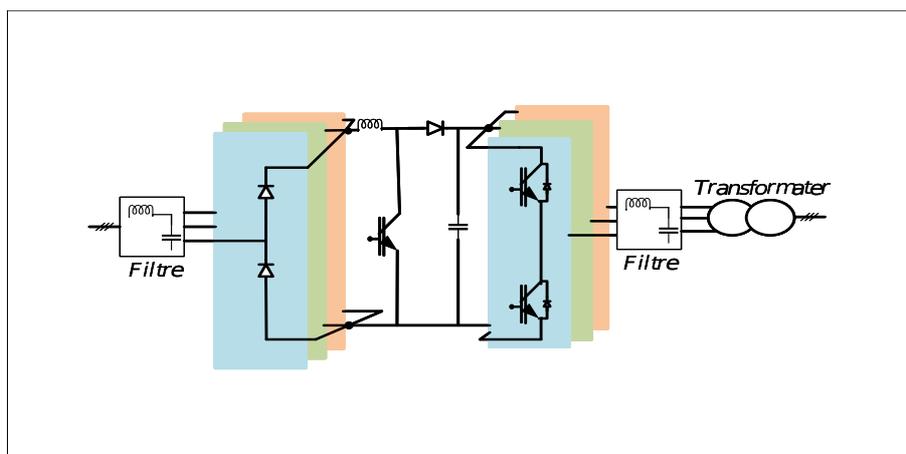


FIGURE 4.1 – Convertisseur de source de tension unidirectionnel à deux niveaux pour éolienne (2L-UNI)

- **Convertisseur de puissance de source de tension «back-to-back» à deux niveaux (2L-BTB)** : Il est très courant de configurer deux (2L-PWM-VSC) en tant que structure «back-to-back» (2L-BTB) dans le système éolien, comme le montre la Figure (4.2).

Un avantage technique de la solution (2L-BTB) est la contrôlabilité à pleine puissance (fonctionnement à 4 quadrants), avec une structure relativement plus simple et moins de composants. Le (2L-BTB) est la solution de pointe pour le concept d'éolienne basé sur la GADA [51, 52]. Plusieurs fabricants utilisent également cette topologie pour le

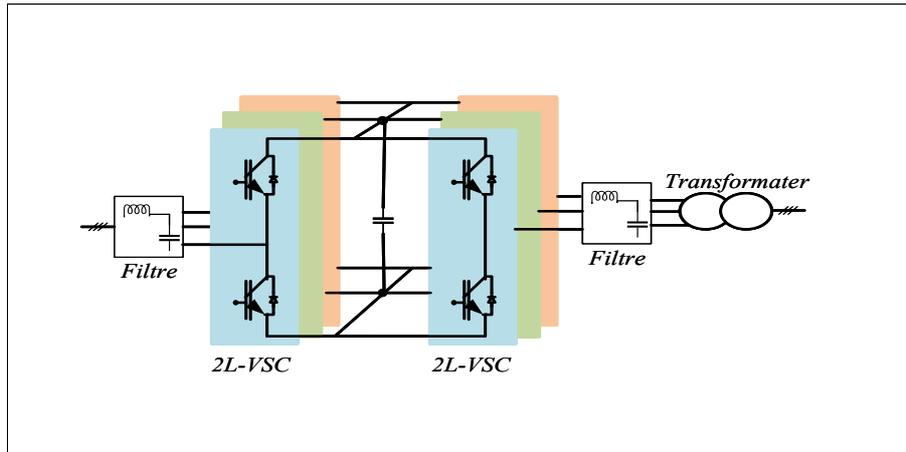


FIGURE 4.2 – Convertisseur de source de tension «back-to-back» à deux niveaux pour éolienne (2L-BTB)

concept d'éolienne, avec un convertisseur pleine échelle et un générateur à induction à cage d'écureuil (SCIG).

Cependant, la topologie (2L-PWM-VSC) peut souffrir de pertes de commutation plus importantes et d'une efficacité inférieure lorsque la conversion de puissance est poussée au niveau des Mégawatts (MW), et les dispositifs à semi-conducteurs de puissance disponibles peuvent devoir être connectés en parallèle ou en série, pour obtenir suffisamment de courant et de tension. Un autre problème du (2L-PWM-VSC) réside dans les sorties de tension à deux niveaux, qui introduisent de grandes contraintes dv/dt aux enroulements du générateur et du transformateur, nécessitant des filtres de sortie volumineux pour limiter le gradient de tension et réduire le niveau d'harmoniques, en particulier dans le cas de connexions de câbles longs.

Par conséquent, il devient plus difficile pour la solution (2L-BTB) d'obtenir des performances acceptables dans le WTS.

4.2.2 Convertisseurs multi-niveaux

Les convertisseurs multi-niveaux seront prometteurs pour les futures systèmes éoliennes [53] grâce à leurs capacités de plus de niveaux de tension et de capacité de traitement de puissance.

En général, les topologies multi-niveaux peuvent être classées en trois types [54, 55] : le 3L-NPC-BTB, le 3L-HB-BTB et le 5L-HB-BTB.

1. **Topologie «Back-to-Back» à diode à point neutre à trois niveaux (3L-NPC-BTB)**

Le convertisseur à diode à point neutre à trois niveaux, Figure (4.3) présente les caractéristiques indiquées sur le tableau (4.1).

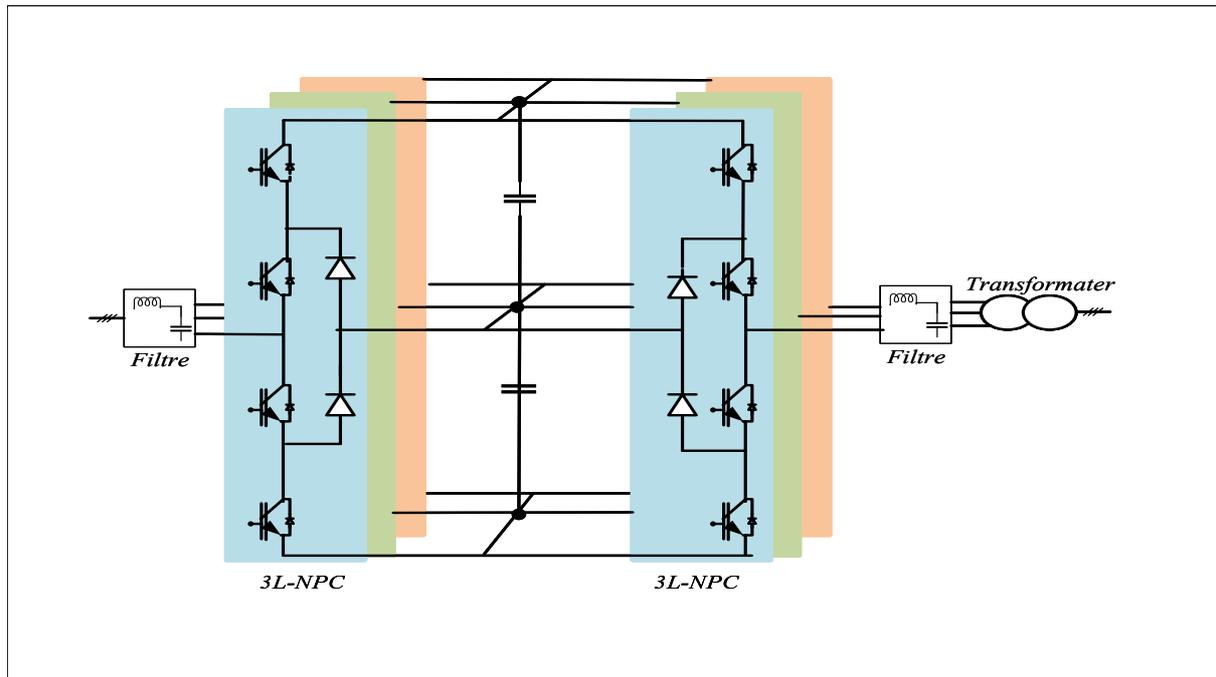


FIGURE 4.3 – Convertisseur «back-to-back» à diode par point neutre à trois niveaux pour éolienne (3L-NPC-BTB)

TABLE 4.1 – 3L-NPC-BTB

Observations	1°-Semblable au 2L-BTB 2°-Le plus commercialisé
Avantages	1°-Sortie de niveau de tension supplémentaire 2°- Moins de (dv/dt) que le 2L-BTB 3°-Taille du filtre plus petite avec les mêmes puissance et tension
Inconvénients	1°-Fluctuation potentielle du point médian dans le bus DC 2°- Répartition des pertes est inégale parmi les dispositifs de puissance dans un bras de commutation 3°- Amélioration par le contrôle des états de commutation redondants ou par l'introduction de circuits supplémentaires 4°- Diminution de la puissance en pratique

2. Topologie «back-to-back» pont en H à trois niveaux (3L-HB-BTB)

La solution (3L-HB-BTB) est composée de deux convertisseurs triphasés en pont en H configurés dans une structure «back-to-back», comme le montre la Figure (4.4). Les caractéristiques de cette configuration sont mentionnées sur le tableau (4.2).

TABLE 4.2 – 3L-HB-BTB

Observations	<p>1°-Performances de sortie similaires à celles du (3L-NP-BTB) mais la distribution inégale des pertes et les diodes peuvent-être évitées</p> <p>2°- Une charge plus efficace et une capacité plus élevée peuvent être obtenues [56]</p> <p>3°-Seule la moitié de la tension du bus CC est nécessaire par rapport au (3L-NPC-BTB)</p> <p>4°- Il y a moins de connexions en série de condensateurs et pas de point médian dans le bus CC.</p>
Caractéristiques	Cette solution (3L-HB-BTB) a besoin d'une structure d'enroulement ouverte à la fois dans le générateur et dans le transformateur afin de réaliser l'isolation entre chaque phase.
Avantages	Une capacité de tolérance aux pannes potentielle est obtenue si une ou même deux phases du générateur sont hors tension.
Inconvénients	Le surcoût, le poids, la perte et l'inductance/capacité des câbles

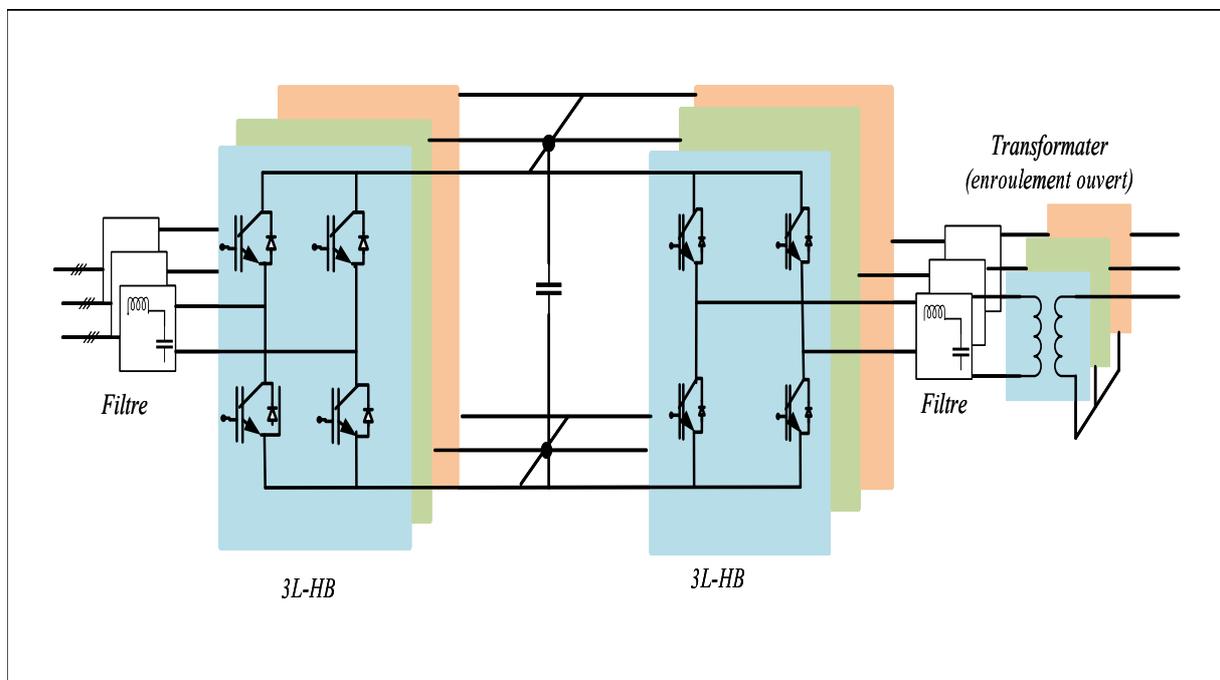


FIGURE 4.4 – Convertisseur «back-to-back» à pont en H à trois niveaux pour éolienne (3L-HB BTB)

3. Topologie «Back-to-Back» pont en H à cinq niveaux (5L-HB- BTB)

Le convertisseur (5L-HB-BTB) est composé de deux convertisseurs triphasés en pont en H utilisant des bras de commutation (3L-NPC), comme indiqué sur la Figure (4.5). Les caractéristiques de cette configuration sont mentionnées sur le tableau (4.3).

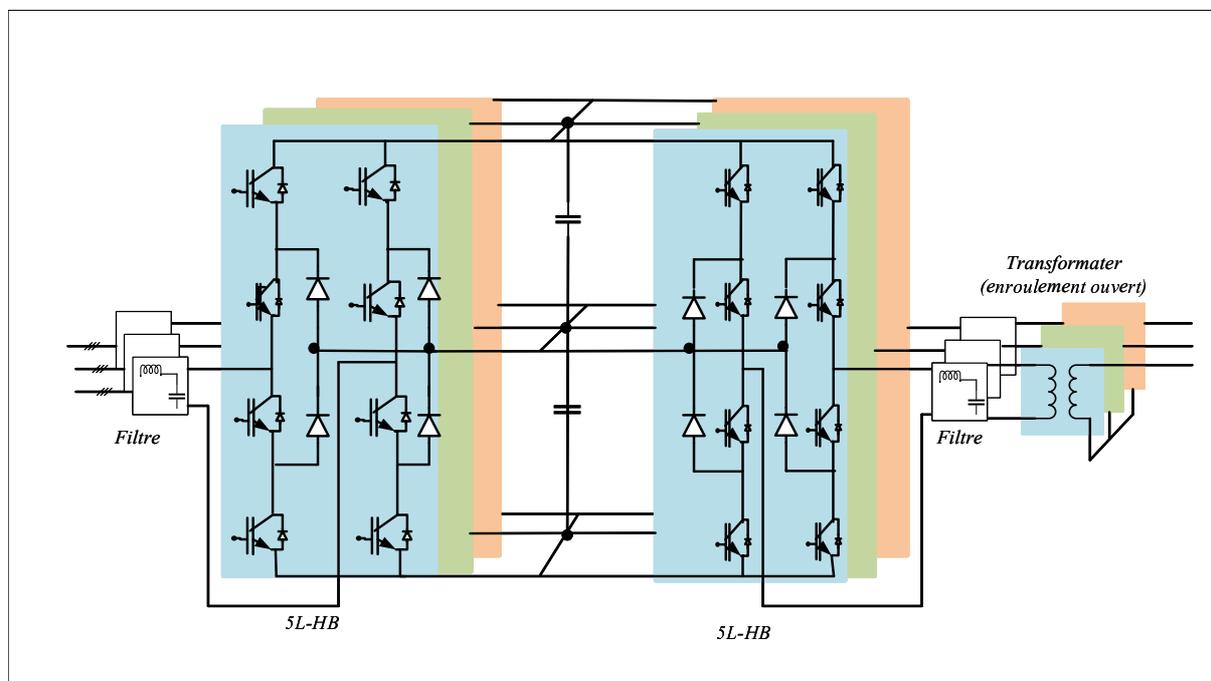


FIGURE 4.5 – BTB en pont en H à cinq niveaux (5L-HB-BTB)

TABLE 4.3 – 5L-HB-BTB

Observations	<p>1°- C'est une extension de la solution (3L-HB-BTB)</p> <p>2°- Elle partage les mêmes exigences pour le générateur et le transformateur à enroulement ouvert.</p> <p>3°- Le (5L-HB-BTB) peut atteindre une sortie à cinq niveaux de tension et amplitude de tension doublée par rapport à la solution (3L-HB-BTB) avec les mêmes appareils de puissance</p>
Avantages	un filtre de sortie plus petit et moins de courant nominal dans les composants ainsi que dans les câbles [57].
Inconvénients	Le convertisseur (5L-HB-BTB) introduit plus de dispositifs de commutation, une répartition inégale des pertes et des condensateurs de liaison CC plus grands.

La comparaison entre les trois topologies à plusieurs niveaux utilisées dans le système éolien sont présentées dans le tableau (4.4), dans lequel sont concentrés le nombre de dispositifs à semi-conducteurs de puissance, les performances de sortie, la capacité de tolérance aux pannes, ainsi que les principaux avantages et inconvénients.

TABLE 4.4 – Comparaison de trois convertisseurs de puissance multi-niveaux pour éoliennes

	$3L - NPC$	$3L - HB$	$5L - HB$
Nombre IGBT	24	24	48
Nombre de diodes	36	24	72
Courant de commutation	I_{ph}	I_{ph}	I_{ph}
Tension de commutation	$0.5V_{dc}$	V_{dc}	$0.5V_{dc}$
Tension de sortie maximale	$0.5V_{dc}$	V_{dc}	$0.5V_{dc}$
Commutateur de sortie rapport de tension	1	1	2
THD (%)	0.84	1.15	0.73
Connexion de sortie	Standard	Enroulement ouvert	Enroulement ouvert
Capacité de tolérance aux pannes	Non	Oui	Oui
Avantages	Technologie Naturel	Moins de condensateurs de liaison CC, répartition égale des pertes	Plus de niveaux de tension de sortie, une utilisation de tension plus élevée de l'appareil
Inconvénients	Répartition inégale des pertes, point médian du bus CC	Chemin de courant homopolaire, plus de câbles	Chemin de courant homopolaire, plus de câbles et d'appareils

4.2.3 Convertisseurs multi-cellulaires

Outre la solution de convertisseurs multi-niveaux, certaines configurations avec des convertisseurs multicellulaires, c'est-à-dire une connexion parallèle/série de cellules de convertisseur, sont largement adoptées par l'industrie afin de gérer la puissance à croissance rapide des éoliennes.

1. Convertisseur multicellulaire avec cellules de conversion série

Le convertisseur multicellulaire série, Figure (4.6), introduit dans les années 90 par T. Meynard et H. Foch. Ce convertisseur permet non seulement de la génération d'une tension v_s de $n + 1$ niveaux mais aussi une réduction de la tenue en tension de chaque interrupteur à l'état bloqué [58].

Quelques applications industrielles des convertisseurs multicellulaires série qui utilisent un nombre réduit de cellules sont :

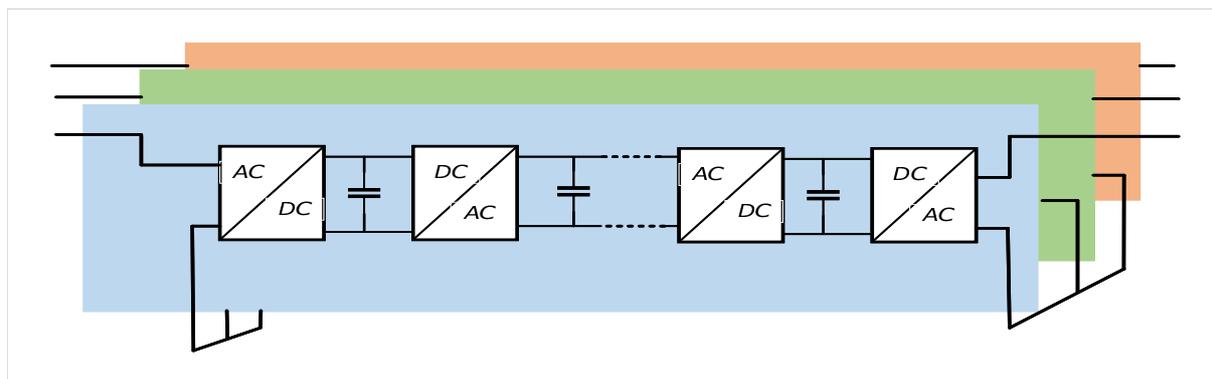


FIGURE 4.6 – Convertisseur multicellulaire avec cellules de conversion en série

- En termes de moyenne tension, ces convertisseurs ont été utilisés par les sociétés Cegelec (plus tard connues sous le nom d’Alstom Industry) et ALSTOM DRIVES & CONTROLS LTD pour le pilotage de machines synchrones et asynchrones de quelques mégawatts.
- Quelques locomotives européennes utilisent ce genre de convertisseurs pour s’adapter à certaines tensions et fréquences des différents réseaux ferroviaires européens $25kV/50[Hz]$, $15[kV]/16[Hz]$. Cette adaptation permet de réduire les calibres et les coûts des composants utilisés.

2. Convertisseur multicellulaire avec cellules de conversion parallèle (MC-PCC)

Les cellules du convertisseur basse-tension standard et éprouvées ainsi que les caractéristiques redondantes et modulaires sont les principaux avantages. Cette configuration de convertisseur est la solution industrielle de pointe pour les éoliennes supérieures à 3 MW.

- (a) La Figure (4.7 (a)) montre une solution multicellulaire adoptée par Gamesa dans ses éoliennes de 4,5 MW [59], qui ont plusieurs (2L-VSC) en parallèle, à la fois du côté du générateur et du côté du réseau.
- (b) Siemens introduit également la configuration similaire dans ses éoliennes de plusieurs MW les plus vendues, comme indiqué sur la Figure (4.7 (b)) [60].

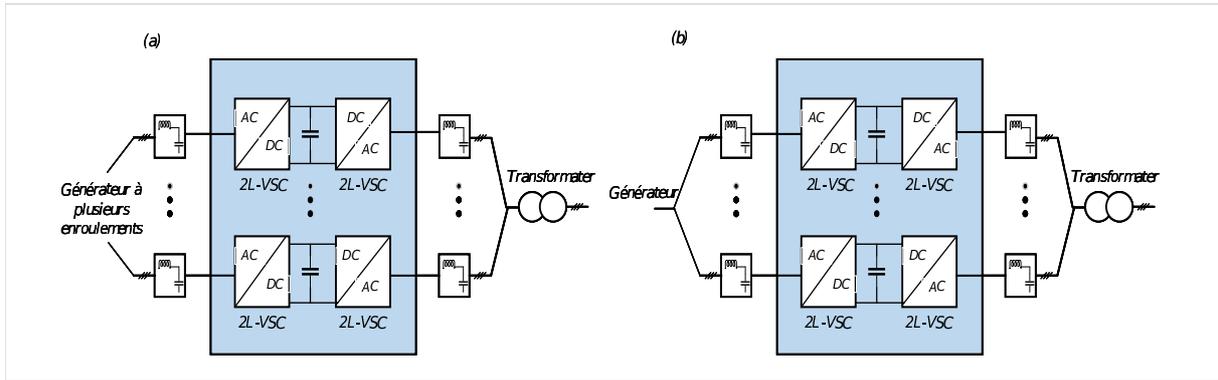


FIGURE 4.7 – Convertisseur multicellulaire avec cellules de conversion en parallèle (a) variante 1, (b) variante 2

3. Convertisseur à pont en H en cascade avec des transformateurs moyenne fréquence (CHB-MFT)

Cette configuration est indiquée sur la Figure (4.8), alors que ses principales caractéristiques sont présentées dans le tableau (4.5).

