

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE



THESE

Présentée en vue de l'obtention du titre de

DOCTEUR

Spécialité : Electrotechnique

Par :

BOUDJELLAL Bilal

**Caractérisation des défauts
des convertisseurs statiques intégrés dans
un système électrique à énergie renouvelable**

Soutenue publiquement le 11/05/2017 devant le jury composé de :

M _r . MEZACHE Amar	Pr.	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
M _r . BENSLIMANE Tarak	M.C.A	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Directeur de Thèse
Mme. ABDELHAMID Lilia	M.C.A	Université de Batna 2	Examineur
M _r . CHOUDER Aissa	M.C.A	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur
M _r . KHODJA Djalal Eddine	M.C.A	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur
M _r . KESSAL Abdelhalim	M.C.A	Université de Bordj Bou Arréridj	Examineur

*A la mémoire de ma grand-mère,
A mes parents,
A mes frères et mes sœurs.*

Remerciements

Je remercie profondément Monsieur **Tarak BENSLIMANE**, Maître de Conférences à l'Université Mohamed Boudiaf - M'sila, d'avoir dirigé cette thèse, de m'avoir permis de mener mes travaux de recherche dans les meilleures conditions possibles, pour sa disponibilité et ses précieux conseils.

Je remercie Monsieur **MEZACHE Amar**, Professeur à l'Université Mohamed Boudiaf - M'sila, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance de ma thèse. Je remercie également Monsieur **KESSAL Abdelhalim**, Maître de Conférences à l'Université de Bordj Bou-Arréridj, Madame **ABDELHAMID Lilia**, Maître de Conférences à l'Université de Batna 2, Monsieur **CHOUDER Aissa**, Maître de Conférences à l'Université Mohamed Boudiaf - M'sila et Monsieur **KHODJA Djalal Eddine**, Maître de Conférences à l'Université Mohamed Boudiaf - M'sila, d'avoir accepté d'être membres du jury de soutenance de ma thèse.

Je tiens aussi à exprimer mes remerciements à tous ceux qui ont eu la gentillesse d'assister à la soutenance de cette thèse.

Un profond et énorme remerciement à l'égard de mes chères parents, mes sœurs, mes frères, toute ma famille et mes amis, qui depuis si longues années, m'ont encouragé et soutenu dans la poursuite de mes études.

Résumé

Les travaux de recherche menés dans le cadre du diagnostic des systèmes de production électrique à base d'énergie renouvelable (éolienne et photovoltaïque) sont focalisés autour du diagnostic des défauts liés principalement au panneau photovoltaïque et à l'aérogénérateur ou liés à la charge électrique, en dépit du convertisseur statique qui fait partie de cette. D'autre ont traité l'effet des défauts du convertisseur statique sur le système sans préciser la nature de défaut et sans le localiser.

Le but du travail, proposé dans ce cadre, est :

- L'amélioration des performances du système éolien de production d'énergie électrique connecté au réseau électrique en appliquant les réseaux de neurones artificielles, tout en maximisant la puissance générée par la commande MPPT. Ce système est constitué d'une machine asynchrone double alimentée (MADA), deux convertisseurs statiques, AC-DC et DC-AC, commandé en MLI et le réseau électrique.

- L'amélioration des performances du système photovoltaïque de production d'énergie électrique avec stockage connecté au réseau électrique en appliquant la commande MPPT. Ce système est constitué d'un champ photovoltaïque, batteries, supercondensateurs, trois convertisseurs statiques DC-DC et un convertisseur DC-AC, des charges DC et AC et le réseau électrique.

- La définition de variables indicatrices qui permettent d'identifier le type de défaut et le localiser dans les convertisseurs statiques DC-AC et DC-DC intégrés dans un système de production d'énergie électrique à base d'énergie éolienne et photovoltaïque. Finalement, un système de diagnostic est conçu, en se basant sur l'analyse de l'évolution des différentes variables indicatrices pour chaque défaut ; et une approche de compensation des défauts basée sur la redondance matérielle est adoptée.

Mots clés : Générateur photovoltaïque, Générateur éolien, Convertisseur statique, Défauts, Diagnostic.

Table des matières

Table des matières.....	i
Liste des Figures.....	v
Glossaire	xi
Nomenclature	xii
Introduction générale.....	2
Chapitre I. Modélisation et commande d'un système éolien à base de la MADA.....	6
I.1 Introduction.....	6
I.2 Description du système éolien à base de la MADA.....	7
I.3 Modélisation du système éolien à base de la MADA.....	8
I.3.1 Modèle de la turbine	9
I.3.1.1 Modèle aérodynamique.....	9
I.3.1.2 Modèle du multiplicateur	11
I.3.1.3 Equation dynamique de l'arbre	11
I.3.1.4 Modèle de l'actionneur des pales	13
I.3.2 Modèle de la MADA	14
I.3.3 Modèle du convertisseur d'électronique de puissance.....	16
I.3.3.1 Modélisation du convertisseur statiques à deux niveaux.....	16
I.3.3.2 Modélisation de la liaison au réseau.....	18
I.4 Dispositif de commande du système éolien à base de la MADA	20
I.4.1 Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable	20
I.4.2 Architecture du dispositif de commande du système éolien.....	21
I.5 Application des techniques classiques pour le contrôle du système éolien.....	22
I.5.1 Contrôle de la turbine éolienne.....	22
I.5.1.1 Stratégie de commande MPPT sans asservissement de la vitesse.....	23
I.5.1.2 Contrôle du système d'orientation des pales par régulateur PI.....	25
I.5.2 Contrôle du convertisseur côté MADA	26
I.5.2.1 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique.....	26
I.5.2.2 Commande vectorielle de la MADA à base de régulateur PI	29
I.5.2.3 Génération des courants rotoriques de référence.....	30
I.5.2.4 Contrôle par régulateur PI des courants rotoriques de la MADA	30
I.5.3 Contrôle du convertisseur côté réseau	31
I.5.3.1 Contrôle de la tension du bus continu.....	33
I.5.3.2 Contrôle des puissances active et réactive transitant à travers le CCR	34
I.5.3.3 Contrôle des courants transitant dans le filtre RL	34
I.6 Contrôle par la technique de réseaux de neurones artificiels du système éolien	35
I.6.1 Neurone biologique.....	35
I.6.2 Neurone artificiel.....	36
I.6.3 Réseaux de neurones artificiels	37
I.6.4 Apprentissage supervisé par rétropropagation	38
I.6.5 Contrôle de la turbine éolienne par RNA.....	40
I.6.5.1 Commande MPPT à base de RNA	40
I.6.5.2 Commande du système d'orientation des pales à base de RNA	41

I.6.6	Contrôle du convertisseur côté MADA par RNA.....	42
I.7	Simulation du système éolien à base de la MADA.....	43
I.7.1	Comparaison des résultats de simulation du système éolien commandé par la commande classique et la commande par intelligence artificielle.....	44
I.7.2	Simulation du système éolien en présence du CCM et du CCR.....	49
I.8	Conclusion.....	54
Chapitre II.	Continuité de service en mode dégradé d'un système éolien basé sur une MADA	56
II.1	Introduction.....	56
II.2	Détection de défaut au niveau d'un transistor.....	57
II.2.1	Etat de l'art.....	57
II.2.2	Analyse du fonctionnement du convertisseur lors de l'apparition du défaut....	59
II.2.2.1	Défaut de type circuit-ouvert.....	59
II.2.2.2	Défaut de type court-circuit.....	60
II.2.3	Approche adoptée pour la détection de défaut de type circuit-ouvert d'un transistor.....	61
II.2.3.1	Méthode FD1 de détection de défaut.....	63
II.2.3.2	Méthode FD2 de détection de défaut.....	64
II.3	Topologies de convertisseurs tolérant les défauts de type circuit-ouvert d'un transistor.....	66
II.3.1	Topologie de convertisseur tolérant aux défauts avec bras redondant.....	66
II.3.2	Topologie de convertisseur tolérant aux défauts sans bras redondant.....	68
II.3.2.1	Applications de la topologie de convertisseur cinq bras.....	70
II.3.2.2	Commande MLI pour convertisseur cinq bras.....	70
II.3.2.3	Détection de défaut pour convertisseur cinq bras.....	72
II.3.3	Topologie hybride tolérant aux défauts de convertisseurs statiques.....	72
II.3.4	Comparaison des topologies adoptées tolérantes aux défauts de convertisseur statique 75	
II.4	Résultats de simulation.....	75
II.4.1	Défaut de type circuit-ouvert d'un transistor du CCR.....	76
II.4.1.1	Défaut de type circuit-ouvert d'un transistor non-compensé.....	76
II.4.1.2	Défaut de type circuit-ouvert d'un transistor compensé.....	81
II.4.2	Défaut de type circuit-ouvert d'un transistor du CCM.....	84
II.4.2.1	Défaut de type circuit-ouvert d'un transistor non-compensé.....	84
II.4.2.2	Défaut de type circuit-ouvert compensé avec la topologie tolérante aux défauts avec bras redondant.....	89
II.4.3	Défaut multiple de type circuit-ouvert d'un transistor dans le CCR et le CCM	90
II.5	Conclusion.....	91
Chapitre III.	Modélisation et commande d'un système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau	93
III.1	Introduction.....	93
III.2	Description du système PV-Batterie-SC.....	94
III.3	Modélisation du système étudié.....	95
III.3.1	Modélisation du générateur photovoltaïque.....	95
III.3.1.1	Principe d'une cellule photovoltaïque.....	95
III.3.1.2	Constitution d'un générateur photovoltaïque.....	97
III.3.1.3	Protections classiques d'un générateur photovoltaïque.....	99
III.3.1.4	Principe de la recherche du point de puissance maximale.....	100

III.3.2	Modélisation du Supercondensateur	102
III.3.3	Modélisation de la batterie	103
III.3.4	Modèle du convertisseur d'électronique de puissance.....	105
III.3.4.1	Modélisation d'un convertisseur DC–DC Boost.....	106
III.3.4.2	Modélisation d'un convertisseur DC–DC bidirectionnel.....	108
III.4	Gestion de l'énergie du système	110
III.4.1	Architecture du dispositif de commande du système	111
III.4.2	Contrôle de la source solaire PV	112
III.4.3	Contrôle de la tension du bus DC	113
III.4.4	Contrôle de la tension aux bornes du supercondensateur	115
III.5	Résultats de simulation	116
III.6	Conclusion.....	122
Chapitre IV. Continuité de service en mode dégradé d'un système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau		125
IV.1	Introduction	125
IV.2	Détection de défaut au niveau d'un transistor.....	126
IV.2.1	Etat de l'art.....	126
IV.2.2	Analyse du fonctionnement du convertisseur DC–DC lors de l'apparition du défaut	128
IV.2.3	Approche adoptée pour la détection de défaut de type circuit-ouvert d'un transistor	130
IV.2.3.1	Méthode FD1 de détection de défaut.....	131
IV.2.3.2	Méthode FD2 de détection de défaut.....	134
IV.3	Topologie de convertisseur tolérant aux défauts avec bras redondant	136
IV.4	Résultats de simulation	138
IV.4.1	Défaut de type circuit-ouvert du transistor du convertisseur DC–DC connecté au PV	139
IV.4.2	Défaut de type circuit-ouvert d'un transistor dans le convertisseur DC–DC connecté à la batterie	140
IV.4.2.1	Défaut de type circuit-ouvert de transistor parallèle.....	140
IV.4.2.2	Défaut de type circuit-ouvert de transistor série.....	142
IV.4.3	Défaut de type circuit-ouvert du transistor du convertisseur DC–DC connecté au SC	144
IV.4.3.1	Défaut de type circuit-ouvert de transistor parallèle.....	144
IV.4.3.2	Défaut de type circuit-ouvert de transistor série.....	145
IV.4.4	Défaut de type circuit-ouvert d'un transistor du convertisseur DC–AC connecté au réseau électrique	147
IV.4.5	Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor du convertisseur DC–DC connecté au PV.....	148
IV.4.6	Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert d'un transistor du convertisseur DC–DC connecté à la batterie	149
IV.4.6.1	Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor parallèle	149
IV.4.6.2	Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor série	150
IV.4.7	Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor du convertisseur DC–DC connecté au SC.....	151
IV.4.7.1	Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert de transistor parallèle	151

IV.4.7.2	Défaut de type circuit-ouvert de transistor série.....	152
IV.4.8	Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor du DC-AC connecté au réseau électrique	153
IV.5	Conclusion.....	154
	Conclusion générale	156
	Références bibliographiques.....	159
	Publications et communications du doctorant.....	168
Annexe A	: Calcul d'un régulateur PI avec compensation.....	A-1
Annexe B	: Correcteur proportionnel intégral à avance de phase.....	B-1

Liste des Figures

Figure I.1– Capacité éolienne installée dans le monde entre 2000 et 2015 (MW).....	7
Figure I.2– Carte annuelle de la vitesse moyenne du vent à 10m du sol (m/s).	7
Figure I.3– Conversion de l'énergie cinétique du vent.	8
Figure I.4– Système de conversion éolienne à base de la MADA connectée au réseau.....	9
Figure I.5– Schéma de la turbine éolienne.	9
Figure I.6– Coefficient de puissance en fonction de la vitesse spécifique et de l'angle de calage.....	10
Figure I.7– Puissance théorique disponible pour une éolienne de 3MW.....	11
Figure I.8– Modèle mécanique simplifié de la turbine éolienne.	12
Figure I.9– Schéma bloc du modèle de la turbine.	12
Figure I.10– Orientation des pales.	13
Figure I.11– Modèle et commande du système de calage de pale.....	13
Figure I.12– Orientation du repère de Park.	14
Figure I.13– Interconnexion de la MADA et le réseau via les deux convertisseurs statiques.	16
Figure I.14– Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.	17
Figure I.15– Loi de commande optimale d'une éolienne à vitesse variable.	20
Figure I.16– Architecture du dispositif de commande du système éolien.	21
Figure I.17– Caractéristique de production d'énergie optimale de la MADA.....	23
Figure I.18– Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique.	25
Figure I.19– Contrôle de la puissance générée.....	25
Figure I.20– Coefficient de puissance maximale théorique en fonction de la vitesse spécifique optimale pour différents angle de calage.....	26
Figure I.21– Référentiel d-q lié au champ tournant statorique.....	27
Figure I.22– Schéma bloc du modèle simplifié de la MADA.....	29
Figure I.23– Schéma bloc du contrôle des courants rotoriques de la MADA.....	31
Figure I.24– Schéma bloc de contrôle du convertisseur côté MADA.	31
Figure I.25– Schéma bloc du modèle simplifié du système (bus continu, CCR, filtre RL)....	33
Figure I.26– Schéma bloc de régulation de la tension du bus continu.....	33
Figure I.27– Schéma bloc du contrôle des courants circulant dans le filtre RL.....	34
Figure I.28– Schéma bloc de régulation de la tension du bus continu.....	35
Figure I.29– Représentation schéma d'un neurone biologique.	36
Figure I.30– Schéma d'un neurone artificiel.....	36
Figure I.31– Schéma d'un FFNN multicouche.....	38
Figure I.32– Perceptron multicouche pour commande MPPT : structure (2-7-1).....	40
Figure I.33– Perceptron multicouches pour commande du système d'orientation des pales : structure (2-11-7-3-1).....	41
Figure I.34– Schéma bloc de contrôle du convertisseur côté MADA par des régulateurs neuronaux à structure (2-7-1).	42
Figure I.35– Profil de la vitesse du vent.....	44

Figure I.36– Vitesse de rotation du générateur.....	45
Figure I.37– Puissance mécanique.....	46
Figure I.38– Coefficient de puissance et vitesse spécifique de la turbine.....	46
Figure I.39– Couple électromagnétique de la MADA commandée par FOC à base de RNA.....	47
Figure I.40– Couple électromagnétique de la MADA commandée par FOC à base de PI.....	47
Figure I.41– Puissance active statorique.	48
Figure I.42– Puissance réactive statorique.	48
Figure I.43– Puissance active rotorique.	48
Figure I.44– Puissance réactive rotorique.	49
Figure I.45– Vitesse de rotation du générateur.....	50
Figure I.46– Coefficient de puissance et vitesse spécifique de la turbine.....	50
Figure I.47– Tension du bus continu et couple électromagnétique.	51
Figure I.48– Puissances actives et réactives.	52
Figure I.49– Courants d’axes d-q.....	52
Figure I.50– Zoom sur les courants et les tensions rotoriques.	53
Figure I.51– Zoom sur les courants et les tensions du filtres.	53
Figure II.1– Circuit équivalent de la phase k du CCM lors d’un défaut de type circuit-ouvert de S_k	59
Figure II.2– Circuit équivalent de la phase k du CCM lors d’un défaut de type court-circuit de S_k avec le parcours du courant de court-circuit juste après l’apparition du défaut.....	60
Figure II.3– Signaux caractéristiques pour les deux méthodes de détection de défaut.	62
Figure II.4– Schéma de principe de la méthode FD1 de détection de défaut.....	63
Figure II.5– Schéma de principe de la méthode FD2 de détection de défaut.....	64
Figure II.6– Schéma de principe de la méthode hybride de détection de défaut.....	65
Figure II.7– Système éolien basé sur une MADA intégrant une topologie de convertisseur tolérant aux défauts avec bras redondant.	67
Figure II.8– Contrôle du système éolien pour la topologie de convertisseur tolérant aux défauts avec bras redondant.....	68
Figure II.9– Système éolien basé sur une MADA intégrant une topologie de convertisseur tolérant aux défauts sans bras redondant.	68
Figure II.10– Contrôle du système éolien pour la topologie de convertisseur tolérant aux défauts sans bras redondant.	69
Figure II.11– Topologie cinq bras avec le bras 3 mutualisé (phases 3 et 3’).	70
Figure II.12– Principe de génération des ordres de commande pour le convertisseur cinq bras lorsque les bras 3 et 3’ sont mutualisés.	72
Figure II.13– Système éolien basé sur une MADA intégrant une topologie de convertisseur tolérant aux défauts hybride.	73
Figure II.14– Contrôle du système éolien pour la topologie hybride tolérant aux défauts de convertisseurs statique.....	73
Figure II.15– Organigramme de commande pour la topologie hybride tolérante aux défauts de convertisseurs statique.....	74
Figure II.16– Effets du défaut de type circuit-ouvert du transistor $S_{I’}$ sans compensation du défaut.	77
Figure II.17– Tensions simples mesurées du CCR.....	78

Figure II.18– Tensions simples estimées du CCR.....	79
Figure II.19– Erreurs (ϵ) entre les tensions simples mesurées et celles estimées du CCR.	79
Figure II.20– Tensions simples mesurées du CCM.....	79
Figure II.21– Tensions simples estimées du CCM.....	80
Figure II.22– Erreurs (ϵ) entre les tensions simples mesurées et celles estimées du CCM. ...	80
Figure II.23– Signaux caractéristiques pour la méthode FD1 de détection de défaut.	80
Figure II.24– Signaux caractéristiques pour la méthode FD2 de détection de défaut.	81
Figure II.25– Indicateurs de défauts du transistor $S_{I'}$ par les méthodes FD1 et FD2.	81
Figure II.26– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor $S_{I'}$	82
Figure II.27– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor $S_{I'}$	83
Figure II.28– Effets du défaut de type circuit-ouvert du transistor S_I sans compensation du défaut.....	85
Figure II.29– Tension simples mesurées du CCM.....	86
Figure II.30– Tension simples estimée du CCM.	86
Figure II.31– Erreurs (ϵ) entre les tensions simples mesurées et celles estimées du CCM. ...	86
Figure II.32– Tension simples mesurées du CCR.	87
Figure II.33– Tension simples estimée du CCR.	87
Figure II.34– Erreurs (ϵ) entre les tensions simples mesurées et celles estimées du CCR.	87
Figure II.35– Signaux caractéristiques pour la méthode FD1 de détection de défaut.	88
Figure II.36– Signaux caractéristiques pour la méthode FD2 de détection de défaut.	88
Figure II.37– Indicateurs de défauts du transistor S_I par les méthodes FD1 et FD2.	88
Figure II.38– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor S_I	89
Figure II.39– Détection et compensation des multiples défauts de type circuit-ouvert des transistors $S_{I'}$, S_I et $S_{2'}$ pour la topologie hybride.....	91
Figure III.1– Schéma d'un système multi-sources.	94
Figure III.2– Schéma du système PV-Batterie-SC étudié.	95
Figure III.3– Structure d'une cellule photovoltaïque (présence d'une jonction PN).	95
Figure III.4– Modèle électrique équivalent de la cellule photovoltaïque.	96
Figure III.5– Structure d'une source solaire photovoltaïque (cellule, module et panneau PV).	97
Figure III.6– Caractéristiques P–V et I–V d'un module photovoltaïque en fonction de l'ensoleillement.....	98
Figure III.7– Caractéristiques P–V et I–V d'un module photovoltaïque en fonction de la température.	99
Figure III.8– Schéma d'un générateur photovoltaïque avec diodes by-pass et diode anti-retour.	99
Figure III.9– Schéma de principe de la chaîne de conversion PV associée à une commande MPPT.	100
Figure III.10– Principe de la commande MPPT d'un générateur photovoltaïque.....	101
Figure III.11– Algorithme de la méthode P&O.....	101
Figure III.12– Modèle électrique équivalent du supercondensateur.....	102
Figure III.13– Modèle électrique équivalent de la batterie.	104
Figure III.14– Bloc de la batterie sous MATLAB/Simulink.....	104

Figure III.15– Représentation schématique d’un convertisseur DC–DC non-isolé de type Boost.....	106
Figure III.16– Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de l’inductance de lissage dans un convertisseur DC–DC Boost en modes MCC et MCD.....	106
Figure III.17– Formes d'ondes des courants et des tensions dans un convertisseur Boost en MCC.....	107
Figure III.18– Représentation schématique d’un convertisseur DC–DC réversible en courant.	108
Figure III.19– Formes d'ondes des courants et des tensions dans un convertisseur DC–DC réversible en courant : Fonctionnement Buck et Boost.	109
Figure III.20– Schéma du système étudié.	111
Figure III.21– Architecture du système multi-source adopté avec sa commande.	112
Figure III.22– Commande du convertisseur DC–DC associé à la source PV avec l'algorithme MPPT.	113
Figure III.23– Schéma bloc du modèle simplifié du système (bus continu, CCR, filtre RL).	114
Figure III.24– Schéma bloc de régulation de l’énergie du bus continu.	114
Figure III.25– Schéma bloc de contrôle de la tension du bus DC.	115
Figure III.26– Schéma bloc de contrôle de la tension aux bornes du supercondensateur....	115
Figure III.27– Caractéristiques P–V et I–V de champ photovoltaïque.	116
Figure III.28– Profil de l'ensoleillement considéré.....	118
Figure III.29– Profil de la charge DC considérée.....	118
Figure III.30– Profil de la charge AC considérée.....	119
Figure III.31– Evolution de tension, courant et puissance du GPV pour un ensoleillement et une charge variable.	119
Figure III.32– Evolution des puissances électriques des charges DC et AC.....	120
Figure III.33– Tension du bus DC.	120
Figure III.34– Evolution de tension, courant et puissance de la batterie.	121
Figure III.35– Evolution de tension, courant et puissance du SC.....	122
Figure III.36– Tensions et courants de phase du CCR.....	122
Figure IV.1– Fonctionnement en MCC d’un convertisseur bidirectionnel en courant (Buck-Boost).	128
Figure IV.2– Fonctionnement en mode dégradé d’un convertisseur bidirectionnel en courant.	129
Figure IV.3– Signaux caractéristiques pour la méthode FD1 de détection de défaut.....	132
Figure IV.4– Schéma de principe de la méthode FD1 de détection de défaut.	133
Figure IV.5– Signaux caractéristiques pour la méthode FD2 de détection de défaut.....	135
Figure IV.6– Schéma de principe de la méthode FD2 de détection de défaut.	135
Figure IV.7– Schéma de principe de la méthode hybride de détection de défaut.	136
Figure IV.8– Système de production PV tolérant aux défauts avec bras redondant.....	137
Figure IV.9– Contrôle du système de production PV tolérant aux défauts avec bras redondant.	138
Figure IV.10– Effets du défaut de type circuit-ouvert du transistor du convertisseur DC–DC connecté au PV.	140

Figure IV.11– Effets du défaut de type circuit-ouvert du transistor parallèle du convertisseur DC–DC connecté à la batterie.	142
Figure IV.12– Effets du défaut de type circuit-ouvert du transistor série du convertisseur DC–DC connecté à la batterie.....	143
Figure IV.13– Effets du défaut de type circuit-ouvert du transistor parallèle du convertisseur DC–DC connecté au SC.....	145
Figure IV.14– Effets du défaut de type circuit-ouvert du transistor série du convertisseur DC–DC connecté au SC.	146
Figure IV.15– Effets du défaut de type circuit-ouvert d’un transistor du convertisseur DC–AC connecté au réseau électrique.	148
Figure IV.16– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor du convertisseur DC–DC connecté au PV.....	149
Figure IV.17– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor parallèle du convertisseur DC–DC connecté à la batterie.	150
Figure IV.18– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor série du convertisseur DC–DC connecté à la batterie.	151
Figure IV.19– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor parallèle du convertisseur DC–DC connecté au SC.....	152
Figure IV.20– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor série du convertisseur DC–DC connecté au SC.....	153
Figure IV.21– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor S_I du convertisseur DC–AC connecté au réseau électrique.	154

Glossaire

CCM	Convertisseur Coté MADA
CCR	Convertisseur Coté Réseau
DCO	Défaut de type Circuit-Ouvert
FD	Fault Detection
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
MCC	Mode de Conduction Continue
MCD	Mode de Conduction Discontinue
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MPPT	Maximum Power Point Tracking
PI	Proportionnel Intégral
PV	PhotoVoltaïque
SC	SuperCondensateur
SOC	State Of Charge
ZSS	Zero Sequence Signal