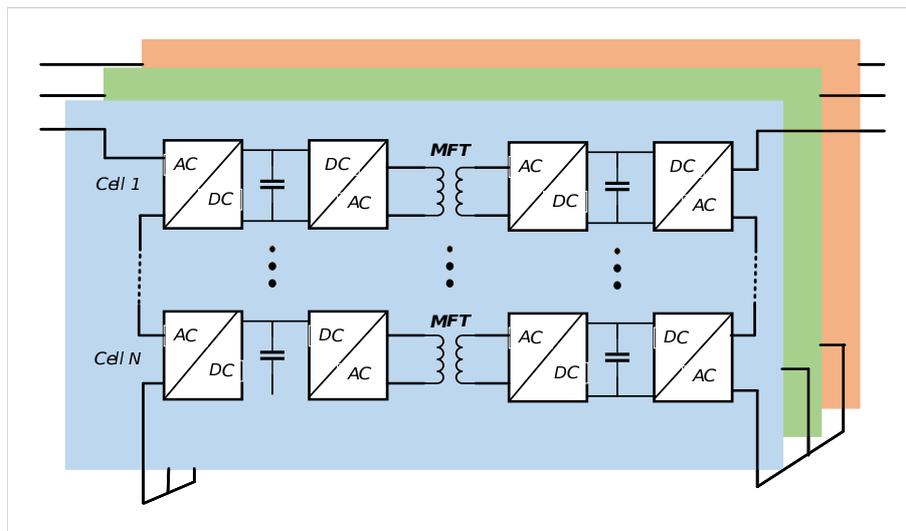


FIGURE 4.8 – convertisseur de pont en H en cascade avec transformateur moyenne fréquence pour éolienne (CHB-MFT)

TABLE 4.5 – CHB-MFT

Observations	1°-Idée similaire avec les convertisseurs de traction de nouvelle génération [61, 62] 2°- L'idée est proposée dans le projet européen UNIFLEX-PM [63]
Principe	1°- Structure de convertisseurs en pont en H en cascade B2B avec des convertisseurs DC/DC isolés galvaniquement comme interface.
Avantages	1°- Les convertisseurs ont un MFT fonctionnant à des dizaines de KHz 2°- La taille du transformateur peut être considérablement réduite. 3°- Il peut-être connecté au réseau de 10 à 20 KV (structure cascade) 4°- Qualité de sortie élevée/ Redondance/Conception sans filtre
Inconvénients	1°- Solution plus attractive si elle pouvait être placée dans la nacelle car l'encombrant MFT peut être remplacé par des S/C de puissance plus compacts et configurés de manière flexible

4. Convertisseur modulaire à plusieurs niveaux (MMC)

Cette configuration est présentée sur la Figure (4.9) alors que ses propriétés sont illustrées dans le tableau (4.6).

TABLE 4.6 – MMC

Observations	1°-Idée similaire avec certains des convertisseurs émergents utilisés pour la transmission de courant continu à haute tension (HVDC) [64, 65]
Principe	1°- Structure B2B avec des cellules de conversion en cascade de 2L-VSC.
Avantages	1°- Capacité de tension/puissance facilement extensible avec la possibilité de réaliser une conversion de puissance élevée à des dizaines de KV avec une bonne modularité et redondance 2°- Le filtre de sortie à éliminer vu les niveaux de tension très élevées
Inconvénients	1°- Limitation de la tension nominale par les matériaux d'isolation du générateur. 2°- La faible fréquence fondamentale des sorties du générateur peut introduire une grande fluctuation de tension continue dans les cellules du convertisseur du côté générateur 3°- Condensateurs encombrants en vue d'une conception compacte

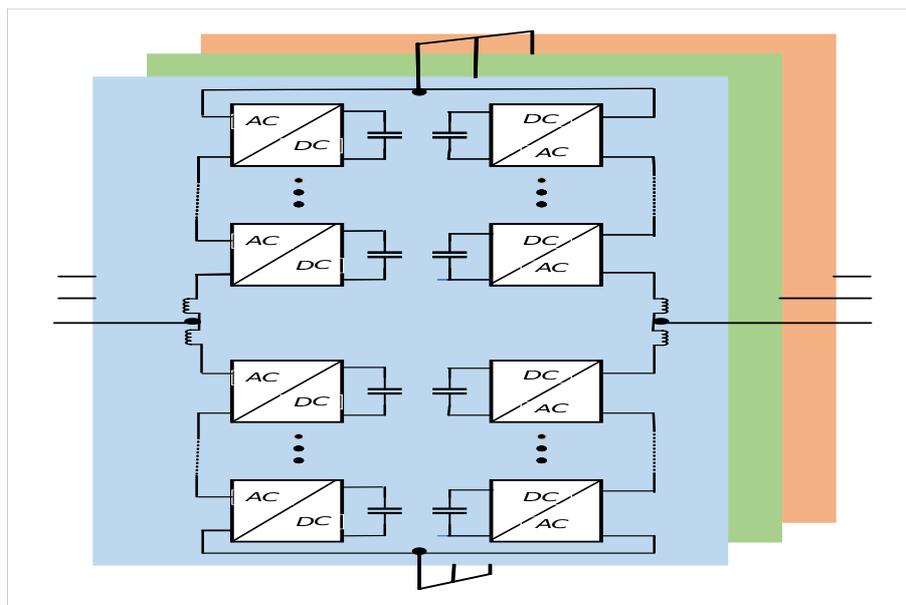


FIGURE 4.9 – Convertisseurs modulaires multi-niveaux pour éolienne (MMC)

En conclusion, on peut voir que, généralement, les convertisseurs multicellulaires ont des caractéristiques modulaires et redondantes qui peuvent contribuer à une meilleure tolérance aux pannes. Mais, d'un autre côté, les trois configurations ont des composants considérablement augmentés, ce qui pourrait compromettre la fiabilité du système et augmenter le coût.

Les avantages et les défauts globaux de ces convertisseurs multicellulaires utilisés dans l'application d'énergie éolienne doivent encore être évalués plus avant.

4.3 Dispositifs à semi-conducteurs de puissance potentielle

Comme indiqué dans l'industrie et les universités, les technologies potentielles de semi-conducteurs de puissance dans l'application d'énergie éolienne figurent parmi les modules de conditionnement du transistor bipolaire à porte isolée (IGBT), de l'emballage sous presse IGBT et du thyristor commuté à grille intégrée (IGCT). Ces trois dispositifs à semi-conducteurs de puissance ont des caractéristiques assez différentes et sont généralement comparés dans les tableaux (4.7) et (4.8), [66, 58].

TABLE 4.7 – Dispositifs à semi-conducteurs de puissance dominants pour les applications d'énergie éolienne

	Module IGBT	Press-pack IGBT	Press-pack IGCT
La densité de puissance	faible	haute	haute
Reliabilité	Moderée	haute	haute
Coût	Moderé	haut	haut
Mode de défaillance	circuit ouvert	court-circuit	court-circuit
entretien facile	+	–	–
isolation du dissipateur thermique	+	–	–
exigence d'amortisseur	–	–	+
résistance thermique	grande	petite	petite
perte de swiching	faible	modéré	modéré
conducteur de porte	petit	petit	grand
grands fabricants	Infineo, Semikron Mitsubishi	Westcode, ABB	ABB
cotes de moyenne tension	3.3/4.5/6.5 KV	2.5/4.5 KV	4.5/6.5 KV
courants nominaux max	1.5 /1.2 kA/750 A	2.3/2.4 kA	3.6/3.8 kA

TABLE 4.8 – Modules (Avantages et Inconvénients)

	Modules IGBT
Avantages	1°- Une plus longue expérience des applications 2°- Moins de réglementations de montage
Inconvénients	En raison de la soudure et de la connexion par fil de liaison l'emballage du module des appareils peut souffrir : 1°- d'une plus grande résistance thermique 2°- d'une densité de puissance plus faible 3°- d'un taux de défaillance plus élevé.
	Modules Press Pack
Avantages	1°- Amélioration de la connexion des puces par contact direct et de la fiabilité 2°- Densité de puissance plus élevée et un meilleur refroidissement
Inconvénients	Coût élevé.
	Modules IGCT
Avantages	1°- Technologie de pointe dans les applications du pétrole, du gaz du HVDC, de la qualité de l'énergie, etc.
Inconvénients	Les IGCT n'ont pas encore été adoptés en masse dans le système éolien [67, 68].

4.4 Résultats de simulations

Cette section propose les résultats de simulation d'une topologie d'un convertisseur multicellulaire AC/DC/ AC basé sur les cellules de commutation connectées en série pour les applications d'éoliennes, Figure (4.10) et (4.11) .

La structure du convertisseur multicellulaire présente plusieurs avantages par rapport à la structure conventionnelle à deux niveaux. Parmi ceux-ci, une réduction du contenu harmonique et donc une amélioration de la forme d'onde de sortie de la tension et une réduction de la contrainte de tension sur les interrupteurs.

Ces simulations visent à évaluer l'impact du type des convertisseurs utilisées sur la qualité des courants. La comparaison ce fait entre un onduleur à deux niveaux et d'un onduleur multicellulaire.

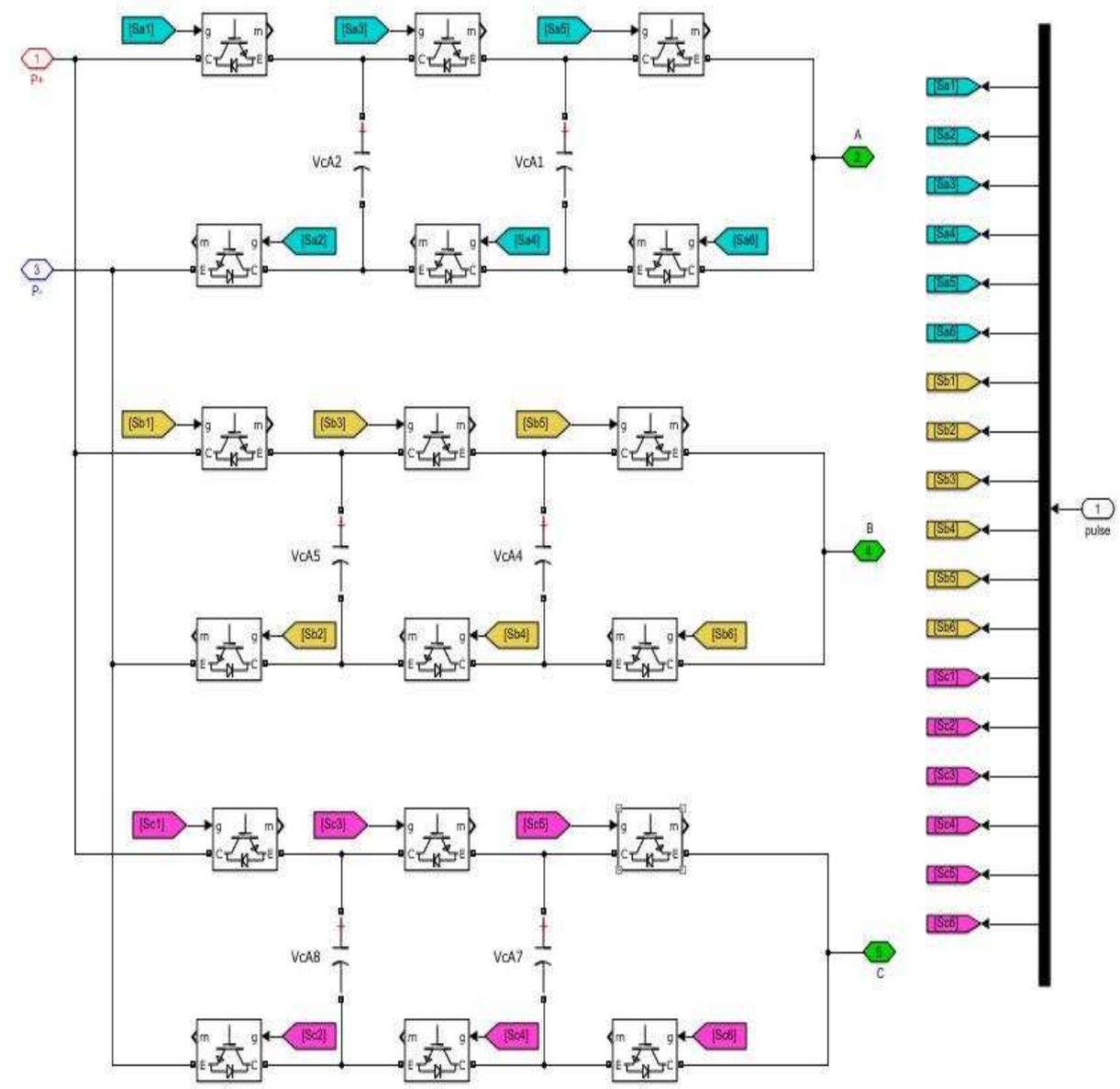


FIGURE 4.11 – Les impulsions

L'analyse de Fourier est représentée sur les deux Figures (4.12) et (4.13) pour les topologies d'onduleurs multicellulaire ainsi celui de l'onduleur à deux niveaux respectivement. On constate que la topologie d'onduleur multicellulaire conduit à une onde quasi sinusoïdale; le THD est d'environ 0,5%, alors que dans le cas de l'onduleur à deux niveaux, le THD est à 1,19%.

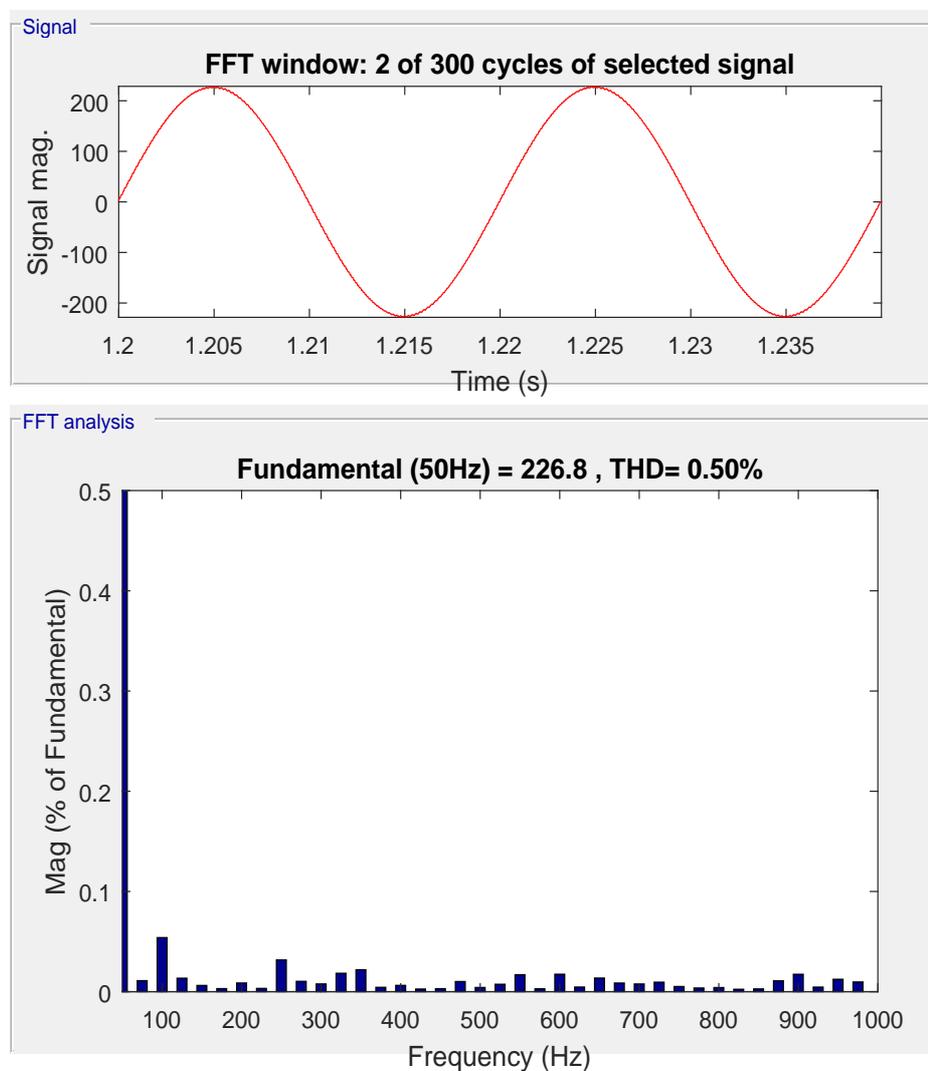


FIGURE 4.12 – Forme d'onde du courant de grille de spectre de phase A et harmonique avec l'onduleur multicellulaire

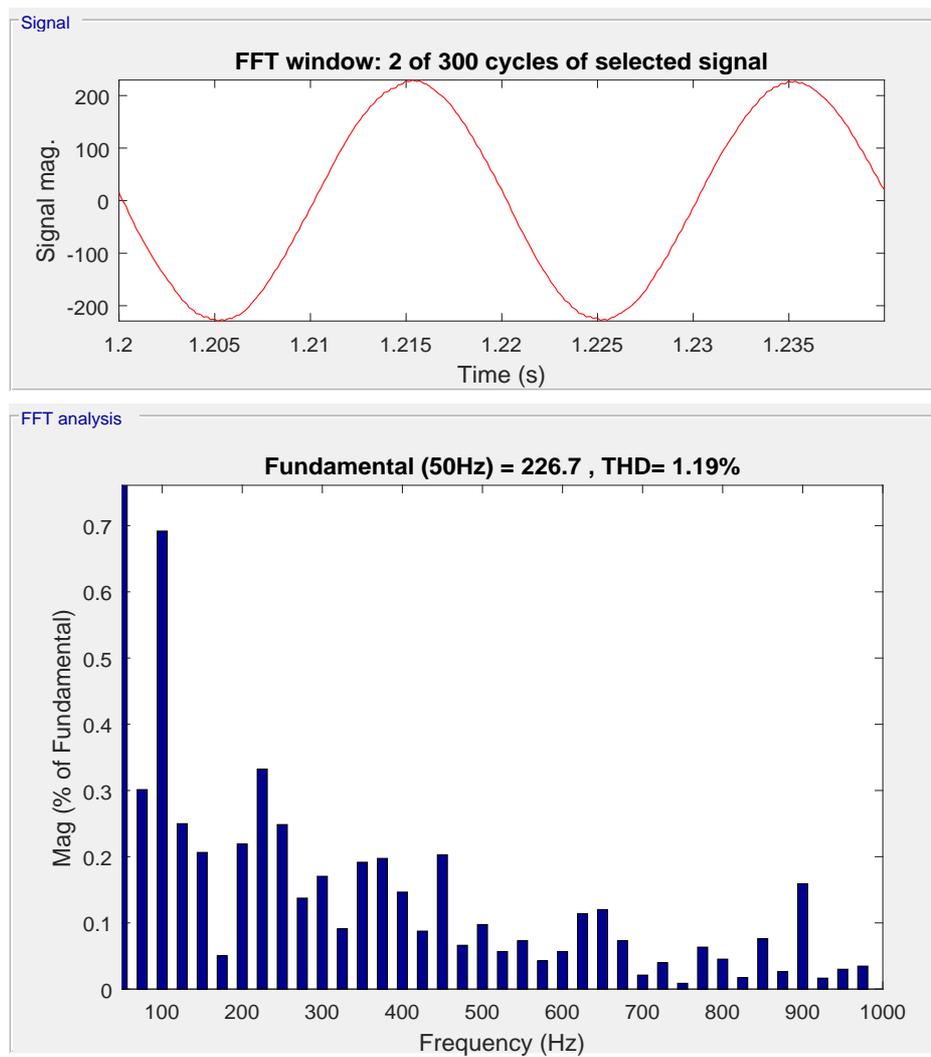


FIGURE 4.13 – Forme d'onde du courant de grille de spectre de phase A et harmonique avec un onduleur à deux niveaux

4.5 Conclusion

Il devient de plus en plus difficile pour le convertisseur (2L-BTB) traditionnel d'atteindre des performances acceptables dans l'application d'énergie éolienne de grande puissance.

Avec des capacités de gestion de puissance et de tension plus élevées, certains convertisseurs multi-niveaux et multicellulaires deviennent prometteurs pour les éoliennes de la prochaine génération.

Cependant, les compromis entre les performances et les coûts, ainsi que les tendances incertaines des prix et de la technologie, rendent les configurations appropriées pour le convertisseur d'énergie éolienne de prochaine génération difficiles à conclure.

En ce qui concerne les dispositifs semi-conducteurs de puissance, l'IGCT et l'IGBT à pressage présentent une amélioration significative en ce qui concerne la résistance thermique par rapport aux dispositifs de conditionnement de modules. En raison des limites de classification actuelles sur le marché, une connexion en parallèle des appareils peut être nécessaire afin d'obtenir la quantité requise de puissance pour les éoliennes de la prochaine génération - cela modifiera considérablement les comportements de perte/thermique des appareils individuels ainsi que la densité de puissance globale.

Le coût est également un autre problème important à étudier lors du choix des solutions d'appareils appropriées pour le futur convertisseur d'énergie éolienne.

Chapitre 5

Systeme de Conversion d'Énergie Solaire

5.1 Introduction

Au niveau mondial, le marché des systèmes photo-voltaïques (PV) connaît un taux de croissance très élevé. Cette croissance due principalement aux systèmes photo-voltaïques connectés au réseau de distribution d'électricité, se traduit évidemment par l'importantes d'innovations technologiques et une baisse de coût des modules photo-voltaïques mais aussi à des efforts importants de recherche et de développement dans le domaine de l'électronique de puissance. Le rendement global d'un système PV connecté au réseau électrique dépend du rendement de l'onduleur du point de vue topologie et contrôle.

La première partie de ce chapitre est consacré à la présentation des généralités sur les systèmes photo-voltaïques ainsi que les différentes topologies des onduleurs connectés au réseau. La deuxième partie est destinée à présenter et analyser les résultats de simulations obtenus par le contrôleur PI classique et la contribution proposée précédemment i.e commande par mode glissant d'ordre supérieur basée sur l'algorithme super-twisting (ST-SMC).

5.2 L'énergie photovoltaïque

L'électricité est une des formes d'énergie qui s'adapte au mieux à chaque nécessité. Son utilisation est si étendue, qu'aujourd'hui on pourrait difficilement concevoir une société techniquement avancée qui n'en fasse pas usage.

Il existe deux approches pour pouvoir convertir l'énergie solaire en électricité, selon ce qu'on utilise l'énergie cinétique comme forme intermédiaire du processus de conversion : systèmes de conversion thermodynamique et l'effet photo-voltaïque.

5.2.1 L'histoire de l'évolution de l'électricité photo-voltaïque

Même si théoriquement l'effet photovoltaïque est connue depuis le début du siècle, la première cellule ayant un rendement raisonnable a été mise au point dans les laboratoires de la Bell Telephone à New Jersey dans l'année 1954. Depuis la deuxième moitié du siècle, le processus de purification de monocristaux de silicium a émergé.

Loferski a publié en 1956 les différentes tables de conversion de rendement photovoltaïque pour tous les matériaux semi-conducteurs. Au début des années 70, en travaillant sur des cellules de monocristal d'arsenic de gallium (*GaAs*), il a pu obtenir un rendement de 20%[\[23\]](#).

Des expériences ont été faites avec des cellules de sulfure de cadmium (*CdS*) et une autre de sulfure de cuivre (*Cu₂S*). L'avantage de ces cellules est d'utiliser très peu de matière active et permettent un processus de fabrication plus simple, même si leur faible rendement ne permet pas de les utiliser à l'échelle industrielle.

Les cellules solaires photovoltaïques n'ont été commercialisées que lors de l'apparition du silicium mono-cristallin. Par la suite, apparurent les matériaux poly-cristallins, de fabrication plus économique, mais présentant encore de faibles rendements. Récemment des cellules de silicium amorphe ont été commercialisé et utilisé pour des dispositifs de très faible puissance : montres, radio portable, etc.

5.2.2 Types des cellules photovoltaïques

Le silicium est le matériau le plus utilisé pour fabriquer des cellules PV en raison de sa disponibilité et de la connaissance acquise sur son comportement électrique. Il est utilisé sous différentes formes (monocristallin, polycristallin, amorphe, en couche mince, etc.), en fonction des performances voulues [\[23\]](#).

1. Les Cellules monocristallines :

Les panneaux PV avec des cellules monocristallines sont les photopiles de la première génération ; elles sont élaborées à partir d'un bloc de silicium cristallisé en un seul cristal, Figure (5.1). Son procédé de fabrication est long et exigeant en énergie ;



FIGURE 5.1 – Cellules monocristallines

plus onéreux, il est cependant plus efficace que le silicium polycristallin. Du silicium à l'état brut est fondu pour créer un barreau, et lorsque le refroidissement du silicium est lent et maîtrisé, on obtient un mono-cristal. Un wafer est alors découpé dans le barreau de silicium. Après divers traitements, le wafer devient cellule.

Les cellules sont rondes ou carrées et elles ont une couleur uniforme. Elles ont un rendement de 12 à 18% [69].

2. Les cellules polycristallines :

Les panneaux PV avec des cellules poly-cristallines sont élaborés à partir d'un bloc

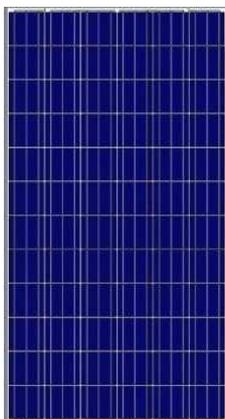


FIGURE 5.2 – Cellules polycristallines

de silicium cristallisé en forme de cristaux multiples. On peut voir les différentes orientations (Figure (5.2)) des cristaux.

Ces cellules ont un rendement de 11 à 15%, mais leur coût de production est moins élevé que les cellules monocristallines. Ces cellules, grâce à leur potentiel de gain de productivité, se sont aujourd'hui largement imposées [70].

L'avantage de ces cellules par rapport au silicium mono-cristallin est qu'elles produisent peu de déchets de coupe et qu'elles nécessitent de 2 à 3 fois moins d'énergie pour leur fabrication.

3. Couche mince (Amorphe) :

Les modules photovoltaïques amorphes ont un coût de production bien plus bas,



FIGURE 5.3 – Cellules Couche mince (Amorphe)

mais malheureusement leur rendement n'est que de 6 à 8% actuellement. Cette technologie permet d'utiliser des couches très minces de silicium qui sont appliquées sur du verre, du plastique souple ou du métal, par un procédé de vaporisation sous vide.

4. Panneaux solaires hybrides

Une autre variante du panneau solaire photo-voltaïque est le panneau solaire hybride.

Ce type de panneau permet d'obtenir de l'énergie électrique et de l'énergie solaire thermique pour l'eau chaude sanitaire et le chauffage dans le même panneau solaire. Dans le panneau solaire hybride, la technologie photovoltaïque et l'énergie solaire thermique sont intégrées : l'énergie solaire photovoltaïque absorbe le rayonnement solaire, tandis que la partie qui n'est pas capable d'accumuler la chaleur thermique, est récupérée via un échangeur de chaleur.

L'utilisation de l'échangeur de chaleur permet d'augmenter la production d'électricité et de disperser l'énergie du panneau photovoltaïque lui-même [1].

5.3 Principe de fonctionnement d'une cellule solaire photovoltaïque

Un matériau de type p est constitué d'atomes de silicium et d'atomes d'impureté trivalents tels que le bore.

L'atome de bore ajoute un trou lorsqu'il se lie avec les atomes de silicium. Cependant, comme le nombre de protons et le nombre d'électrons sont égaux dans tout le matériau, il n'y a pas de charge nette dans le matériau et il est donc neutre. Si un morceau de silicium intrinsèque est dopé de sorte que la partie est de type n et l'autre partie est de type p , une jonction **pn** se forme à la frontière entre les deux régions et une diode est créée. La région p a de nombreux trous (porteurs majoritaires) des atomes d'impuretés et seulement quelques électrons libres générés thermiquement (porteurs minoritaires). La région n a de nombreux électrons libres (porteurs majoritaires) des atomes d'impuretés et seulement quelques trous générés thermiquement (porteurs minoritaires).

– Formation de la région d'épuisement :

Les électrons libres dans la région n dérivent aléatoirement dans toutes les directions. Au moment de la formation de la jonction pn , les électrons libres près de la jonction dans la région n commencent à diffuser à travers la jonction dans la région p où ils se combinent avec des trous près de la jonction.

Avant la formation de la jonction pn , rappelons qu'il existe de nombreux électrons sous forme de protons dans le matériau de type n , ce qui rend le matériau neutre en termes de charge nette. Il en va de même pour le matériau de type p .

Lorsque la jonction pn est formée, la région n perd des électrons libres lorsqu'ils diffusent à travers la jonction. Cela crée une couche de charges positives (ions pentavalents) près de la jonction. Lorsque les électrons se déplacent à travers la jonction, la région p perd des trous lorsque les électrons et les trous se combinent. Cela crée une couche de charges négatives à partir de la région d'appauvrissement. Le terme appauvrissement fait référence au fait que la région près de la jonction pn est dépourvue de porteurs de charge (électrons et trous) en raison de la diffusion à travers la jonction. Il faut rappeler que la région d'appauvrissement se forme très rapidement et est très mince par rapport à la région n et la région p .

Après la poussée initiale d'électrons libres à travers la jonction pn , la région d'appauvrissement s'est étendue à un point où l'équilibre est établi et il n'y a plus de diffusion

d'électrons à travers la jonction. Cela se produit comme suit. Au fur et à mesure que les électrons continuent de se diffuser à travers la jonction, de plus en plus de charges positives et négatives sont créées près de la jonction au fur et à mesure de la formation de la région d'appauvrissement. Un point est atteint où la charge négative totale dans la région d'appauvrissement repousse toute diffusion ultérieure d'électrons (particules chargées négativement) dans la région p (comme les charges se repoussent) et la diffusion s'arrête. En d'autres termes, la région d'appauvrissement agit comme une barrière au mouvement ultérieur des électrons à travers la jonction.

5.4 Avantages et inconvénients du système photo-voltaïque

Tout système de production d'énergie a ses avantages et ses inconvénients [3] :

5.4.1 Avantages des systèmes photovoltaïques

Les avantages des systèmes photovoltaïques sont :

- Une haute fiabilité
- Simple à installer, adaptable et peut être dimensionné pour les puissances allant jusqu'aux MW.
- Longue durée de vie et coût d'entretien très faible ;
- Non polluante
- Pas de frais, ni de risques de transport

5.4.2 Inconvénients des systèmes photovoltaïques

Les inconvénients des systèmes photovoltaïques sont :

- La fabrication du module photovoltaïque requiert un coût élevé ;
- Le rendement réel de conversion d'un module est faible, de l'ordre de 5 à 25%
- Les générateurs photovoltaïques ne sont pas compétitifs comparativement aux générateurs diesels
- Tributaire des conditions météorologiques qui causent la diminution du rendement ;
- Le système de stockage de l'énergie est plus cher.

5.5 Composition d'un système PV lié au réseau

Un système photovoltaïque se compose d'un champ de modules et d'un ensemble de l'électronique de puissance qui adapte l'électricité produite par les modules aux spécifications des récepteurs. Il existe plusieurs types de structures de système photovoltaïque afin de garantir un transfert fiable et efficace de l'énergie vers le réseau, les convertisseurs doivent satisfaire à des exigences qui sont classées dans les trois parties représentés dans la Figure (5.4).

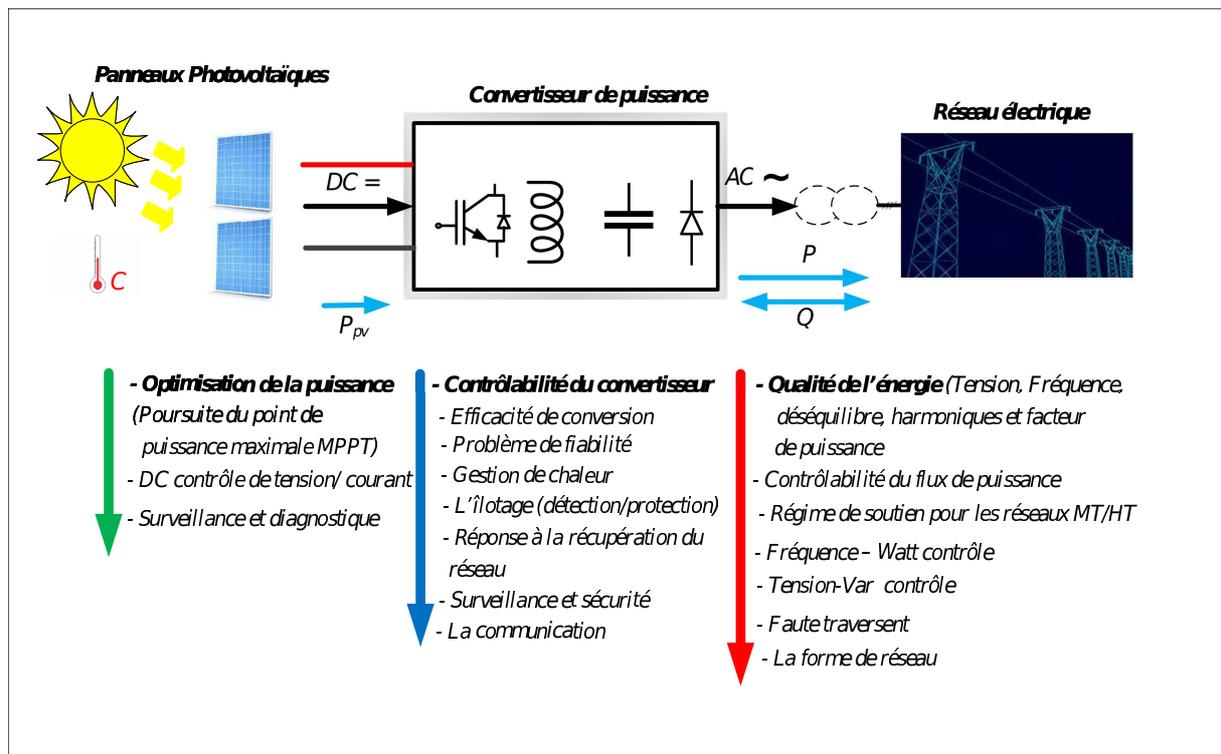


FIGURE 5.4 – Système photovoltaïque connecté au réseau à base des convertisseurs de l'électronique de puissance

- **Le système à connexion directe** : Cette installation est constituée d'un générateur photovoltaïque connecté directement au réseau électrique à travers d'un onduleur, Figure (5.5).
- **Le système à bus continu intermédiaire** : Le générateur photovoltaïque est connecté par l'intermédiaire d'un convertisseur continu-continu, Figure (5.6).

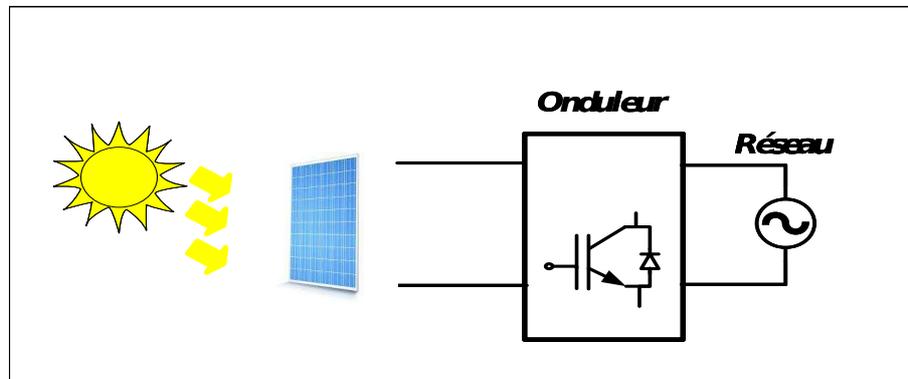


FIGURE 5.5 – Système PV à connexion directe au réseau

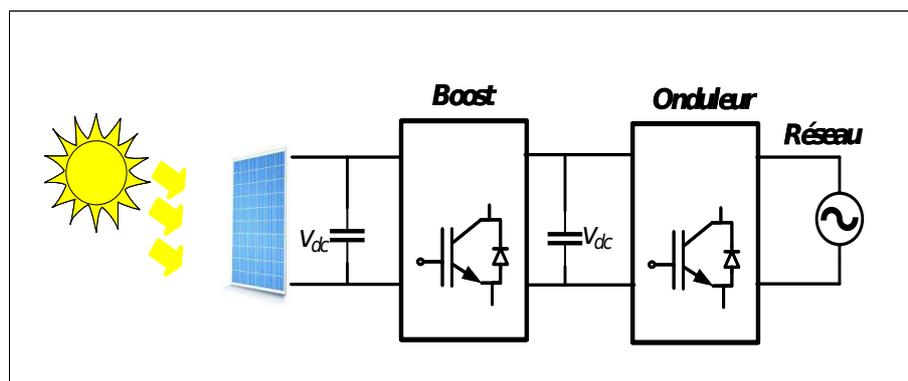


FIGURE 5.6 – Système PV à bus continu intermédiaire

- **Le système d'isolation** : Certains systèmes PV utilisent un transformateur de grande fréquence, Figure (5.7 (a)), d'autres utilisent un transformateur de basse fréquence, Figure (5.7 (b)) ; il y en a aussi qui n'utilisent pas de transformateurs. L'avantage de ces derniers est qu'ils ont la capacité de faire une meilleure adaptation entre les tensions du système PV et le réseau électrique. L'isolation galvanique est une solution simple vis à vis du problème du courant de fuite causé par la capacité parasite au sol du panneau PV [71].

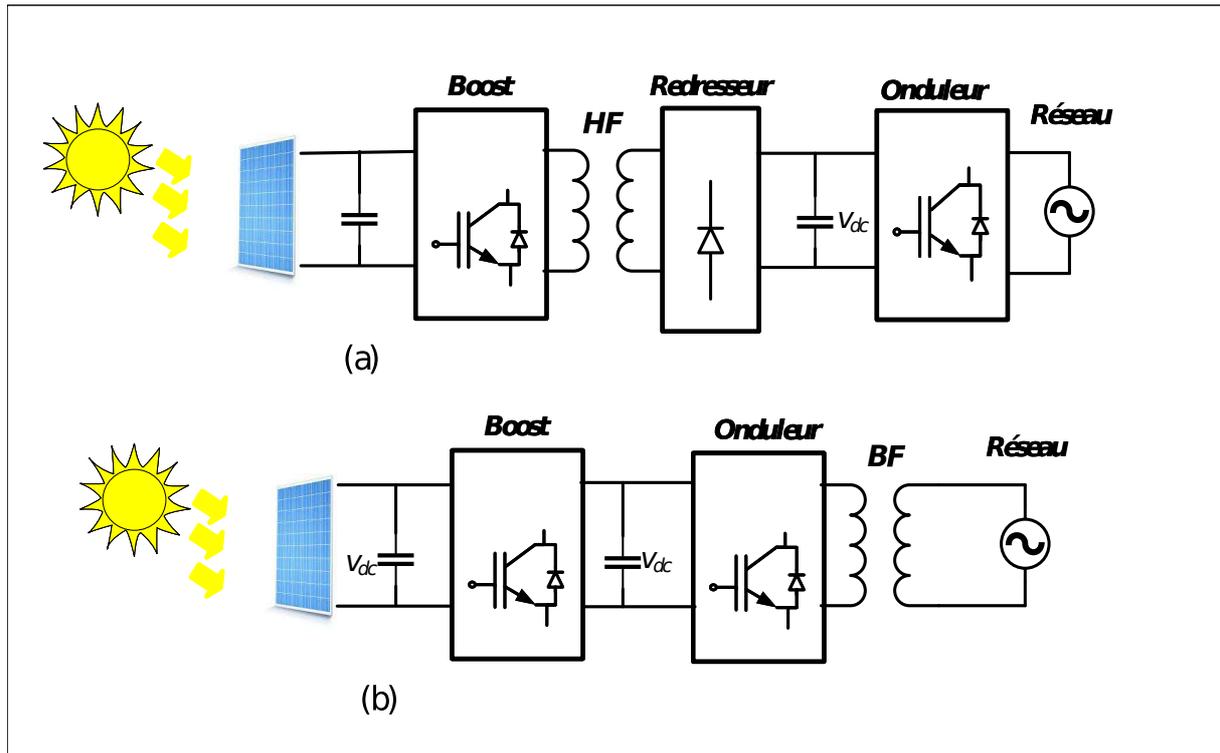


FIGURE 5.7 – Système PV : (a) système d'isolation à haute fréquence, (b) système d'isolation à basse fréquence.

5.6 Structure des onduleurs connectés au réseau

L'onduleur connecté au réseau permet de transformer le courant continu en un courant ondulé conforme à celui du réseau. Un onduleur couplé au réseau doit surveiller les perturbations et interrompre immédiatement l'injection en cas de défaillance ou de coupure. Ceci est nécessaire pour permettre une intervention sans danger sur le réseau [71].

5.6.1 Topologie Centralisée

La topologie la plus ancienne est composée d'un seul onduleur réalisant l'interface entre le réseau et le champ photovoltaïque, sont connectées en parallèle, (Figure (5.8)). Ce montage est généralement utilisé pour des installations de grandes puissances (20 – 400kW) [71].

L'avantage de cette topologie est sa simplicité de mise en oeuvre : la nécessité d'un seul onduleur connecté au champ photovoltaïque. De plus, l'onduleur central demande un faible coût d'investissement tout en permettant une maintenance simple. La simplicité du montage permet également un meilleur rendement de la conversion de la tension. En effet, la mise en série de plusieurs modules permet d'obtenir un rapport de transformation faible, ce qui augmente le rendement du convertisseur.

Par contre, ce montage présente des défauts :

- pertes de conversion solaire (un seul MPPT pour un ensemble de modules)
- pertes et risques électriques dans le câblage DC
- aucune évolutivité
- aucune continuité de service en cas de panne de l'onduleur

Malgré les nombreux défauts de cette configuration, cette solution reste très employée dans les centrales PV au sol de forte puissance.

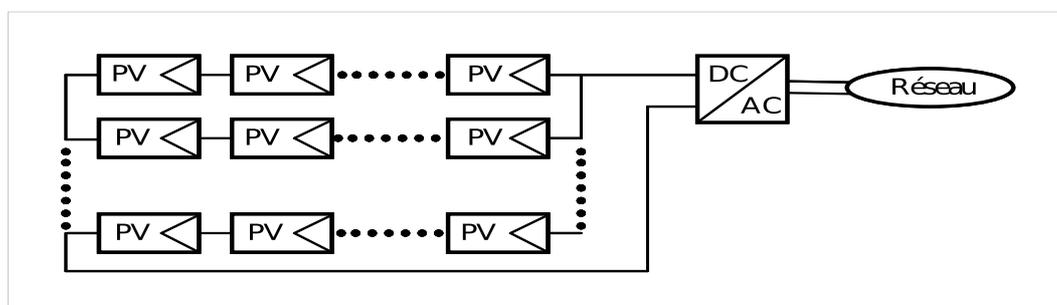


FIGURE 5.8 – Topologie Centralisée

5.6.2 Topologie Chaîne (string)

La topologie de l'onduleur string consiste à utiliser un onduleur au bout de chaque chaîne de modules PV. Les onduleurs sont ensuite connectés en parallèle au réseau électrique comme indiqué sur la Figure (5.9).

La configuration permet un MPPT individuel pour chaque chaîne, d'où la fiabilité du

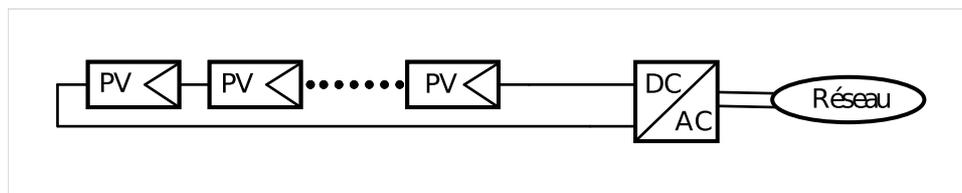


FIGURE 5.9 – Topologie chaîne

Le système est amélioré en raison du fait que le système ne dépend plus d'un seul onduleur par rapport à la topologie onduleur central. Si un onduleur string est en panne, les autres onduleurs string peuvent continuer à alimenter le réseau. De plus, la configuration peut évoluer simplement en ajoutant des onduleurs string et les reliant aux bornes d'alimentation du réseau pour augmenter la puissance nominale de l'installation.