Nomenclature

C	Condensateur du bus continu du système éolien	F
C_{dc}	Condensateur du bus continu du système photovoltaïque	F
C_{pv}	Condensateur du système photovoltaïque	F
C_{sc}	Super condensateur	F
C_p	Coefficient de puissance de la turbine	-
C_{pmax}	Valeur maximal du coefficient de puissance de la turbine	-
c_y	Signal issu du premier comparateur de la détection de défaut	-
E	Erreur quadratique globale	-
f	Fréquence imposée par le réseau électrique	Hz
f_p	Fréquence de commutation des interrupteurs de puissance	Hz
f_v	Coefficient dû aux frottements visqueux de la MADA	Nm.s/rad
ff_y	Le signal de sortie de la détection de défaut	-
G	Gain du multiplicateur	-
h	Seuil de l'erreur pour la détection de défaut	V
g	Glissement de la MADA	-
G_c	Gain des convertisseurs	-
G	Ensoleillement	W/m ²
i_c	Courant traversant le condensateur	A
i_{fk}	Les courants circulant entre le CCR et le réseau ($k = \{1, 2, 3\}$)	A
i_{rk}	Les courants circulant entre le CCM et la MADA ($k = \{1, 2, 3\}$)	A
i_{sk}	Courants statoriques de la MADA ($k = \{1, 2, 3\}$)	A
i_{fd}, i_{fq}	Courants du filtre RL dans le repère de Park	A
i_{rd}, i_{rq}	Courants rotoriques de la MADA dans le repère de Park	A
i_{sd}, i_{sq}	Courants rotoriques de la MADA dans le repère de Park	A
i_{bat}	Courant de la batterie	A
i_{cell}	Courant de sortie de la cellule photovoltaïque	A
i_{pvl}	Courant traversant l'inductance du convertisseur photovoltaïque	A
i_{rr}	Courant de saturation de la diode	A
i_{sat}	Courant de saturation inverse de la diode	A
i_{sc}	Courant du supercondensateur	A
i_{ph}	Courant photonique, du modèle d'une cellule photovoltaïque	A
i_{pv}	Courant du système photovoltaïque	A
J_m	Moment d'inertie du générateur	kg.m ²
J_t	Moment d'inertie de la turbine	kg.m ²
K_{pf}	Gain proportionnel du contrôle des courants du filtre RL	-
K_{pr}	Gain proportionnel du contrôle des courants rotoriques	-
K_{pc}	Gain proportionnel du contrôle de la tension du bus continu	-
K_{pedc}	Gain proportionnel du contrôle de l'énergie du bus continu	-
K_{pesc}	Gain proportionnel du contrôle de l'énergie du supercondensateur	-
K_{pbat}	Gain proportionnel du contrôle du courant de la batterie	-
K_{ppv}	Gain proportionnel du contrôle de la tension photovoltaïque	-
K_{psc}	Gain proportionnel du contrôle du courant du supercondensateur	-
K_{pf}	Gain proportionnel du contrôle du courant du filtre RL	-
K_{if}	Gain intégral du contrôle des courants du filtre RL	-

K_{ir}	Gain intégral du contrôle des courants rotoriques	-
K_{ic}	Gain intégral du contrôle de la tension du bus continu	-
K_{pedc}	Gain intégral du contrôle de l'énergie du bus continu	-
K_{pesc}	Gain intégral du contrôle de l'énergie du supercondensateur	-
K_{pbat}	Gain intégral du contrôle du courant de la batterie	-
K_{ppv}	Gain intégral du contrôle de la tension photovoltaïque	-
K_{psc}	Gain intégral du contrôle du courant du supercondensateur	-
K_{pf}	Gain intégral du contrôle du courant du filtre RL	-
L_f	Inductance du filtre RL	H
L_r	Inductance cyclique rotorique de la MADA	H
L_s	Inductance cyclique statorique de la MADA	H
M	Inductance magnétisante de la MADA	H
L_{bat}	Inductance du convertisseur de la batterie	H
L_{pv}	Inductance du convertisseur du système photovoltaïque	H
L_{sc}	Inductance du convertisseur du supercondensateur	H
n_y	Signal issu du compteur de la détection de défaut	-
p	Nombre de paires de pôles	-
P_c	Puissance active aux bornes du condensateur	W
P_f	Puissance active générée par le CCR	W
P_g	Puissance active totale du système éolien	W
P_n	Puissance mécanique nominale de la turbine	W
P_r	Puissance active rotorique de la MADA	W
P_s	Puissance active statorique de la MADA	W
P_t	Puissance aérodynamique	W
P_v	Puissance cinétique du vent	W
P_{bat}	Puissance de la batterie	W
P_{pv}	Puissance débitée par la source solaire photovoltaïque	W
P_{sc}	Puissance du supercondensateur	W
P_d	Puissance de la charge DC	W
Q_f	Puissance réactive générée par le CCR	VAR
Q_g	Puissance réactive totale du système éolien	VAR
Q_r	Puissance réactive rotorique de la MADA	VAR
Q_s	Puissance réactive statorique de la MADA	VAR
v	Vitesse du vent	m/s
R	Longueur d'une pale	m
R_f	Résistance du filtre RL	Ω
R_r	Résistance du bobinage rotorique de la MADA	Ω
R_s	Résistance du bobinage statorique de la MADA	Ω
R_{bat}	Résistance du convertisseur de la batterie	Ω
R_{pv}	Résistance du convertisseur du système photovoltaïque	Ω
R_{sc}	Résistance du convertisseur du supercondensateur	Ω
S	Surface circulaire balayée par la turbine	m ²
T_{em}	Couple électromagnétique de la MADA	Nm
T_m	Couple mécanique de la turbine	Nm
T_s	Période d'échantillonnage	s
U_r	Valeur efficace des tensions composées rotoriques	V
U_s	Valeur efficace des tensions composées statoriques	V
v_{jk}	Les tensions simples modulées par le CCR	V
v_{rk}	Les tensions simples modulées par le CCM	V
v_{fd}, v_{fq}	Tensions modulées par le CCR dans le repère de Park	V

v_{rd}, v_{rq}	Tensions rotoriques de la MADA dans le repère de Park	V
v_{sd}, v_{sq}	Tensions statoriques de la MADA dans le repère de Park	V
v_{dc}	Tension du bus continu	V
v_{bat}	Tensions de la batterie	V
v_{cell}	Tensions de sortie de la cellule photovoltaïque	V
v_{sc}	Tensions du supercondensateur	V
v_{pv}	Tensions du système photovoltaïque	V
v_d	Vitesse de démarrage	m/s
v_n	Vitesse de vent nominale	m/s
v_m	Vitesse de vent maximale	m/s
v_p	Valeur efficace de la porteuse triangulaire pour la MLI	V
v_s	Valeur efficace des tensions simples statoriques	V
ε	Erreur de tension	-
φ_s	Valeur efficace du flux statorique de la MADA	Wb
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	Flux rotoriques de la MADA dans le repère de Park	Wb
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$	Flux statoriques de la MADA dans le repère de Park	Wb
θ_r	Angles du champ tournant rotorique	rad
θ_s	Angles du champ tournant statorique	rad
β	Angle de calage des pales	°
λ	Vitesse spécifique de la turbine	-
λ_{opt}	Valeur optimale de la vitesse relative	kg/m ³
ρ	Nasse volumique de l'air	-
σ	Coefficient de dispersion de la MADA	rad/s
ω_r	Pulsation rotorique de la MADA	rad/s
ω_s	Pulsation statorique de la MADA	rad/s
Ω_m	Vitesse de rotation angulaire de la MADA	rad/s
Ω_t	Vitesse de rotation angulaire de la turbine	rad/s
E_{dc}	Energie stockée dans le condensateur du bus continu	Wh
E_{sc}	Energie stockée dans le super condensateur	Wh
Q	Charge de l'électron	C
n	Facteur d'idéalité de la jonction,	-
E_g	Énergie du band gap	-
α	Coefficient de température de I_{ph}	-
k	Constante de Boltzmann	J/K
N_s	Nombre de cellules connectées en série	-
N_p	Nombre de cellules connectées en parallèle	-

Introduction générale

Introduction générale

L'intense utilisation et la multiplication des appareils électriques industriels et domestiques a conduit à des besoins planétaires considérables en énergie électrique. Afin de satisfaire cette demande, toujours croissante, les pays ont souvent fait appel aux sources d'énergie fossiles (charbon et pétrole) qui sont des sources polluantes ; et plus récemment aux sources d'énergie nucléaires dont les inconvénients principaux sont les risques d'accident nucléaire, le traitement et l'enfouissement des déchets. Plus récemment, plusieurs pays se sont tournés vers de nouvelles formes des énergies vertes dites "renouvelables", afin de réduire la dépendance des énergies fossiles et nucléaires [Lilia, 2012] [Ghennam, 2011] [Zandi, 2010].

Au cours de ces dernières années, le marché des énergies renouvelables a connu une croissance très remarquable, grâce aux différents facteurs stimulants : réduction des coûts de production et politiques de soutien. Ces facteurs stimulants rendent le retour sur investissement d'une installation à énergie renouvelable de plus en plus intéressant. Une source d'énergie est renouvelable si le fait d'en consommer ne limite pas son utilisation future. C'est le cas de l'énergie du soleil, du vent, des cours d'eau de la terre et de la biomasse. L'utilisation des énergies renouvelables n'est pas nouvelle, elles ont été exploitées par l'homme depuis l'aube de l'humanité, bois de feu, traction animale, bateau à voile, moulin à vent. Parmi les sources d'énergies renouvelables, les énergies éolienne et photovoltaïque sont celles qui ont le potentiel énergétique le plus important [Lilia, 2012], [Ghennam, 2011], [Gaillard, 2010], [Boyette, 2006].

La chaîne de conversion électromécanique d'un système éolien est constituée d'une turbine éolienne, un générateur électrique et des convertisseurs statiques de puissance de type AC-AC (direct ou indirect). Par contre, la chaîne de conversion photovoltaïque est constituée d'un générateur PV et des convertisseurs statiques de puissance de type DC-DC et/ou DC-AC et un système de stockage [Ghennam, 2011], [Zandi, 2010], [Boyette, 2006], [Cabal, 2009] [Eghtedarpour, 2012], [Agbli, 2012], [Jamshidpour, 2014].

Comme tout processus industriel, un système à énergie renouvelable peut être l'objet, au cours de son fonctionnement, de différents défauts et anomalies conduisant à une baisse de la performance du système et voire à l'indisponibilité totale du système. Toutes ces conséquences défavorables vont évidemment réduire la productivité de l'installation, et donc réduire le profit de l'installation, sans compter le coût de maintenance pour remettre le système en état normal.

Une étude récente basée sur plus de 200 produits de 80 entreprises a montré, que pour des applications industrielles de l'électronique de puissance incluant les systèmes éoliens, les défauts des composants d'électronique de puissance sont de 21% [Feng, 2013], [Yang, 2010]. D'autres références ont discuté la répartition des défauts sur les différentes parties du

convertisseur statique de puissance électrique, et on montre que 50% des défauts se produisent dans l'IGBT et son driver de sa commande rapprochée [Polinder, 2009]. Les défaillances des semi-conducteurs de puissance les plus courantes sont les défauts de type circuit-ouvert (interrupteur maintenu ouvert) et les défauts de type court-circuit (interrupteur maintenu fermé) et les défauts intermittents liés à de mauvais déclenchement [Pei, 2012], [Lu, 2009], [Richardeau, 2011], [Kim, 2008]. Les défaillances d'un des convertisseurs statiques conduisent à la perte totale ou partielle du contrôle des courants, donc des puissances injectées sur le réseau. Ces défaillances peuvent provoquer de graves dysfonctionnements du système et conduisent actuellement à sa mise en hors service. En outre, si le défaut n'est pas rapidement détecté et compensé, il peut dans certains cas mettre en danger tout le système de conversion d'énergie. Par conséquent, afin d'empêcher la propagation de défauts aux autres composants du système et d'assurer la continuité de service en toute circonstance en présence d'une défaillance d'un des convertisseurs, des méthodes efficaces et rapides de détection et de compensation de défaut doivent être mises en œuvre.

Permettre de diagnostiquer finement et de faire de la détection, la localisation et éventuellement la compensation de défauts dans une installation à énergie renouvelable réduit les coûts de maintenance et surtout augmente la productivité en augmentant le taux de disponibilité des installations en veillant à ce que leur rendement soit optimal. C'est dans cette optique qu'est proposé le sujet de cette thèse.

Les travaux de recherche menés dans ce cadre sont focalisés autour du diagnostic des défauts liés principalement au panneau photovoltaïque et à l'aérogénérateur ou liés à la charge électrique en dépit du convertisseur statique qui fait partie de la chaîne de production électrique à énergie renouvelable. D'autre ont traité l'effet des défauts du convertisseur statique sur le système sans préciser la nature de défaut et sans le localiser [Amaral, 2012], [Brekken, 2007], [Lohde, 2007], [Bun, 2011].

Dans ce sens, le but du travail, proposé dans ce cadre, est :

- L'amélioration des performances du système éolien de production d'énergie électrique connecté au réseau électrique en appliquant les réseaux de neurones artificielles, tout en maximisant la puissance générée par la commande MPPT. Ce système est constitué d'une machine asynchrone double alimentée (MADA), deux convertisseurs statiques, AC-DC et DC-AC, commandé en MLI et le réseau électrique.

- L'amélioration des performances du système photovoltaïque de production d'énergie électrique avec stockage connecté au réseau électrique en appliquant la commande MPPT. Ce système est constitué d'un champ photovoltaïque, batteries, supercondensateurs, trois convertisseurs statiques DC-DC et un convertisseur DC-AC, des charges DC et AC et le réseau électrique.

- La définition de variables indicatrices qui permettent d'identifier le type de défaut et le localiser dans les convertisseurs statiques DC-AC et DC-DC intégrés dans un système de

production d'énergie électrique à base d'énergie éolienne et photovoltaïque. Finalement, un système de diagnostic est conçu, en se basant sur l'analyse de l'évolution des différentes variables indicatrices pour chaque défaut ; et une approche de compensation des défauts basée sur la redondance matérielle est adoptée.

Cette thèse est articulée autour de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, on va présenter la modélisation des différents éléments de la chaîne de conversion électromécanique de l'éolienne, ainsi que les deux techniques adoptées pour la commande du système éolien en mode de fonctionnement sain (la technique classique par régulation PI et la technique de réseaux de neurones artificiels). Enfin les résultats de simulation du système éolien, validant les commandes établies sont discutés.

Dans le deuxième chapitre nous on va proposer des méthodes différentes permettant de détecter et compenser les défauts éventuels des semi-conducteurs dans un système éolien basé sur une MADA intégrant deux convertisseurs statiques triphasés en mode de fonctionnement dégradé.

Dans le troisième chapitre, on va modéliser et simulé un système multi-source, multi-charges intégrant une source solaire photovoltaïque comme une source d'énergie principale avec des éléments de stockage (batteries et supercondensateurs), ainsi que deux charges de type AC et DC, en mode de fonctionnement sain.

Dans le quatrième chapitre, on va développer des méthodes différentes permettant de détecter et de compenser les défauts des semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques d'un système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau.

Nous terminons par une conclusion générale résumant les principaux résultats obtenus ainsi que les perspectives à court et à moyen terme pour les travaux à venir.

**Chapitre I. Modélisation et commande d'un système
éolien à base de la machine asynchrone à double
alimentation**

Chapitre I. Modélisation et commande d'un système éolien à base de la MADA

I.1 Introduction

La demande de l'énergie électrique est toujours croissante de nos jours, il est devenu de plus en plus important pour l'humanité, et un facteur essentiel pour un développement économique, c'est pour cela que la production de l'énergie électrique est importante et qu'il est intéressant de pouvoir trouver des solutions afin d'en produire toujours plus mais de manière plus propre et plus durable [Ghennam, 2011], [Lilia, 2012].

Les solutions alternatives aux énergies fossiles que sont le charbon et le pétrole sont des sources d'énergie polluantes. De plus, la consommation d'énergie, toujours en augmentation, fait des grandes problèmes (la pollution, réduire les réserves en énergies fossiles ... etc.) [Boyette, 2006].

Face à ces problèmes, plusieurs pays se sont tournés vers de nouvelles formes des énergies vertes dites "renouvelables" qui sont en ce moment trop coûteuses et peu rentables, se révéleront moins chères que les énergies fossiles. Parmi ces sources d'énergies renouvelables, l'énergie éolienne est celle qui a le potentiel énergétique le plus important. La puissance des éoliennes installées dans le monde augmentant de plus en plus tous les ans [Ghennam, 2011], [Boyette, 2006], [Gaillard, 2010].

Ce premier chapitre a pour objectifs de présenter la modélisation et la commande du système éolien à vitesse variable basé sur une MADA. Dans un premier temps, nous brièvement exposerons les technologies d'éoliennes utilisées pour la production d'énergie électrique. Dans un deuxième temps, nous présenterons les modèles des différents éléments de la chaîne de conversion électromécanique de l'éolienne. Ensuite, nous détaillerons les différentes stratégies de commande du système éolien en adoptant deux techniques de commande (la technique classique par régulation PI et la technique de réseaux de neurones artificiels). La dernière partie de ce chapitre illustrera les résultats de simulation du système éolien, validant ainsi les commandes établies.

I.2 Description du système éolien à base de la MADA

L'énergie éolienne est l'énergie cinétique du vent et est une énergie "renouvelable" non dégradée. Depuis ces dernières années, la production d'électricité par l'énergie éolienne s'est considérablement développée dans le monde entier (Figure I.1), avec une croissance de 30% par an. En 2015, plus de 63000 MW de nouvelles capacités éoliennes ont été installés dans le monde. Fin 2015, le parc mondial dépasse les 432 GW installés. L'éolien représente 3% de la consommation totale d'électricité dans le monde et a attiré un total d'investissements de 109 billion de dollars [GWEC].

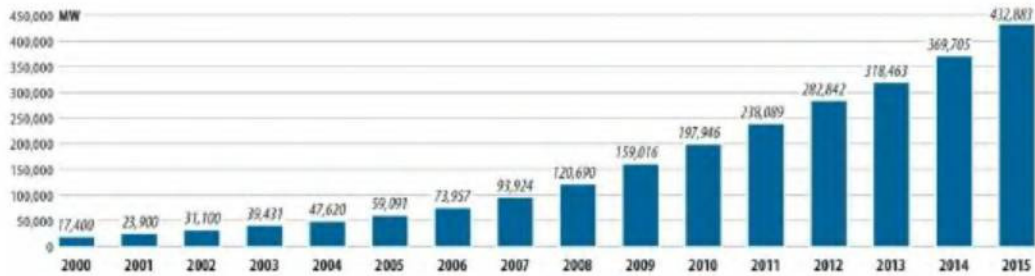


Figure I.1– Capacité éolienne installée dans le monde entre 2000 et 2015 (MW).

Le gisement éolien en Algérie est très diversifié. Il varie d'une zone à une autre selon la cartographie et le climat de cette dernière. La carte représentée à la Figure I.2, montre que le Sud est caractérisé par des vitesses plus élevées que le Nord, plus particulièrement le Sud-Ouest avec des vitesses supérieures à 4 m/s et qui dépassent la valeur de 6 m/s dans la région d'Adrar [Ghennam, 2011].

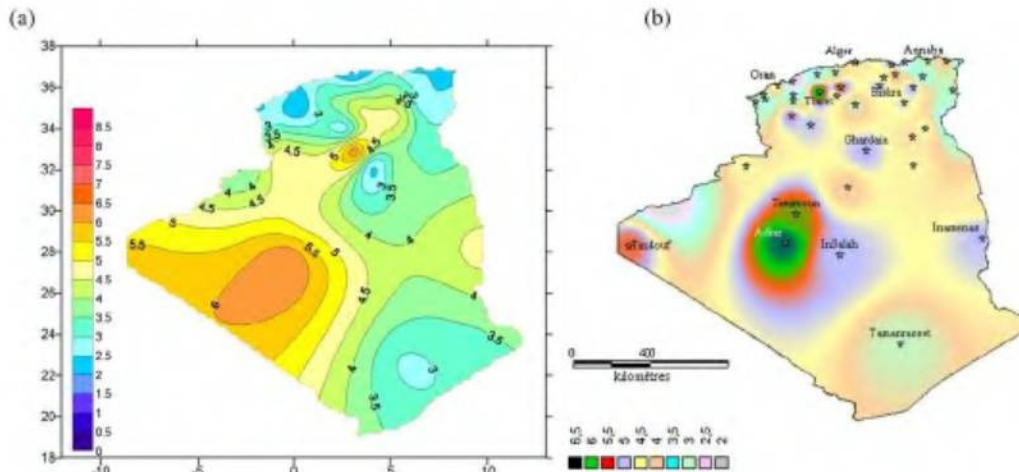


Figure I.2– Carte annuelle de la vitesse moyenne du vent à 10m du sol (m/s).

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne (Figure I.3), est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent (fluide en mouvement) en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice [Poitiers, 2003].

Il existe deux grandes familles d'éoliennes : celle à axe vertical et celle à axe horizontal. Actuellement, la plupart des éoliennes commerciales raccordées au réseau actuelles sont à axe horizontal, car elles présentent un rendement aérodynamique plus élevé, démarrent de façon autonome et présentent un faible encombrement au niveau du sol. Parmi les éoliennes à axe horizontal, on distingue celles à vitesse fixe et celles à vitesse variable. Les éoliennes à vitesse variable sont de plus en plus utilisées, car elles fonctionnent sur une large plage de vitesses permettant ainsi d'extraire le maximum de puissance disponible au niveau du vent sur une large plage de variation de la vitesse du vent, et d'améliore la qualité de l'énergie électrique produite. De plus, les chaînes de conversion à vitesse variable permettent de réduire les oscillations de puissance et les contraintes mécaniques au niveau des pales et du système mécanique de la turbine. Cela conduit naturellement à une meilleure qualité de l'énergie électrique produite. Actuellement la plupart des éoliennes à vitesse variable utilisent la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Ce générateur éolien a l'avantage de la production d'électricité à vitesse variable sur une plage de $\pm 30\%$ de la vitesse de synchronisme et pour les deux régimes de fonctionnement hypersynchrone et hyposynchrone. En effet, la machine est capable de débiter une puissance allant de 0.7 à 1.3 fois la puissance nominale. De plus, le convertisseur est alors dimensionné pour un tiers de la puissance nominale de la machine (au maximum 0.3 de la puissance nominale). Il est alors moins volumineux, moins coûteux, nécessite un système de refroidissement moins lourd et génère moins de perturbations Poitiers, 2003, [Boyette, 2006], [Ghennam, 2011], [Shahbazi, 2012], [Gaillard, 2010].

Dans le cadre de cette thèse, nous avons donc choisi d'étudier une éolienne à vitesse variable à base d'une MADA.

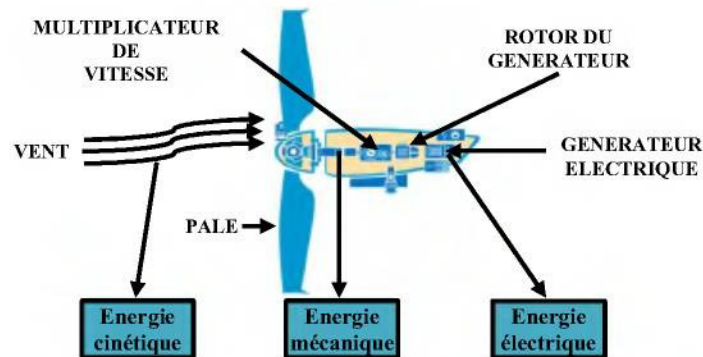


Figure I.3– Conversion de l'énergie cinétique du vent.

I.3 Modélisation du système éolien à base de la MADA

Le système de conversion éolienne à base de la MADA de la Figure I.4 est constitué d'une turbine éolienne, une machine asynchrone à double alimentation et deux convertisseurs statiques de puissance. La turbine éolienne entraîne la MADA à une vitesse de rotation variable à travers un multiplicateur de vitesse. Le stator de la MADA est directement connecté au réseau

électrique, tandis que le rotor est connecté au réseau via un filtre triphasé de courant et deux convertisseurs statiques bidirectionnels mis en cascade à travers un bus continu. Ces deux convertisseurs, côté MADA et côté réseau, sont notés respectivement CCM et CCR.

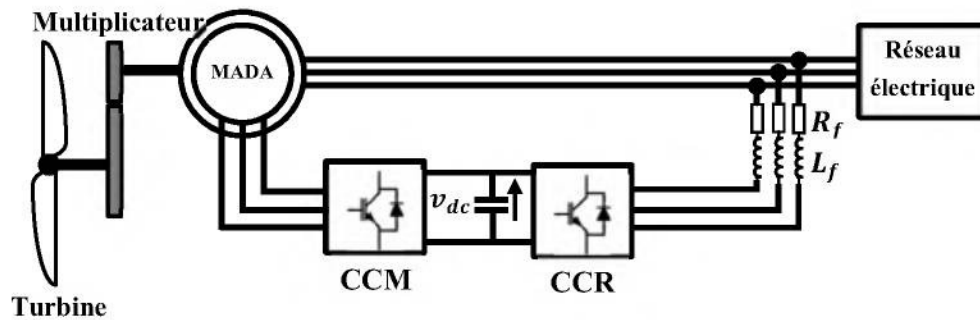


Figure I.4– Système de conversion éolien à base de la MADA connectée au réseau.

Dans la suite, nous présentons le modèle de la turbine, le modèle de la MADA, puis celui du CCM, ainsi que celui de l'association (CCR - Filtre RL - Réseau électrique).

I.3.1 Modèle de la turbine

Le schéma de l'éolienne, est illustré à la Figure I.5. Elle est constituée d'une turbine éolienne comprenant des pales de longueur R entraînant une génératrice à travers un multiplicateur de vitesse.

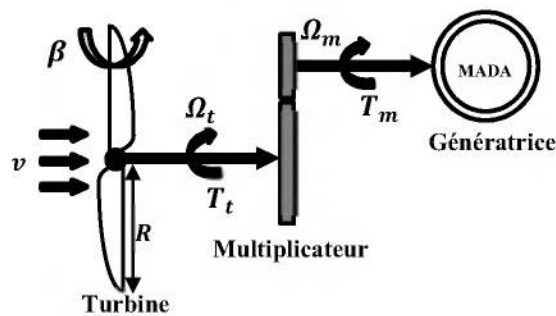


Figure I.5– Schéma de la turbine éolienne.

I.3.1.1 Modèle aérodynamique

La turbine éolienne est un dispositif qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. La puissance cinétique du vent P_v est donnée par [Ghennam, 2011] :

$$P_v = \frac{\rho \cdot S \cdot v^3}{2} \quad (I.1)$$

Où ρ est la masse volumique de l'air (approximativement $1,225 \text{ kg/m}^3$), et S est la surface circulaire balayée par la turbine.

Le coefficient de puissance C_p représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne. Ce coefficient dépend de la caractéristique de la turbine et présente un maxima théorique, appelée limite de Betz, égale à 0,593 qui n'est jamais atteinte en pratique. Chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse spécifique λ et de l'angle de calage β [Poitiers, 2003].