Cependant, il subsiste des inconvénients à cette topologie. Tout d'abord, le coût du système est supérieur à l'onduleur central en raison des onduleurs supplémentaires. En outre, la présence d'un onduleur sur chaque string limite les problèmes de couplage entre les modules et les onduleurs de même que la réduction des performances causée par l'ombrage ou une exposition différente. De plus, lorsque la production d'énergie PV est faible, les onduleurs string sont moins efficaces.

5.6.3 Topologie modulaire

Pour les installations importantes, tous les onduleurs sont connectés en parallèle côté courant alternatif comme illustré en Figure (5.10). Les onduleurs modulaires sont montés à proximité immédiate du module.

Un meilleur rendement est obtenu par rapport à l'onduleur string car un MPPT est mis en oeuvre pour chaque module. Dans cette configuration, les pertes liées aux incohérences entre les modules PV sont éliminées et il est possible d'optimiser l'onduleur pour le module PV et ainsi permettre un MPPT individuel pour chaque module PV. Et il présente également l'avantage de réduire les problèmes liés à l'ombrage et à la différence d'exposition des strings mais également ceux liés à l'utilisation de modules différents.

Cependant, cette topologie ne convient qu'aux applications de faible puissance (jusqu'à 500W) et son coût est relativement élevé.

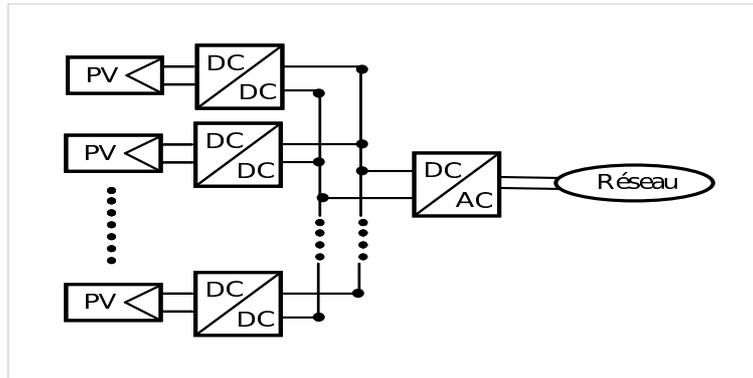


FIGURE 5.10 – Topologie modulaire

5.6.4 Topologie Multi-branche

Comme illustré en Figure (5.11), le principe de l'onduleur multi-string mixte est basé sur de nombreux hacheurs CC-CC modulables connectés à un onduleur central via un bus continu. Chaque hacheurs CC-CC dispose de sa propre commande MPPT permettant à chaque string de fonctionner à son PPM.

En effet, cette configuration de l'onduleur multi-string est une version hybride de l'onduleur string et l'onduleur central par la combinaison d'un MPPT à chaque string en utilisant moins de convertisseurs.

Le coût d'un onduleur multi-string est inférieur à celui de l'onduleur string pour une puissance nominale équivalente. En effet, cette topologie a des fonctionnalités similaires à celles de l'onduleur string, tels que l'utilisation d'un hacheur CC-CC au bout de chaque string, mais utilise un seul onduleur pour l'ensemble du réseau. Ceci réduit le coût global du système en conservant un contrôle du flux d'énergie par string.

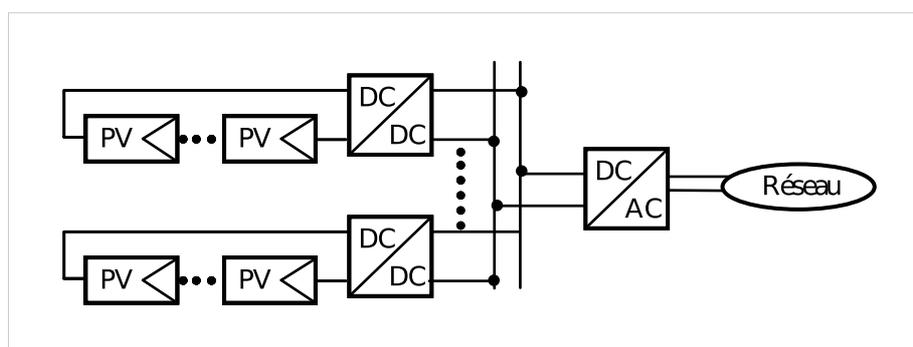


FIGURE 5.11 – Topologie Multi-branche

Cependant, la fiabilité du système diminue par rapport à la topologie de l'onduleur

string et les pertes dues aux hacheur CC-CC sont ajoutées aux pertes du système.

5.7 Méthodes d'extraction de la puissance maximale du système photovoltaïque

Les systèmes photovoltaïques nécessitent des commandes pour extraire le maximum de puissance MPPT (Maximum Power Point Tracking) disponible. Le but du MPPT est de maintenir constamment le fonctionnement du système PV autour du point maximal de la puissance instantanée quelque soit les conditions de changements climatiques [3].

Ils existent plusieurs méthodes pour évaluer les différentes techniques de MPPT. Par exemples les méthodes classiques ont des inconvénients tels que les imprécisions et l'oscillation autour du MPP. Pour surmonter ces inconvénients, de nouvelles méthodes MPPT sont apparues, tels que les algorithmes de perturbation et d'observation (*P&O*) et la conductance incrémentale. Ces méthodes intelligentes sont efficaces et les oscillations sont plus faibles au niveau du MPP en régime permanent.

Les paragraphes qui suivent expliquent les différentes techniques du MPPT.

5.7.1 Perturbation & observation

Cette méthode utilise une technique itérative ; le but est de trouver la puissance maximale en calculant la valeur actuelle de la puissance et la valeur précédente, et de faire la comparaison des deux puissances aux différents points successifs situés sur la courbe de la Figure (5.16 (b)).

La relation entre la puissance générée par un système photovoltaïque et la tension de sortie est montrée à la Figure (5.16 (b)).

L'algorithme indique que, quels que soient la température et l'ensoleillement, le point de puissance maximale est obtenu en remplissant la condition suivante :

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (5.1)$$

de même,

$$\frac{dP(n)}{dV(n)} = \frac{P(n) - P(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \quad (5.2)$$

avec

$$P(n) = V(n)I(n) \quad (5.3)$$

La Figure (5.12) montre l'organigramme du fonctionnement de la méthode P & O pour atteindre la puissance maximale.

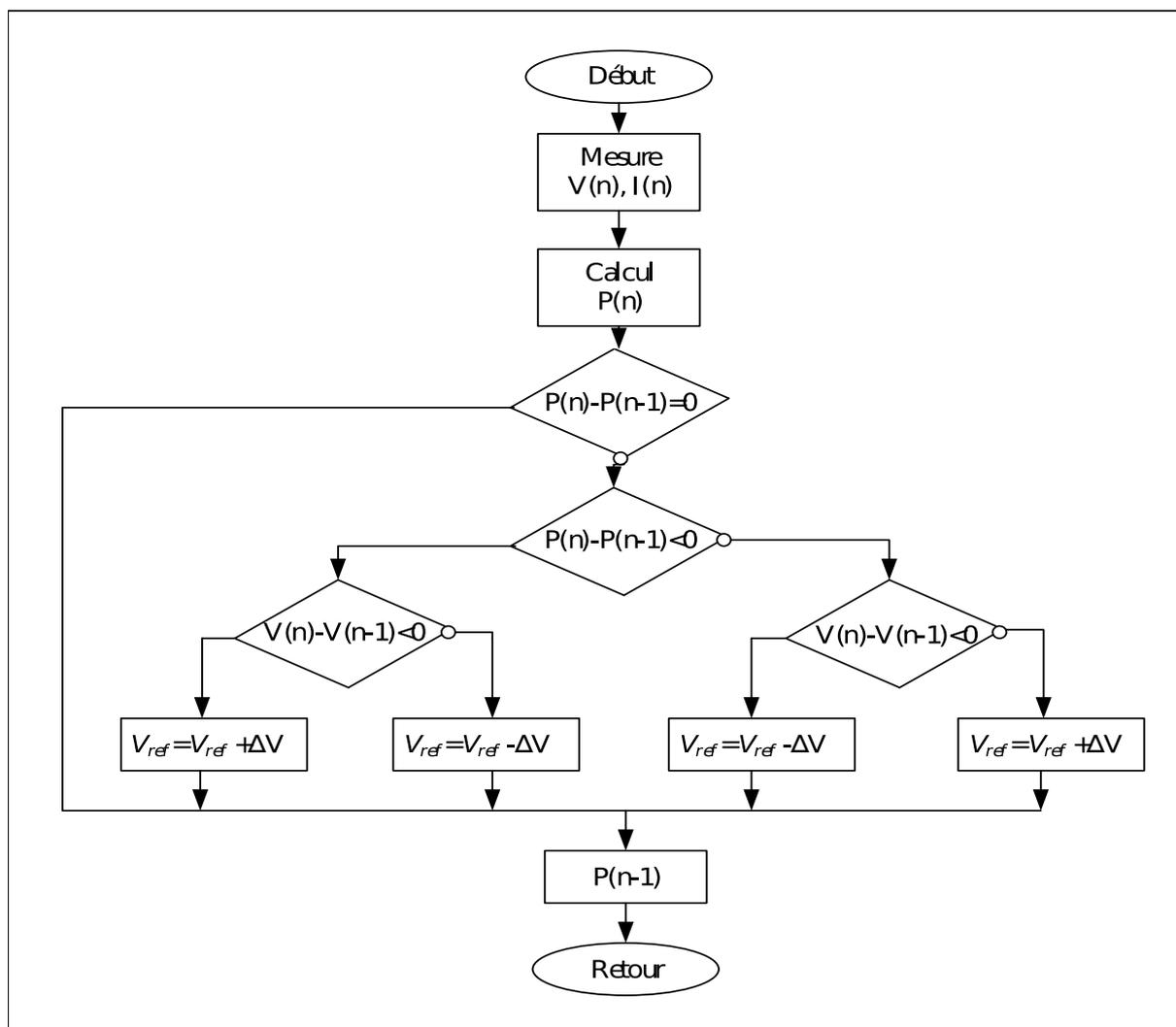


FIGURE 5.12 – Algorithme du MPPT perturbation & observation (P&O)

5.7.2 Conductance incrémentale

Pour calculer la conductance, cette méthode utilise les valeurs actuelles et les valeurs précédentes de la tension et de la puissance. En fonction du résultat obtenu, l'algorithme pourrait augmenter ou diminuer le rapport cyclique pour effectuer des changements permettant d'atteindre le point maximal de la puissance [3].

Le rôle de cet algorithme est de forcer le point de fonctionnement optimal à se placer vers le point maximum d'une manière indépendante de l'ensoleillement et les caractéristiques des panneaux photovoltaïques.

Les équations qui déterminent le point de la puissance maximale sont citées ci-dessous. La puissance du panneau solaire est :

$$P = V.I \quad (5.4)$$

Après la dérivée de la puissance, on obtient l'équation suivante :

$$\frac{dP}{dV} = V \frac{dI}{dV} + I \quad (5.5)$$

Cet algorithme qui est très utilisé, est basé sur la dérivée de la puissance par rapport à la tension ; il utilise la conductance incrémentale.

L'équation suivante montre le point de la puissance maximale quand la dérivée de la puissance est égale à zéro.

$$\frac{dP}{dV} = 0 \leftrightarrow V \frac{dI}{dV} = -I \quad (5.6)$$

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (5.7)$$

Comme la tension produite par les panneaux solaires est positive, on trouve les équations qui représentent la méthode de la conductance incrémentale.

L'équation (5.8) montre que le système atteint le point de puissance maximale ;

$$\frac{dP}{dV} = 0, \text{ donc } MPP \quad (5.8)$$

Quand les équations (5.9) et (5.10) sont réalisées, le système émettra une perturbation jusqu'à ce qu'il se stabilise et atteigne le point maximal sans émettre de nouvelles perturbations.

$$\frac{dP}{dV} \succ 0, \text{ A gauche du } MPP \quad (5.9)$$

$$\frac{dP}{dV} \prec 0, \text{ A droite du } MPP \quad (5.10)$$

la puissance de sortie. Le module parallèle est un hacheur connecté directement au PV pour extraire le MPPT ; cependant le module série extrait le MPPT et augmente la tension et le rendement.

Un Boost est un convertisseur qui convertit une tension continue en une autre tension continue de valeur supérieure. Nous avons donc deux séquences de fonctionnement selon l'état de l'interrupteur S , que nous pouvons représenter chacune par une équation différentielle, Figure (5.14).

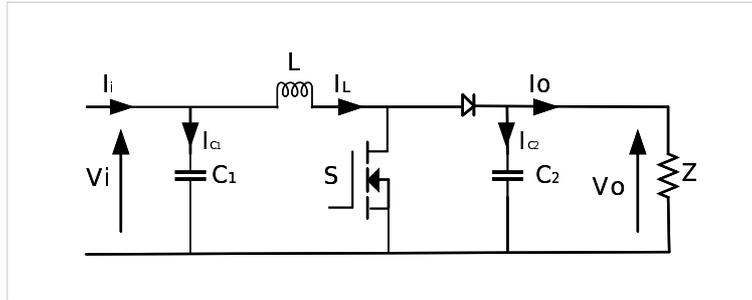


FIGURE 5.14 – Montage Boost

– Lorsque S est fermé :

$$\begin{aligned} V_i &= L \frac{dI_L}{dt} \\ I_{c1} &= C_1 \frac{dV_i}{dt} = I_i - I_L \\ I_{c2} &= C_2 \frac{dV_o}{dt} = -I_o \end{aligned} \quad (5.11)$$

– Lorsque S est ouvert :

$$\begin{aligned} V_i &= L \frac{dI_L}{dt} + V_o \\ I_{c1} &= C_1 \frac{dV_i}{dt} = I_i - I_L \\ I_{c2} &= C_2 \frac{dV_o}{dt} = I_L - I_o \end{aligned} \quad (5.12)$$

Nous pouvons représenter le convertisseur par un système d'équations unique, que nous qualifions de modèle instantané, en posant $\alpha = 1$, lorsque l'interrupteur S est fermé et $\alpha = 0$ pour S est ouvert, Nous considérons ici que les interrupteurs sont parfaits.

$$\begin{aligned} V_i &= L \frac{dI_L}{dt} + V_o (1 - \alpha) \\ C_2 \frac{dV_o}{dt} + I_o &= I_L (1 - \alpha) \end{aligned} \quad (5.13)$$

Le modèle instantané fait apparaître un comportement non linéaire du convertisseur pour la simulation.

5.9 Modélisation du générateur PV

Pour construire un schéma équivalent pour une cellule PV, il est important de connaître les caractéristiques électriques et physiques de chaque élément.

La cellule photovoltaïque se présente comme un générateur de courant électrique dont le comportement est équivalent à une source de courant en dérivation avec une diode, Figure (5.15).

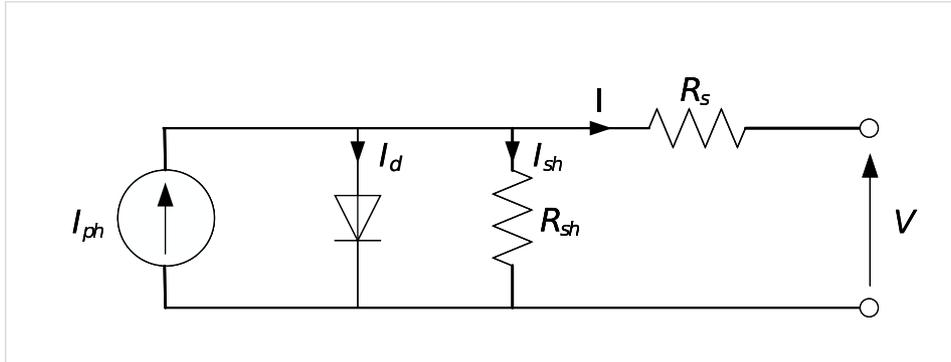


FIGURE 5.15 – Schéma du modèle équivalent à une diode de la cellule PV réelle

L'expression de la caractéristique courant-tension est décrite par l'expression ci-dessous :

$$I = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (5.14)$$

$$I = I_{ph} - I_o \cdot \left[e^{\left(\frac{q(V + R_s \cdot I)}{nK_b T} \right)} - 1 \right] - \left(\frac{V + R_s \cdot I}{R_{sh}} \right) \quad (5.15)$$

V : Tension de sortie de la cellule.

I : Courant de sortie de la cellule.

I_{ph} : photo-courant [A].

I_o : Courant de saturation de la diode [A].

q : Charge d'électron ($q = -1.6 \cdot 10^{-19}$ [c]).

K_b : Constante de Boltzmann, $K_b = 1.38 \cdot 10^{-38}$ [JK⁻¹]

T : Température absolue de fonctionnement de la jonction [K]

n : Facteur d'idéalité de la diode $n \in [1, 2]$; la valeur typique de n est 1.3.

R_s : Résistance série.

R_{sh} : Résistance shunt.

Afin d'obtenir un modèle mathématique généralisé d'un générateur GPV, toutes les pertes causées par l'association des panneaux en série et en parallèle sont incluses, ce qui

permet d'obtenir l'équation suivante :

$$I = N_p I_{ph} - N_p I_o \cdot \left[e^{\left(\frac{q(N_s V + I R_s (N_s/N_p))}{n K_b T \cdot N_s} \right)} - 1 \right] - \left(\frac{V N_s + I R_s (N_s/N_p)}{R_{sh} (N_s/N_p)} \right) \quad (5.16)$$

où N_p est le nombre de panneaux connectés en parallèle et N_s est le nombre de panneaux connectés en série.

5.10 Simulation des caractéristiques d'une cellule PV

La Figure (5.16) représentent respectivement, la caractéristique Courant-Tension et Puissance-Tension d'une cellule photovoltaïque dans les conditions standards ($T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ et $E = 1000 \text{ W/m}^2$).

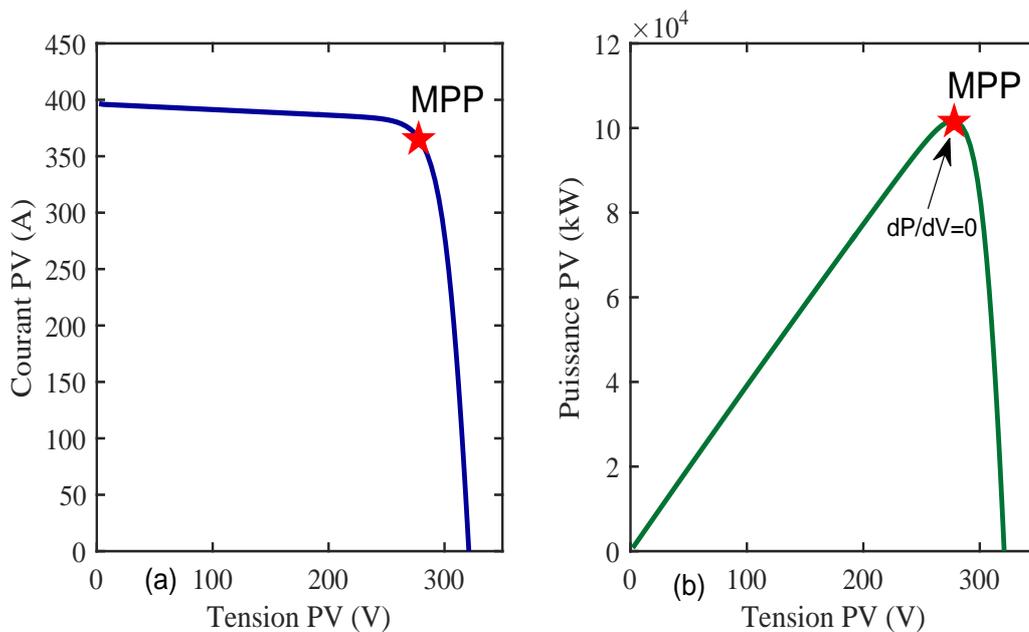


FIGURE 5.16 – Caractéristiques $I - V$ et $P - V$ d'un module PV dans les conditions standards

On remarque que le point de puissance maximale, dit *MPP*, situé au coude de la courbe du courant et à l'extremum de la courbe de puissance, n'est pas un point fixe; il varie durant les variations de la température et de l'éclairement. En prenant en compte le principe de cette dynamique, le contrôleur doit suivre le *MPP* en modifiant en temps réel le rapport cyclique du convertisseur à chaque échantillon de contrôle.

– Impacts de la température et de l'éclairement sur les courbes $I - V$ et $P - V$

Les courbes de la Figure (5.16) sont liées aux conditions standards. Réellement, ces courbes subissent des changements causés par la variation des paramètres suivants : La résistance shunt (R_p), la résistance série (R_s), l'éclairement (E) et la température (T). Généralement, les changements liés aux résistances ne sont pas si importants, alors que l'impact du changement de l'éclairement ainsi que celui de la température est notable, comme le montrent les Figures (5.17) et (5.18).

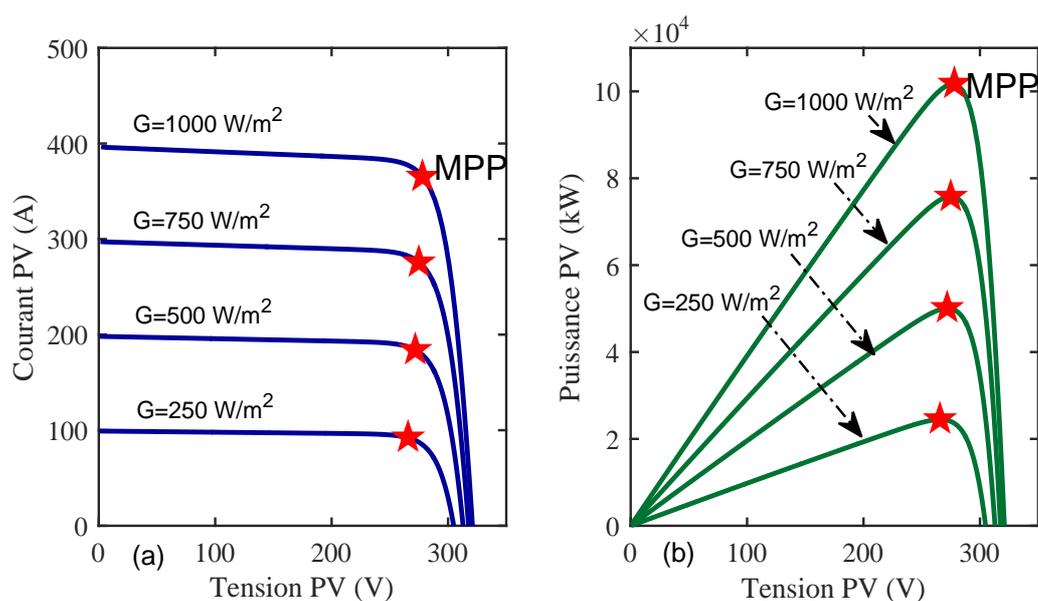


FIGURE 5.17 – Effet de l'éclairement sur la courbe $I - V$ (a) et $P - V$ (b) à 25°C .

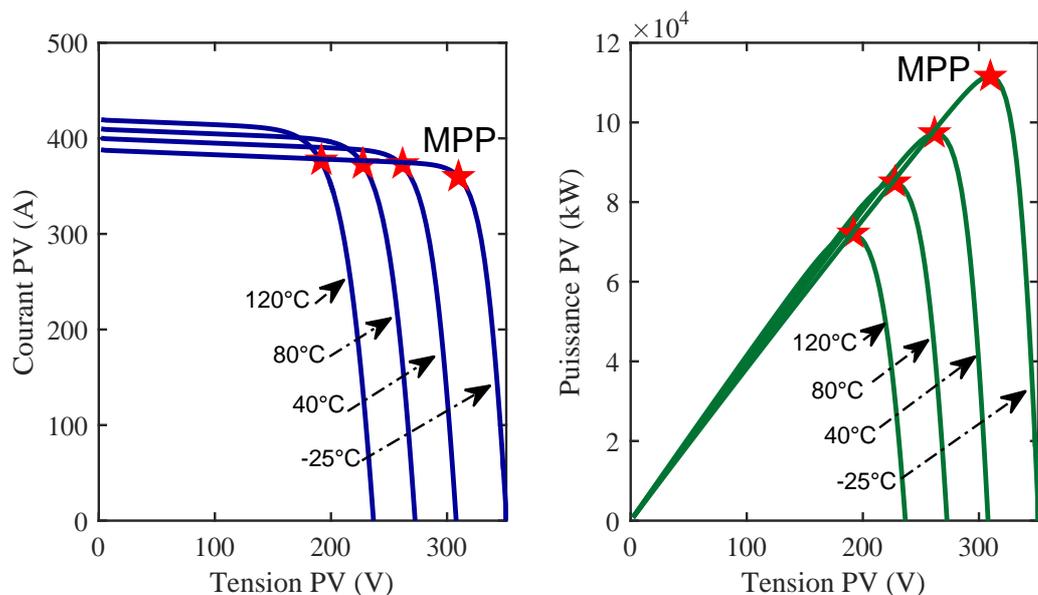


FIGURE 5.18 – Effet de la température sur la courbe $I - V$ (a) et $P - V$ (b) à 1000 W/m^2 .

On constate que le courant de court-circuit est directement proportionnel à l'éclairement : lorsque l'éclairement est multiplié par 2, le courant de court-circuit est également multiplié par 2. Par contre la tension est peu sensible aux variations du niveau d'éclairement.

Le deuxième paramètre qui influence le profil de la caractéristique courant-tension d'une cellule photovoltaïque est la température de la cellule. On observe dans la Figure (5.18) que la température de la cellule photovoltaïque induit un effet notable sur la tension de celle-ci. Par contre, l'effet de la température sur le courant de la cellule photovoltaïque est négligeable. Il apparaît que plus la température de la cellule augmente, plus la tension à vide de celle-ci diminue. La puissance de la cellule étant égale au produit du courant et de la tension, la même règle s'applique sur la puissance : plus la température de la cellule augmente, plus la puissance de celle-ci diminue.

– Puissance optimale et facteur de forme

La puissance utile maximale $P_m = V_m \cdot I_m$ s'obtient en optimisant le produit courant tension. Le facteur de forme FF est définie par :

$$FF = \left(\frac{V_m \cdot I_m}{V_{co} \cdot I_{co}} \right) \quad (5.17)$$

Ce facteur montre la déviation de la courbe $I(V)$ par rapport à un rectangle (de longueur V_{co} et largeur I_{co}) qui correspond à la photopile idéale.

On distingue deux cas :

- Si R_{sh} est infinie la dérivation mène à la résolution de l'équation non linéaire en I_m par une méthode numérique, et permet donc le calcul de V_m .
- Si R_{sh} est considérée finie, la dérivation mène à la résolution d'une équation non linéaire par une méthode numérique.

La puissance des modules photovoltaïques s'exprime en Watt-crête. Cette dernière représente la puissance que peut fournir un module lorsqu'il est ferme sur sa charge nominale (optimale), sous un éclairement de 1000 W/m^2 et à une température de $25 \text{ }^\circ\text{C}$.

– Le rendement

Le rendement η de la cellule est le rapport de conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique. Il est égal au rapport de la puissance maximale de sortie sur la puissance des radiations lumineuses.

$$\eta = \frac{P_m}{P_o} = \frac{V_m \cdot I_m}{P_o} = \frac{V_{co} \cdot I_{co} \cdot FF}{P_o} \quad (5.18)$$

P_o est la puissance incidente. Elle est égale au produit de l'éclairement et de la surface totale des photopiles. Pour le silicium le rendement est inférieur à 14%.

5.11 Système photovoltaïque intelligent

Les systèmes photovoltaïques intelligents sont des systèmes qui utilisent une commande avancée pour avoir plus des fonctionnalités. En d'autres termes, ils offrent une fonctionnalité de gestion des pannes, une contrôlabilité flexible de la puissance et une assurance de la robustesse du système contre les changements brusques de la température ainsi que celle de l'irradiance, Figure (5.19).

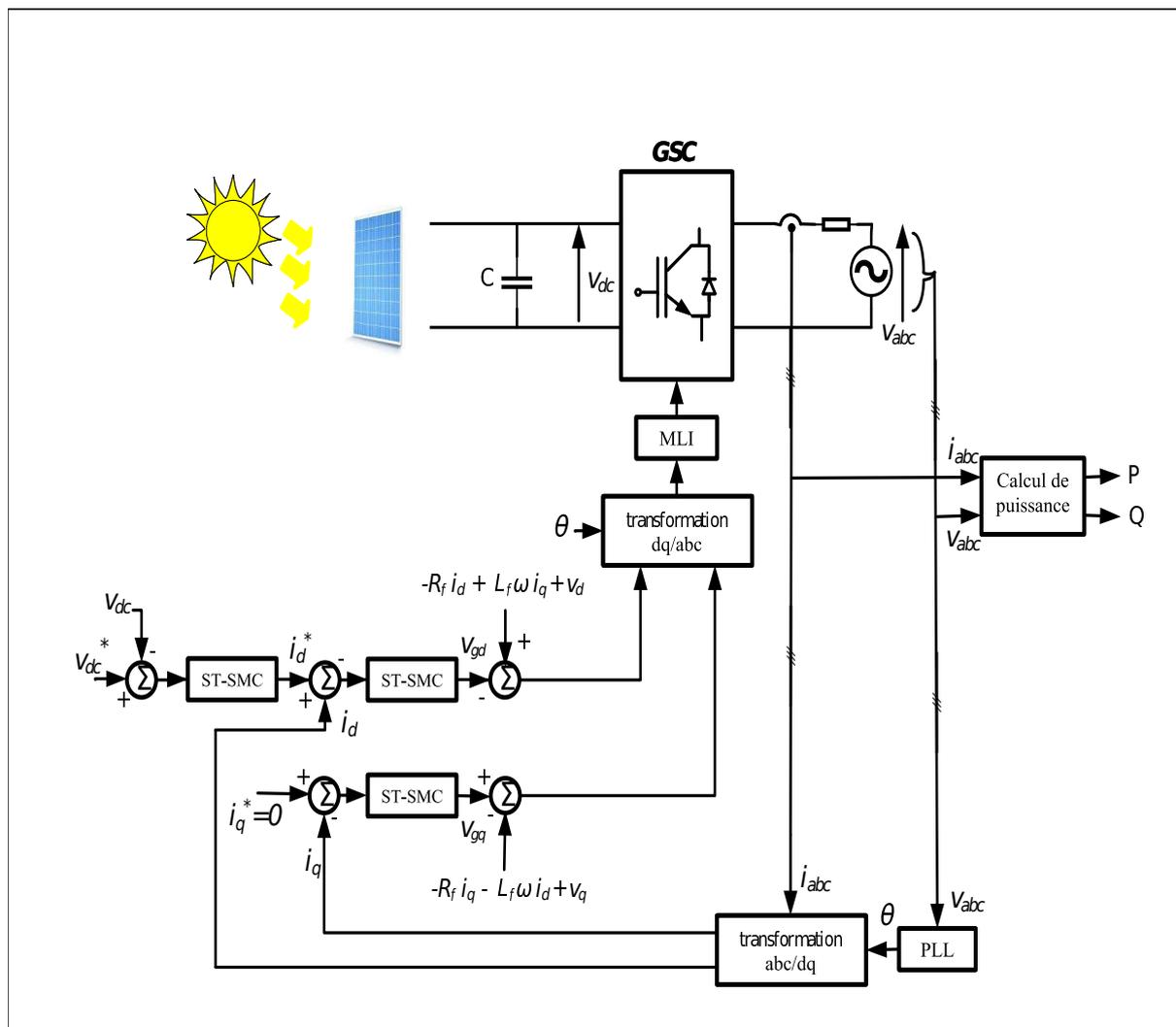


FIGURE 5.19 – Structure générale de contrôle d'un système photovoltaïque connecté au réseau

La commande de notre système est réalisée à la fois à travers la commande de la tension du bus continu v_{dc} et les courants direct et en quadrature i_d et i_q . De ce fait, nous avons une boucle cascade contrôlée par le contrôleur ST-SMC. La boucle externe est destinée pour contrôler la tension du bus continu tandis que la boucle interne ajuste

le courant direct i_d , qui par la suite contrôle la puissance active P . Le courant direct de référence i_d^* est la sortie du contrôleur ST-SMC de la boucle externe. Le courant quadratique i_q , qui contrôle la puissance réactive Q est également réglé par un contrôleur ST-SMC. Le courant quadratique de référence i_q^* est défini sur zéro pour atteindre un facteur de puissance unitaire et la référence de la tension du bus continu est définie sur 500V.

Pour qu'il y ait une synchronisation entre le système PV et le réseau, on utilise une boucle à verrouillage de phase appelée PLL.

Le principe de base de la PLL triphasée consiste à appliquer une transformation inverse de Park sur les tensions triphasées du réseau. La composante d'axe q générée par cette transformation est asservie à zéro par action sur l'angle du repère de Park. Cette PLL a pour objectif de pouvoir également mesurer la fréquence du signal d'entrée.

5.12 Résultats de Simulation

Le générateur PV est constitué de soixante-six cellules en parallèle et cinq cellules en série et est relié au réseau.

La Figure (5.20) montre les différents blocs pour la commande d'un générateur PV relié à un convertisseur boost connectés au réseau à travers un convertisseur à deux niveaux (implémentation dans Simulink SimPowerSystems toolbox).

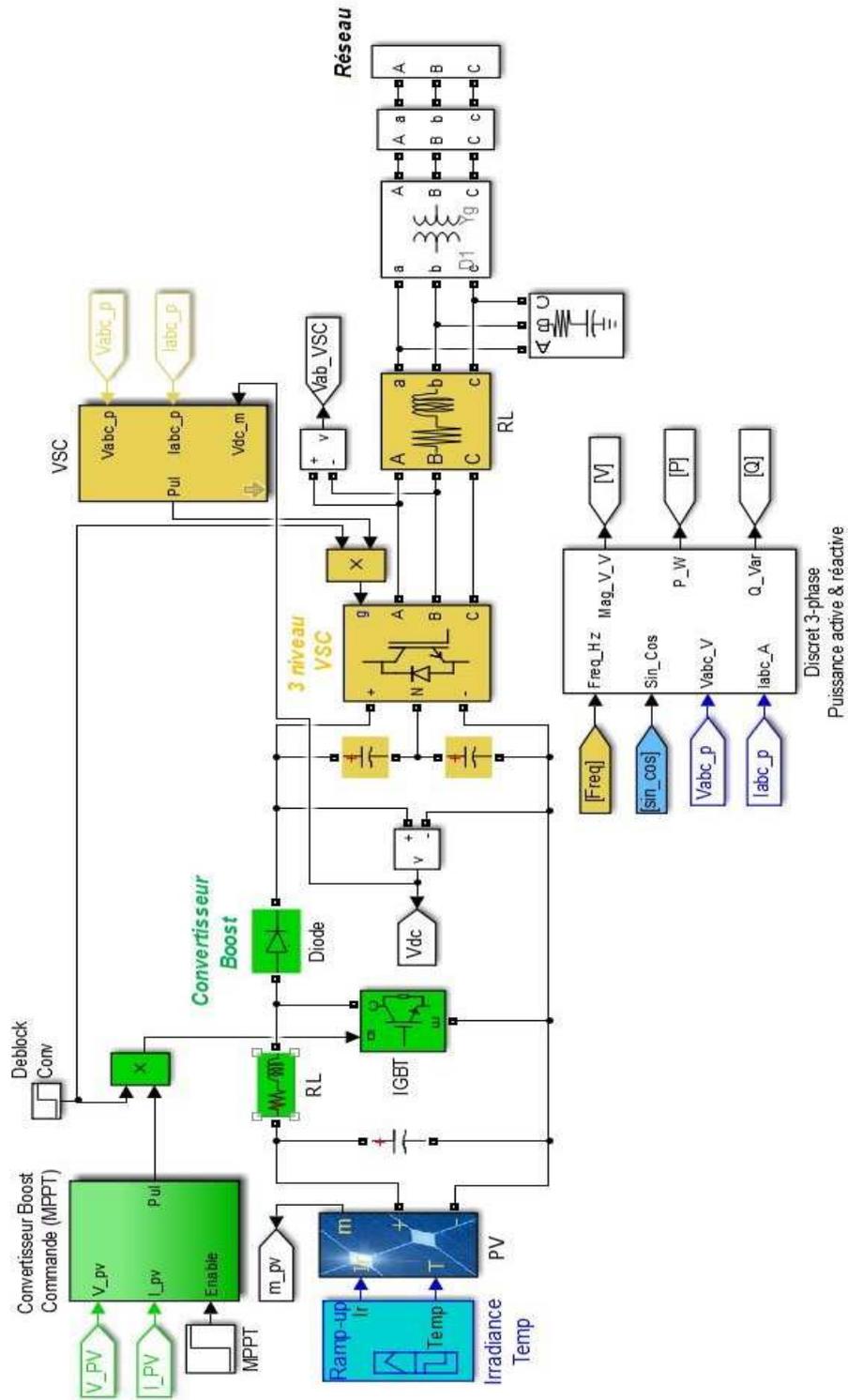


FIGURE 5.20 – Schéma du système photovoltaïque relié au réseau sous SimPowerSystems

L'étude théorique de la commande basée sur les contrôleurs PI et les commandes ST-SMC de la partie réseau ont été présentés en détail dans les chapitres deux et trois respectivement.

La Figure (5.21) représente le Benchmark de l'irradiance ainsi que celui de la température appliquées sur le générateur photovoltaïque.

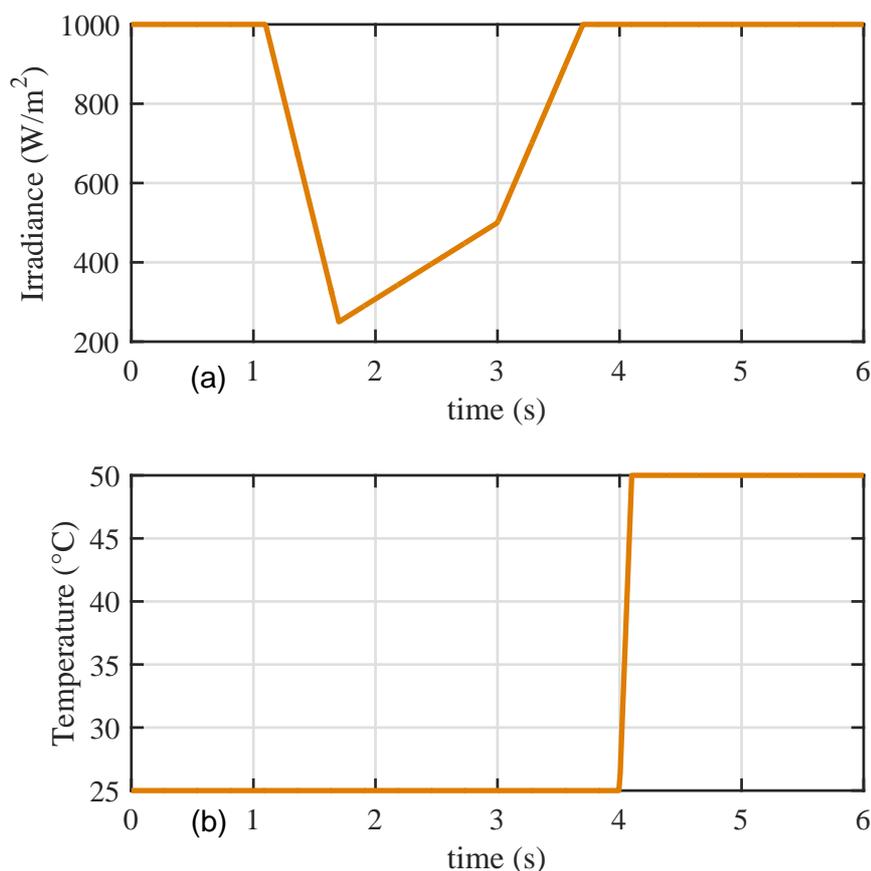


FIGURE 5.21 – L'irradiance et la température appliquées sur le générateur PV

Les Figures (5.22) et (5.24) représentent les résultats de simulation de la commande ST-SMC ainsi que celle du contrôleur PI pour la puissance active, la puissance réactive et la tension du bus continu).

On remarque que les résultats de la commande ST-SMC de la puissance active (Figure (5.22 (a))) suit parfaitement le benchmark de l'irradiance sans oscillations; de plus la courbe converge directement sans le moindre pic en régime transitoire par rapport aux résultats du PI.

Concernant les résultats de la puissance réactive représentée dans la Figure (5.22 (b)),

on remarque que le régime transitoire de la commande ST-SMC est meilleur que celui du PI. De même pour le régime permanent qui est bien réglé à zéro.

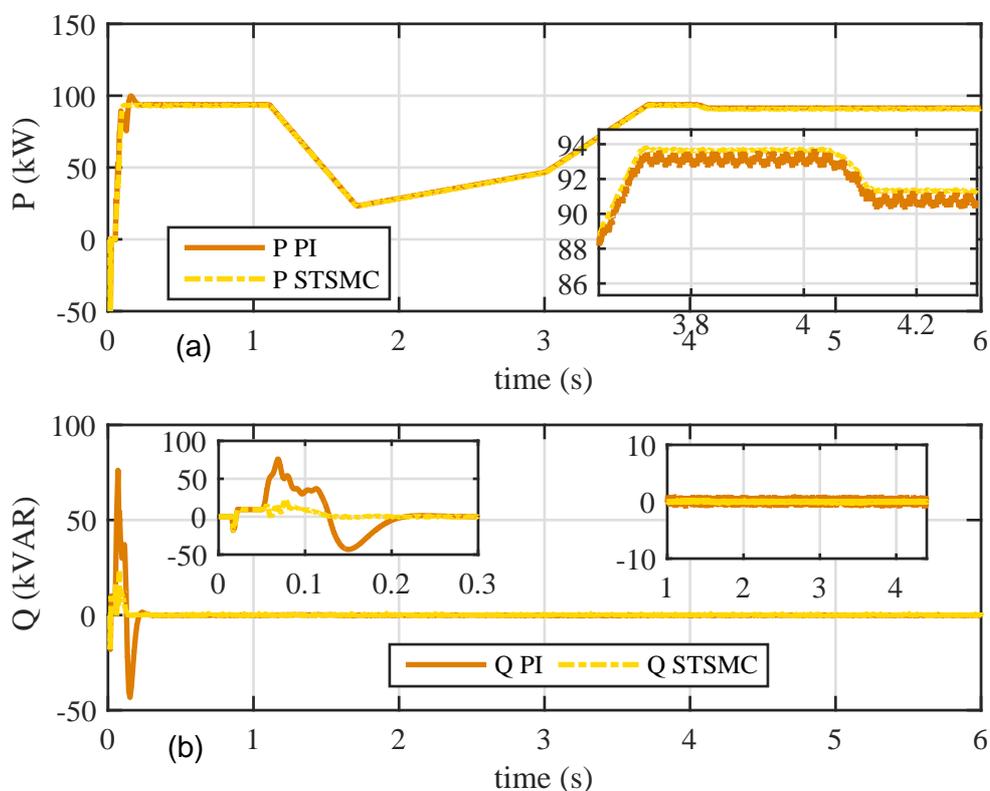


FIGURE 5.22 – La puissance active et la puissance réactive du réseau

La puissance est transférée vers le réseau avec une parfaite continuité. Elle est présentée sous forme de tension et de courant purement sinusoïdaux, Figure(5.23)).

Pour les résultats de la tension du bus continu représentée dans la Figure (5.24), on constate que les résultats de la commande ST-SMC que ce soit pour le régime transitoire ou bien le régime permanent ne sont pas influencés ni par le changement de la température ni par le changement de l'irradiance. Par contre on remarque que les résultats du contrôleur PI sont influencés comme le montre le zoom représenté dans la Figure (5.24).