Dans le cadre de cette thèse, nous utiliserons une expression approchée du coefficient de puissance d'une turbine éolienne de 3MW, donnée par [Gaillard, 2010] :

$$C_p(\lambda, \beta) = (0.35 - 0.0167 \cdot (\beta - 2)) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot (\lambda + 0.1)}{14.34 - 0.3(\beta - 2)}\right) - (0.00184 \cdot (\lambda - 3) \cdot (\beta - 2)) \quad (I.2)$$

Où λ est défini par :

$$\lambda = \frac{\Omega_t \cdot R}{v} \quad (I.3)$$

Avec Ω_t est la vitesse de rotation de la turbine.

La Figure I.6 présente les résultats de simulation obtenir de l'évolution des coefficients de puissance C_p pour une turbine éolienne de 3 MW.

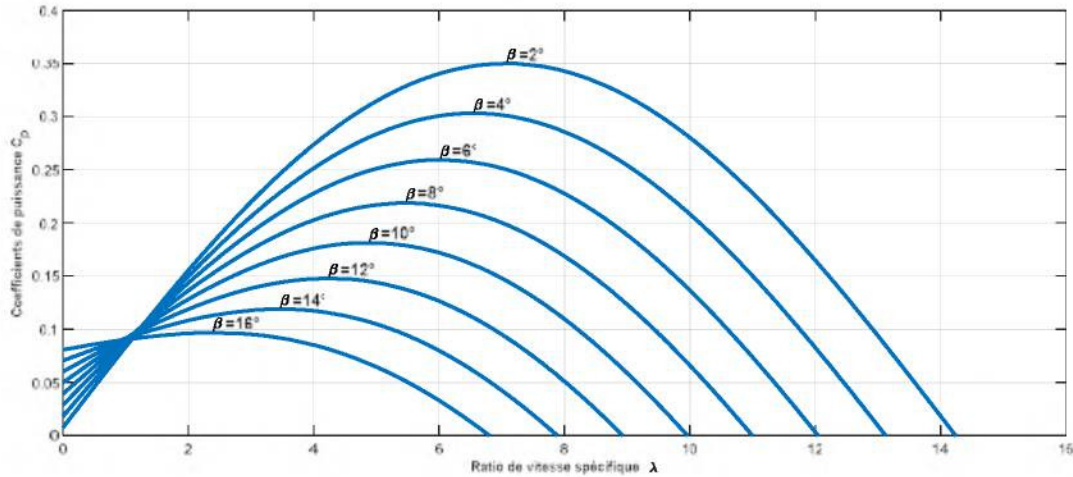


Figure I.6– Coefficient de puissance en fonction de la vitesse spécifique et de l'angle de calage.

La puissance mécanique P_t (appelée aussi puissance aérodynamique) apparaissant sur l'arbre de la turbine s'écrit comme suit :

$$P_t = C_p \cdot P_v = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot R^2 \cdot v^3 \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (I.4)$$

Le couple mécanique sur l'arbre de la turbine T_t est donné par l'expression suivante [Muller, 2002] :

$$T_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = \frac{1}{2 \cdot \lambda} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^3 \cdot v^2 \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (I.5)$$

Cette relation permet d'établir un ensemble de caractéristiques donnant la puissance disponible en fonction de la vitesse de rotation du générateur pour différentes vitesses de vent. La Figure I.7 présente les résultats de simulation obtenir pour une turbine éolienne de 3 MW.

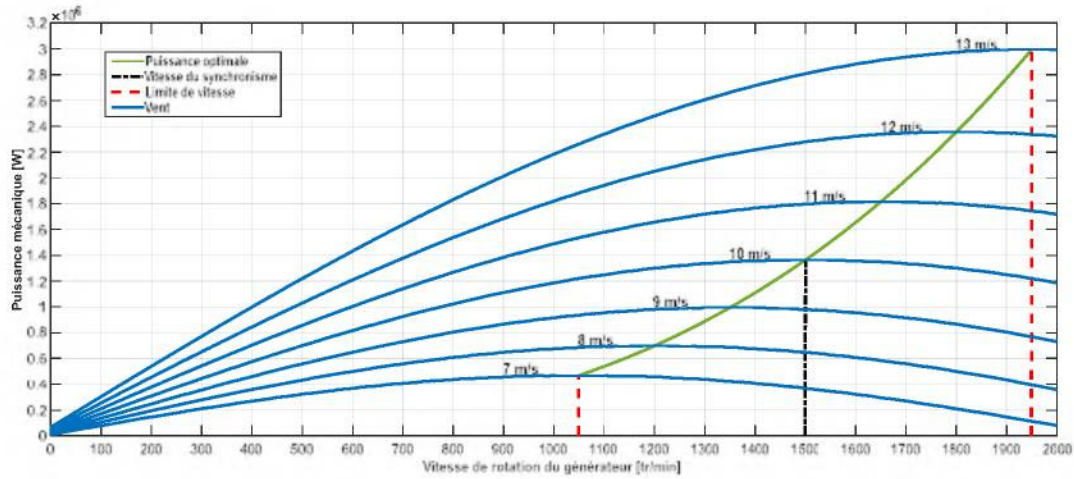


Figure I.7– Puissance théorique disponible pour une éolienne de 3MW.

Au vu de ces caractéristiques, il apparaît clairement que pour pouvoir optimiser le transfert de puissance et ainsi obtenir le maximum de la puissance mécanique théorique pour différentes vitesses de vent, la machine devra pouvoir fonctionner à vitesse variable entre 1050 et 1950 [tr/min].

I.3.1.2 Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur est la liaison entre la turbine et le générateur, il adapte la vitesse de rotation de la turbine Ω_t à celle du générateur Ω_m . Il est modélisé mathématiquement par les équations suivantes [El Aimani, 2003] :

$$T_m = \frac{1}{G} \cdot T_t \quad (I.6)$$

$$\Omega_t = \frac{1}{G} \cdot \Omega_m \quad (I.7)$$

Où T_m est le couple mécanique sur l'arbre du générateur.

I.3.1.3 Equation dynamique de l'arbre

De part la conception aérodynamique des pales, nous considérons que leur coefficient de frottement par rapport à l'air est très faible et peut être négligé. De même, la vitesse de la turbine étant très faible, les pertes par frottement seront négligeables devant les pertes par frottement du côté de la génératrice. Sur la base de ces hypothèses, on obtient alors un modèle mécanique constitué de deux masses comme l'illustre la Figure I.8 [El Aimani, 2003].

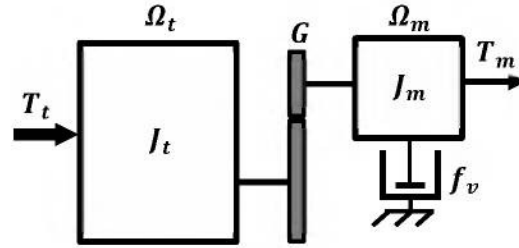


Figure I.8– Modèle mécanique simplifié de la turbine éolienne.

Avec :

- J_t : Le moment d'inertie de la turbine équivalent aux inerties des trois pales de l'éolienne,
- J_m : Le moment d'inertie du générateur,
- f_v : Le coefficient de frottements visqueux.

L'équation fondamentale de la dynamique du système mécanique sur l'arbre du générateur est décrite par :

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} + f_v \cdot \Omega_m = T_m - T_{em} \quad (I.8)$$

Avec :

- T_{em} : Le couple électromagnétique du générateur,
- J : L'inertie totale des parties tournantes ($J = \frac{J_t}{G^2} + J_m$).

Le schéma bloc de la Figure I.9 représente le modèle de l'ensemble de la chaîne cinématique de la turbine, correspondant aux modèles aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne.

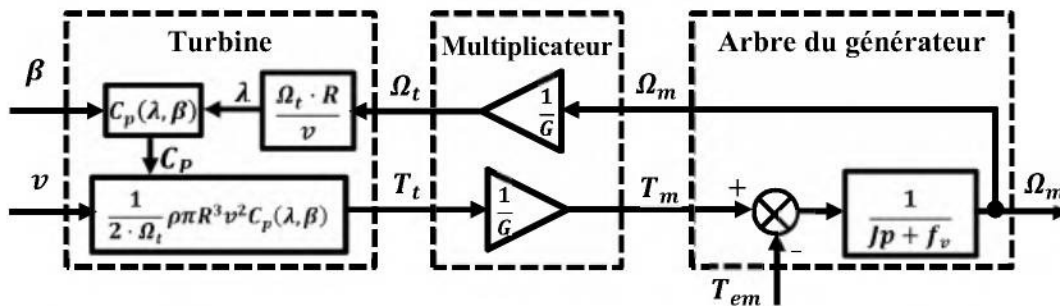


Figure I.9– Schéma bloc du modèle de la turbine.

Cette figure montre que la vitesse de rotation Ω_m du générateur, peut être contrôlée par action soit sur l'angle d'orientation des pales β , soit à travers le couple électromagnétique T_{em} de la génératrice. La vitesse du vent v est considérée comme une entrée perturbatrice au système.

I.3.1.4 Modèle de l'actionneur des pales

Le système de contrôle aérodynamique des pales sert essentiellement à limiter la puissance extraite de la génératrice à sa valeur nominale. La plupart des turbines éoliennes utilise deux principes de contrôle aérodynamique [El Aimani, 2003] :

- Un système à décrochage aérodynamique ("stall" en anglais) qui consiste à concevoir la forme des pales de manière à augmenter les pertes de portance au-delà d'une certaine vitesse de vent. Ce système est utilisé généralement pour les éoliennes à vitesse fixe de petites puissances.
- Un système d'orientation des pales ("pitch" en anglais) qui permet d'ajuster la portance des pales à la vitesse du vent pour maintenir une puissance sensiblement constante. Ce système est utilisé généralement pour les éoliennes à vitesse variable, de puissance nettement supérieure.

En réglant l'angle d'orientation des pales (Figure I.10), on modifie les performances de la turbine et plus précisément le coefficient de puissance, voir la Figure I.6. Les pales sont face au vent en basse vitesse et pour les fortes vitesses, elles s'inclinent pour dégrader le coefficient de puissance [Abu Tabak, 2008].

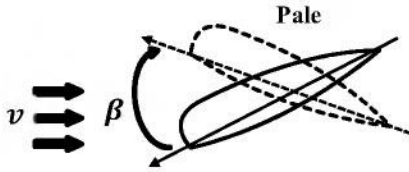


Figure I.10– Orientation des pales.

Généralement, le système d'orientation des pales est approché par une fonction de transfert de 1^{er} ordre. La régulation de l'angle de calage des pales de la turbine est assurée par un régulateur proportionnel P qui génère la vitesse de référence d'orientation de ces pales. Cette référence est limitée par le système du 1^{er} ordre de constante de temps $\tau_{d\beta}$, qui décrit le comportement dynamique du control de vitesse d'orientation des pales de la turbine. En intégrant cette dernière, on obtient l'angle de calage des pales de la turbine. On obtient donc le modèle simplifié sous forme de schéma-blocs de la Figure I.11 [Abdelkafi, 2011], [Makvana, 2013].

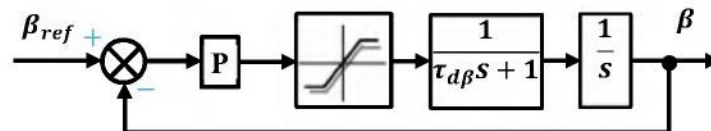


Figure I.11– Modèle et commande du système de calage de pale.

Où β_{ref} est la référence d'angle reçue du processus de la commande de la puissance électrique.

I.3.2 Modèle de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) avec rotor bobiné présente un stator triphasé identique à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts glissants. Alors, afin d'établir la modélisation de la MADA, nous allons déterminer le modèle d'une machine asynchrone à rotor bobiné. Ce modèle sera établi de la même manière que le modèle de la machine asynchrone à cage avec comme différence l'existence de tensions rotoriques non nulles [Boyette, 2006].

Dans le but d'établir un modèle simple de la MADA, nous avons pris en considération certaines hypothèses simplificatrices à savoir [El Aimani, 2003], [Brekken, 2007] :

- La machine sera supposée idéale, c'est à dire que les ampères-tours seront supposés distribués sinusoidalement le long de l'entrefer de la machine et que les harmoniques d'espace seront négligés,
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau,
- Les pertes dans le fer (par hystérésis et courant de Foucault) seront négligées,
- La saturation du circuit magnétique sera négligée,
- Les grandeurs homopolaires seront considérées comme nulles,
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme,
- L'effet d'encoche est négligé.

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe du repère de Park (d - q). Si l'on appelle θ_m l'angle de rotation électrique entre l'axe d du repère diphasé et le repère fixe lié à la phase a du stator (Figure I.12).

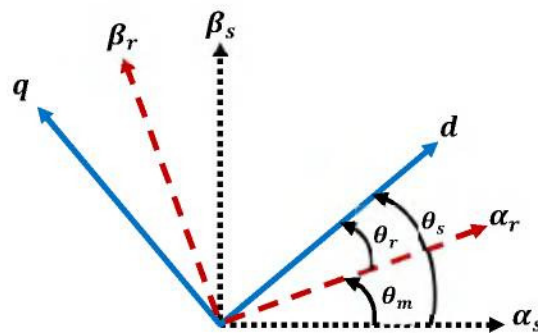


Figure I.12– Orientation du repère de Park.

Avec θ_s , θ_r sont les angles du champ tournant statorique et rotorique.

Les équations électriques de la MADA dans le repère de Park sont données comme suit [Poitiers, 2003], [El Aimani, 2003], [Ghennam, 2011] :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (I.9)$$

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (I.10)$$

Avec respectivement :

- $v_{sd}, v_{sq}, v_{rd}, v_{rq}$: Les tensions statoriques et rotoriques dans le repère de Park,
- $i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}$: Les courants statoriques et rotoriques dans le repère de Park,
- $\Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}$: Les flux statoriques et rotoriques dans le repère de Park,
- ω_s, ω_r : Les pulsations électriques statoriques et rotoriques,
- R_s, R_r : Les résistances statoriques et rotoriques de la machine,
- L_s, L_r, M : Les inductances cycliques statorique, rotorique et magnétisante.

Tel que :

$$\begin{cases} \omega_s = \dot{\theta}_s \\ \omega_m = \dot{\theta}_m = p\Omega_m \\ \omega_r = \omega_s - \omega_m = \dot{\theta}_s - \dot{\theta}_m \end{cases} \quad (I.11)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$T_{em} = \frac{p \cdot M}{L_s} \left(i_{rd} \phi_{sq} - i_{rq} \phi_{sd} \right) \quad (I.12)$$

Les puissances actives et réactives statoriques et rotoriques s'expriment par :

$$\begin{cases} P_s = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} \\ Q_s = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq} \\ P_r = v_{rd} i_{rd} + v_{rq} i_{rq} \\ Q_r = v_{rq} i_{rd} - v_{rd} i_{rq} \end{cases} \quad (I.13)$$

I.3.3 Modèle du convertisseur d'électronique de puissance

Le rotor de la MADA est connecté au réseau via deux convertisseurs statiques bidirectionnels (CCM, CCR) mis en cascade. Le rotor de la MADA est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux (CCM). Ce dernier est connecté au réseau à travers la liaison constituée du bus continu, du CCR et du filtre RL (Figure I.13).

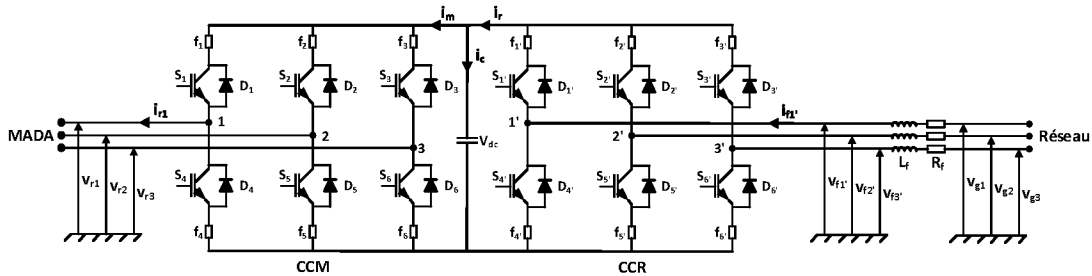


Figure I.13– Interconnexion de la MADA et le réseau via les deux convertisseurs statiques.

Avec :

- i_m, i_r : Respectivement les courants modulés par le CCM et le CCR,
- i_c : Le courant traversant le condensateur,
- v_{dc} : La tension du bus continu (tension aux bornes du condensateur),
- R_f, L_f : Respectivement la résistance et l'inductance du filtre RL ,
- $v_{rk}, v_{fk'}$: Les tensions simples modulées par le CCM et le CCR ($k = 1, 2, 3$),
- v_{gk} : Les tensions simples du réseau électrique ($k = 1, 2, 3$),
- i_{rk} : Les courants circulant entre le CCM et la MADA ($k = 1, 2, 3$),
- $i_{fk'}$: Les courants circulant entre le CCR et le réseau ($k = 1, 2, 3$).

I.3.3.1 Modélisation du convertisseur statiques à deux niveaux

Les deux convertisseurs statiques bidirectionnels CCM et CCR sont équipés de dispositifs semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. Les interrupteurs électroniques représentés, et que nous supposons parfaits, peuvent être des transistors (Bipolaires, MOSFET, IGBT) associés à des diodes en tête bêche (en anti-parallèles), ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage.

On peut remplacer chaque groupe transistor-diode par des interrupteurs S_k avec $k = \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ on obtient le schéma simplifié pour chaque onduleur comme l'indique la Figure I.14.

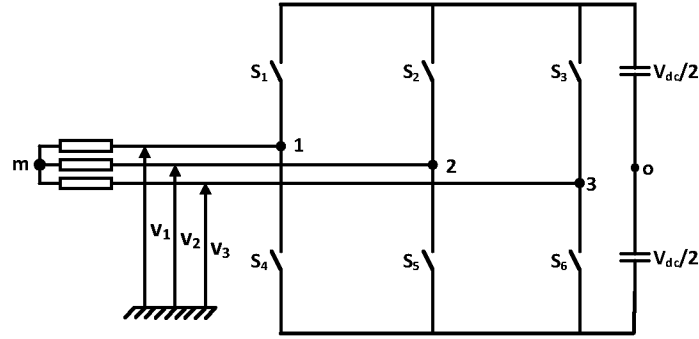


Figure I.14– Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Pour simplifier l'étude, nous supposons que le couplage est du type étoile sans neutre. Ainsi, les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminées, et le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impairs différents de trois.

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} v_1 = v_{1o} + v_{om} \\ v_2 = v_{2o} + v_{om} \\ v_3 = v_{3o} + v_{om} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Sachant que le système des tensions triphasées est symétrique. Alors, par addition on a :

$$v_1 + v_2 + v_3 = v_{1o} + v_{2o} + v_{3o} + 3 \cdot v_{om} = 0 \quad (\text{I.15})$$

D'où :

$$v_{om} = -\frac{1}{3} \cdot (v_{1o} + v_{2o} + v_{3o}) \quad (\text{I.16})$$

On remplace (I.16) dans (I.14), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} v_1 = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot v_{1o} - v_{2o} - v_{3o}) \\ v_2 = \frac{1}{3} \cdot (-v_{1o} + 2 \cdot v_{2o} - v_{3o}) \\ v_3 = \frac{1}{3} \cdot (-v_{1o} - v_{2o} + 2 \cdot v_{3o}) \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Dans ces conditions on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{1o} = g_1 \cdot v_{dc} - \frac{1}{2} \cdot v_{dc} \\ v_{2o} = g_2 \cdot v_{dc} - \frac{1}{2} \cdot v_{dc} \\ v_{3o} = g_3 \cdot v_{dc} - \frac{1}{2} \cdot v_{dc} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

On remplace (I.18) dans (I.17), on obtient :

$$\begin{cases} v_1 = \frac{1}{3} \cdot v_{dc} \cdot (2 \cdot g_1 - g_2 - g_3) \\ v_2 = \frac{1}{3} \cdot v_{dc} \cdot (-g_1 + 2 \cdot g_2 - g_3) \\ v_3 = \frac{1}{3} \cdot v_{dc} \cdot (-g_1 - g_2 + 2 \cdot g_3) \end{cases} \quad (I.19)$$

Le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI peut être écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot v_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Tel que $g_k = \{0, 1\}$, est l'ordre de commande envoyé à l'interrupteur S_k avec ($k = \{1, 2, 3\}$). $g_k = 0$ indique que l'interrupteur est commandé à l'ouverture alors que $g_k = 1$ signifie que l'interrupteur est commandé à la fermeture.

I.3.3.2 Modélisation de la liaison au réseau

Dans cette partie, nous nous intéressons à la modélisation de la connexion du CCR avec le réseau électrique via le filtre RL .

I.3.3.2.1 Modèle du bus continu

Les deux convertisseurs du système éolien CCM et CCR sont interconnectés par l'intermédiaire d'un bus continu qui autorise ainsi un transfert de puissance entre deux sources à fréquences différentes (Figure I.13). La tension aux bornes du condensateur du bus continu est obtenue à partir de l'équation suivante :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_c \quad (I.21)$$

Où C représente la capacité du bus continu.

Le courant dans le condensateur est issu de nœud à partir duquel circulent les deux courants modulés par le CCM et le CCR :

$$i_c = i_r - i_m \quad (I.22)$$

I.3.3.2.2 Modèle du filtre côté réseau dans le repère de Park

Le CCR est relié au réseau à travers un filtre triphasé. Celui-ci a pour rôle d'atténuer les harmoniques de courant. Les équations électriques du filtre RL peuvent être écrites dans le repère triphasé comme suit :

$$\begin{cases} v_{g1} = R_f \cdot i_{f1'} + L_f \cdot \frac{di_{f1'}}{dt} + v_{f1'} \\ v_{g2} = R_f \cdot i_{f2'} + L_f \cdot \frac{di_{f2'}}{dt} + v_{f2'} \\ v_{g3} = R_f \cdot i_{f3'} + L_f \cdot \frac{di_{f3'}}{dt} + v_{f3'} \end{cases} \quad (I.23)$$

En appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons :

$$\begin{cases} v_{fd} = -R_f \cdot i_{fd} - L_f \cdot \frac{di_{fd}}{dt} + \omega_s \cdot L_f \cdot i_{fq} + v_{gd} \\ v_{fq} = -R_f \cdot i_{fq} - L_f \cdot \frac{di_{fq}}{dt} - \omega_s \cdot L_f \cdot i_{fd} + v_{gq} \end{cases} \quad (I.24)$$

Les puissances active et réactive transitant à travers le convertisseur côté réseau, peuvent être exprimées en utilisant les composantes de Park des tensions apparaissant au niveau du filtre (v_{fd} , v_{fq}) et les courants traversant le filtre (i_{fd} , i_{fq}) :

$$\begin{cases} P_f = v_{fd} \cdot i_{fq} + v_{fq} \cdot i_{fd} \\ Q_f = v_{fq} \cdot i_{fd} - v_{fd} \cdot i_{fq} \end{cases} \quad (I.25)$$

I.3.3.2.3 Modèle du nœud de connexion

Le système éolien est interconnecté au réseau électrique à travers le stator de la MADA ainsi que le filtre de sortie du CCR (Figure I.13). Les équations modélisant le nœud de connexion sont :

$$\begin{cases} i_g = i_s + i_f \\ v_g = v_s \end{cases} \quad (I.26)$$

Dans cette première partie, nous avons développé les modèles de la turbine, de la MADA et du convertisseur d'électronique de puissance. Dans la partie suivante, nous allons nous intéresser au dispositif de commande du système éolien.

I.4 Dispositif de commande du système éolien à base de la MADA

Plusieurs algorithmes de commande du système éolien ont été proposés à travers la littérature que ce soit pour un système éolien alimentant une charge isolée, ou connecté au réseau. Dans notre étude, nous nous intéressons à la commande d'un système éolien à base de la MADA à vitesse variable connecté au réseau en visant le contrôle des puissances active et réactive injectées au réseau.

I.4.1 Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable

Une turbine éolienne est développer sur son arbre une puissance nominale P_n obtenue à partir d'une vitesse du vent v_n , dénommée vitesse nominale. Lorsque la vitesse du vent est supérieure à v_n , la turbine éolienne doit modifier ses paramètres afin d'éviter la destruction mécanique, de sorte que sa vitesse de rotation reste pratiquement constante.

A côté de la vitesse nominale v_n , on spécifie aussi :

- La vitesse de démarrage v_d , à partir de laquelle l'éolienne commence à fournir de l'énergie,
- La vitesse maximale du vent v_m , pour laquelle la turbine ne convertit plus l'énergie éolienne, pour des raisons de sûreté de fonctionnement.

Les vitesses v_n , v_d et v_m définissent quatre zones sur le diagramme de la puissance utile en fonction de la vitesse du vent voir la Figure I.15 [Poitiers, 2003], [El Aimani, 2003] :

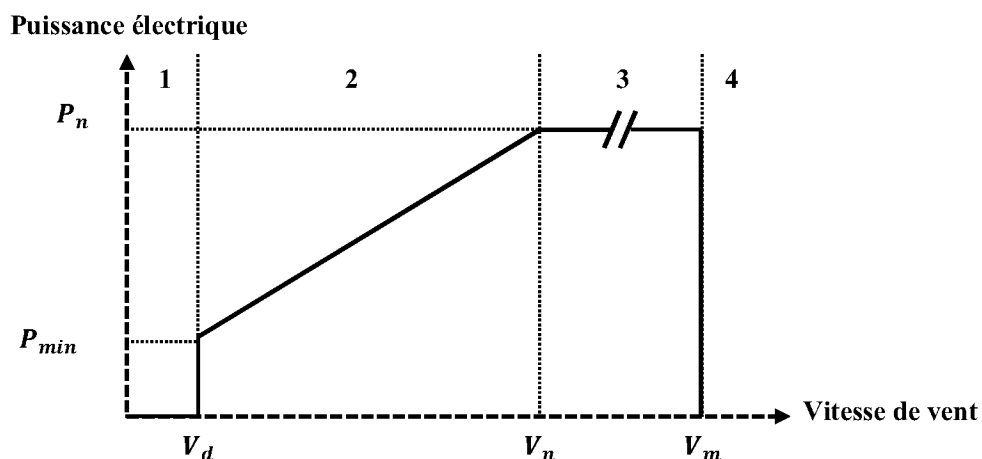


Figure I.15– Loi de commande optimale d'une éolienne à vitesse variable.