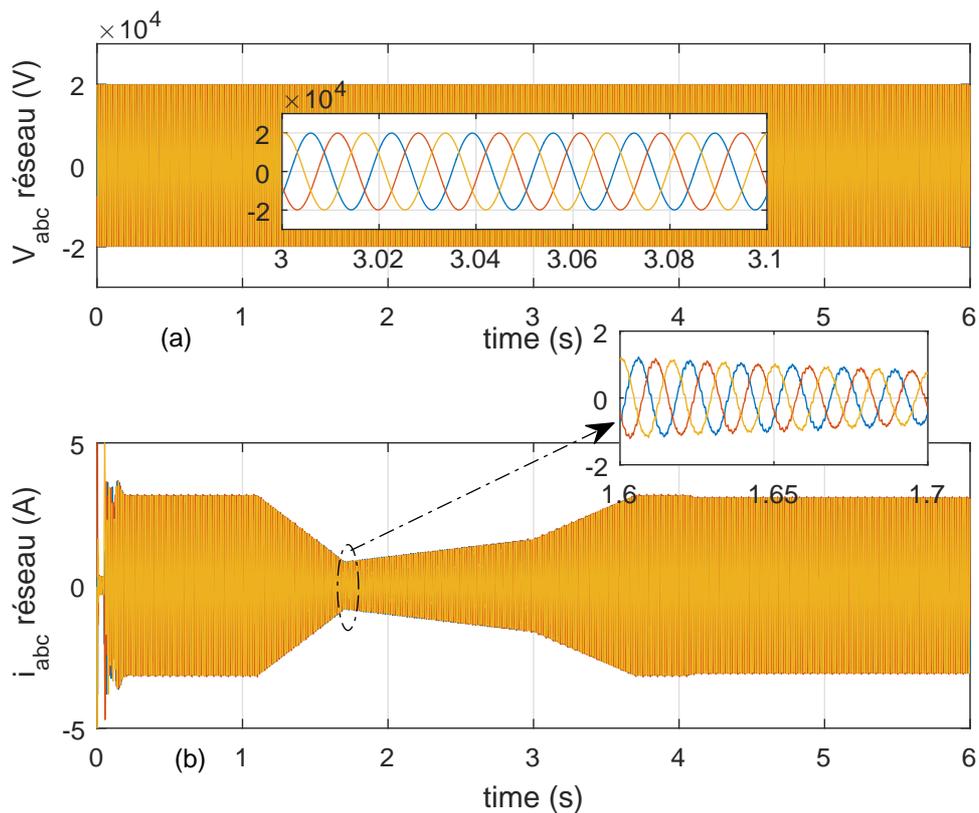


FIGURE 5.23 – Tension et courant de réseau

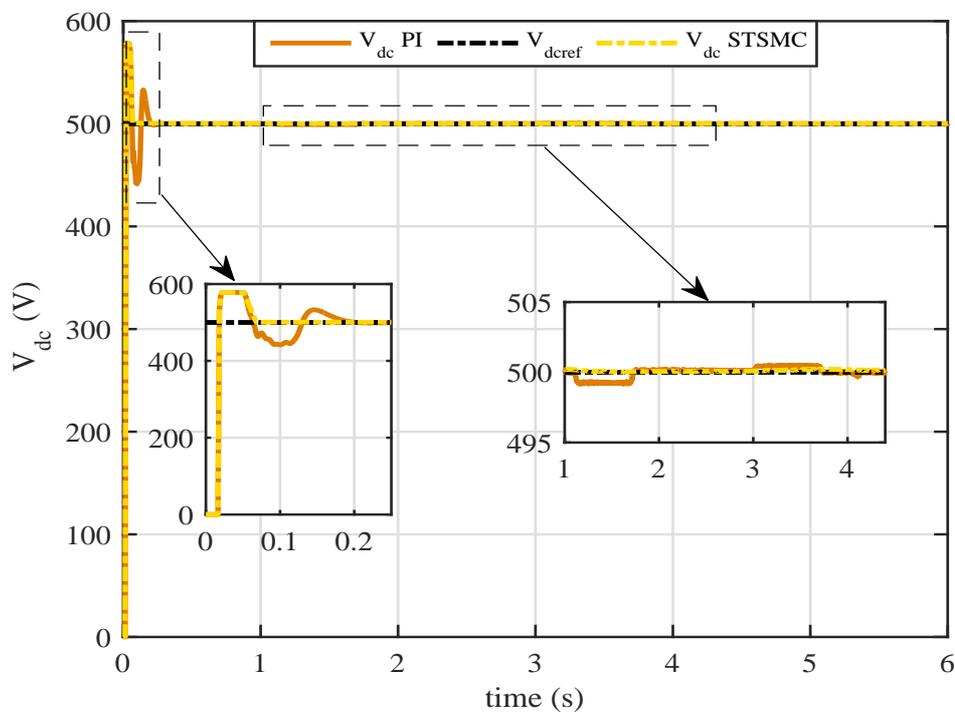


FIGURE 5.24 – La tension du bus continu V_{dc}

5.13 Conclusion

Ce chapitre s'est axé autour de la compréhension du fonctionnement de la technologie de la transformation de l'énergie lumineuse en énergie électrique. La comparaison des matériaux utilisés, les méthodes d'extraction du point maximal ont été prises en compte dans la suite de cette étude. L'utilisation de cinq cellules en série et soixante-six en parallèle a été réalisée, avec l'implémentation de l'algorithme de conductance incrémentale, pour extraire le maximum de puissance.

En analysant les résultats obtenus, on a prouvé la supériorité des performances du ST-SMC par rapport au régulateur PI classique ; ceci constitue une contribution significative à l'amélioration du générateur PV, malgré le Benchmark variant de l'irradiance et celui de la température.

Chapitre 6

Les systèmes hybrides d'énergie renouvelable

6.1 Introduction

Le problème avec la puissance variable et non garantie produite par les sources d'énergie renouvelables, peut être résolu par un couplage des sources d'approvisionnement et la formation d'un système dit hybride (SH).

Dans ce chapitre, nous définirons le système hybride ainsi que ses différents composants. Puis, nous donnerons les différentes architectures des systèmes hybrides, à savoir l'architecture série et parallèle. Ensuite, nous développerons un état de l'art sur les différentes structures des systèmes hybrides. Enfin, nous présentons des résultats de simulation des puissances active et réactive générées par une configuration du système hybride (WECS & PV).

6.2 Systèmes hybrides

Un système hybride à sources d'énergie renouvelables est un système électrique comportant plus d'une source d'énergie, parmi lesquelles une au moins est renouvelable (photovoltaïque, éolienne, hydraulique, etc.).

Souvent, ces sources renouvelables sont associées à une source conventionnelle comme un générateur diesel, nécessaire pour délivrer une puissance en continu. En plus des sources d'énergies renouvelables, les systèmes hybrides associent des dispositifs de stockage comme les batteries, les piles à combustible, etc., [72].

L'objectif d'un SH est de répondre à la demande de la charge en favorisant l'énergie produite par les sources renouvelables par rapport à celle fournie par les sources auxiliaires.

6.3 Architectures d'un système hybride

Afin de présenter les différentes architectures d'un système hybride autonome, nous considérons dans ce paragraphe, un système composé d'un générateur photovoltaïque, d'une éolienne, de batteries de stockage et d'un générateur diesel. Les différentes architectures d'un système hybride se divisent en deux grandes familles : l'architecture série et l'architecture parallèle.

6.3.1 Architecture série

Configuration à bus à courant continu

Dans le cas d'une architecture série, toutes les sources sont connectées à un même bus à courant continu (CC) comme l'indique la Figure (6.1). Pour cette architecture, les tensions délivrées par les modules à courant alternatif (générateur éolien et générateur Diesel) sont redressées en tension continue grâce à des convertisseurs AC/DC. La charge est alors alimentée par un onduleur (convertisseur DC/AC).

Configuration à bus à courant alternatif

L'architecture à bus à courant alternatif (AC) s'est développée grâce à l'émergence de l'électronique de puissance et de l'apparition des onduleurs plus performants. Cette architecture dispose d'un seul bus AC sur lequel sont connectés tous les modules du système hybride, Figure (6.2).

Le choix de cette structure est judicieux car celle-ci fournit directement une tension alternative et assure continuellement l'alimentation de la charge. Le groupe électrogène démarre automatiquement dès qu'un manque de puissance apparaît au niveau du bus. Néanmoins, l'inconvénient réside dans la difficulté d'imposer la fréquence et l'amplitude de la tension du bus.

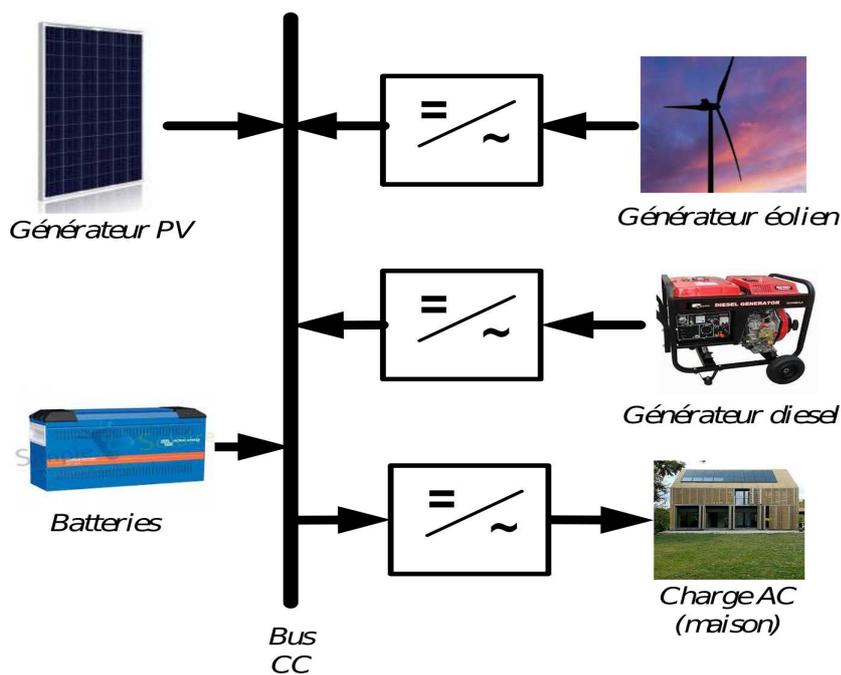


FIGURE 6.1 – Configuration d'un système hybride à bus CC

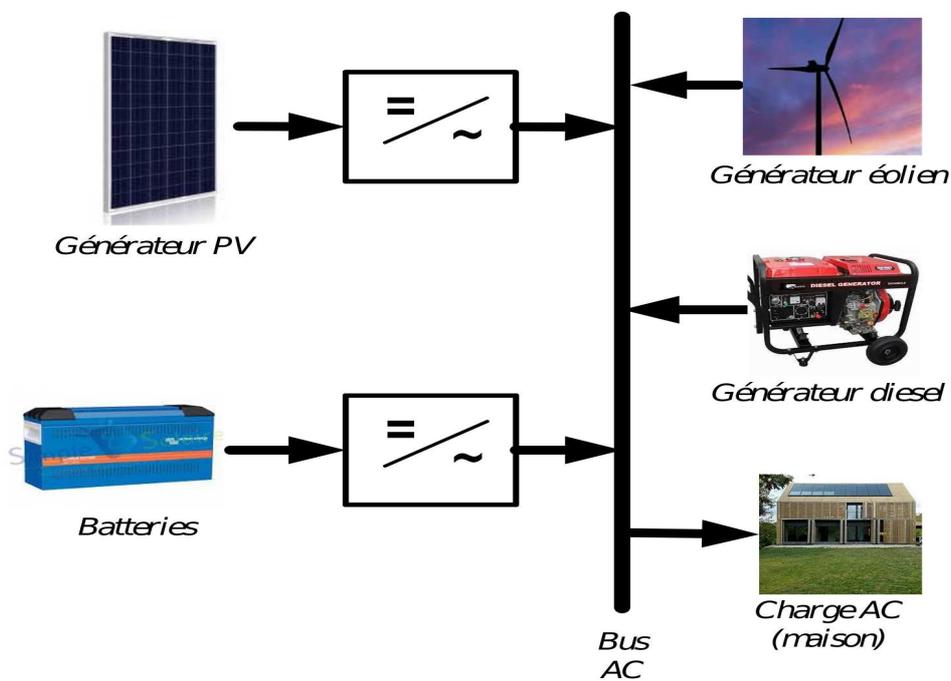


FIGURE 6.2 – Configuration d'un système hybride à bus AC

6.3.2 Architecture parallèle

La configuration parallèle utilise deux bus : un bus CC où sont connectées les sources à courant continu (batterie et panneaux PV), et un bus AC sur lequel sont connectés l'éolienne, le générateur diesel et la charge (maison). Les deux bus sont reliés à l'aide d'un convertisseur bidirectionnel. Le convertisseur bidirectionnel travaille soit en mode redresseur lorsque le générateur diesel couvre complètement la demande de la charge et participe à charger la batterie, soit en mode onduleur lorsque la charge est alimentée par les panneaux et/ou les batteries. De cette façon, la charge peut être alimentée par les deux bus simultanément. L'architecture d'un tel système est représentée par la Figure (6.3).

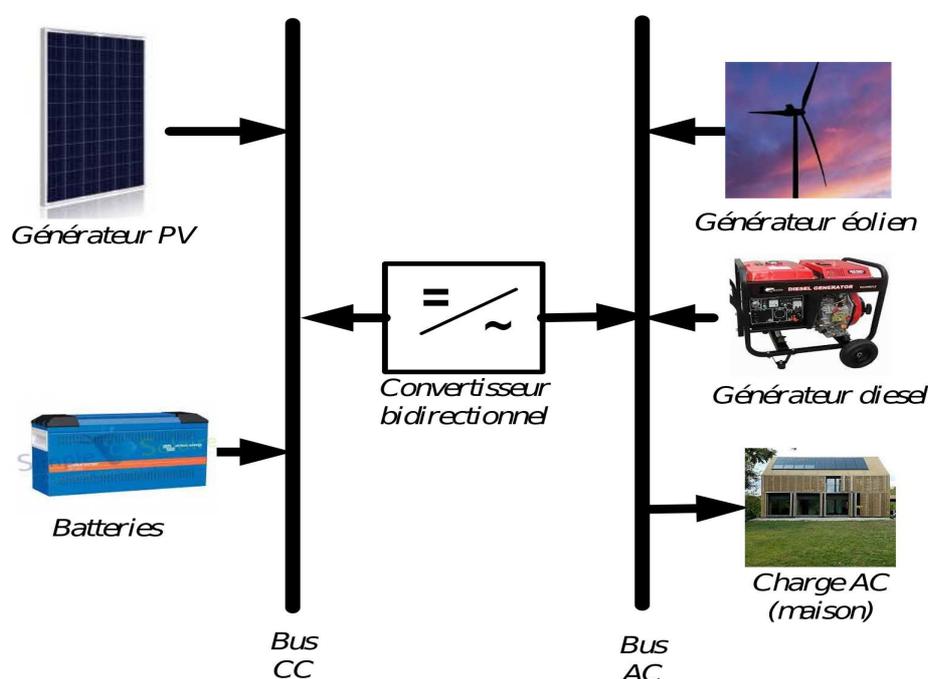


FIGURE 6.3 – Configuration d'un système hybride à connexion parallèle.

6.4 Les principaux composants d'un système hybride

L'énergie éolienne, l'énergie photovoltaïque et l'énergie hydraulique sont des énergies renouvelables souvent utilisées dans les systèmes hybrides. Ces systèmes peuvent inclure d'autres composants comme les convertisseurs, les batteries et les charges. La majorité de ces éléments fonctionnent en parallèle pour avoir un système équilibré qui permet d'atteindre un but précis.

6.4.1 Le générateur éolien

L'éolienne occupe un rôle important parmi les différentes sources d'énergie renouvelable. Elle est l'une des plus prometteuses en termes de potentiel, d'écologie, de champs d'application, etc.

6.4.2 Le générateur photovoltaïque

L'énergie solaire est une énergie très abondante sur la surface de la terre. De ce fait, le photovoltaïque est considéré comme la plus importante source d'énergie renouvelable et la plus prometteuse avec un potentiel inépuisable.

6.4.3 Les sources conventionnelles

Les énergies dites conventionnelles sont des formes d'énergie massivement employées pour répondre aux besoins de production et consommation humaines. Parmi ces énergies, les plus utilisées sont l'énergie nucléaire et l'énergie issue des combustibles fossiles (pétrole, charbon, gaz naturel).

Parmi les systèmes de production d'électricité, largement utilisés dans des systèmes hybride et qui est à base de ces énergies, on trouve le générateur Diesel.

6.4.4 Les batteries de stockage

Un dispositif de stockage est un élément essentiel dans un système multi-sources. Sans lui, la garantie de l'autonomie du site ne peut pas être assurée. Ce dispositif sert de réservoir d'énergie lorsque les sources produisent en excédent et la restitue lorsque les sources ne produisent pas assez, sans oublier qu'un dispositif de stockage est essentiel pour l'équilibre des puissances dans un réseau.

Il existe plusieurs technologies de stockage qui peuvent être utilisés dans un système hybride autonome, parmi lesquelles on trouve les batteries électrochimiques et les piles à combustible.

6.4.5 Le système de supervision

Un système de supervision est une entité dotée d'une intelligence lui permettant de gérer d'une manière efficace les interactions entre les différents éléments d'un système hybride. Il représente le cerveau du système hybride, il décide de l'entité à activer (éolien, générateur photovoltaïque, charge ou décharge de batteries, générateur diesel) en fonction de la demande de la charge et en fonction de la disponibilité des énergies renouvelables.

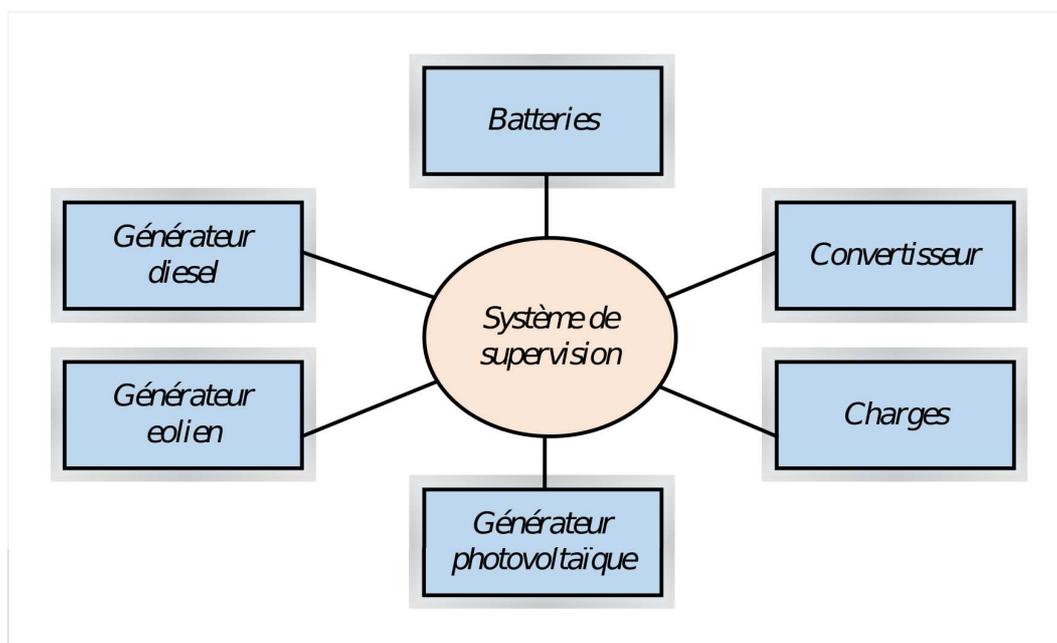


FIGURE 6.4 – Système de supervision

6.4.6 Les convertisseurs

Les convertisseurs servent en premier lieu à charger les batteries de stockage et faire la conversion électrique en deuxième lieu (AC/CC ou inversement). Dans la structure des systèmes hybrides, on trouve trois types de convertisseurs : les redresseurs, les hacheurs et les onduleurs.

- Les redresseurs réalisent la conversion AC/CC. Ils sont souvent utilisés pour charger des batteries à partir d'une source AC ; ce sont des appareils relativement simples, pas chers et à bon rendement.
- Les onduleurs sont des convertisseurs CC/AC. Ils sont souvent utilisés pour alimenter des charges AC.
- Les hacheurs sont des convertisseurs qui permettent de réaliser la conversion CC /CC pour adapter la tension entre deux sources.

6.5 Etudes des structures de systèmes hybrides

6.5.1 Système hybride avec source d'énergie conventionnelle

C'est une structure dotée d'une source d'énergie conventionnelle définie généralement par un générateur diesel et une autre source d'énergie renouvelable (éolienne, photovoltaïque, etc.).

Système photovoltaïque/source conventionnelle

C'est un système doté d'une source photovoltaïque et un générateur diesel défini comme source conventionnelle. Il est utilisé très souvent dans des sites qui se caractérisent par un climat chaud où le potentiel solaire est important.

En mode de fonctionnement autonome, l'objectif de ces systèmes est d'alimenter sans interruption une maison [73], un bâtiment de logements [74] ou administratif [75, 76] ou un village [77, 78, 79, 80]. D'autres systèmes alimentent des centres de recherche [81] où sont également connectés au réseau électrique [82, 83].

Système éolien/source conventionnelle

C'est un système doté d'une source éolienne et un générateur diesel défini comme source conventionnelle.

Ces systèmes sont plus répandus sur les îles, où les brises de mer et le vent favorisent l'utilisation de l'énergie éolienne pour la production d'électricité ; des études ont été réalisées sur des systèmes installés sur des îles de diverses tailles : petites comme les îles Canaries [84], en passant par des îles moyennes comme la Corse [85], jusqu'aux grandes îles comme l'Angleterre [86].

Systèmes photovoltaïque/éolien/diesel

La mise en place d'un tel système a pour objectif de diversifier les sources d'énergies renouvelables. On recherche ainsi une diminution plus significative de la quantité de fuel consommé puisque les sources renouvelables peuvent se compléter et fournir une plus grande quantité d'énergie.

6.5.2 Systèmes hybrides sans source d'énergie conventionnelle

Ces systèmes hybrides fonctionnent surtout en mode autonome dans des sites où l'approvisionnement en carburant diesel ou le raccordement au réseau électrique est difficile, voire même impossible. Dans la suite de ce paragraphe quatre configurations de système hybride avec ou sans stockage sont présentées.

Système hybride photovoltaïque/stockage

Dans ces systèmes, l'installation photovoltaïque doit être raccordée avec une autre source d'énergie, afin de satisfaire la charge durant la nuit ou par temps nuageux. Ces systèmes alimentent soit des maisons [87, 88], soit des villages [89]

Système hybride éolien/stockage

L'interconnexion du dispositif de stockage avec un générateur éolien peut avoir deux objectifs possibles : d'une part, il peut jouer le rôle de tampon lorsque le système fonctionne en parallèle avec le réseau électrique, le dispositif permet alors de lisser les variations rapides de la puissance électrique en provenance de l'éolienne [90, 91], d'autre part il peut jouer le rôle de stockage à plus long terme, en régime autonome pour permettre l'alimentation du consommateur lors de périodes de faible vitesse du vent [92, 93].

Système hybride éolien/photovoltaïque/stockage

L'inconvénient majeur des deux systèmes hybrides précédemment décrits est le manque de diversité de l'alimentation parce que la ressource primaire utilisée est unique. Cela induit plusieurs inconvénients comme par exemple le surdimensionnement des éléments dont l'objectif est d'assurer une alimentation continue, ce qui va se traduire par un investissement initial élevé (et donc limiter le développement de ces systèmes) et une augmentation du prix de kilowattheure produit. Ces inconvénients peuvent être limités ou même éliminés par l'incorporation d'une seconde source d'énergie [94, 95, 96].

Systèmes hybrides éolien/photovoltaïque sans stockage

Ce type de système hybride s'utilisent très rarement, parce qu'il n'assure pas une sécurité d'alimentation, il manque soit une source conventionnelle soit un dispositif de

stockage. Pour cette raison, les recherches sur ces systèmes sont rares. On a pu trouver des travaux sur un système existant [97] utilisé dans un but éducatif en Northern Iowa, EtatsUnis ; un projet de système hybride pour le réseau électrique d'une ile Croate [98] ; une estimation des performances [81].