- La zone 1 : la vitesse du vent est faible, insuffisante pour entraîner la rotation de l'éolienne,

- La zone 2 : le vent atteint une vitesse minimale pour permettre le démarrage v_d . Une fois ce démarrage effectué, l'éolienne va fonctionner de manière à extraire le maximum de puissance disponible pour avoir un fonctionnement optimal jusqu'à ce que le vent atteigne la vitesse nominale v_n correspondant aux valeurs nominales de la puissance P_n . L'angle de la pale est maintenu constant à sa valeur minimale, c'est à dire $\beta = 2^\circ$,
- La zone 3 : le vent atteint des vitesses élevées supérieures à la vitesse nominale, mais la puissance générée doit être maintenues à sa valeur nominale P_n , par un système d'orientation des pales (pitch control),
- La zone 4 : dans laquelle le vent a atteint sa valeur maximale v_m , une procédure d'arrêt de l'éolienne est effectuée afin d'éviter toute destruction de celle-ci. Le système de sûreté de fonctionnement arrête le transfert de l'énergie.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéresserons plus particulièrement aux points de fonctionnement de l'éolienne dans la zone 2 et la zone 3.

I.4.2 Architecture du dispositif de commande du système éolien

L'architecture du dispositif de commande est présentée à la Figure I.16. Elle est obtenue en inversant le modèle de la chaîne de conversion électromécanique du système éolien.

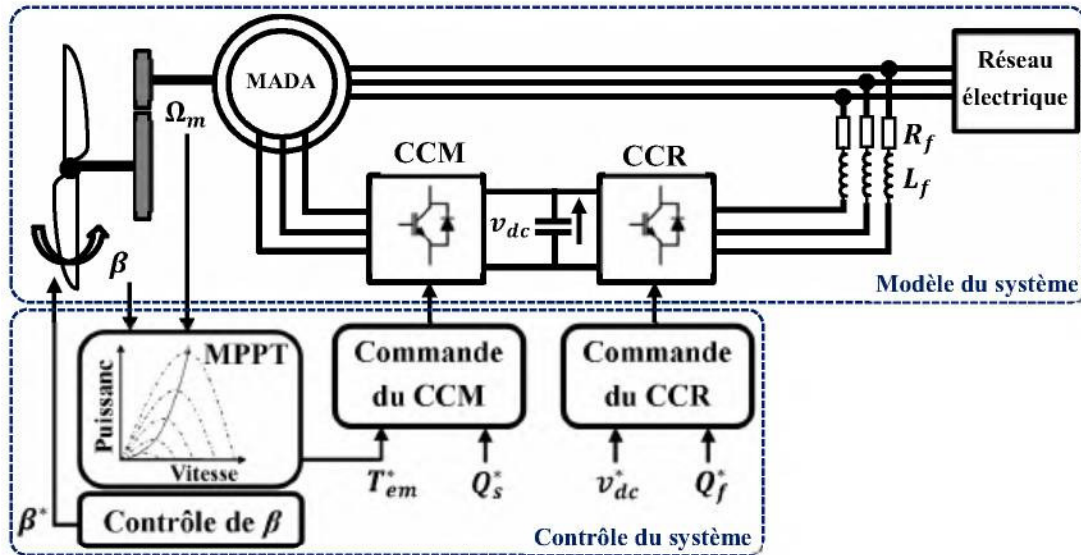


Figure I.16– Architecture du dispositif de commande du système éolien.

Le système éolien étudié contient trois chaînes de contrôle :

- Chaîne de contrôle de la turbine éolienne : assure l'extraction du maximum de puissance du vent par un contrôle dit MPPT (Maximum Power Point Tracking), ainsi le contrôle de l'angle d'orientation des pales β ,

- Chaîne de contrôle du convertisseur côté MADA : permet d'imposer des tensions rotoriques de la MADA afin de contrôler les puissances active P et réactive Q transmises au réseau électrique. Ces puissances sont issues soit de l'application de la stratégie de commande MPPT, soit de la stratégie de commande découplée des puissances active et réactive,
- Chaîne de contrôle du convertisseur côté réseau : assure le contrôle de la tension du bus continu et des puissances active et réactive échangées entre le rotor et réseau.

A titre comparative et afin d'optimiser les deux chaînes de contrôle (chaîne de contrôle de la turbine éolienne et chaîne de contrôle du CCM), on considère que le convertisseur CCM est parfait, assurant un gain unitaire où la tension de sortie du CCM est égale parfaitement à sa référence sinusoïdale. Cela implique que la chaîne de contrôle du CCR n'est optimisée pas et ni commandée par la méthode classique (régulateur PI).

L'étude comparative est faite en adoptant deux techniques de commande :

- Technique classique (régulateur PI pour contrôle de l'angle de calage des pales et le contrôle des puissances active et réactive de la MADA + commande sans asservissement pour la MPPT). Il est important de signaler que le développement théorique du contrôle du CCR fait partie uniquement de cette section,
- Technique de réseaux de neurones artificiels appliquée aux deux chaînes de commande (chaîne de contrôle de la turbine éolienne et chaîne de contrôle du CCM).

I.5 Application des techniques classiques pour le contrôle du système éolien

Dans cette section, on applique des techniques classiques pour les trois chaînes de contrôle : contrôle de la turbine éolienne (stratégie de commande MPPT et contrôle du système d'orientation des pales de la turbine), contrôle du CCM et Contrôle du CCR.

I.5.1 Contrôle de la turbine éolienne

La chaîne de contrôle de la turbine éolienne est constituée de deux parties. La première est la commande d'extraction du maximum de puissance du vent (MPPT). La deuxième est la commande de l'angle d'orientation des pales afin de limiter la puissance générée.

I.5.1.1 Stratégie de commande MPPT sans asservissement de la vitesse

Le système de contrôle le plus répandu des éoliennes traditionnelles directement connectées au réseau électrique de distribution, est basé principalement sur la technique d'extraction du maximum de puissance MPPT. Afin de capter le maximum de puissance de l'énergie éolienne incidente, il faut ajuster en permanence la vitesse de rotation de la turbine à celle du vent [Ghennam, 2011], [Lilia, 2012].

La Figure I.17 montre la caractéristique de production optimale obtenir pour le MADA de 3MW dans un système éolien. La MADA ne commence à produire qu'à partir de 1050 tr/min (ce qui correspond à la vitesse de synchronisme -30%). En revanche, au-delà du synchronisme, la figure montre que la MADA est capable de produire de l'énergie par l'intermédiaire du rotor jusqu'à 1950 tr/min (vitesse de synchronisme +30%). La puissance totale produite par la MADA est la somme des puissances statorique et rotorique.

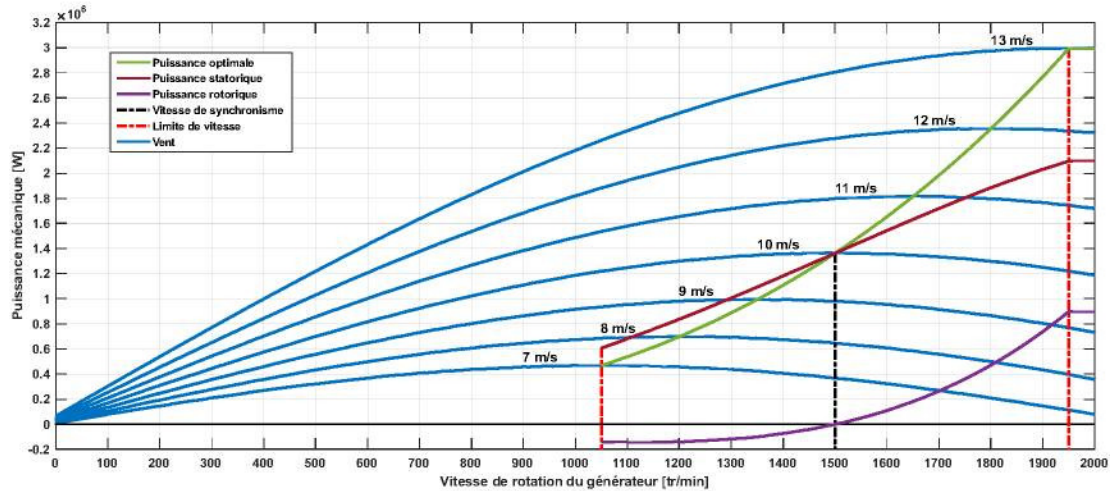


Figure I.17– Caractéristique de production d'énergie optimale de la MADA.

Dans la Zone 2, il existe différentes stratégies de commande pour contrôler le couple électromagnétique de la MADA afin de régler la vitesse de rotation de manière à maximiser la puissance électrique produite. Dans ce contexte, le ratio de la vitesse de l'éolienne doit être maintenu à sa valeur optimale ($\lambda = \lambda_{opt}$) sur une certaine plage de vitesse de vent. Ainsi, le coefficient de puissance serait maintenu à sa valeur maximale ($C_p = C_{pmax}$). On distingue deux familles de structures de commande qui sont [El Aïmani, 2003] :

- Le contrôle avec asservissement de la vitesse mécanique,
- Le contrôle sans asservissement de la vitesse mécanique.

Le contrôle avec asservissement de la vitesse mécanique exige une mesure précise de la vitesse du vent. Néanmoins, l'utilisation d'un seul anémomètre sur l'éolienne conduit à utiliser une mesure locale de la vitesse du vent qui n'est pas représentative de la valeur moyenne de la vitesse du vent apparaissant sur les pales. Ainsi, une mesure erronée de la vitesse du vent

conduit à une dégradation de la puissance extraite. Pour ces deux raisons, la plupart des turbines éoliennes installées sont contrôlées sans asservissement de la vitesse mécanique [El Aïmani, 2003], [Gaillard, 2010].

Le contrôle sans asservissement de la vitesse mécanique sera retenu dans la suite de cette thèse. Ce mode de contrôle repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent, ce qui implique que le couple d'accélération de la turbine peut être considéré comme nul. Dans ce cas, à partir de l'équation dynamique de la turbine, on obtient l'équation statique décrivant le régime permanent de la turbine :

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = T_m - T_{em} - f\Omega_m = 0 \quad (I.27)$$

De plus, en négligeant l'effet du couple des frottements visqueux ($f\Omega_m = 0$) par rapport au couple mécanique T_m , on obtient :

$$T_m = T_{em} \quad (I.28)$$

Une estimation de la vitesse de rotation de la turbine, notée Ω_{t_est} est calculée à partir de la mesure de la vitesse de rotation de la MADA :

$$\Omega_{t_est} = \frac{\Omega_m}{G} \quad (I.29)$$

La mesure de la vitesse du vent apparaissant au niveau de la turbine étant difficile, une estimation de celle-ci, notée v_{est} est obtenue à partir de l'estimation de la vitesse rotation de la turbine :

$$v_{est} = \frac{\Omega_{t_est} \cdot R}{\lambda} \quad (I.30)$$

Le couple de la turbine éolienne peut ensuite être obtenu à partir des estimations de la vitesse du vent et de la vitesse de rotation de la turbine. Il peut s'exprimer par :

$$T_{t_est} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot v^3 \cdot C_p \cdot \frac{1}{\Omega_{t_est}} \quad (I.31)$$

Le couple électromagnétique de référence est alors obtenu à partir de l'estimation du couple de la turbine éolienne :

$$T_{em}^* = \frac{T_{t_est}}{G} \quad (I.32)$$

Afin d'extraire le maximum de puissance générée, il faut fixer la vitesse relative à sa valeur optimale λ_{opt} correspond au maximum du coefficient de puissance maximum C_{pmax} . Pour l'angle $\beta = 2^\circ$ on a le coefficient de puissance maximale $C_{pmax} = 0.35$ et la vitesse spécifique optimale $\lambda_{opt} = 7.07$.

Le couple électromagnétique de référence s'exprime donc par :

$$T_{em}^* = \frac{C_{pmax} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^5}{2 \cdot G^3 \cdot \lambda_{opt}^3} \cdot \Omega_m^2 \quad (I.33)$$

La Figure I.18 présente le principe du contrôle MPPT de la turbine éolienne sans asservissement de la vitesse mécanique.

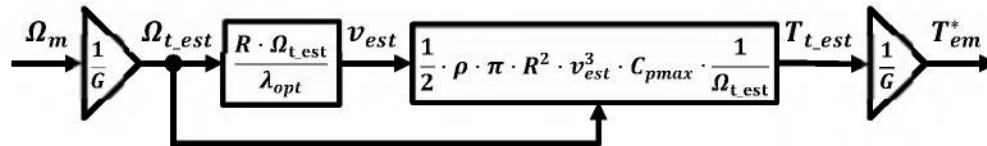


Figure I.18– Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique.

I.5.1.2 Contrôle du système d'orientation des pales par régulateur PI

Le système d'orientation des pales (Pitch control) est appliqué pour limiter la puissance mécanique de l'éolienne afin de respecter la puissance nominale P_n de sa génératrice électrique constante dans la zone 3 (Figure I.15). Le principe de ce moyen de contrôle permet essentiellement de limiter la puissance pour les vitesses élevées de vents. Par conséquent la puissance électrique générée P_g est contrôlée en boucle fermée, comme présenté dans la Figure I.19.

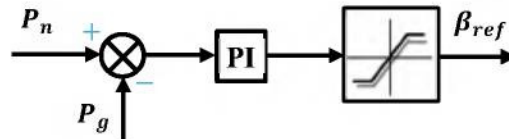


Figure I.19– Contrôle de la puissance générée.

Si la vitesse du vent est inférieure ou égale à sa valeur nominale, l'angle de calage des pales est maintenu constant à sa valeur minimale, c'est à dire $\beta = 2^\circ$. Si la vitesse du vent est supérieure à sa valeur nominale, la puissance générée doit être maintenue à sa valeur nominale, en réglant l'angle de calage des pales, et par conséquent le coefficient de puissance C_p .

La Figure I.20 présente les résultats obtenus de simulation de l'évolution du coefficient de puissance C_p en fonction de λ pour différentes valeurs de β , pour une turbine éolienne de 3MW. La courbe en rouge de $C_{pmax} = f_p(\lambda_{opt})$ présente les valeurs de C_{pmax} .

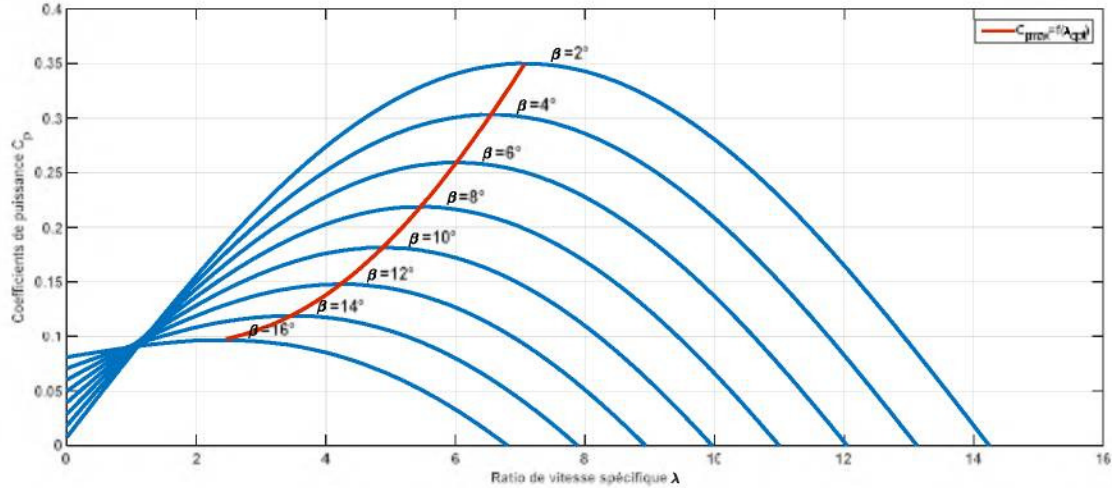


Figure I.20– Coefficient de puissance maximale théorique en fonction de la vitesse spécifique optimale pour différents angle de calage.

I.5.2 Contrôle du convertisseur côté MADA

Le rôle principal du dispositif de contrôle du CCM est de régler le transfert des puissances active et réactive du stator de la MADA vers le réseau électrique, en imposant des tensions sur le rotor de la MADA. La puissance active statorique de référence est issue de l'application de la stratégie de commande MPPT. Pour la stratégie de commande MPPT, il est nécessaire de contrôler le couple électromagnétique de la MADA afin de régler la vitesse de rotation de manière à maximiser la puissance électrique produite. La référence de la puissance réactive étant généralement nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator.

Pour pouvoir contrôler de manière indépendante le couple électromagnétique (ou la puissance active) et la puissance réactive statorique, nous allons réaliser la commande vectorielle par orientation du flux statorique, en établissant les équations qui lient les valeurs des tensions rotoriques, générées par le CCM, aux puissances actives et réactives statoriques [El Aimani, 2003], [Boyette, 2006].

I.5.2.1 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique

En vue de la commande vectorielle de cette machine, il convient de choisir un référentiel $d-q$ lié au champ tournant statorique et en alignant le vecteur flux statorique Φ_s avec l'axe d (Figure I.21), nous pouvons simplifier les équations et écrire :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \phi_s \\ \phi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (I.34)$$

De plus, si on néglige la résistance des enroulements statoriques R_s , hypothèse réaliste pour les machines de forte puissance utilisées pour la production éolienne [Poitiers, 2003], les équations des tensions statoriques de la machine se réduisent à :

$$\begin{cases} v_{sd} = \frac{d}{dt} \phi_s \\ v_{sq} = \omega_s \cdot \phi_{sq} \end{cases} \quad (I.35)$$

Avec l'hypothèse du flux statorique constant (condition assurée dans le cas d'un réseau stable connecté au stator de la MADA), on obtient :

$$\begin{cases} v_{sd} = 0 \\ v_{sq} = v_s = \omega_s \cdot \phi_{sq} \end{cases} \quad (I.36)$$

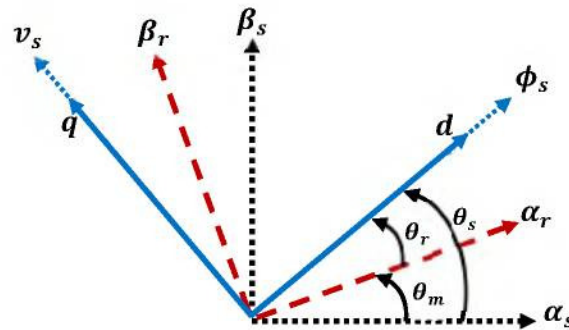


Figure I.21– Référentiel d-q lié au champ tournant statorique.

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

$$\begin{cases} \phi_s = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ 0 = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (I.37)$$

A l'aide de l'équation (I.37), on peut établir le lien entre les courants statoriques et rotoriques:

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{rd} \\ i_{sq} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (I.38)$$

Les expressions des puissances active et réactive peuvent être simplifiées en remplaçant les équations des courants (I.38) dans les équations (I.13) :

$$\begin{cases} P_s = v_s \cdot i_{sq} = -\frac{M \cdot v_s}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = v_s \cdot i_{sd} = -\frac{M \cdot v_s}{L_s} i_{rd} + \frac{v_s \cdot \phi_s}{L_s} \end{cases} \quad (I.39)$$

L'expression du couple électromagnétique devient donc :

$$T_{em} = -\frac{p \cdot M \cdot \phi_{sd}}{L_s} \cdot i_{rq} \quad (I.40)$$

Ces dernières expressions montrent que le couple électromagnétique T_{em} produit par la MADA (et par conséquent la puissance statorique P_s), est proportionnel au courant rotorique en quadrature i_{rq} , alors que, la puissance réactive statorique Q_s est proportionnelle au courant rotorique direct i_{rd} , à une constante imposée par le réseau. Ainsi, ces puissances statoriques peuvent être contrôlées indépendamment l'une de l'autre.

En remplaçant les courants statoriques (I.38) dans les équations des flux rotoriques (I.10), c'est derniers deviennent alors :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot i_{rd} + \frac{M}{L_s} \cdot \phi_s = \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \phi_s \\ \phi_{rq} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot i_{rq} = \sigma L_r i_{rq} \end{cases} \quad (I.41)$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: le coefficient de dispersion de la MADA.

Ces expressions des flux rotoriques sont alors intégrées aux expressions des tensions rotoriques de l'équation (I.9) pour avoir :

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \sigma \cdot L_r \cdot \frac{di_{rd}}{dt} + e_{rd} \\ v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \sigma \cdot L_r \cdot \frac{di_{rq}}{dt} + e_{rq} + e_\phi \end{cases} \quad (I.42)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} e_{rd} = -\sigma \cdot L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rq} \\ e_{rq} = \sigma \cdot L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rd} \\ e_\phi = \frac{M}{L_s} \cdot \omega_r \cdot \phi_s \end{cases} \quad (I.43)$$

Les équations (I.39), (I.40) et (I.42) permettent d'établir un schéma bloc du système à réguler (Figure I.22).

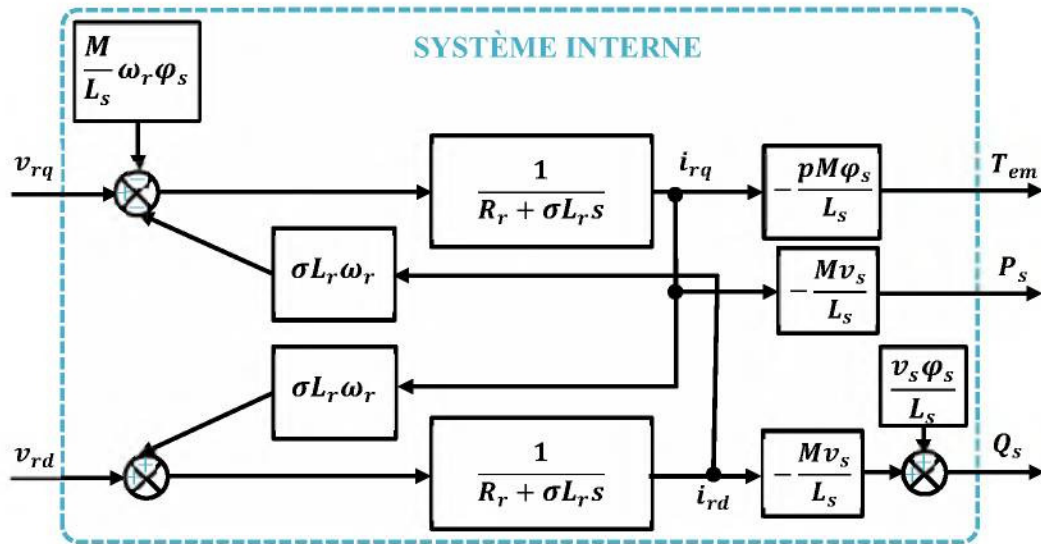


Figure I.22– Schéma bloc du modèle simplifié de la MADA.

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques au couple électromagnétique et à la puissance réactive statorique. Il montre également que nous pouvons mettre en place une commande vectorielle où les grandeurs de références pour cette commande seront : le couple électromagnétique pour l'axe q rotorique et la puissance réactive pour l'axe d rotorique [Boyette, 2006], [Poitiers, 2003].

Ainsi, il apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine :

- La première méthode consiste à négliger les termes de couplage en effectuant un système comportant une boucle. Cette méthode sera appelée *méthode directe*.
- La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles. Cette méthode appelée *méthode indirecte*.

Dans le cadre de cette thèse, nous avons donc choisi la deuxième solution car la méthode indirecte a l'avantage de contrôler les courants rotoriques, ce qui permettra de faire une protection de la machine en limitant ces courants.

I.5.2.2 Commande vectorielle de la MADA à base de régulateur PI

La *méthode indirecte* consiste à reproduire, en sens inverse, le schéma bloc du système à réguler (Figure I.22). On construit ainsi un schéma bloc permettant d'exprimer les tensions en fonction des puissances. On aboutit alors à un modèle qui correspond à celui de la machine

mais dans l'autre sens. La commande indirecte va donc contenir tous les éléments existants dans le schéma bloc du modèle simplifié de la MADA.

Le contrôle du CCM réalise les deux fonctions suivantes :

- La génération des courants rotoriques de référence,
- Le contrôle des courants rotoriques de la MADA.

I.5.2.3 Génération des courants rotoriques de référence

A partir les équations (I.39) et (I.40), il est clair que le contrôle du couple électromagnétique et de la puissance réactive statorique est obtenu en contrôlant les courants rotoriques d'axes d - q de la MADA. Donc, la composante de référence en quadrature i_{rq}^* représente l'image du couple à produire par la stratégie de commande MPPT :

$$i_{rq}^* = -\frac{L_s}{p \cdot M \cdot \phi_{sd}} \cdot T_{em}^* \quad (I.44)$$

D'une manière similaire, la composante directe de référence i_{rd}^* est utilisée pour contrôler la puissance réactive générée. On peut donc écrire ce qui suit :

$$i_{rd}^* = \frac{\phi_s}{M} - \frac{L_s}{M \cdot v_s} \cdot Q_s^* \quad (I.45)$$

I.5.2.4 Contrôle par régulateur PI des courants rotoriques de la MADA

Afin d'établir les boucles de régulation des courants rotoriques, nous supposons que le CCM est idéal (ce qui correspond à négliger les temps morts imposés par les drivers des interrupteurs de puissance du CCM). Ainsi, le CCM peut être représenté par un gain G_c dont l'expression est :

$$G_c = \frac{v_{dc}}{2 \cdot V_p} \quad (I.46)$$

Où V_p est l'amplitude de la porteuse triangulaire servant à la génération de la MLI.

De plus, nous supposons que les tensions rotoriques sont égales à leurs références, ce qui implique que l'amplitude de la porteuse V_p doit être fixée à $v_{dc}/2$, correspondant ainsi à un gain G_c égal à 1.

Le contrôle des deux composantes directe et en quadrature des courants rotoriques est assuré par deux régulateurs PI comme il est montré dans la Figure I.23. Les tensions rotoriques de référence v_{rd}^* et v_{rq}^* sont ainsi évaluées à partir des équations (I.42) et (I.43).

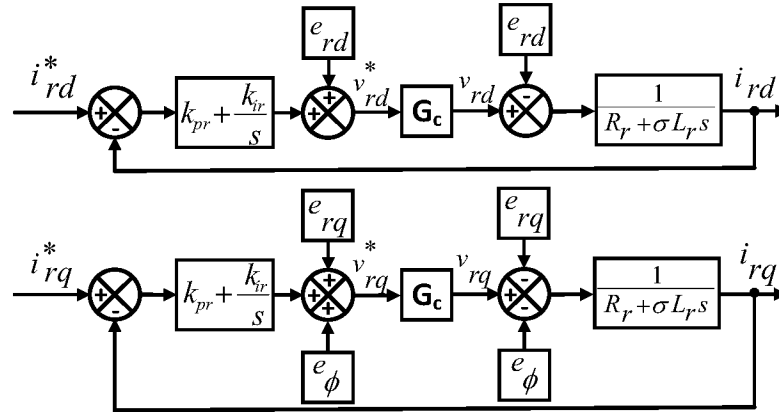


Figure I.23– Schéma bloc du contrôle des courants rotoriques de la MADA.