Nous allons présenter par la suite les résultats de simulations d'un système hybride composé d'une complémentarité des énergies du vent et du soleil.

6.6 Présentation du système Solaire-Éolien

L'objectif du travail que nous proposons est de développer un système hybride combinant deux sources d'énergie renouvelable, à savoir un générateur photovoltaïque pour convertir l'énergie du soleil et un générateur éolien pour convertir celle du vent, Figure (6.5).

Ces deux sources d'énergie sont liées entre eux sur le bus AC connectés directement au réseau, afin d'assurer la commande en puissance et ce en dépit des variations de la charge.

6.7 Résultats de simulation

Cas du vent fluctuant, Irradiance et température constantes

Les Figures (6.6) et (6.7) représentent les résultats de simulations du système hybride (WECS & PV) dans le cas du vent fluctuant, Irradiance et température constantes.

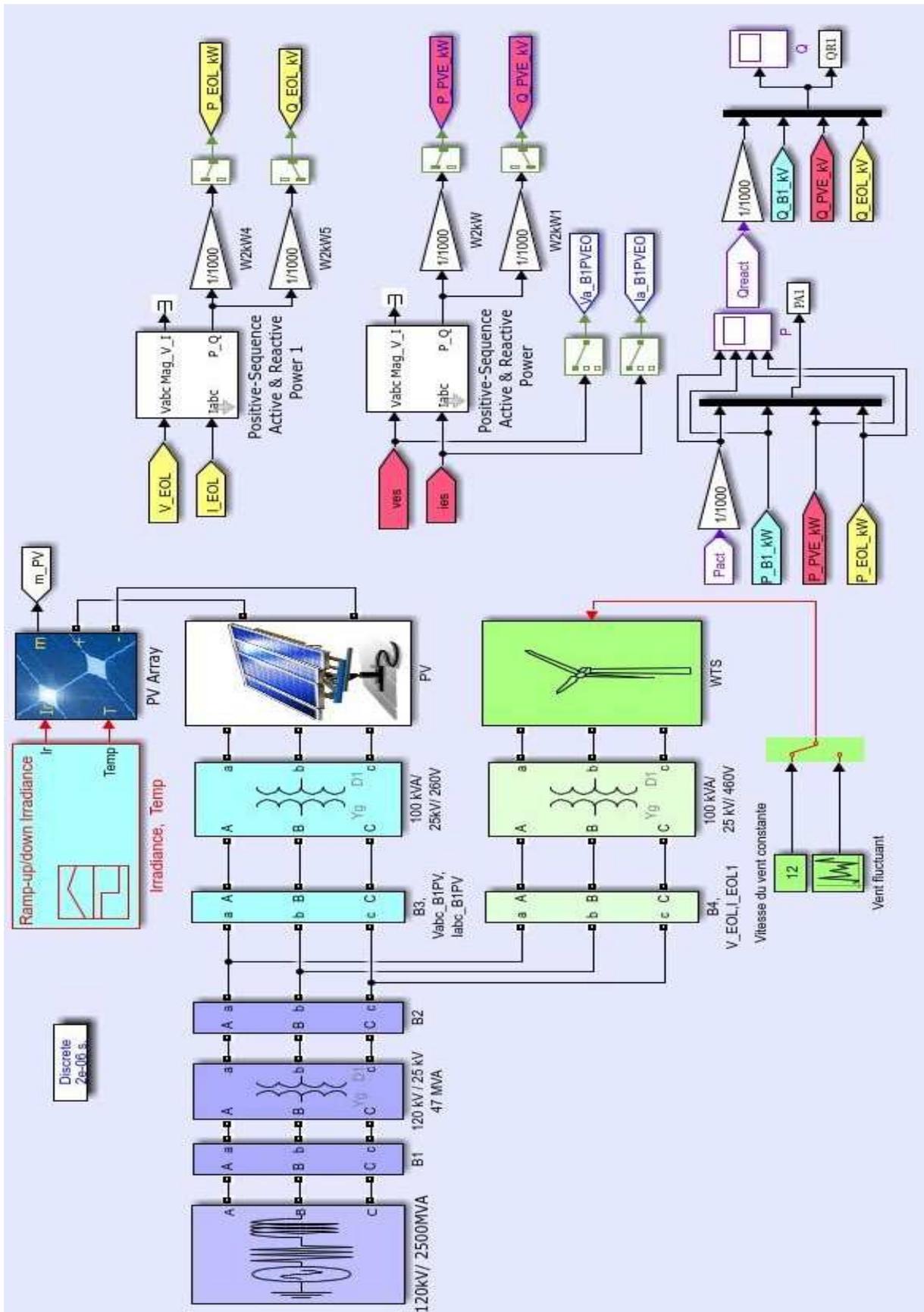


FIGURE 6.5 – Schéma de simulation sous SimPowerSystems du système hybride Solaire-Éolien (WECS & PV)

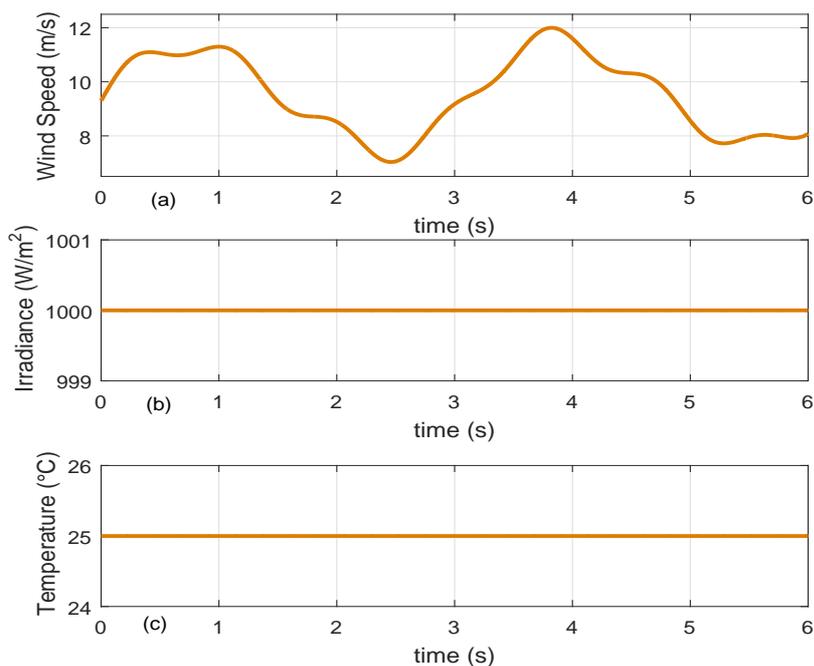


FIGURE 6.6 – Les profils du vent, de la température et de l'irradiance dans le cas du vent fluctuant, Irradiance et température constantes

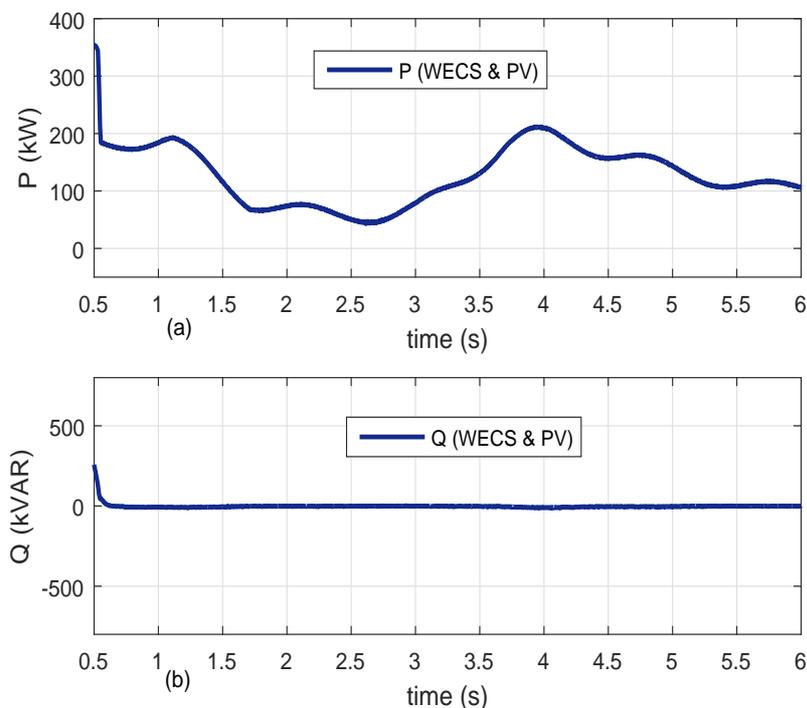


FIGURE 6.7 – Les résultats de simulation de la puissances active ainsi que la puissance réactive pour le système hybride dans le cas du vent fluctuant, Irradiance et température constantes

Cas du vent constant, irradiance et température variantes

Les Figures (6.8) et (6.9) représentent les résultats de simulations du système hybride (WECS & PV) dans le cas du vent constant, irradiance et température variantes.

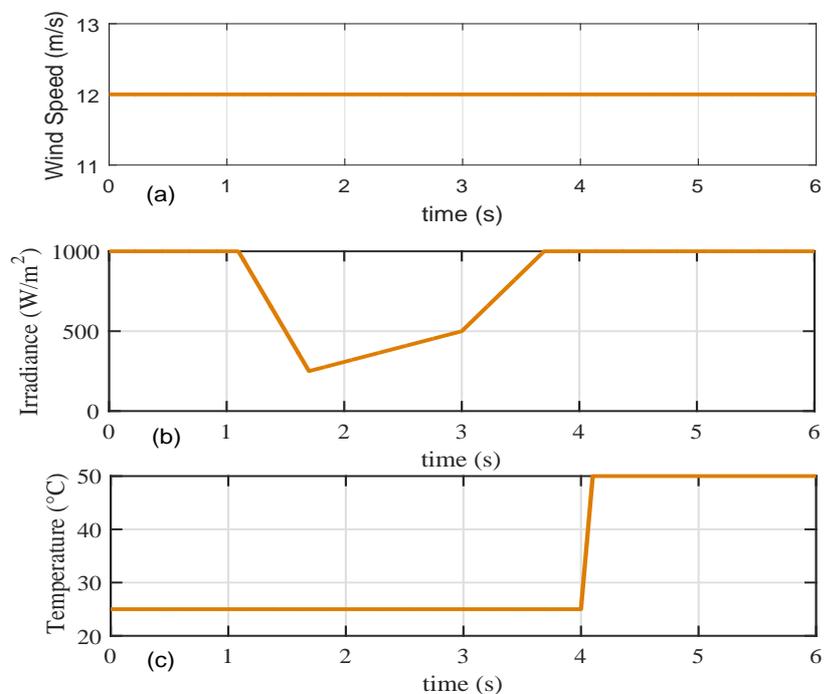


FIGURE 6.8 – Les profils du vent, de la température et de l'irradiance dans le cas du vent constant, Irradiance et température variantes

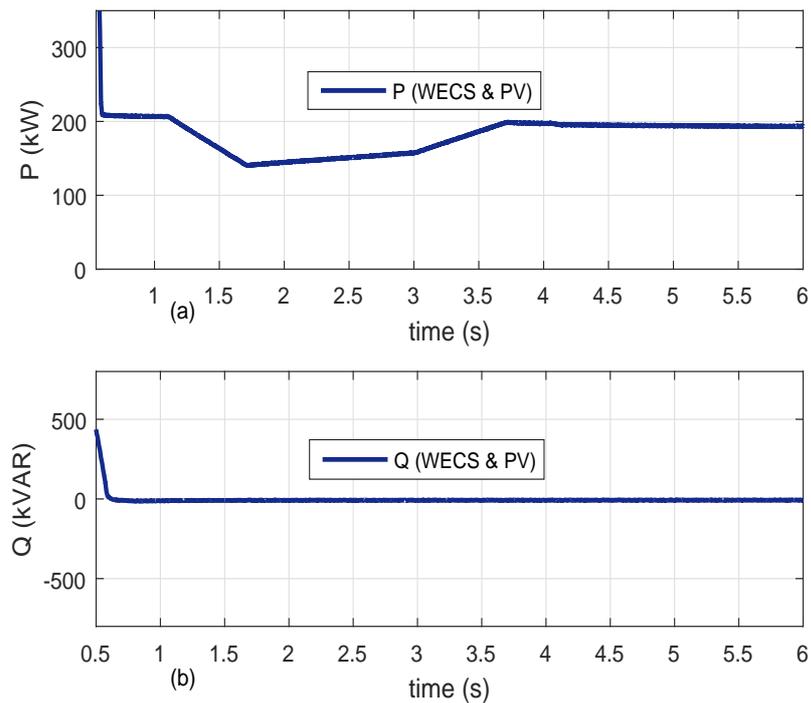


FIGURE 6.9 – Les résultats de simulation de la puissances active ainsi que la puissance réactive pour le système hybride dans le cas du vent constant, Irradiance et température variantes

Cas du vent fluctuant, irradiance et température variantes

Les Figures (6.10) et (6.11) représentent les résultats de simulations du système hybride (WECS & PV) dans le cas du vent fluctuant, irradiance et température variantes.

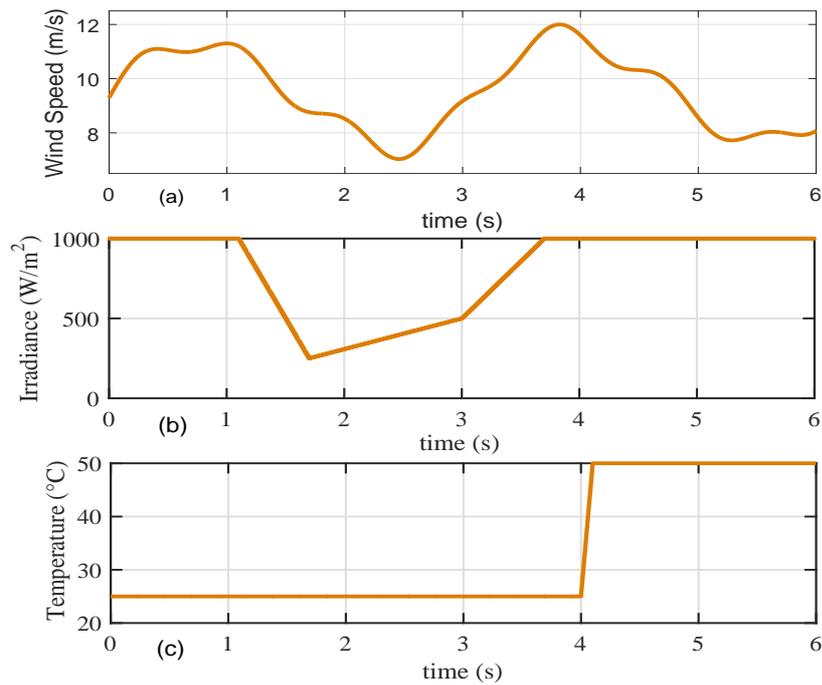


FIGURE 6.10 – Les profils du vent, de la température et de l'irradiance dans le cas du vent fluctuant, Irradiance et température variantes

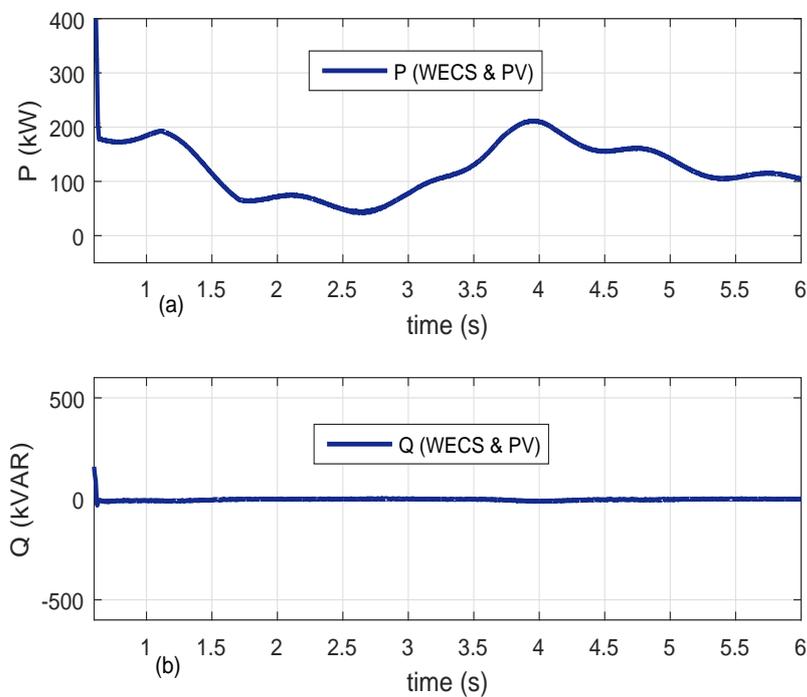


FIGURE 6.11 – Les résultats de simulation de la puissances active ainsi que la puissance réactive pour le système hybride dans le cas du vent fluctuant, Irradiance et température variantes

Après les études de pré-faisabilité sur la base de données météorologiques (par exemple la vitesse du vent, l'irradiation solaire et la température), on remarque que l'énergie totale générée par le vent et le système PV, est exprimée comme suit :

$$P_{WECS\&PV} = P_{WECS} + P_{PV} \quad (6.1)$$

Les résultats montrent que le processus du système hybride réagit selon l'analyse suivante : Si le lieu de l'étude a un bon potentiel solaire que le vent, le système hybride fonctionne avec une part maximale du système photovoltaïque et une part minimale du système éolien et vis versa si le lieu de l'étude a un bon potentiel du vent que le soleil, le système hybride fonctionne avec une part maximale du système éolien et une part minimale du système photovoltaïque.

6.8 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté la définition et les différentes structures des systèmes hybrides de génération de l'énergie électrique.

Dans la seconde partie, nous avons constitué un système hybride (WECS & PV) relié au réseau électrique et contrôlé par la commande mode glissant d'ordre supérieur basée sur l'algorithme Super-twisting qui a donné de bonnes performances en termes de génération de l'énergie électrique.

Conclusion Générale

L'utilisation des énergies renouvelables prend de nos jours une grande importance, presque dans tous les domaines. On trouve que l'exploitation de ces énergies concerne beaucoup plus les énergies PV et les éoliennes. L'objectif de cette thèse est d'étudier les techniques de commande avancées également : commandes robustes, commandes intelligentes (floue, hybride) ainsi que les commandes non linéaire. Ces dernières peuvent être un support fort contre les perturbations des réseaux électriques décentralisés. De plus, l'hybridation des commandes avancées avec les estimateurs ou les observateurs permettent de diminuer l'utilisation des capteurs qui sont chers et fragiles.

Dans un premier lieu, le contexte général relatif à la problématique, les objectifs de recherche ainsi que l'état de l'art sur le développement et l'utilisation des énergies renouvelables ont été proposé ainsi qu'une présentation de travaux de recherche publiés sur les systèmes éoliens et photovoltaïques durant la dernière décennie.

Ensuite, une phase de modélisation d'une éolienne à base de machine asynchrone à cage d'écureuil avec un système de contrôle simple avec des contrôleurs PI classiques ont été présenté, où la génératrice est couplée au réseau à travers deux convertisseurs statiques bidirectionnel CA/CC/CA. Le but de cette commande appliquée est d'extraire la puissance maximale pour le système éolien et assurer la tension du bus continu constante. Les résultats de simulation obtenus ont montré un bon suivi des consignes mais avec des ondulations remarquables sur les puissances électriques et sur la tension du bus continu avec la présence d'une erreur statique au niveau de la vitesse.

Par la suite, nous avons appliqué les différentes techniques de commandes avancées sur notre système éolien afin de résoudre les problèmes présentés dans le chapitre deux : commande mode glissant du premier ordre, commande flou Schedeling pour la partie machine (MSC) et la commande flou adaptative pour la partie réseau (GSC), la commande non-linéaire avec un observateur à grands gain (commande linéarisante entrée-sortie) ainsi que la commande par mode glissant d'ordre élevé (HO-SMC) avec l'algorithme de super-twisting (ST) dont les principales caractéristiques sont l'atténuation du phénomène de

broutage inhérent à la commande en mode glissant du premier ordre ainsi que sa robustesse face aux perturbations externes et internes rencontrées par les systèmes éoliens.

Les résultats obtenus sous SimPowerSystems de Matlab-Simulink, démontrent que l'approche proposée par ST-SMC permet d'obtenir une bonne stabilité et des performances dynamiques sans oublier l'atténuation du phénomène de chattering. Elle peut atteindre rapidement le MPPT sous des perturbations internes et externes avec un suivi de vitesse de haute précision et une convergence rapide. Celles-ci permettent le transfert instantané de la puissance active extraite de l'éolienne vers le réseau, ce qui est garanti en maintenant la tension du circuit intermédiaire constante. De plus, la puissance réactive est maintenue à zéro afin de ne pas altérer la qualité du réseau.

Nous avons présenté dans le quatrième chapitre les différentes topologies de convertisseurs (traditionnels à deux niveaux, à plusieurs niveaux et les convertisseurs multicellulaires), avec une applications qui nous a permet de faire la comparaison entre un convertisseurs à deux niveaux et un convertisseur multicellulaires. Il devient de plus en plus difficile pour le convertisseur (2L-BTB) traditionnel d'atteindre des excellents performances dans l'application d'énergie éolienne de grande puissance, tandis que les convertisseurs multicellulaires avec leurs capacités de gestion de puissance et de tension plus élevées doivent être prometteurs pour les éoliennes de la prochaine génération.

Le cinquième chapitre a été consacré à la compréhension du fonctionnement de la technologie de la transformation de l'énergie lumineuse en énergie électrique. les méthodes d'extraction du point maximal ont été prises en compte. En analysant les résultats obtenues, on remarque la supériorité des résultats de la commande ST-SMC par rapport au celle du contrôleur PI classique.

Finalement, un système hybride (WECS & PV) connecté au réseau a été proposé, dont le but de transmettre les puissances résultantes du système hybride. La commande ST-SMC qui a été appliqué sur le système hybride donne de bonne performance pour la puissance active ainsi que la puissance réactive avec moins de perte d'énergie.