Où k_{pr} , k_{ir} correspondent aux constantes du régulateur PI.

Finalement, le schéma bloc de la commande vectorielle de la MADA alimentée par le CCM est représenté dans la Figure I.24. Cette commande permet de contrôler indépendamment les courants rotoriques d'axes d - q et donc le couple électromagnétique et la puissance réactive statorique de la MADA.

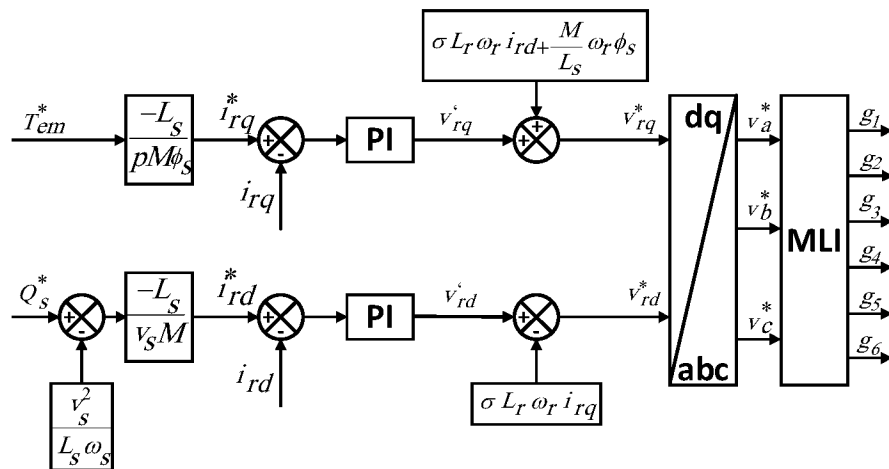


Figure I.24– Schéma bloc de contrôle du convertisseur côté MADA.

I.5.3 Contrôle du convertisseur côté réseau

L'objectif de contrôle du CCR consiste à réguler la tension du bus continu, quelle que soit l'amplitude et le sens de l'écoulement de la puissance rotorique de la MADA et maintenir un facteur de puissance unitaire au point de connexion avec le réseau électrique.

Un contrôle vectoriel avec l'orientation du repère d - q lié au champ tournant statorique est utilisé pour permettre un découplage entre le contrôle de la puissance active et réactive transitant à travers le CCR. Ceci conduit à écrire :

$$\begin{cases} v_{fd} = v_{gd} = 0 \\ v_{fq} = v_{gq} = v_g \end{cases} \quad (I.47)$$

Dans le repère d - q lié au champ tournant statorique, les équations (I.24) deviennent :

$$\begin{cases} v_{fd} = -R_f \cdot i_{fd} - L_f \cdot \frac{di_{fd}}{dt} + e_{fd} \\ v_{fq} = -R_f \cdot i_{fq} - L_f \cdot \frac{di_{fq}}{dt} + e_{fq} \end{cases} \quad (I.48)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} e_{fd} = \omega_s \cdot L_f \cdot i_{fq} \\ e_{fq} = -\omega_s \cdot L_f \cdot i_{fd} + v_g \end{cases} \quad (I.49)$$

En négligeant les pertes dans la résistance R_f du filtre, les expressions des puissances active P_f et réactive Q_f peuvent être simplifiées comme suit :

$$\begin{cases} P_f = v_g \cdot i_{fq} \\ Q_f = v_g \cdot i_{fd} \end{cases} \quad (I.50)$$

En négligeant les harmoniques dus aux commutations des composants d'électronique de puissance et les pertes dans la résistance du filtre et dans les convertisseurs statiques, la puissance active transitant par le convertisseur côté réseau P_f est obtenue par l'addition de la puissance dans le condensateur P_c et la puissance active rotorique P_r de la MADA. On peut alors écrire :

$$P_f = P_r + P_c \quad (I.51)$$

La puissance dans le condensateur P_c est obtenue simplement par la multiplication du courant de charge i_c et la tension v_{dc} .

$$P_c = v_{dc} \cdot i_c \quad (I.52)$$

La Figure I.25 présente le schéma bloc du modèle simplifié du système (bus continu, CCR, filtre RL) établi par les équations précédentes. Ce modèle montre que nous pouvons mettre en place un contrôle découplé des courants circulant dans le filtre RL tout en compensant les termes de couplage. La régulation de la tension du bus continu s'effectue alors par une boucle externe (par rapport à la boucle interne de régulation des courants), permettant de maintenir une tension constante sur le bus continu.

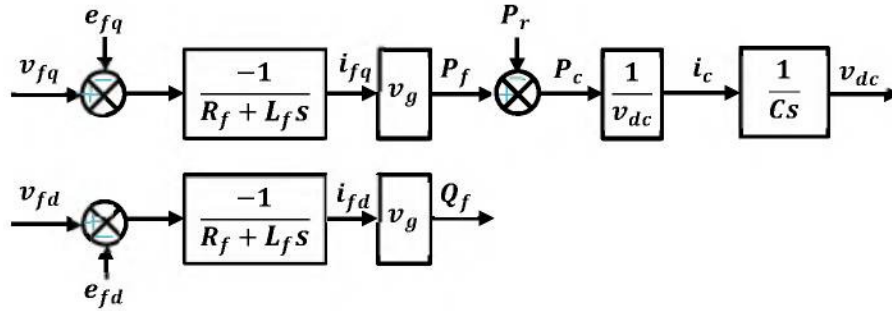


Figure I.25– Schéma bloc du modèle simplifié du système (bus continu, CCR, filtre RL).

Le contrôle du CCR réalise les trois fonctions suivantes :

- Le contrôle de la tension du bus continu,
- Le contrôle des puissances active et réactive transitant à travers le CCR,
- Le contrôle des courants circulant dans le filtre RL .

I.5.3.1 Contrôle de la tension du bus continu

A partir de l'équation (I.51), en réglant la puissance P_f , il est alors possible de contrôler la puissance P_c dans le condensateur et donc de réguler la tension du bus continu v_{dc} .

$$P_f^* = P_r + P_c^* \quad (I.53)$$

La tension de référence du bus continu v_{dc}^* est comparée à celle mesurée aux bornes du condensateur équivalent v_{dc} . Le correcteur Proportionnel Intégral (PI) permet de maintenir une tension constante du bus continu en générant la référence du courant à injecter dans le condensateur i_c^* . La puissance de référence nécessaire pour charger ce condensateur P_c^* est obtenue par :

$$P_c^* = v_{dc} \cdot i_c^* \quad (I.54)$$

La Figure I.26 présente le schéma bloc du contrôle de la tension du bus continu.

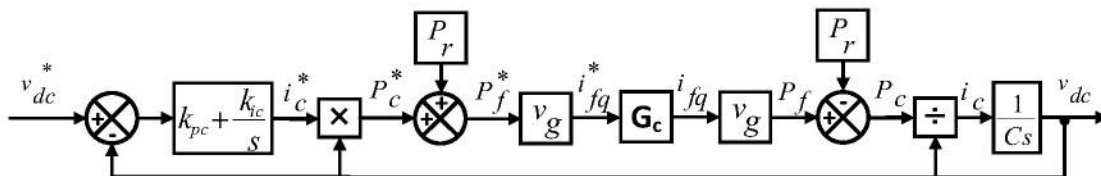


Figure I.26– Schéma bloc de régulation de la tension du bus continu.

Où k_{pc} , k_{ic} correspondent aux constantes du régulateur PI.

I.5.3.2 Contrôle des puissances active et réactive transitant à travers le CCR

A partir de la relation (I.50), il est alors possible d'imposer les puissances active et réactive de référence (P_f^* et Q_f^*), en imposant les courants de référence suivants :

$$\begin{cases} i_{fq}^* = \frac{P_f^*}{v_g} \\ i_{fd}^* = \frac{Q_f^*}{v_g} \end{cases} \quad (I.55)$$

La composante directe du courant est utilisée pour contrôler la puissance réactive au point de connexion du CCR avec le réseau électrique. La composante en quadrature, quant à elle, est utilisée pour réguler la tension du bus continu. La référence de la puissance réactive étant généralement nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire au point de connexion du CCR avec le réseau électrique.

I.5.3.3 Contrôle des courants transitant dans le filtre RL

La Figure I.27 montre le schéma bloc des boucles de régulation des courants du filtre RL dans le repéré d - q . Les deux composantes : directe et en quadrature du courant de filtre sont contrôlées par deux correcteurs de type PI qui génèrent les références des tensions à appliquer v_{fd}^* et v_{fq}^* .

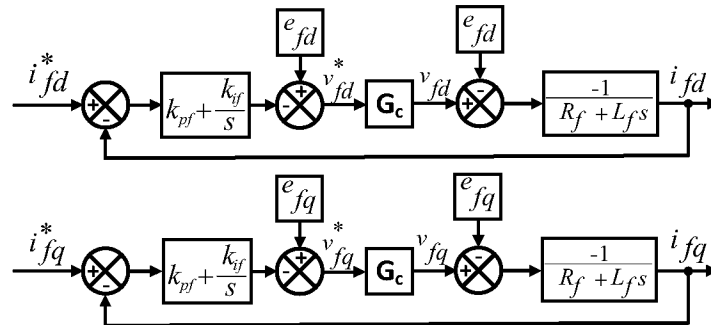


Figure I.27– Schéma bloc du contrôle des courants circulant dans le filtre RL.

Où k_{pf} , k_{if} correspondent aux constantes du régulateur PI.

La Figure I.28 représente le schéma bloc de la commande du CCR. Ce schéma inclut des termes de correction et des termes de découplage permettant de contrôler indépendamment les composantes directe et en quadrature du courant du le filtre RL , et par conséquent, les puissances active et réactive échangées entre le CCR et le réseau. La puissance rotorique P_r apparent à la Figure I.26, peut être compensée dans la chaîne de régulation.

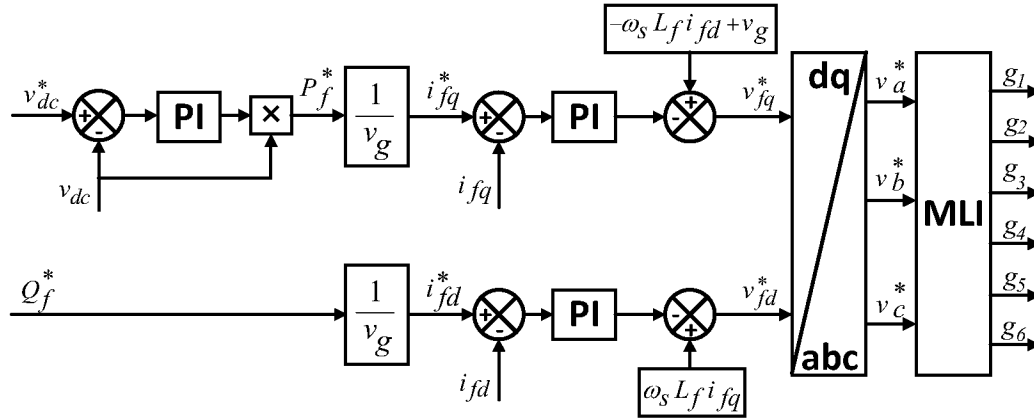


Figure I.28– Schéma bloc de régulation de la tension du bus continu.

I.6 Contrôle par la technique de réseaux de neurones artificiels du système éolien

Les réseaux de neurones artificiels (RNAs) sont des représentations mathématiques inspirées par le fonctionnement du cerveau humain. Ils sont employés dans les cas où l'approximation linéaire des systèmes n'est pas valide, suite au manque de précision de ces approches. Ainsi, les RNAs sont capables de modéliser les fonctions non linéaires de haute complexité [Kasiri, 2012].

Les RNAs ont été appliqués avec succès dans divers domaines de la modélisation et de la prévision dans différentes applications, et aussi, sont mis en œuvre pour un nombre croissant d'applications pratiques de haute complexité (le domaine de l'électronique de puissance, le domaine de la commande des machines électriques, le domaine de la régulation et de la commande des processus, ... etc) [Chaiba, 2010], [Badrnezhad, 2014].

Dans cette section, on applique les RNA pour les deux chaînes de contrôle (contrôle de la turbine éolienne (stratégie de commande MPPT et contrôle du système d'orientation des pales de la turbine) et contrôle du CCM).

I.6.1 Neurone biologique

Le cerveau humain possède deux hémisphères latéraux reliés par le corps calleux et d'autres ponts axonaux ; il pèse moins de deux kilogrammes et contient mille milliards de cellules, dont 100 milliards sont des neurones constitués en réseaux. Les neurones sont des cellules nerveuses décomposables en 4 parties principales (Figure I.29):

- Les dendrites, sur lesquelles les autres cellules entrent en contact synaptique, c'est par les dendrites que se fait la réception des signaux,
- Le corps de la cellule, c'est l'unité de traitement,
- L'axone, où passent les messages accumulés dans le corps de la cellule : l'envoi de l'information se fait par l'axone,
- Les synapses par lesquelles la cellule communique avec d'autres cellules, ce sont des points de connexion par où passent les signaux de la cellule.

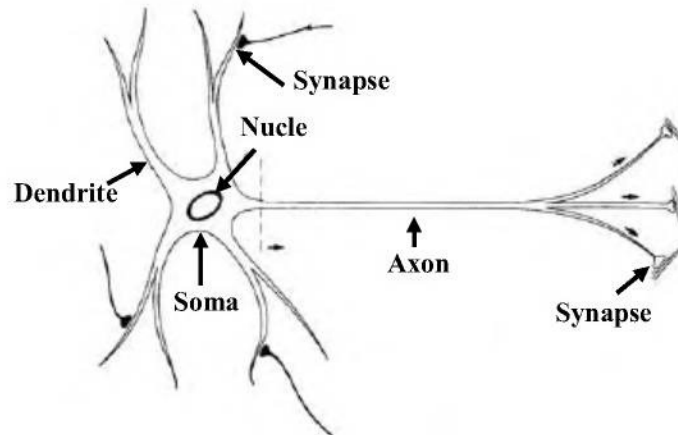


Figure I.29– Représentation schéma d'un neurone biologique.

I.6.2 Neurone artificiel

Les neurones sont responsables de perception, de l'intégration puis de l'émission et de la propagation de messages nerveux. La cellule nerveuse constitue l'unité élémentaire de calcul, elle est l'unité de base de traitement de l'information effectué par les réseaux de neurones réels ou artificiel.

La Figure I.30 montre le schéma de principe d'un neurone artificiel.

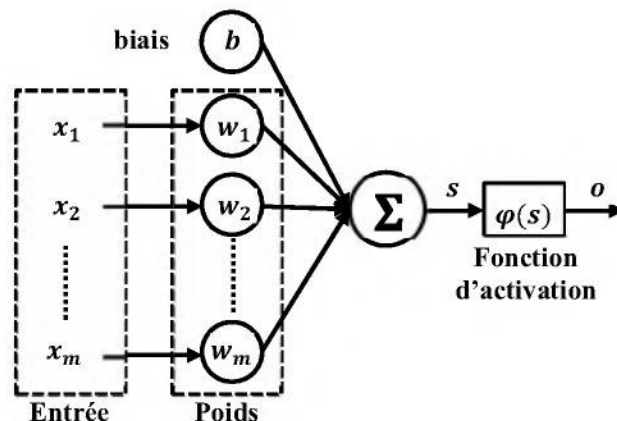


Figure I.30– Schéma d'un neurone artificiel.

Un neurone formel ou artificiel est une opération mathématique très simple. La sortie du neurone o est une fonction généralement non linéaire. La fonction $\varphi(s)$ est une fonction d'activation qui calcule la sortie du neurone en fonction d'un potentiel s , constituant la somme des m entrées x_i ($i = \{1, \dots, m\}$) pondérées par les valeurs des poids w_i , à laquelle s'ajoute un terme constant b appelé "biais".

La sortie du réseau de neurone formel o est donnée par les équations suivantes :

$$o = \varphi(s) \quad (I.56)$$

$$s = \sum_{i=1}^m x_i \cdot w_i + b \quad (I.57)$$

Il existe différents types de fonctions d'activation (log-sigmoïde, tangente hyperbolique, linéaire, radial base, base triangulaire ...). La fonction d'activation sigmoïde est exprimée par :

$$\varphi(s) = \frac{1}{1 + e^{-s}} \quad (I.58)$$

I.6.3 Réseaux de neurones artificiels

Le RNA est le produit de connexion, en parallèle et/ou en série, des plusieurs neurones artificiels. Il existe plusieurs types des RNAs tels que : le réseau de neurone de type feed-back (récurrent), les réseaux de neurone à fonctions de base radiale et le réseau de neurone de type feed-forward (FFNN). Ce dernier, largement utilisé, est composé d'une couche d'entrée, un ou plusieurs couches cachées, et une couche de sortie, dont chacune est composée de plusieurs neurones (Figure I.31). Chaque neurone traite son entrée et génère une valeur de sortie qui est transmis aux neurones dans la couche subséquente. Tous les neurones et les couches sont organisés de la manière dite "feed-forward", où les neurones ne sont connectés que dans un sens, le sens orienté de l'entrée vers la sortie, et aucun retour des connexions n'est autorisé. Le nombre de couches cachées et le nombre de neurones dans chaque couche cachée dépendent essentiellement de la complexité du système approximé par le RNA [Kasiri, 2012], [Badrnezhad, 2014].

Soit un réseau multicouche à m entrées, n sorties et composé de l couches ($l-1$ couches cachées + couche de sortie) (Figure I.31). Les états des neurones de la couche k ($k = \{1, 2, \dots, l\}$) sont donnés par les équations suivantes :

$$o_j^{(k)} = \varphi_j^{(k)} \left[\sum_{i=1}^{n^{(k-1)}} w_{ij}^{(k)} \cdot o_i^{(k-1)} + \beta^{(k)} \right] \quad (I.59)$$

Avec :

- $o_j^{(k)}$: La sortie du neurone j ($j = \{1, 2, \dots, n^{(k)}\}$) de la couche (k),
- $o_i^{(k-1)}$: La sortie du neurone i ($i = \{1, 2, \dots, n^{(k-1)}\}$) de la couche précédente ($k-1$),
- $\varphi_j^{(k)}$: La fonction d'activation du neurone j ,
- $n^{(k)}, n^{(k-1)}$: Respectivement le nombre de neurones dans la couche (k) et la couche précédente ($k-1$),
- $w_{ij}^{(k)}$: Le coefficient synaptique (poids) de la connexion entre le neurone j de la couche (k) et le neurone i de la couche précédente ($k-1$),
- $b^{(k)}$: Le biais de la couche (k).

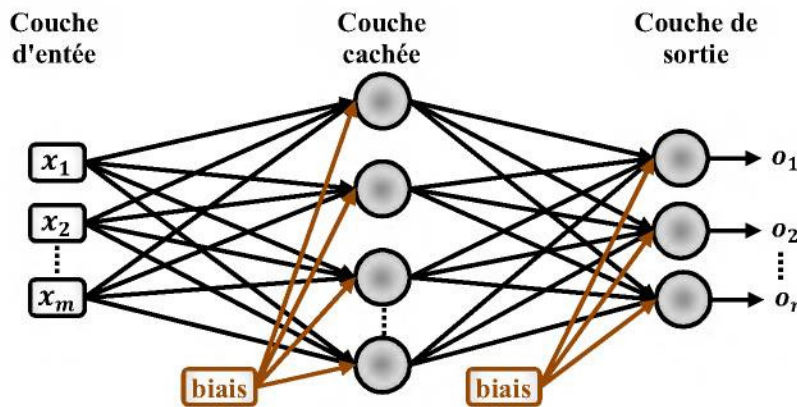


Figure I.31– Schéma d'un FFNN multicouche.

I.6.4 Apprentissage supervisé par rétropropagation

L'apprentissage d'un réseau de neurones signifie qu'il change son comportement de façon à lui permettre de se rapprocher d'un but défini. Ce but est normalement l'approximation d'un ensemble d'exemples ou l'optimisation de l'état du réseau en fonction de ses poids pour atteindre l'optimum d'une fonction économique fixée à priori. Il existe trois types d'apprentissages principaux (l'apprentissage supervisé, l'apprentissage non-supervisé et l'apprentissage par renforcement). Dans la suite, on détaillera la rétropropagation comme une des techniques de l'apprentissage supervisé, qu'on adopte dans cette thèse [Rojas, 1996].

La rétropropagation est actuellement la règle la plus utilisée pour l'apprentissage supervisé des réseaux neuronaux. C'est une technique de calcul des dérivées qui peut être appliquée à n'importe quelle structure de fonctions dérivables. Elle est généralement utilisée pour des réseaux de neurones multicouches appelés aussi perceptrons [Chaiba, 2010].

On dispose d'un ensemble d'échantillons représentatif d'apprentissage, qui est un ensemble de couples (entrées/sorties). L'objectif est d'adapter, d'une façon itérative, les poids w de façon à minimiser la valeur moyenne de l'erreur quadratique globale sur l'ensemble

d'échantillons représentatif d'apprentissage. Ce processus itératif est connu sous le nom d'apprentissage. L'erreur quadratique globale E est exprimée par [Kasiri, 2012], [Badrnezhad, 2014], [Wang, 2005], [Rojas, 1996] :

$$E = \frac{1}{2} \sum_{p=1}^P \sum_{j=1}^n (t_{pj} - o_{pj})^2 \quad (I.60)$$

Avec :

- t_{pj} : Le vecteur de sortie désiré ,
- o_{pj} : Le vecteur de sortie du réseau neuronal,
- n : Le nombre de neurones dans la couche de sortie,
- P : La longueur de l'ensemble d'apprentissage,
- $p = \{1, \dots, P\}, j = \{1, \dots, n\}$.

Par rétropropagation de l'erreur globale, les nouveaux poids sont ajustés dans la direction opposée à celle des gradients de l'erreur, en appliquant la loi d'adaptation suivante :

$$w_{ij}^{(k)}(h+1) = w_{ij}^{(k)}(h) + \Delta w_{ij}^{(k)} \quad (I.61)$$

Où, h est le numéro de l'itération et $w_{ij}^{(k)}$ est le poids de la connexion entre le neurone j ($j = \{1, 2, \dots, n^{(k)}\}$) de la couche (k) et le neurone i ($i = \{1, 2, \dots, n^{(k-1)}\}$) de la couche précédente ($k-1$).

La dérivée partielle de l'erreur par rapport à chaque poids est calculée en utilisant le théorème de dérivation des fonctions composées, finalement :

$$\Delta w_{ij}^{(k)} = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{ij}^{(k)}} = -\eta \delta_j^{(k)} o_i^{(k-1)} \quad (I.62)$$

Où, η est une constante positive appelée taux ou pas d'apprentissage.

Avec pour j est un élément dans la couche de sortie :

$$\delta_j^{(k)} = o_j^{(k)} (1 - o_j^{(k)}) (o_j^{(k)} - t_j^{(k)}) \quad (I.63)$$

Et pour j est un élément dans une couche cachée :

$$\delta_j^{(k)} = o_j^{(k)} (1 - o_j^{(k)}) \sum_{q=1}^{n^{(k+1)}} w_{jq}^{(k+1)} \delta_q^{(k+1)} \quad (I.64)$$

L'algorithme d'apprentissage suit les étapes suivantes :

1. Initialiser les valeurs des poids w_{ij} aléatoirement avec de petites valeurs généralement dans l'intervalle $[-1, 1]$,
2. Présenter un exemple (entrées/sorties) et calculer la sortie du réseau par propagation en utilisant l'équation (I.59),
3. Calculer l'erreur correspondante en utilisant l'équation (I.60),
4. Calculer les dérivées partielles de l'erreur par rapport à chaque poids l'équation (I.62),
5. Ajustés les poids par l'équation (I.61),
6. Itérer le calcul (les étapes 2, 3, 4, 5) jusqu'à ce que le nombre maximal d'itérations ou jusqu'à ce que l'erreur est inférieure à l'erreur désirée.

I.6.5 Contrôle de la turbine éolienne par RNA

La même chaîne de contrôle de la turbine éolienne étudiée précédemment (section I.5) sera adoptée, tout en utilisant des régulateurs à base de RNA pour la commande MPPT et la commande de l'angle d'orientation des pales.

I.6.5.1 Commande MPPT à base de RNA

L'idée principale de cette commande consiste à utiliser des régulateurs à base de RNA pour assurer une poursuite du point de puissance maximale (MPPT) du système de conversion de l'énergie éolienne en contrôlant le couple électromagnétique. La Figure I.32 montre le RNA que nous avons utilisé pour la commande MPPT. Ce RNA est un perceptron multicouche à structure (2-7-1), possédant une couche d'entrée de 2 neurones, une couche cachée de 7 neurones et une couche de sortie à 1 neurone. Les entrées de ce RNA sont la vitesse de rotation du générateur Ω_m et l'angle de calage β , et la sortie est le couple électromagnétique de référence. Les fonctions d'activation sont le tan-sigmoïde pour la couche d'entrée, le log-sigmoïde pour la couche cachée, et la fonction linéaire pour la couche de sortie.

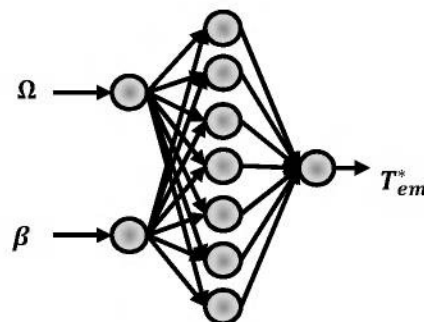


Figure I.32– Perceptron multicouche pour commande MPPT : structure (2-7-1).

Les données d'apprentissage sont obtenues à l'aide de l'équation (I.5), exprimant le couple électromagnétique en fonction de la vitesse mécanique pour différentes vitesses de vent v et différents angles de calage β , tout en cherchant le couple électromagnétique optimale (maximal) avec l'angle de calage et la vitesse mécanique correspondants. Enfin de compte, nous avons acquis 186691 exemples pour l'apprentissage de ce RNA destiné à la commande MPPT.

I.6.5.2 Commande du système d'orientation des pales à base de RNA

Plusieurs stratégies de contrôle de l'angle de calage ont été proposées [Belghazi, 2012], [Musyafa, 2010] et [Jialong, 2011]. La Figure I.33 montre le RNA que nous avons utilisé pour la commande du système d'orientation des pales. Ce RNA est un perceptron multicouche à structure (2-11-7-3-1), dont les entrées sont la puissance totale de référence P_{ref} et la vitesse du vent v , et la sortie est l'angle de calage de référence β_{ref} . Les fonctions d'activation sont le tan-sigmoïde pour le couche d'entrée, le log-sigmoïde pour les couches cachées, et la fonction linéaire pour la couche de sortie.

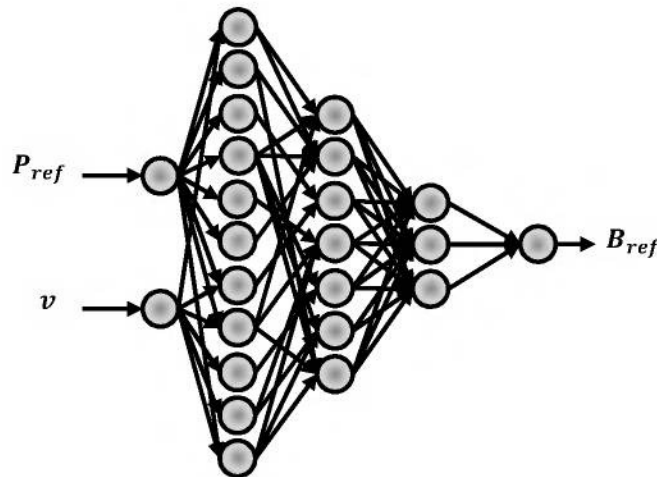


Figure I.33– Perceptron multicouches pour commande du système d'orientation des pales : structure (2-11-7-3-1).

Les données d'apprentissage sont obtenues à l'aide de l'équation (I.4), exprimant la puissance mécanique en fonction de la vitesse mécanique pour différentes vitesses de vent v et différents angles de calage β , tout en cherchant l'angles de calage de référence optimale pour la puissance mécanique de référence correspondants. Enfin de compte, nous avons acquis 146719 exemples pour l'apprentissage de ce RNA destiné à la commande du système d'orientation des pales.

I.6.6 Contrôle du convertisseur côté MADA par RNA

L'idée de la commande du convertisseur côté MADA par RNA consiste à remplacer les deux régulateurs PI de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux statorique par des régulateurs neuronaux (RN) pour contrôler les puissances statoriques active et réactive injectées dans le réseau électrique. La Figure I.34 montre le schéma bloc que nous avons adopté pour le contrôle du CCM par des régulateurs neuronaux à structure (2-7-1). Les entrées du premier RNA sont la puissance statorique active de référence et la puissance statorique active réelle et sa sortie est la tension de référence v_{rq}' . Le deuxième RNA a comme entrées, la puissance statorique réactive de référence et la puissance statorique réactive réelle, et comme sortie la tension de référence v_{rd}' . Les fonctions d'activation pour les deux RNA sont le tangsigmoïde pour la couche d'entrée, le log-sigmoïde pour la couche cachée, et la fonction linéaire pour la couche de sortie.

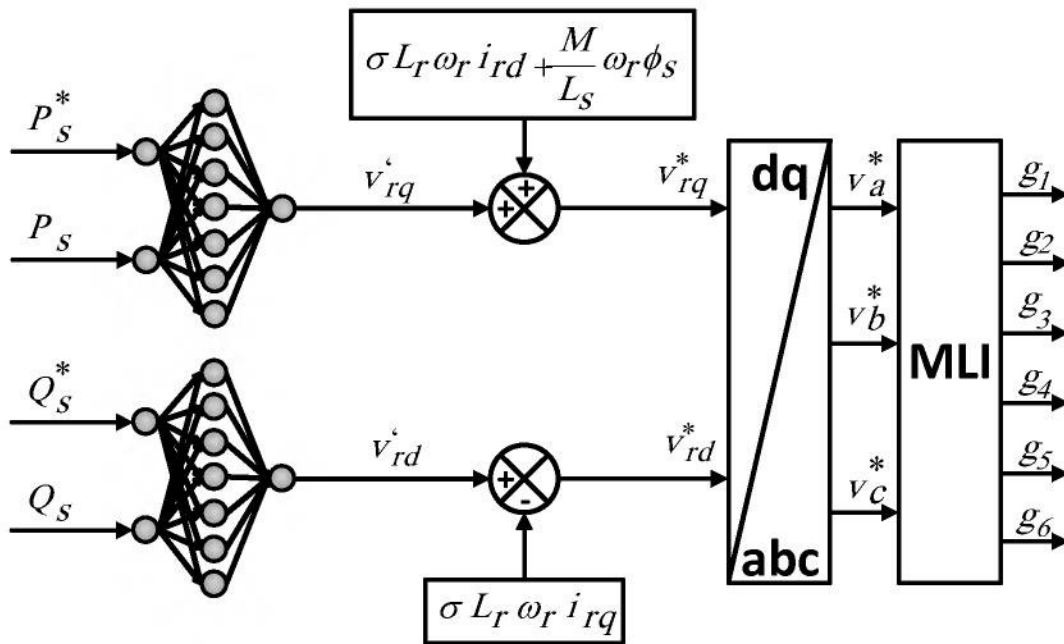


Figure I.34– Schéma bloc de contrôle du convertisseur côté MADA par des régulateurs neuronaux à structure (2-7-1).

Les données d'apprentissage sont obtenues à l'aide d'un régulateurs PI pour différentes valeurs de puissances statoriques active et réactive de référence, tout en enregistrant la sortie correspondante en régime permanent du régulateurs PI. Enfin, nous avons acquis 12191 exemples pour l'apprentissage de chaque RNA.

I.7 Simulation du système éolien à base de la MADA

Les simulations de l'ensemble du système éolien et sa commande ont été réalisées dans l'environnement MATLAB/Simulink, afin de valider l'efficacité des stratégies de commande adoptées dans ce chapitre (MPPT, contrôle de CCM, contrôle de CCR). La partie puissance du système a été modélisée à l'aide de la toolbox "SimPowerSystem" de MATLAB. Quant à la partie contrôle des CCM et CCR ainsi que la stratégie de commande (MPPT), ils ont été programmés en utilisant "C-MEX S-function". Les paramètres électriques et mécaniques du système éolien étudié sont consignés dans le Tableau I.1 [Lohde, 2007].

Tableau I.1 – Paramètres mécaniques et électriques du système éolien étudié.

Système	Paramètres
Turbine	Nombre de pales : 3 $R = 45 \text{ m}$, $J_t = 1.4e^6 \text{ kg.m}^2$, $v_n = 13 \text{ m/s}$
Multiplicateur	$G = 100$
MADA	$P_n = 3 \text{ MW}$, $U_s = 690 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$, $p = 2$ $R_s = 2.97 \text{ m}\Omega$, $R_r = 3.82 \text{ m}\Omega$, $L_s = 12 \text{ }\mu\text{H}$, $L_r = 57.3 \text{ }\mu\text{H}$ $J_m = 114 \text{ kg.m}^2$
Bus continu	$C = 38 \text{ mF}$, $v_{dc} = 1200 \text{ V}$
Filtre RL	$R_f = 0.075 \text{ }\Omega$, $L_f = 0.75 \text{ mH}$
Réseau électrique	$U = 690 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$

Les paramètres des différentes commandes du système éolien sont consignés dans le Tableau I.2.

Tableau I.2 – Paramètres des différentes commandes du système éolien.

Commande	Paramètres
Contrôle MPPT	$\lambda_{opt} = 7.07$, $C_{pmax} = 0.35$
Contrôle des courants rotoriques	$k_{pr} = 0.01061$; $k_{ir} = 0.2291$
Contrôle des courants dans le filtre RL	$k_{pf} = 0.297$; $k_{if} = 29.7$
Contrôle de la tension du bus continu	$k_{pc} = 1.4507$; $k_{ic} = 27.7$

Nous présenterons dans cette section les résultats obtenus par simulation du système éolien avec la stratégie MPPT pour deux points de fonctionnement en mode hyposynchrone et hypersynchrone. Nous montrons que les différentes puissances mises en jeu peuvent être contrôlées indépendamment.

Le profil de vent montré sur la Figure I.35 est appliqué au modèle du système éolien.

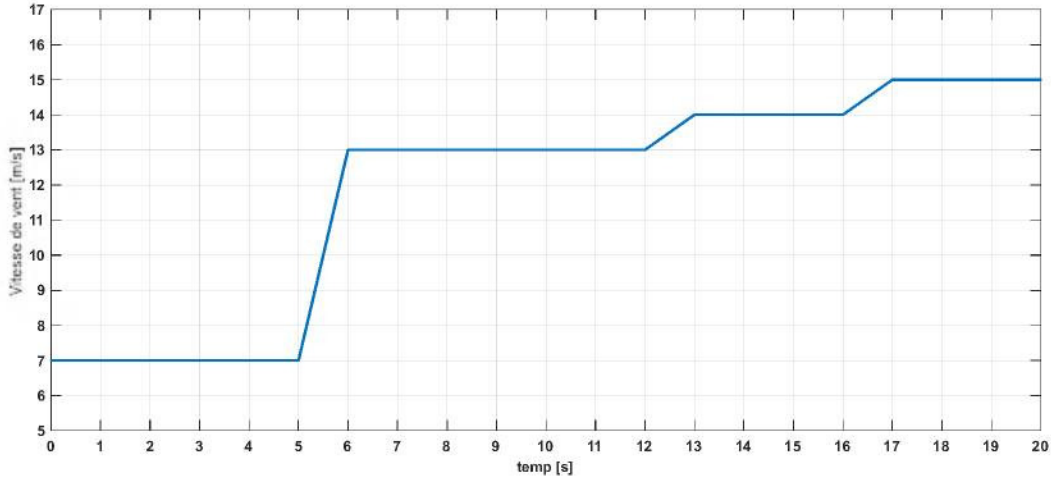


Figure I.35– Profil de la vitesse du vent.

I.7.1 Comparaison des résultats de simulation du système éolien commandé par la commande classique et la commande par intelligence artificielle

Les résultats de simulation du système éolien à base de la MADA obtenue en utilisant la commande classique et la commande par intelligence artificielle sont donnés sur les figures suivantes.

A titre comparative et afin d'optimiser les deux chaînes de contrôle (chaîne de contrôle de la turbine éolienne et chaîne de contrôle du CCM), on considère que le convertisseur CCM est parfait, assurant un gain unitaire où la tension de sortie du CCM est égale parfaitement à sa référence sinusoïdale. Cela implique que la chaîne de contrôle du CCR n'est optimisée pas et ni commandée par la méthode classique (régulateur PI).

Il faut rappeler que la commande classique du système éolien est basée sur :

- Le contrôle de la turbine éolienne est constitué de deux parties. La première est la stratégie de commande MPPT sans asservissement de la vitesse. La deuxième est le contrôle du système d'orientation des pales par régulateur PI,
- Le contrôle du convertisseur côté MADA par régulateur PI, assurant la commande d'une manière indépendante du couple électromagnétique (par conséquent la puissance active statorique) et la puissance réactive, sachant que le couple électromagnétique de référence est issu de l'application de la stratégie de commande MPPT.

Par contre la commande par intelligence artificielle est appliquée aux deux chaînes de commande (chaîne de contrôle de la turbine éolienne et chaîne de contrôle du CCM).

Il est important de mentionnée qu'on a utilisé un algorithme de rétropropagation appelé l'algorithme de "Levenberg-Marquardt" pour l'adaptation des poids des neurones, du fait qu'il est le moyen le plus rapide dans la boîte à outils du Matlab/Simulink, et il est vivement recommandé en tant que premier choix pour l'apprentissage supervisé des réseaux neuronaux [Thapa, 2000], [Manolis, 2005].

La vitesse mécanique du générateur est illustrée sur la Figure I.36. Il est à noter que pendant la durée de 20 s, le système éolien passe par les deux modes de fonctionnement hypo et hypersynchrone. Jusqu'à l'instant $t = 5.0$ s, le système éolien fonctionne en mode hyposynchrone avec un vent d'une vitesse égale à 7 m/s, ce qui correspond à une vitesse de la MADA en contrôle MPPT d'environ 1050 tr/min, soit un glissement de 30%. Dans l'intervalle de temps $t = [6.0s ; 12.0s]$, le système éolien fonctionne en mode hypersynchrone avec un vent d'une vitesse égale à 13 m/s, ce qui correspond à une vitesse de la MADA en contrôle MPPT d'environ 1950 tr/min, soit un glissement de -30%.

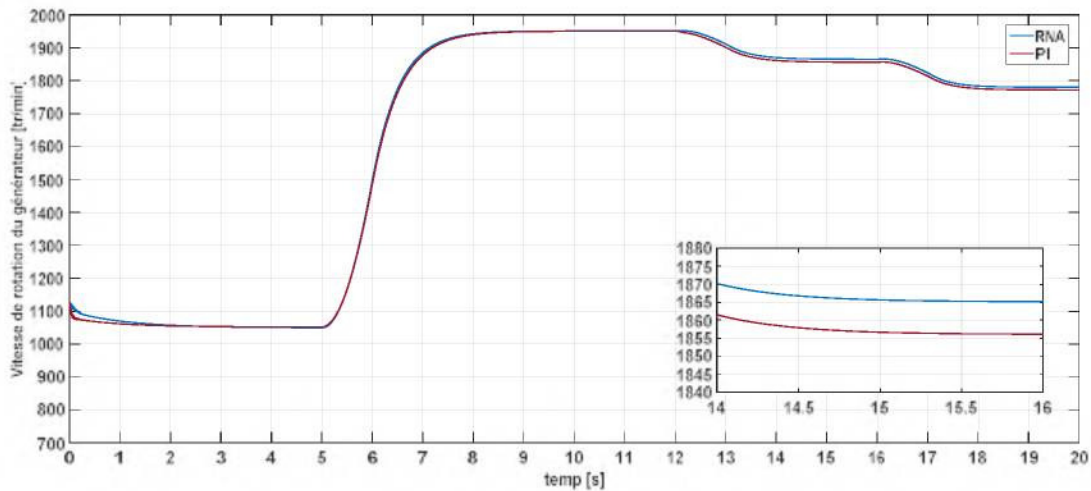


Figure I.36– Vitesse de rotation du générateur.

La Figure I.37 montre la puissance mécanique P_m . La zone 2 est définie par l'intervalle de temps $t = [0.0s ; 12.0s]$, où l'angle de la pale est maintenu constant à sa valeur minimale ($\beta = 2^\circ$). Dans l'intervalle $t = [6.0s ; 12.0s]$, le système éolien fonctionne en mode hypersynchrone avec une vitesse nominale de vent égale à 13 m/s, ce qui correspond à une puissance mécanique nominale $P_m = 3$ MW, chose qui montre que la stratégie de commande MPPT garanti l'extraction du maximum de puissance disponible assurant un fonctionnement optimal du système éolien. Dans la zone 3, définie par l'intervalle de temps $t = [12.0s ; 20.0s]$, le système éolien fonctionne en mode hypersynchrone avec un vent de vitesse élevée supérieure à la vitesse nominale (supérieure à 13 m/s). Le système d'orientation des pales (pitch control) est intervenu afin de limiter la puissance mécanique à sa valeur limite ($P_n = 3$ MW). Or, cette puissance mécanique est limitée à la valeur de $P = 2.9750$ MW < 3 MW lorsque le système d'orientation des pales est contrôlé par PI, et elle est limitée à la valeur de $P = 2.9976$ MW ≈ 3

MW lorsque le même système d'orientation des pales est contrôlé par RNA. Cela montre que la commande par RNA a pu améliorer les performances du système d'orientation des pales.

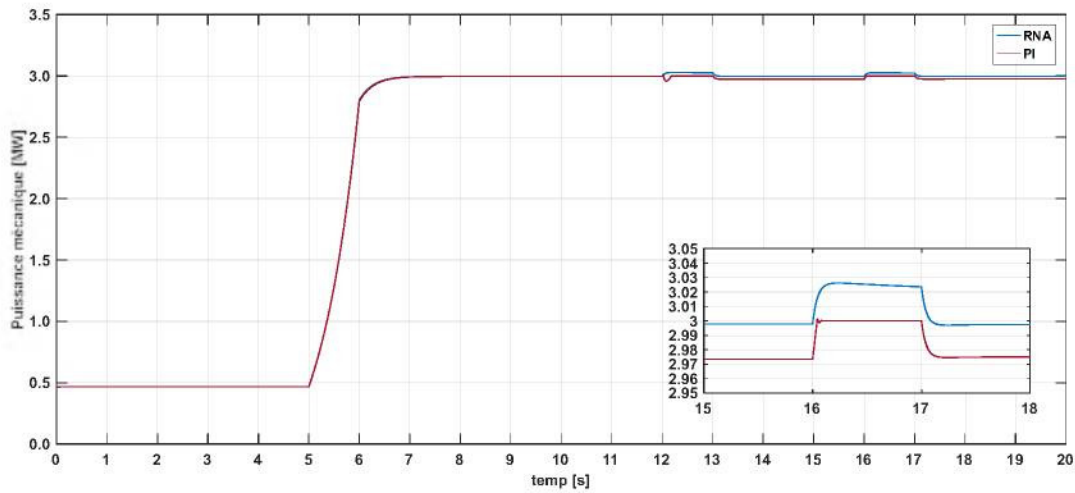


Figure I.37– Puissance mécanique.

Le coefficient de puissance C_p et la vitesse spécifique λ sont illustrés respectivement sur la Figure I.38. On remarque, que dans l'intervalle de temps $t = [6.0s ; 12.0s]$ et pour β fixe et égale à 2° , la valeur de coefficient de puissance est maintenue très proche de sa valeur maximale ($C_p=0.35$), et le ratio de vitesse spécifique est aussi maintenu autour de sa valeur optimale ($\lambda_{opt}=7.070$). Dans l'intervalle de temps $t = [12.0s ; 20.0s]$, le coefficient de puissance décroît en fonction du ratio de vitesse afin de limiter la puissance générée.

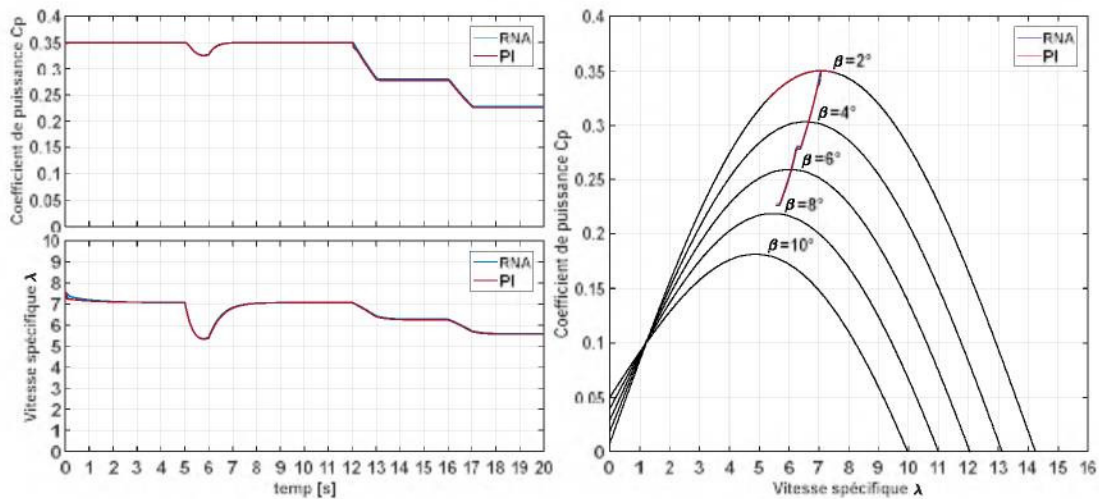


Figure I.38– Coefficient de puissance et vitesse spécifique de la turbine.

Le couple électromagnétique T_{em} est illustré sur la Figure I.39 et la Figure I.40. Nous observons que le couple électromagnétique suit sa référence générée par la stratégie de commande MPPT. La différence entre la couple électromagnétique T_{em} et sa référence T_{em}^* pour la commandée par FOC à base de RNA est égale $26 N \cdot m$, alors que la différence entre la

couple électromagnétique T_{em} et sa référence T_{em}^* pour la commandée par FOC à base de PI est égale $15.83 \text{ N}\cdot\text{m}$.

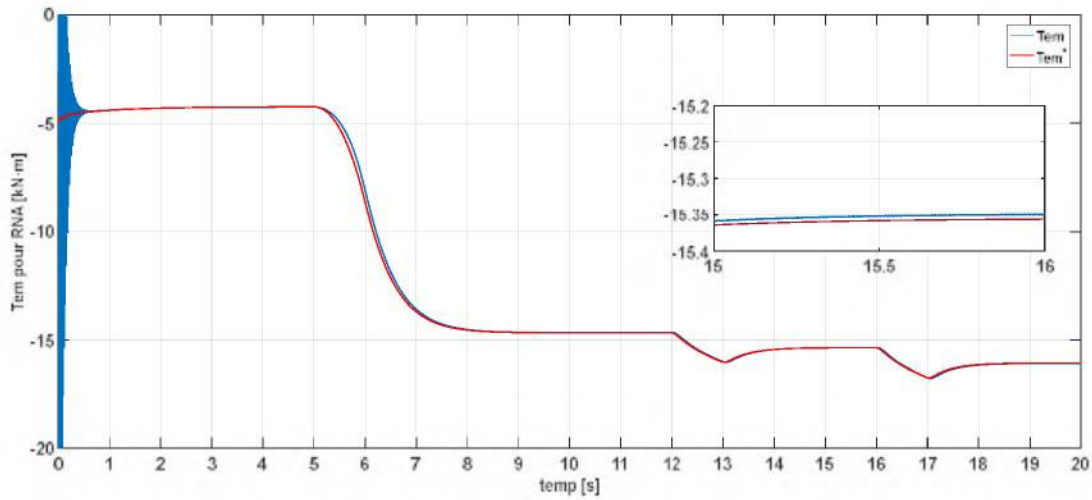


Figure I.39– Couple électromagnétique de la MADA commandée par FOC à base de RNA.

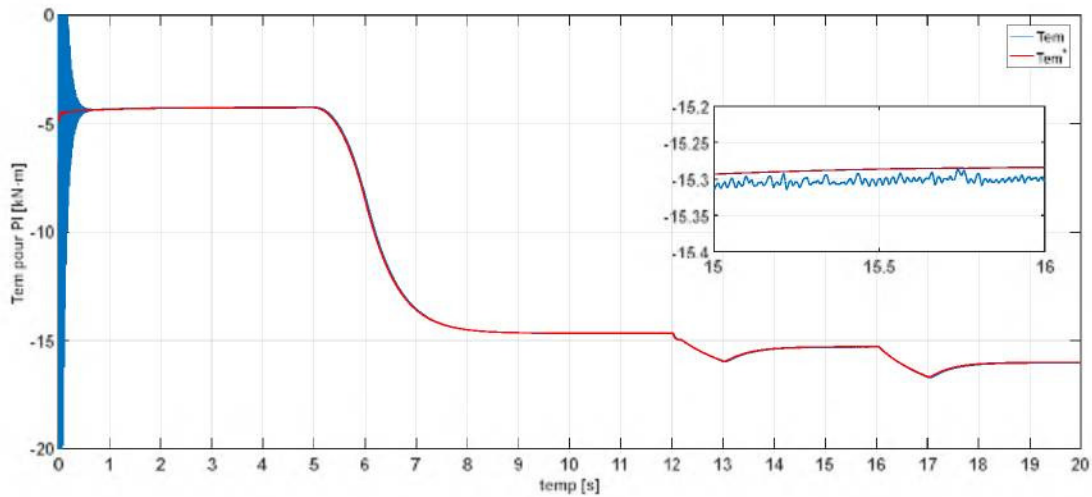


Figure I.40– Couple électromagnétique de la MADA commandée par FOC à base de PI.

Les puissances active et réactive statoriques et rotoriques sont illustrés respectivement sur la Figure I.41, la Figure I.42, la Figure I.43 et la Figure I.44. Nous observons qu'en mode de fonctionnement hyposynchrone et en régime permanent ($t = [0.0s ; 5.0s]$), le stator fournit une puissance active $P_s = -0.66 \text{ MW}$ et le rotor consomme une puissance active de $P_r = 0.20 \text{ MW}$, ce qui donne une puissance totale $P_g = -0.46 \text{ MW}$. En mode de fonctionnement hypersynchrone et en régime permanent ($t = [6.0s ; 12.0s]$), le stator fournit une puissance active $P_s = -2.31 \text{ MW}$ et le rotor consomme une puissance active de $P_r = -0.68 \text{ MW}$, ce qui donne une puissance active totale $P_g = -2.99 \text{ MW}$.

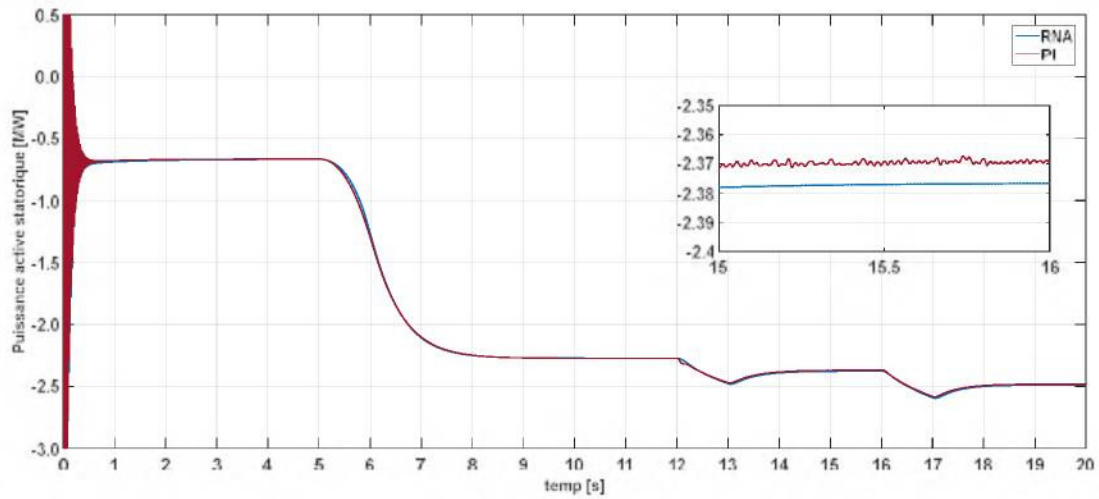


Figure I.41– Puissance active statorique.