L'ensemble de ces travaux peut être poursuivi et complété par des perspectives pouvant contribuer à l'amélioration de l'ensemble chaîne de conversion WECS-PV-Réseau. Parmi les perspectives envisageables :

- Utilisation des convertisseurs multicellulaires
- La simulation d'une micro grid en utilisant la commande ST-SMC
- Application d'autres commandes (prédictive, Neurone, etc)
- Application d'autres sources décentralisées (diesel, hydraulique, etc)

- Utilisations d'autres types de générateurs

Annexe A

Annexe A

TABLE A.1 – Les paramètres du système, de la turbine, des régulateurs PI, de la CL, de l'obs. NL à GG, de la commande MG-1

Symboles des variables	Valeurs	Désignation
Grid		
$V_s(V)$	460	Tension efficace
$f(Hz)$	50	Fréquence
Transformateur		
$R_f(\Omega)$	0.2	Résistance du filtre
$L_f(mH)$	2	L'inductance du filtre
Turbine		
$\rho(kg.m^{-2})$	1.225	Densité de l'air
$P_m(kW)$	149.2	Puissance mécanique de la turbine de vent
$R(m)$	10.5	Rayon de la turbine
G	17.1806	Multiplicateur
SCIG		
$P(kW)$	149.2	Puissance nominale
$R_s(m\Omega)$	14.85	Resistance du stator
$L_{ls}(mH)$	0.3027	Inductance du fuite de stator
$L_m(mH)$	10.46	Inductance mutuelle
$J(kg.m^{-2})$	3.1	Inertie
$f(N.m.s.rad^{-1})$	0.08	Coefficient de frottement
p	2	Nombre de paire de pole
Commande de la tension continue		
K_{pdc}	8	Gain proportionnel de la tension continu DC
K_{idc}	400	Gain itegral de la tension continu DC
Commande des courants du réseau		
K_{pc}	5	Gain proportionnel des courants
K_{ic}	500	Gain itegral des courants
IFOC		
$K_{p\Omega}$	5000	Gain proportionnel de la vitesse
$K_{i\Omega}$	10	Gain itegral de la vitesse
Obs. NL à grand gain		
θ	7	Paramètre de réglage du gain de l'observateur
Commande linéarisante		
k_{p1}	55	Gain du contrôleur
k_{p2}	400	Gain du contrôleur
k_{p3}	40	Gain du contrôleur
Commande MG-1		
K_Ω	2100000	Gain

TABLE A.2 – Les paramètres de la commande STSMC du système WECS

Vitesse (Ω)	Tension continue(V_{dc})	Courant(i_d)	Courant(i_q)
$\alpha_\Omega = 5000$	$\alpha_v = 2$	$\alpha_d = 10$	$\alpha_q = 150$
$\gamma_\Omega = 3000$	$\gamma_v = 0.5$	$\gamma_d = 100$	$\gamma_q = 100$

TABLE A.3 – Les paramètres du système PV, des régulateurs PI

Symboles des variables	Valeurs	Désignation
Grid		
$R_s(\Omega)$	0.37152	Résistance série
$R_{sh}(\Omega)$	269.6	Résistance shunt
Commande de la tension continue		
K_{pdc}	7	Gain proportionnel de la tension continu DC
K_{idc}	800	Gain itegral de la tension continu DC
Commande des courants du réseau		
K_{pc}	0.3	Gain proportionnel des courants
K_{ic}	20	Gain itegral des courants

TABLE A.4 – Les paramètres de la commande STSMC du système PV

Tension continue(V_{dc})	Courant(i_d)	Courant(i_q)
$\alpha_v = 10$	$\alpha_d = 10$	$\alpha_q = 10$
$\gamma_v = 0.5$	$\gamma_d = 10$	$\gamma_q = 10$

Bibliographie

- [1] S. Saib. *Contribution à l'optimisation d'un système hybride (PV/éolien) avec stockage d'énergie connecté au réseau électrique*. Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas - Setif 1, Le 25 /10/2018.
- [2] E. Efstathios. *Alternative Energy Source*. Book, Ed. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012.
- [3] S. Benhalima. *Modélisation et Contrôle des Systèmes Éoliens-Solaire Intégrés au Réseau VSC-HVDC*. Thèse de doctorat, École De Technologie Supérieure Université Du Québec, Montréal, le 27 Juin 2019.
- [4] A. Bouhenna, M. Khodja, and H. Merabet Boulouiha. Super-twisting smc for mppt and grid-connected wecs based on scig. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, 12(1), Mars 2021.
- [5] B. Naama. *La production décentralisée*. Polycopie de cours, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran-Mohamed Boudiaf-, 2016-2017.
- [6] L. Mariam, M. Basu, and M. F. Conlon. Microgrid : Architecture, policy and future trends. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016.
- [7] M. Kesraoui, A. Chaib, D. Achour, and S.A. Lagraf. Aerodynamic power control of wind turbine using fuzzy logic. *2015 3rd International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, Date of Conference :Dec. 2015,Date Added to IEEE Xplore :April 2016.
- [8] P. Denwangan and S.D. Bharti. Grid connected doubly fed induction generator wind energy conversion system using fuzzy controller. *International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE)*, 2(2), January 2013.
- [9] O. Moussa, R. Abdessemed, and S. Benagoune. Super-twisting sliding mode control for brushless doubly fed induction generator based on wecs. *Int J Syst Assur Eng Manag*, 10(1145-1157), 2 August 2019.
- [10] C. Evangelista, P. Puleston, F. Valenciaga, and A. D'avila. Variable gains super-twisting control for wind energy conversion optimization. *11th International Workshop on Variable Structure Systems*, June 26 - 28, 2010.

-
- [11] A. P. Shah and A. J. Mehta. Direct power control of dfig using super-twisting algorithm based on second-order sliding mode control. *14th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS), IEEE*, 2016.
- [12] N. Mojtaba, S. Mobayen, and Q. M. Zhu. Super-twisting sliding mode control for gearless pmsg-based wind turbine. *Complexity, Hindawi*, 2019.
- [13] M. Ramesh and T. R. Jyothsna. Grid side converter control in dfig based wind system using enhanced hysteresis controller. *Electrical & Computer Engineering : An International Journal (ECIJ)*, 7, June 2018.
- [14] Y. Shi, X. Xiang, Y. Zhang, and D. Sun. Design of stochastic model predictive control for wind energy conversion system. *2017 International Workshop on complex System and Networks (IWCSN)*, December 8-10, 2017.
- [15] J. Deng, T. Li, L. Zhang, and S. Fei. Hybrid predictive control strategy for permanent magnet synchronous generators in wind-energy conversion system. *Proceedings of the 36th Chinese Control Conference*, July 26-28, 2017.
- [16] M. A. Hannan, Z. A. Ghani, A. Mohamed, and M. N. Uddin. Real-time testing of a fuzzy logic controller based grid-connected photovoltaic inverter system. *IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, 2014.
- [17] A. Yahya, H. El Fadil, L. Ammeh M. Oulcaid, F. Giri, and J. M. Guerrero. Control of grid connected photovoltaic systems with microinverters : New theoretical design and numerical evaluation. *Asian Journal of Control*, 20(2), 23 October 2017.
- [18] N. Hamrouni and A. Chérif. Modelling and control of a grid connected photovoltaic system. *Revue des Energies Renouvelables*, 10(3), 2007.
- [19] C. Fu, C. Wang, L. Wang, and B. Zhao. Control of pv systems for distribution network voltage regulation with communication delays. *Electric Power Systems Research*, 179, February 2020.
- [20] D. Xu, Y. Dai, C. Yang, and X. Yan. Adaptive fuzzy sliding mode command-filtered backstepping control for islanded pv microgrid with energy storage system. *Journal of the Franklin Institute*, 356(4), March 2019.
- [21] J. Tarragona, C. Fernández, and A. de Gracia. Model predictive control applied to a heating system with pv panels and thermal energy storage. *Energy*, 197, 15 April 2020.
- [22] J.C. Sabonnadiere. *nouvelles technologies de l'énergie*. Projet sur les éolienne, Université de lemans, 2017.
- [23] H. Saidi. *Energies Renouvelables*. Polycopie de cours, 2016-2017.

-
- [24] H. Merabet Boulouiha. *Contribution à l'étude et la commande d'une éolienne pour la production de l'énergie électrique*. Thèse de doctorat, Université des sciences et technologie d'oran -Mohamed Boudiaf-, 2013.
- [25] A. Bouhenna, M. Khodja, H. Merabet Boulouiha, and B. Yssaad. Variable speed wecs based on a scig with pwm converters. *First International Conference on Smart Grids, CIREI'2019*, 4-5 March, 2019.
- [26] D. Lubineau, J.M. Dion, L. Dugar, and D. Roye. Design of an advanced nonlinear controller for induction motor and experimental validation on an industrial benchmark. *The European Physical Journal Applied Physics*, (2), 2000.
- [27] K. Busawon, M. Farza, and H. Hammouri. Observer designs for a special class of nonlinear systems. *Int. J. Contr.*, 71(3), 1998.
- [28] A. Isidori. *Non-linear Control Systems*. Berlin :Springer., 1989.
- [29] H. Teiar. *Stratégies de commande robuste à base d'intelligence artificielle de la machine synchrone à aimant permanents à partir de la plaque signalétique*. Thèse de doctorat, Université du Québec, Mars 2018.
- [30] F. Khammar. *Contribution à l'Etude de la Commande d'une Machine Asynchrone : Approches Intelligentes*. Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2017.
- [31] T. Claude. *Elaboration d'un logiciel d'enseignement et d'application de la logique floue dans un contexte d'automate programmable*. Mémoire d'ingénieur, Ecole de Technologie Supérieure, Université du Québec, Le 16 Avril 2009.
- [32] K. Bedouda et al. Adaptive fuzzy gain schedeling of pi controller for control of the wind energy conversion systems. *Energy Procedia*, 74, 2015.
- [33] Z. Y. Zhao, M. Tomizuka, and S. Isaka. Fuzzy gain scheduling of pid controllers. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, IEEE*, 23(5), September, October 1993.
- [34] A. Bouhenna, M. Khodja, and B. Yssaad. Fuzzy logic gain-scheduling and adaptive pi controllers for wind turbine based on scig. *Journal of Materials and Structures*, 4, 2020.
- [35] M. Kurt, E. Bagci, and Y. Kaynak. Application of taguchi methods in the optimization of cutting parameters for surface finish and hole diameter accuracy in dry drilling processes. *The International Journal of Advanced Manufacturing*, 2009.
- [36] F. Valenciaga and P.F. Puleston. High-order sliding control for a wind energy conversion system based on a permanent magnet synchronous generator. *IEEE transactions on energy conversion*, 23(3), 2008.

-
- [37] B. Beltran, M. Benbouzid, and T. Ahmed-Ali. Second-order sliding mode control of a doubly fed induction generator driven wind turbine. *IEEE Transactions on energy conversion*, 27(2), 2012.
- [38] A. Levant and L. Alelishvili. Integral high-order sliding modes. *IEEE Transactions automatique control*, 2007.
- [39] S. Benelghali and M. E. H. Benbouzid. Experimental validation of a marine current turbine simulator : application to a permanent magnet synchronous generator-based system second-order sliding mode control. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 58(1), 2011.
- [40] K. Kherraz. *Contribution a la commande robuste de robots manipulateurs*. Thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumédiene, Octobre 2015.
- [41] T. S. Jimenez. *Driving control a torpedo autonomous underwater vehicule*. Doctorate thesis, lirmm, Université of Montpellier II, 2004.
- [42] A. Levant. Sliding order and sliding accuracy inn sliding mode control. *Int.J.Control*, 58(6), 1993.
- [43] M. K. Khan, K. Goh, and S. K. Spurgeon. Second order sliding mode control of a diesel engine. *Asian Journal of Control*, 5(4), 2003.
- [44] S. M. RakhtAla, M. Yasoubi, and H. HosseinNia. Design of second order sliding mode and sliding mode algorithms : a practical insight to dc-dc buck converter. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 4(3), 2017.
- [45] B. Beltran et al. Second order sliding mode control of a doubly fed induction generator driven wind turbine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 27, 2012.
- [46] M. Benbouzid et al. Second-order sliding mode control for dfig-based wind turbines fault ride-through capability enhancement. *ISA Transactions*, 53, 2014.
- [47] A. Levant. Principles of 2-sliding mode design. *Automatica*, 43, 2007.
- [48] I. Sami et al. Integral super twisting sliding mode based sensorless predictive torque control of induction motor. *IEEE Access*, 8, 2020.
- [49] M. A. B. Bensahila et al. Modeling, simulation and control of a dfig for wind energy conversion systems. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, 11, 2020.
- [50] D. S. Oliveira, M.M. Reis, C. Silva, L. B. Colado, F. Antunes, and B.L. Soares. A three-phase high-frequency semicontrolled rectifier for pm wecs. *IEEE Trans Power Electron*, 25, 2010.

-
- [51] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, and S. Kouro. Power conversion and control of wind energy systems. *Wiley, Hoboken*, 25, 2011.
- [52] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher. Doubly fed induction generator using back-to-back pwm converters and its application to variable speed wind-energy generation. *Electr Power App*, 3, 1996.
- [53] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J.T. Bialasiewicz, E. Galavan, R. Portillo, M. M. Prats, J. I. Leon, and M. Alfonso. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources. *IEEE Trans Ind Electron*, 53, 2006.
- [54] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium- voltage drives. *IEEE Trans Ind Electron*, 54(6), 2007.
- [55] D. Krug, S. Bernet, S. S. Fazel, K. Jalili, and M. Malinowski. Comparaison of 2.3-kv medium-voltage multilevel converters for industrial medium-voltage drives. *IEEE Trans Ind Electron*, 54(6), 2007.
- [56] O. S. Senturk, L. Helle, S. Munk-Nielsen, P. Rodriguez, and R. Teodorescu. Medium voltage three-level converters for the grid connection of a multi-mw wind turbine. *Proceeding of EPE'2009*, 2009.
- [57] H. Hosoda and S. Peak. Multi-level converters for large capacity motor drive. *Proceeding of IPEC'10*, 2009.
- [58] F. Blaabjerg, M. Liserre, and K. Ma. Power electronics converters for wind turbine systems. *IEEE Trans Ind*, 48(2), 2012.
- [59] B. Andresen and J. Birk. A high power density converter system for the gamesa g10x 1.5 mw wind turbine. *Proceeding of EPE'2007*, 2007.
- [60] R. Jones and P. Waite. Optimised power converter for multi-mw direct drive permanent magnet wind turbines. *Proceeding of EPE'2011*, 2011.
- [61] B. Engel, M. Victor, G. Bachmann, and A. Falk. 15 kv/16.7 hz energy supply system with medium frequency transformer and 6.5 kv igbts in resonant operation. *Proceeding of EPE'2003, Toulouse*, Sep 2003.
- [62] S. Inoue and H. Akagi. A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system. *IEEE Trans Power Electron*, 22(2), 2007.
- [63] F. Iov, F. Blaabjerg, J. Clare, O. Wheeler, A. Rufer, and A. Hyde. Uniflex-pm-a key-enabling technology for future european electricity networks. *EPE J*, 19(4), 2009.

-
- [64] M. Davies, M. Dommaschk, J. Dorn, J. Lang, Retzmann, and D. Soeranger. HvdC plus-basics and principales of operation. *Siemens Technical articles*, 2008.
- [65] A. Lesnicar and R. Marquardt. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. *Proceedings of the IEEE Bologna powertech conference*, 2003.
- [66] A. Faulstich, J. K. Strinke, and F. Wittwer. Medium voltage converter for permanent magnet wind power generators up to 5 MW. *Proceedings of EPE'2005*, 2005.
- [67] R. Jakob, C. Keller, and B. Gollentz. 3-level high power converter with press pack IGBT. *Proceedings of EPE'2007*, 2007.
- [68] R. Alvarez, F. Filsecker, and S. T. Bernet. Comparison of press-pack IGBT at hard switching and operation for medium voltage converters. *Proceedings of EPE'2011*, 2011.
- [69] A. Mohamed Krarroubi. *Traitement de l'interface anode/matériau organique pour améliorer le rendement des cellules solaires*. Thèse de doctorat, Université Ahmed Ben Bella Oran, 2018.
- [70] A. Mabrouk. *Etude et conception d'une stratégie de commande d'un onduleur connecté au réseau électrique*. mémoire de magister, école nationale polytechnique, 2008.
- [71] M. R. Bengourina. *Commande avancée d'un filtre actif parallèle en utilisant une approche méta-heuristique : application aux systèmes photovoltaïques interconnectés au réseau*. Thèse de doctorat, Université des sciences et technologie Mohamed Boudiaf USTO-MB, 2019-2020.
- [72] R. Rouas. *Etude d'un système hybride éolien-photovoltaïque*. Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, 2018.
- [73] M. Muselli, G. Nutton, P. Poggi, and Louche. PV-hybrid power systems sizing incorporating battery storage : analysis via simulation calculations. *Renewable Energy*, 20(pp. 1–7), 2000.
- [74] S.M. Shaahid and M.A. Elhadidy. Opportunities for utilization of stand-alone hybrid (photovoltaic + diesel + battery) power systems in hot climates. *Renewable Energy*, 28(pp. 1741–1753), 2003.
- [75] S.M. Shaahid and M.A. Elhadidy. Prospects of autonomous stand – alone hybrid (photovoltaic + diesel + battery) power systems in commercial applications in hot regions. *Renewable Energy*, 29(pp. 165–177), 2004.
- [76] C.W. Ajan, S.S. Ahmed, H.B. Ahmad, F. Taha, and A.A.B. Mohz Zin. On the policy of photovoltaic and diesel generation mix for an offgrid site : East Malaysian perspectives. *Solar Energy*, 74(pp. 453–467), 2003.

- [77] S.Rana, R. Chandra, S.P. Singh, and M.S. Sodha. Optimal mix of renewable energy resources to meet the electrical energy demand in village of madhya pradesh. *Energy Conversion and Management*, vol 39, issues 3–4, pp 203–216, 1998.
- [78] R. Oldach, J. Bates, A. Derrick, D. Gantulga, S. Hasnie, and N. Enebish. Pv hybrid system for a remote village in mongolia. *19th European Photovoltaic Solar Energy Conference*, 7–11 June 2004, Paris, France, pp. 3540–3543, 2004.
- [79] W. Suponthana, N. Ketjoy, and W. Rakwichian. Transforming solar home system to village grid system by using pv-farmer diesel hybrid system. *21st European Photovoltaic Solar Energy Conference*, 4–8 September, Dresden, Germany, pp. 3011–3015, 2006.
- [80] W. Klinghammer and K. Norenberg. Wide-scale village electrification with pv hybrid power systems in western china-experience gained. *21st European Photovoltaic Solar Energy Conference*, 4–8 September, Dresden, Germany, pp. 3023–3026, 2006.
- [81] G.M. Tina, C. Brunetto, S. Gagliano, S. Petino, M. Guerra, R. Schioppo, and A. Candido. Monte aquilone hybrid photovoltaic-diesel power generation system testing site-experimental tuning of subsystem models. *20th European Photovoltaic Solar Energy Conference*, 6–10 June 2005, Barcelona, Spain, pp. 2319–2322, 2005.
- [82] M. Ashari, C.V. Nayar, and W.W.L. Keerthipala. Optimum operation strategy and economic analysis of a photovoltaic – diesel – battery – mains hybrid uninterruptible power supply. *Renewable Energy*, 2(pp. 247–254), 2001.
- [83] W.G.J.H.M. Van Sark, E.H. Lysen, D. Cocard, P. Beutin, B. Mohanty G.F. Merlo, J. van den Akker, A. Razzak Idris, A. Firag, A. Waheed, A. Shaheed, M. Latheef, and A. Wajeeth. The first pv-diesel hybrid system in the maldives installed at mandhoo island. *21st European 178 Photovoltaic Solar Energy Conference*, 4–8 September 2006, Dresden, Germany, pp. 3039–3043, 2006.
- [84] J.A Carta, J. Gonzalez, and C. Gomez. Operating results of a wind-diesel system which supplies the full energy needs of an isolated village community in the canary islands. *Solar Energy*, 74(pp. 53–63), 2003.
- [85] G. Notton, C. Cristofari, P. Poggi, and M. Musseli. Wind hybrid electrical supply system : behaviour simulation and sizing optimization. *Wind Energy*, 4(pp. 43–59), 2001.
- [86] A.J. Bowen, M.Cowie, and N. Zakay. The performance of a remote wind-diesel power system. *Renewable Energy*, 22, 2001.
- [87] G. Mulder, F. De Ridder, and D. Six. Electricity storage for grid-connected household dwellings with pv panels. *Solar Energy*, 84(pp. 1284–1293), 2010.

-
- [88] S. Islam and R. Belmans. Grid independent pv fuel-cell hybrid system-optimal design and control strategy. *19th European Photovoltaic Solar Energy Conference*, 7–11 June 2004, Paris, France, pp. 3311–3314, 2004.
- [89] I. Vosseler, E. Ramirez, X. Vallve, and J.M. Carreras. Pv hybrid village electrification in spain-6 years experience with multi-user solar hybrid grids. *19th European Photovoltaic Solar Energy Conference*, 7–11 June 2004, Paris, France, pp. 3361–3364, 2004.
- [90] M.R. Nouni, S.C. Mullick, and T.C. Kandpal. Techno-economics of small wind electric generator projects for decentralized power supply in india. *Energy Policy*, 35(pp. 2491–25), 2007.
- [91] T. Zhou. *Commande et Supervision Energétique d'un Générateur Hybride Actif Eolien incluant du Stockage sous forme d'Hydrogène et des SuperCondensateurs pour l'Intégration dans le Système Electrique d'un Micro Réseau*. Phd thesis, Ecole Doctorale SPI 072, L2EP a l'Ecole Centrale de Lille, 2009.
- [92] G. Zini and P. Tartarini. Wind-hydrogen energy stand-alone system with carbon storage : Modeling and simulation. *Renewable Energy*, 35(pp. 2461–2467), 2010.
- [93] L. Ntziachristos, C. Kouridis, Z. Samaras, and K. Pattas. A wind- power fuel cell hybrid system study on the non-interconnected aegean islands grid. *Renewable Energy*, 30(pp. 1471–1487), 2005.
- [94] S. Diaf, G. Notton, M. Belhamel, Haddadi, and A. Louche. Design and techno-economical optimization for hybrid pv/wind system under various meteorological conditions. *Applied Energy*, 85(pp. 968–987), 2008.
- [95] I.F. Bitterlin. Modeling a reliable wind/pv/storage power system for remote radio base station sites without utility power. *Journal of Power Sources*, 162(pp. 906–912), 2006.
- [96] S.C.W. Krauter, F.S.A. Calvacante, M.S. Cunha, and L.C. de Lima. Pv in combination with micro wind turbines for rural household electrification in the northeast of brazil. *19th European Photovoltaic Solar Energy Conference*, 7–11 June 2004, Paris, France, pp. 3531–3531, 2004.
- [97] R. Pecan, M.D. Salim, and A. Zora. A labview based instrumentation system for a wind-solar hybrid power station. *Journal of Industrial Technology*, vol. 20, n 3, 2004.
- [98] N.B. Urli and M. Kamenski. Hybrid photovoltaic/wind grid-connected power plants in croatian renewable energy program. *Renewable Energy*, vol. 15, pp. 594–597, 1998.