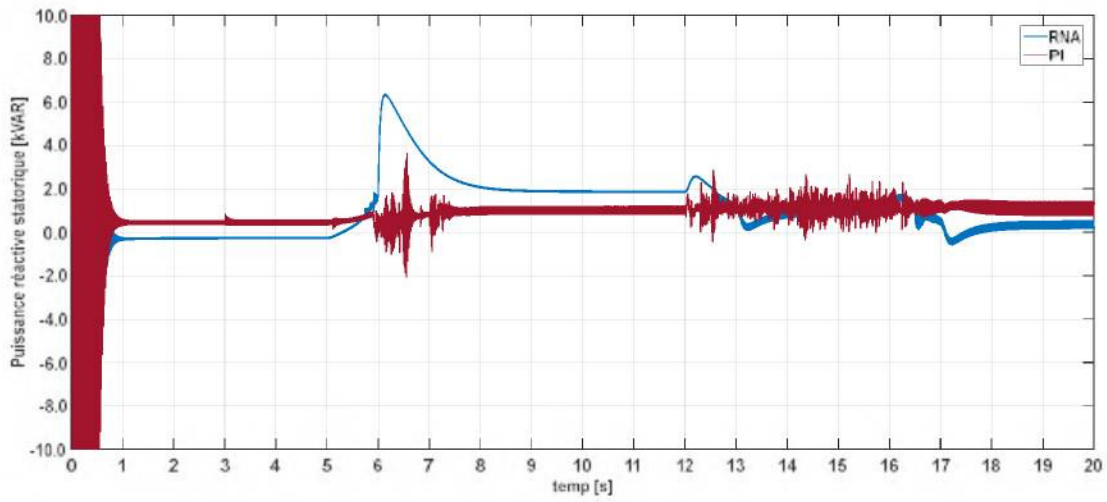


Figure I.42– Puissance réactive statorique.

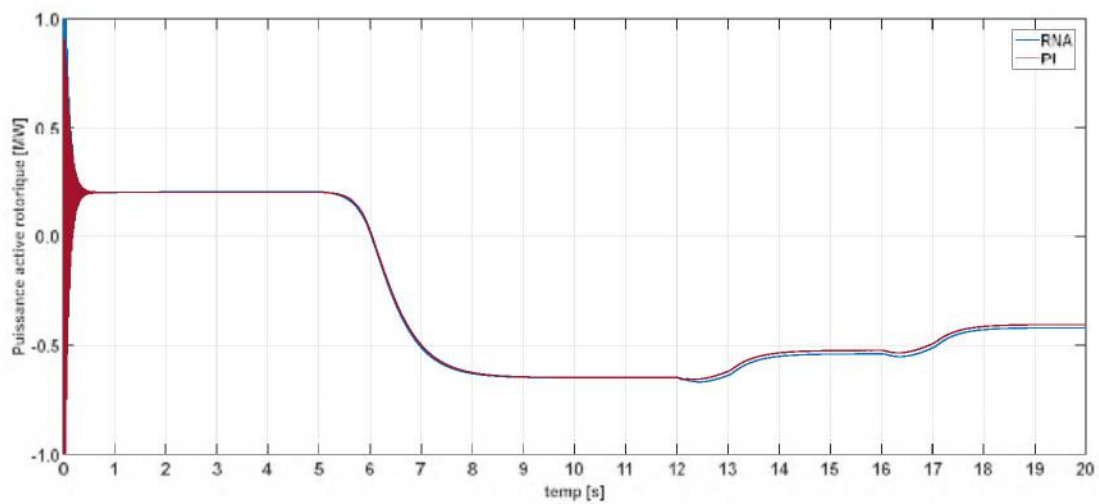


Figure I.43– Puissance active rotorique.

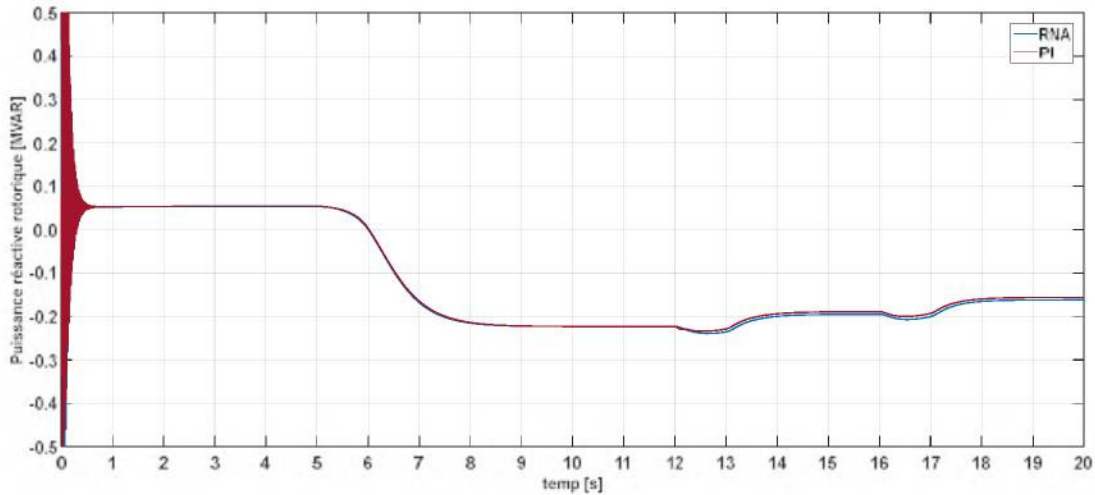


Figure I.44– Puissance réactive rotorique.

Suite aux résultats précédents, il est montré que le régulateur par RNA améliore la commande MPPT et la commande du système d'orientation des pales. En effet, l'apprentissage des RNAs pour la commande de MPPT et le système d'orientation des pales est fait en se basant sur les exemples générés par les équation (I.5) et (I.4) qui sont suffisantes pour effectuer un apprentissage précis. Par contre, la commande par FOC à base de RNA n'était pas meilleure que celle à base de PI, du fait que l'apprentissage du RNA, utilisé pour la commande de la MADA par FOC, est basé sur les exemples générés par un système similaire commandé par FOC à base de PI. Vu l'ampleur des exemples correspondant à la large gamme de fonctionnement de la MADA, ainsi que l'erreur statique difficilement maîtrisable dans un tel système, il était difficile de générer un nombre suffisant des exemples précis pour garantir un apprentissage précis.

Dans la suite de cette thèse, nous avons utilisé la RNA pour la commande MPPT et la commande du système d'orientation des pales, et pour la commande de MADA nous avons utilisé la commande par FOC à base de PI.

I.7.2 Simulation du système éolien en présence du CCM et du CCR

La tension de référence du bus continu v_{dc}^* , est fixée à $1200 V$. La puissance réactive de référence Q_f^* est fixée à $0 VAR$, ce qui garantit un facteur de puissance unitaire à la connexion du CCR avec le réseau électrique. Par contre, nous ferons varier la puissance réactive statorique Q_s en jouant sur sa valeur de référence dans la commande du CCM. La fréquence de commutation des interrupteurs de puissance des CCM et CCR est fixée à $2 kHz$.

La vitesse mécanique du générateur est illustrée sur la Figure I.45. Il est à noter que pendant la durée de $20 s$, le système éolien passe par les deux modes de fonctionnement hypo et hypersynchrone. Jusqu'à l'instant $t = 4.0 s$, le système éolien fonctionne en mode

hyposynchrone avec un vent d'une vitesse égale à 7 m/s , ce qui correspond à une vitesse de la MADA en contrôle MPPT d'environ 1050 tr/min , soit un glissement de 30% . Dans l'intervalle de temps $t = [8.0\text{s} ; 14.0\text{s}]$, le système éolien fonctionne en mode hypersynchrone avec un vent d'une vitesse égale à 13 m/s , ce qui correspond à une vitesse de la MADA en contrôle MPPT d'environ 1950 tr/min , soit un glissement de -30% .

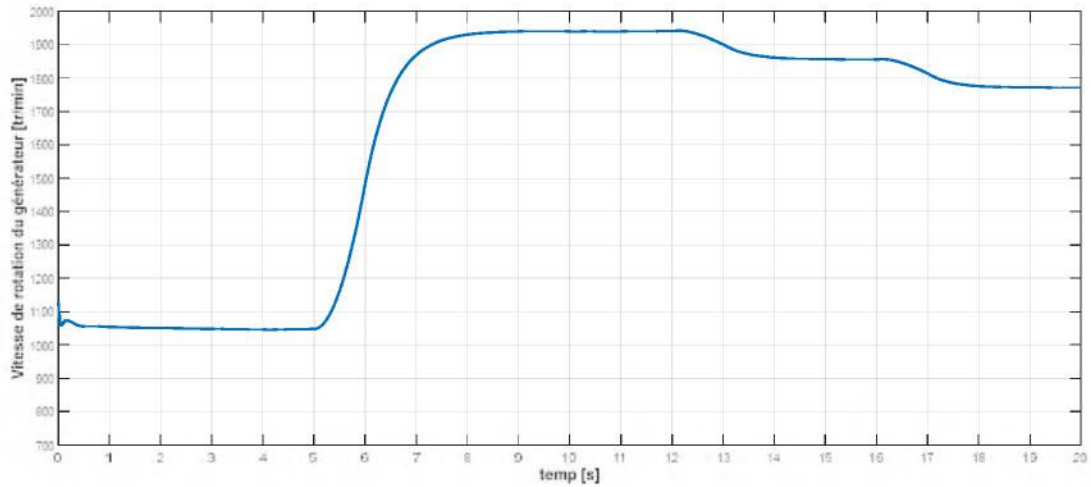


Figure I.45– Vitesse de rotation du générateur.

Le coefficient de puissance C_p et la vitesse spécifique λ sont illustrées respectivement sur la Figure I.46. On vérifie, que pour β fixe et égale à 2° , la valeur de coefficient de puissance est maintenue très proche de sa valeur maximale ($C_p=0.35$), et le ratio de vitesse spécifique est aussi maintenu autour de sa valeur optimale ($\lambda_{opt}=7.070$).

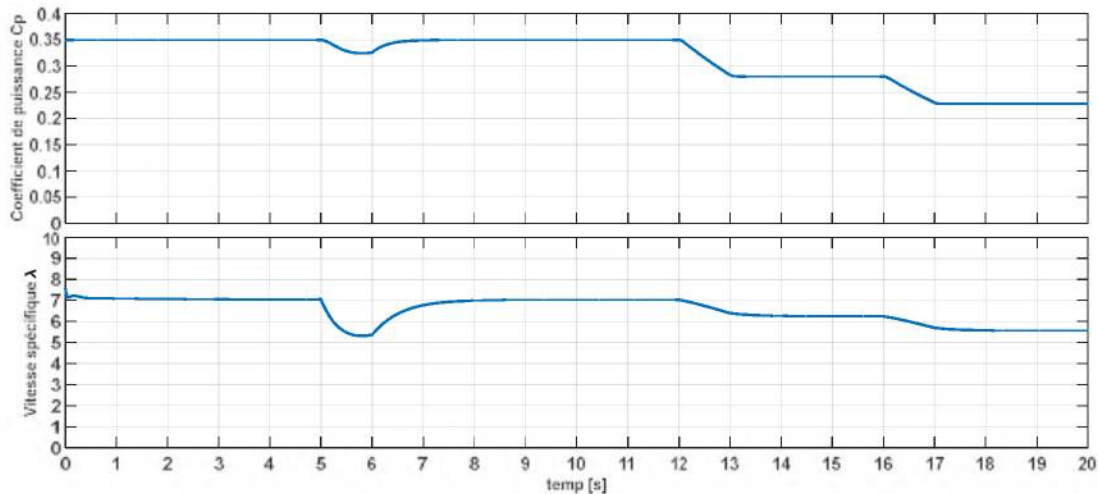


Figure I.46– Coefficient de puissance et vitesse spécifique de la turbine.

La tension du bus continu v_{dc} et le couple électromagnétique T_{em} sont illustrés respectivement sur la Figure I.47. Nous observons que la tension du bus continu oscille légèrement autour de sa référence (1200 V) grâce à commande vectorielle du CCR. Nous

observons également sur cette figure, que le couple électromagnétique suit sa référence générée par la stratégie de commande MPPT.

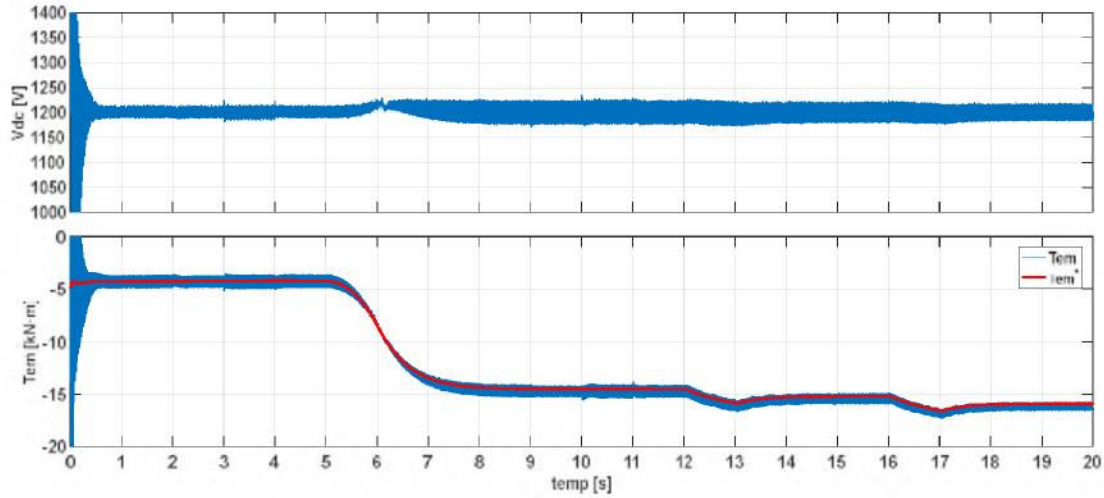


Figure I.47– Tension du bus continu et couple électromagnétique.

La Figure I.48 présente l'évolution temporelle des différentes puissances électriques du système éolien. La puissance réactive de référence Q_f^* est fixée à 0 VAR durant toute la simulation. Jusqu'à l'instant $t = 2.0 \text{ s}$, le système éolien fonctionne à facteur de puissance unitaire car les puissances réactives de référence Q_s^* et Q_f^* sont imposées égales à zéro, ce qui implique une puissance réactive Q_g égale à zéro.

Pour les deux modes de fonctionnement hypo et hypersynchrone, et dans l'intervalle de temps $t = [2.0\text{s} ; 3.0\text{s}]$ et $t = [11.0\text{s} ; 12.0\text{s}]$, nous avons fixé la puissance réactive de référence $Q_s^* = 1 \text{ MVAR}$, et dans l'intervalle de temps $t = [3.0\text{s} ; 4.0\text{s}]$ et $t = [12.0\text{s} ; 13.0\text{s}]$, nous avons fixé la puissance réactive de référence $Q_s^* = -1 \text{ MVAR}$. Nous remarquons que la puissance réactive statorique Q_s suit sa référence pour les deux modes de fonctionnement. La puissance réactive fournie par le système éolien Q_g présente une forme d'onde similaire à celle de la puissance réactive statorique Q_s vu que la puissance réactive Q_f est maintenue quasiment nulle.

La tension du bus continu suit sa référence en subissant une légère variation lors du changement de la puissance réactive Q_s .

En mode de fonctionnement hyposynchrone et en régime parement ($t = [0.0\text{s} ; 4.0\text{s}]$), le stator fournit une puissance active $P_s = -0.6 \text{ MW}$ et le CCR consomme une puissance active de $P_f = 0.25 \text{ MW}$, ce qui donne une puissance totale $P_g = -0.45 \text{ MW}$.

En mode de fonctionnement hypersynchrone et en régime parement ($t = [8.0\text{s} ; 12.0\text{s}]$), le stator fournit une puissance active $P_s = -2.3 \text{ MW}$ et le CCR consomme une puissance active de $P_f = -0.5 \text{ MW}$, ce qui donne une puissance active totale de valeur moyenne de $P_g = -2.92 \text{ MW}$ qui correspond approximativement à la valeur de la puissance nominale de la MADA ($P_n = -3.0 \text{ MW}$). Ce dernier résultat confirme la bonne performance de la commande MPPT appliquée pour ce système.

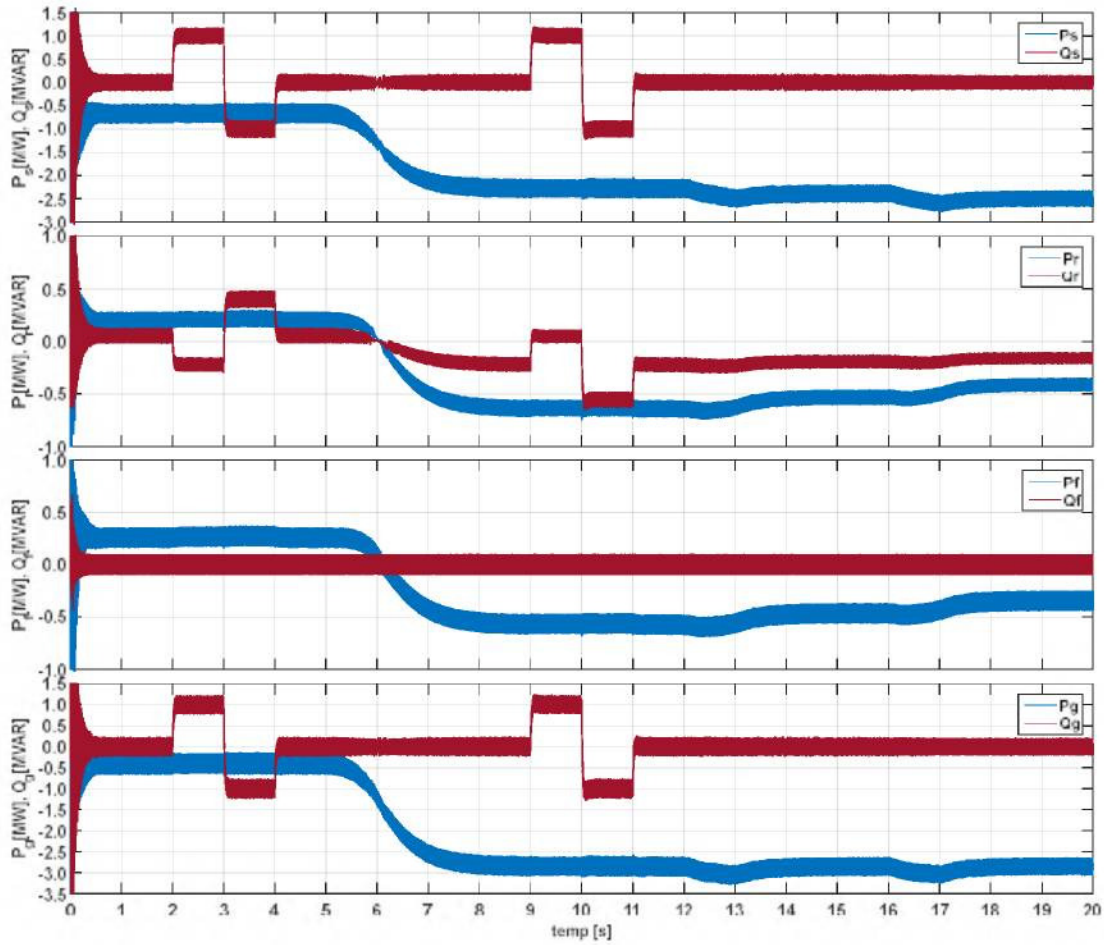


Figure I.48– Puissances actives et réactives.

La Figure I.49 présente l'évolution temporelle du courant rotorique et courant traversant le filtre d'axes d - q du système éolien.

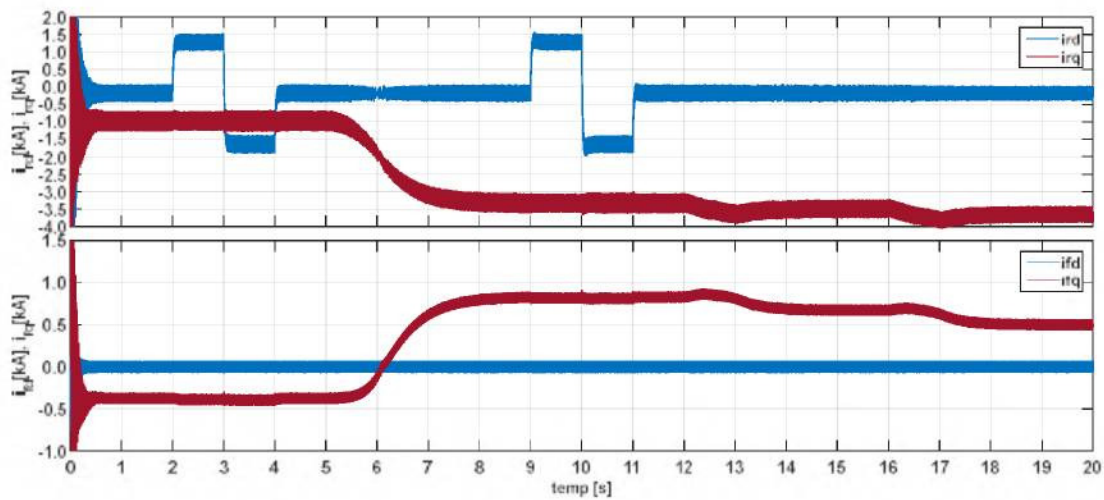


Figure I.49– Courants d'axes d-q.

La Figure I.50 présente un zoom sur les courants rotoriques triphasés et les tensions rotoriques triphasées du système éolien.

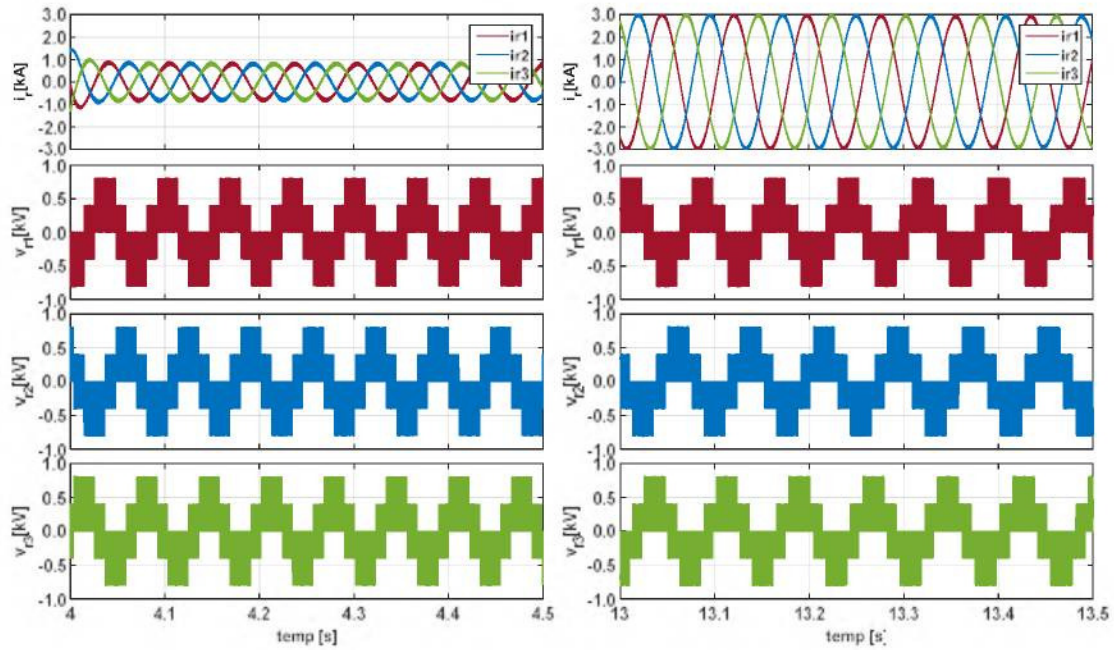


Figure I.50– Zoom sur les courants et les tensions rotoriques.

La Figure I.51 illustre un zoom sur l'évolution des courants et tensions du filtre.

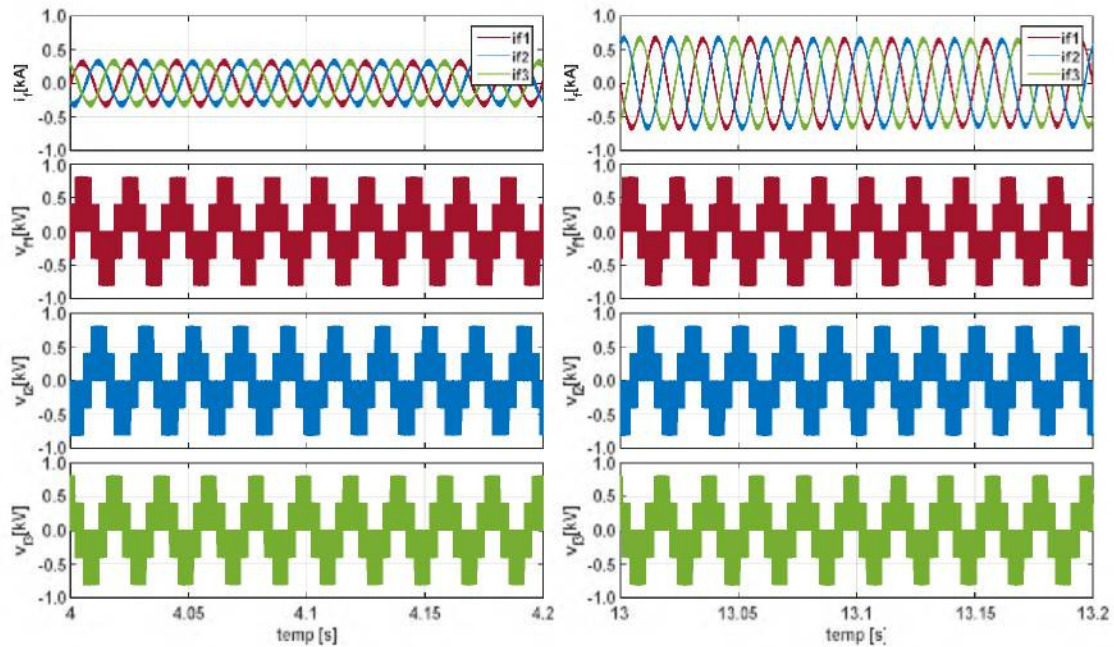


Figure I.51– Zoom sur les courants et les tensions du filtres.

I.8 Conclusion

Ce premier chapitre a traité de la modélisation et de la commande d'un système éolien à vitesse variable basé sur une MADA. Dans un premier temps, nous avons succinctement présenté les différentes technologies d'éoliennes employées dans la production d'énergie électrique. Dans la deuxième partie de ce chapitre, différents éléments de la chaîne de conversion électromécanique de l'éolienne sont modélisés. Ensuite, la stratégie de commande MPPT et les différentes commandes du CCM et du CCR ont été détaillées pour assurer un contrôle indépendant des puissances active et réactive tout en garantissant un fonctionnement optimal de l'éolienne. Les résultats de simulation obtenus ont montré que les puissances actives et réactives du système éolien sont contrôlées de façon indépendante tout en garantissant une puissance active optimale fournie au réseau électrique pour les deux modes de fonctionnement hypo et hypersynchrone. La commande par RNA a montré de meilleures performances, par rapport au régulateur PI, pour le contrôle du système d'orientation des pales de la turbine éolienne, ainsi que pour la commande du couple électromagnétique de la MADA.

Au chapitre suivant, nous allons nous intéresser à la continuité de service du système éolien à base de la MADA en présence de défaut dans les convertisseurs statiques (CCM, CCR).

**Chapitre II. Continuité de service d'un système
éolien à base de machine asynchrone à double
alimentation**

Chapitre II. Continuité de service en mode dégradé d'un système éolien basé sur une MADA

II.1 Introduction

Les systèmes éoliens sont des applications pour lesquelles la sécurité, la fiabilité, les performances, la qualité de l'énergie et la continuité de service sont des préoccupations majeures de ce type de systèmes. Pour cette raison, de nombreuses publications récentes traitent de la tolérance aux défauts dans les systèmes éoliens, notamment ceux des convertisseurs statiques [Feng, 2013]. Les défauts d'un convertisseur statique, qu'elles proviennent des drivers de sa commande rapprochée, d'un des composants de puissance commandables (de type IGBT par exemple), conduisent à la perte totale ou partielle du contrôle des courants de phase. Ces défauts sont de deux types : circuit-ouvert (interrupteur maintenu ouvert) et court-circuit (interrupteur maintenu fermé).

Une étude statistique des parcs éoliens suédois, menée entre 2000 et 2004, a montré que parmi les 17.5% de pannes, 14.3% proviennent du convertisseur statique. Une autre étude récente basée sur plus de 200 produits de 80 entreprises a montré, que pour des applications industrielles de l'électronique de puissance incluant les systèmes éoliens, les défauts des composants d'électronique de puissance sont de 21% [Feng, 2013], [Yang, 2010]. D'autres références ont discuté la répartition des défauts sur les différentes parties du convertisseur statique de puissance électrique, et on montre que 50% des défauts se produisent dans l'IGBT et son driver de sa commande rapprochée [Polinder, 2009].

Les systèmes éoliens sont très sensibles à la défaillance d'un des semi-conducteurs de puissance. Elle diminuerait les performances du système et l'obligerait à se déconnecter du réseau. De plus, si le défaut n'est pas détecté rapidement et ensuite compensé, il peut conduire à la propagation du défaut aux autres composants du système éolien. Par conséquent, pour réduire ces risques, des méthodes de détection et de compensation du défaut dites "fault tolerant" doivent être adoptées, pour assurer la continuité de service et donc une production continue de l'énergie électrique, en attendant une future opération de maintenance.

Dans ce chapitre nous allons proposer des méthodes différentes permettant de détecter et compenser les défauts éventuels des semi-conducteurs. Nos travaux de recherche seront présentés ici dans le contexte d'un système éolien basé sur une MADA intégrant deux convertisseurs statiques triphasés. En effet, nous allons proposer trois topologies de convertisseurs dites "fault tolerant" basées sur la topologie classique du système éolien utilisée dans le chapitre précédent.

II.2 Détection de défaut au niveau d'un transistor

Pour tout système tolérant aux défauts, tels que les convertisseurs statiques de puissance électrique, il est indispensable de détecter et localiser le défaut, ainsi que de l'isoler ou le compenser, pour garantir la continuité de son service [Benslimane, 2009]. Dans ce contexte, il est très important d'analyser le comportement du système en mode dégradé afin d'extraire ces différentes caractéristiques (indicateurs de défauts) dans ce mode. Dans ce cadre, on commence par la présentation de l'état de l'art sur les défauts des semi-conducteurs au niveau des convertisseurs statiques, ainsi que les différentes méthodes de diagnostics correspondant. Ensuite, nous présenterons une analyse du fonctionnement, lors de l'apparition d'un défaut de type circuit-ouvert d'un transistor, au niveau des deux convertisseurs de tension à deux niveaux notés CCM et CCR étudié dans le chapitre précédent. Finalement, deux méthodes de détection de défaut de type circuit-ouvert d'un transistor seront proposées en se basant sur les indicateurs de défaut identifiés en mode dégradé.

II.2.1 Etat de l'art

Afin de garantir la continuité de service d'un dispositif de puissance à tolérance de pannes, deux étapes principales sont généralement nécessaires. D'abord, le défaut doit être détecté et localisé, puis la continuité de service doit être assurée en reconfigurant la topologie du convertisseur et/ou son contrôle/commande. En effet, la reconfiguration du contrôleur n'est pas nécessaire en cas de redondance matérielle au niveau des interrupteurs commandables.

Un nombre important de publications récentes traite les topologies dites "fault tolerant" des convertisseurs statiques lors du défaut d'un semi-conducteur de puissance ou d'un driver de sa commande rapprochée. De nombreuses topologies de convertisseurs tolérant aux défauts ont été étudiées dans la littérature scientifique, ces dernières années. Elles sont mises en œuvre dans un grand nombre d'applications de puissance. La défaillance d'un interrupteur d'un convertisseur cascade multiniveaux a été étudiée dans [Yazdani, 2011], [Lezana, 2009] et [Benyettou, 2015]. La détection d'un défaut de type circuit-ouvert dans les convertisseurs matriciels est examinée dans [Cruz, 2011]. Quant au cas des convertisseurs conventionnels à deux niveaux, la détection des défauts de type circuit-ouvert d'un composant semi-conducteur dans un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone est présenté dans [Estima, 2013], [Trabelsi, 2012], [Rodríguez-Blanco, 2011] et [Ribeiro, 2004]. Le cas de détection des défauts de type court-circuit d'un composant semi-conducteur dans un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone est étudié dans [Alavi, 2013]. La détection des défauts de type circuit-ouvert d'un composant semi-conducteur dans un convertisseur de tension à deux niveaux alimentant une machine à courant continu sans commutateur est présentée dans [Benslimane, 2008]. Mendes et al. ont, quant à eux, proposé d'utiliser la valeur moyenne des courants de phase dans le repère de Park pour le diagnostic de défaut de type circuit-ouvert

[Mendes, 1999]. Mendes et Cardoso ont présenté une topologie d'onduleur à deux niveaux qui est réalisée en connectant le point neutre de la machine au point milieu du bus continu, après reconfiguration [Mendes, 2006]. Surin a étudié le défaut d'un IGBT dans un convertisseur AC–DC intégrée dans une application micro-réseau [Khomfoi, 2007]. La détection d'un défaut de type circuit-ouvert dans les convertisseurs AC–DC–AC dans un système éolien à base d'une MADA est présenté dans [Qichang, 2010]. Tous les méthodes citées précédemment sont généralement dépendantes de l'application ciblée et nécessitent au moins une période de l'ordre d'un cycle fondamental pour détecter le défaut.

Plus récemment encore, la réduction du temps nécessaire à la détection du défaut (délai entre l'apparition du défaut et sa détection) a fait l'objet de travaux de recherche. Dans la publication [Ribeiro, 2003], des capteurs de tension additionnels sont utilisés pour la détection de défaut. Ces capteurs permettent de mesurer les tensions dites “de pôle” tout en garantit la détection du défaut en un quart de cycle fondamental. Très récemment, une méthode de détection rapide, basée sur FPGA, a été développée dans [Gaillard, 2013] pour détecter les défauts d'ouverture d'interrupteur de puissance dans un système éolien à base d'un MADA. Cette méthode peut détecter le défaut en utilisant un algorithme basé simultanément sur un “critère de tension” et sur un “critère temporel”.

Le Tableau II.1 présente une comparaison entre les méthodes de détection de défaut au niveau des semi-conducteurs de puissance, en termes de limites d'application, de temps de détection et de nombre de capteurs supplémentaires nécessaires.

Tableau II.1 – Comparaison des méthodes de détection de défaut au niveau des semi-conducteurs.

Principe de la méthode	Limite d'application	Temps de détection	Nombre de capteurs supplémentaires
Valeur moyenne des courants de phase dans le repère de Park [Mendes, 1999]	<i>Machines électriques</i>	$> 20 \text{ ms}$	-
Composante continue normalisée avec suppression de faux alarme [Khomfoi, 2007]	<i>MADA</i>	$\geq 20 \text{ ms}$	1
Mesure des tensions “pole voltage” du convertisseur [Ribeiro, 2003]	-	$> 5 \text{ ms}$	3
Valeurs instantanées de courant avec définition de bande de défaut et bande sans défaut [Qichang, 2010]	<i>MADA</i>	$> 5 \text{ ms}$	-
Mesure des tensions “pole voltage” des convertisseurs par FPGA [Gaillard, 2013]	<i>MADA</i>	$> 20 \mu\text{s}$	6

Dans la suite de ce chapitre, nous proposons deux méthodes de détection de défaut de type circuit-ouvert d'un transistor en se basant sur les indicateurs de défaut identifiés en mode dégradé.

II.2.2 Analyse du fonctionnement du convertisseur lors de l'apparition du défaut

II.2.2.1 Défaut de type circuit-ouvert

Considérons un défaut de type circuit-ouvert au niveau du bras k du CCM, suite à une défaillance du transistor haut S_k ($k = \{1, 2, 3\}$) bloqué à l'état ouvert. Le circuit équivalent du bras k est alors présenté à la Figure II.1.

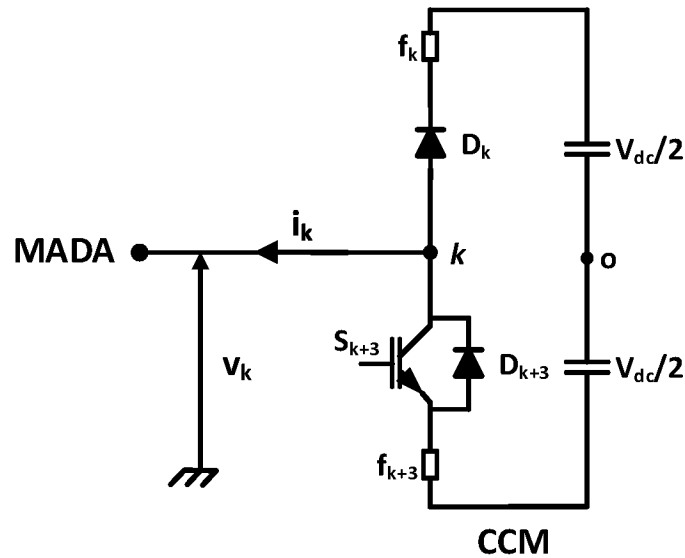


Figure II.1– Circuit équivalent de la phase k du CCM lors d'un défaut de type circuit-ouvert de S_k .

D'après la Figure II.1, si $i_k > 0$, lors de l'apparition du défaut, sur S_k qui était conducteur ($g_k = 1$), la diode D_{k+3} se met à conduire. Par conséquent, la tension mesurée de pôle est donc égale à $-v_{dc}/2$, tandis que la tension de pôle doit être égale à $v_{dc}/2$.

De même, si le défaut se produit au niveau du transistor S_k lorsque $i_k < 0$ et $g_k = 1$ ($g_{k+3} = 0$), c'est la diode D_k qui conduit et la tension mesurée de pôle est donc égale à $v_{dc}/2$. Cela signifie que dans cette situation, le convertisseur fonctionne normalement.

Donc, nous constatons qu'un défaut de type circuit-ouvert de S_k peut provoquer un dysfonctionnement, si $i_k > 0$ et $g_k = 1$, conduisant à la déformation de la tension de pôle, et par conséquent la tension de phase.

Une analyse de toutes les conditions possibles après un tel défaut de type circuit-ouvert est détaillée dans [Karimi, 2009].

II.2.2.2 Défaut de type court-circuit

Nous allons maintenant considérer un défaut de type court-circuit au niveau du bras k du CCM, suite à une défaillance du transistor du haut S_k ($k = \{1, 2, 3\}$) bloqué à l'état fermé. Le circuit équivalent du bras k est alors présenté à la Figure II.2.

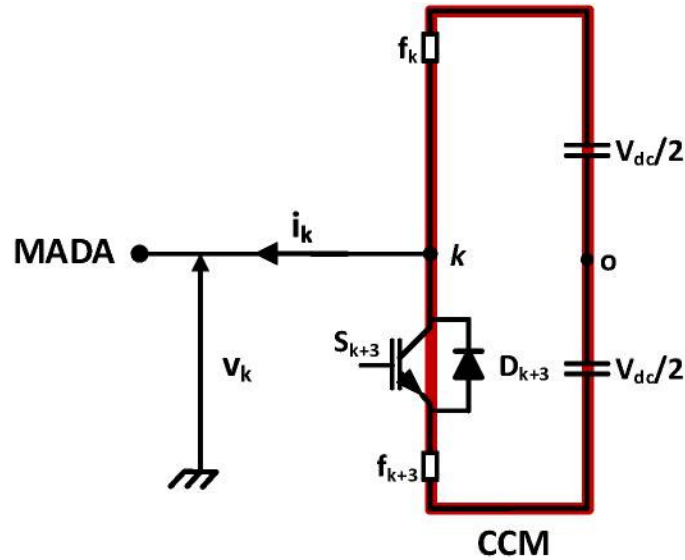


Figure II.2– Circuit équivalent de la phase k du CCM lors d'un défaut de type court-circuit de S_k avec le parcours du courant de court-circuit juste après l'apparition du défaut.

D'après la Figure II.2, si $g_k = 1$, la tension de pôle mesurée est donc égale à $v_{dc}/2$, cela signifie que le bras k fonctionne correctement. Par contre, lorsque $g_k = 0$, les condensateurs du bus continu sont mis en court-circuit par le bras k défaillant. Dans ce cas, le courant de court-circuit n'est limité que par l'impédance du circuit, qui est relativement faible. Pour que ce courant ne dépasse pas les limites admissibles pour les semi-conducteurs et ne conduise à leurs destructions, une protection rapide, fiable et adaptée doit être mise en œuvre afin d'isoler le bras k défectueux. C'est le rôle des fusibles f_k et f_{k+3} . Ces fusibles font parties des topologies tolérant aux défauts. L'efficacité des fusibles au niveau des onduleurs de tension a été examinée par Abrahamsen et al. [Abrahamsen, 2000]. De plus, plusieurs tests de court-circuit d'un IGBT ont été effectués pour étudier le phénomène de rupture du fusible et examiner dans quelle mesure le fusible protège l'IGBT [Braun, 1997], [Abrahamsen, 2000] et [Blaabjerg, 2002]. Ces auteurs ont démontré qu'un fusible rapide, connecté en série avec un IGBT, peut protéger efficacement cet IGBT contre les surintensités.

Par ailleurs, les commandes rapprochées (ou drivers) de chacun des bras du convertisseur intègrent un circuit de détection de défaut de type court-circuit. Le driver détecte rapidement le défaut et commande à l'ouverture du semi-conducteur non défectueux du bras en court-circuit. La méthode implantée dans les drivers pour détecter le court-circuit d'un bras est basée sur un principe identique pour tous les drivers industriels : la mesure des chutes de tension aux

bornes des interrupteurs [Vallon, 2003]. Le temps de réponse de cette protection est généralement paramétrable et réglable par des composants discrets, externes au driver. Ce temps de réponse doit être choisi supérieur au temps de rupture des fusibles. Cette coordination entre les fusibles et la protection intégrée au driver permet d'assurer la coupure du courant de court-circuit par les fusibles avant que la protection interne au driver ne s'active [Karimi, 2009].

II.2.3 Approche adoptée pour la détection de défaut de type circuit-ouvert d'un transistor

La détection de défaut est une étape essentielle pour tout système tolérant aux défauts. Pour se faire, une analyse théorique ou par simulation du comportement du système en mode de défaut et mode sain doit être réalisée. Suite à l'analyse mitonnée précédemment, où le défaut de type circuit-ouvert d'un transistor provoque la déformation de la tension de pôle et par conséquent la tension de phase, on va adopter une méthode de détection de ce type défaut dans le CCM et dans le CCR, qui est basée sur la comparaison entre les tensions simples mesurées des phases du convertisseur et celles estimées. Les tensions simples mesurées et celles estimées sont respectivement notées par v_y et v_{y_es} ($y = \{k, k'\}$ avec $k = \{1, 2, 3\}$).

Les tensions estimées sont obtenue selon le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI, déjà présenté dans la section I.3.3.1. Ces tensions sont exprimées respectivement pour le CCM et pour le CCR par :

$$\begin{bmatrix} v_{1_es} \\ v_{2_es} \\ v_{3_es} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot v_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{bmatrix} v_{1'_es} \\ v_{2'_es} \\ v_{3'_es} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot v_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{1'} \\ g_{2'} \\ g_{3'} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Tel que g_y , est l'ordre de commande de l'interrupteur S_y ($y = \{k, k'\}$ avec $k = \{1, 2, 3\}$) du haut du bras y .

Le défaut éventuel peut alors être détecté par l'analyse de la différence entre les tensions mesurées v_y et les tensions estimées v_{y_es} . L'erreur de tension, notée ε_y , est alors calculée par :

$$\varepsilon_y = v_y - v_{y_es} \quad (\text{II.3})$$

Dans un premier temps, si nous supposons que les interrupteurs sont idéaux, et seulement selon cette supposition et dans des conditions normales de fonctionnement (sans défaut), on peut alors conclure que les tensions v_y et v_{y_es} sont égales et par conséquent, le signal d'erreur ε_y doit toujours être égal à zéro. Cependant, en réalité et en fonctionnement normal, l'erreur de tension ε_y n'est pas nulle à chaque instant, et présente des pics (de durée notée T_d sur la Figure II.3), en raison des effets du retard de commutation des composants, ainsi que des temps morts des drivers. Si on utilise la valeur instantanée de l'erreur ε_y comme indicateur de défaut, un défaut peut alors être détecté lors d'une commutation, alors qu'il n'en est pas un. Pour éviter d'avoir de fausses détections de défauts dues aux commutations des interrupteurs, nous avons proposé deux méthodes. La première méthode sera notée FD1 (Fault Detection 1). Elle utilise un algorithme basé sur la durée pendant laquelle l'erreur ε_y persiste. En d'autres termes, elle transforme le signal d'erreur ε_y de tension en un signal d'erreur temporel. La deuxième méthode (FD2) utilise la valeur moyenne de l'erreur ε_y . Ces deux méthodes sont détaillées dans les sections suivantes.

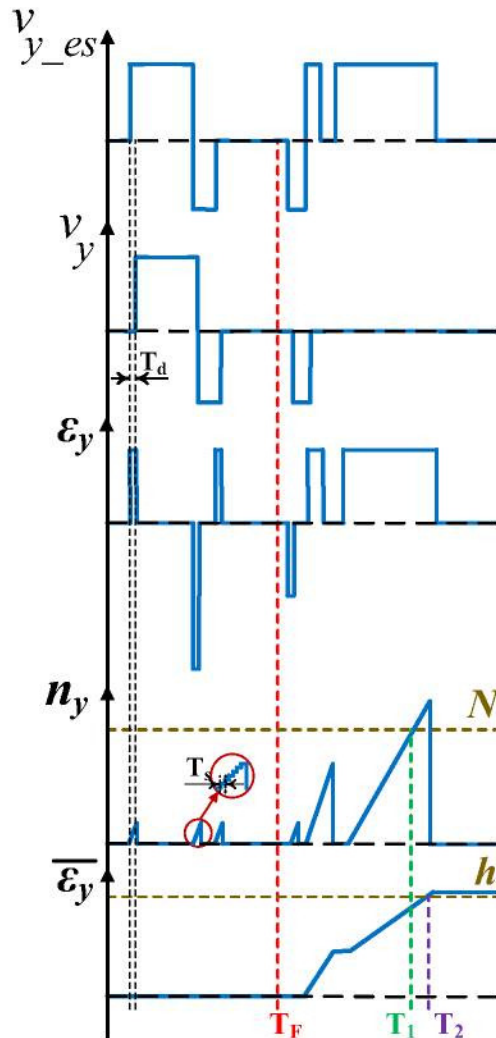


Figure II.3– Signaux caractéristiques pour les deux méthodes de détection de défaut.

II.2.3.1 Méthode FD1 de détection de défaut

Pour la première méthode de détection de défaut FD1, présentée à la Figure II.4, la valeur absolue de l'erreur de tension est appliquée, dans un premier temps, à un comparateur avec une valeur de seuil égal à h , pour déterminer si la différence entre les tensions mesurées et estimée est suffisamment grande pour être considérée comme un défaut. La sortie de ce comparateur, notée c_y , est égale à 0 si $|\varepsilon_y| < h$ et égale à 1 si $|\varepsilon_y| \geq h$. Par conséquent, en fonctionnement normal, le signal en sortie de ce premier comparateur a une forme d'onde carrée.

On note que h , doit être choisi égal à $1/2$ de la tension du bus continu. Les simulations des défauts ont montré que l'erreur des tensions simples (mesurée et estimée) de la phase liée à un bras contenant un transistor défaillant est supérieure à $1/2$ de la tension du bus continu, alors que les erreurs des tensions simples des phases liées aux bras sains sont inférieures à $1/2$ de la tension du bus continu.

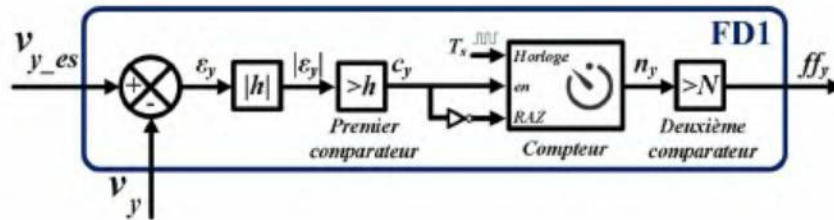


Figure II.4– Schéma de principe de la méthode FD1 de détection de défaut.

Lors d'une implantation numérique, nous proposons d'estimer la durée pendant laquelle le signal c_y est égal à 1. Un compteur, représenté à la Figure II.4, permet quantifier n_y en nombre de périodes d'échantillonnage T_s . La sortie n_y du compteur s'incrémente à chaque front montant d'horloge (front actif) pendant lesquelles le signal c_y est égal à 1 (Figure II.4). La valeur de n_y est remise à zéro après chaque front descendant du signal c_y . Le signal n_y ainsi obtenu est un signal de type "dent de scie". La valeur maximale de n_y est directement liée à deux grandeurs : la durée pendant laquelle le signal c_y est égal à 1 (durée T_d) et la valeur de T_s (Figure II.4).

Ensuite, le signal n_y issue du compteur est appliqué à l'entrée d'un deuxième comparateur, de seuil noté N . Ce seuil doit être choisi supérieur à la valeur maximale de n_y lors du fonctionnement normal du convertisseur ($N \cdot T_s > T_d$). Dans la pratique, le choix de N dépend des spécifications des composants utilisés, en particulier des temps morts imposés par les drivers.

Le signal de sortie ff_y (fault flag) du module de détection de défaut est utilisé pour indiquer le bras défaillant, et par suite l'isolation de ce bras et l'activation du processus de compensation de défaut.

La valeur du seuil N doit être judicieusement choisie selon :

- Le temps de réponse des capteurs utilisés pour la mesure de la tension v_y ,

- Le temps d'exécution de l'algorithme de commande et de diagnostic,
- Les temps morts dus aux commutations des IGBT's,
- Les caractéristiques et les performances de l'acquisition des données analogiques, notamment la durée de conversion des données dans les convertisseurs analogiques/numériques.

II.2.3.2 Méthode FD2 de détection de défaut

Pour la deuxième méthode de détection de défaut FD2, présentée à la Figure II.5. Dans un premier temps, la valeur moyenne de l'erreur entre la tension simple mesurée de phase du convertisseur et celle estimée est calculée. Ensuite, on compare cette valeur moyenne avec le seuil h (h doit être légèrement supérieure à la valeur moyenne maximale de l'erreur entre la tension simple mesurée de phase du convertisseur et celle estimée). Le défaut est supposé existant, quand l'erreur calculée dépasse h . Le signal de sortie ff_y du module de détection de défaut est utilisé pour indiquer le bras défaillant.

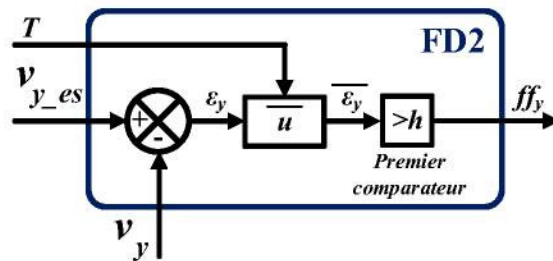


Figure II.5– Schéma de principe de la méthode FD2 de détection de défaut.

La valeur moyenne d'un signal périodique est la moyenne des valeurs instantanées mesurées sur une période complète. Si T désigne la période du signal $v(t)$ alors la valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{\varepsilon}_y(t) = \frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon_y(t) \cdot dt \quad (\text{II.4})$$

La valeur de T est obtenue à partir de la fréquence de la tension f par l'équation suivante :

$$T = \frac{1}{f} \quad (\text{II.5})$$

Le Tableau II.2 représente les caractéristiques des indicateurs de défauts (la valeur moyenne de l'erreur entre la tension simple mesurée de phase du convertisseur et celle estimée) pour différents cas de défauts de type circuit-ouvert d'un transistor pour les deux convertisseurs CCM et CCR. Ces caractéristiques sont définies après simulation des deux convertisseurs CCM et CCR pour différents cas de défauts de type circuit-ouvert d'un transistor.

Tableau II.2 – Caractéristiques des indicateurs de défauts pour différents cas de défauts de type circuit-ouvert d'un transistor pour les deux convertisseurs CCM et CCR.

Transistor	Phase 1	Phase 2	Phase 3
S_1 (CCM), $S_{1'}$ (CCR)	$> h$	$< -h$	$< -h$
S_2 (CCM), $S_{2'}$ (CCR)	$< -h$	$> h$	$< -h$
S_3 (CCM), $S_{3'}$ (CCR)	$< -h$	$< -h$	$> h$
S_4 (CCM), $S_{4'}$ (CCR)	$< -h$	$> h$	$> h$
S_5 (CCM), $S_{5'}$ (CCR)	$> h$	$< -h$	$> h$
S_6 (CCM), $S_{6'}$ (CCR)	$> h$	$> h$	$< -h$

Vue que la valeur du seuil N doit être supérieure à la somme du temps de réponse des capteurs, le temps d'acquisition des données, le temps d'exécution de l'algorithme de commande et de diagnostic, et les temps morts dus aux commutations des IGBT's, ainsi que les contraintes techniques du matériel utilisé (qualité des capteurs, vitesses d'unité de calcul et d'acquisition des données... etc.), cette valeur du N peut varier de quelques dizaines de microsecondes jusqu'à quelques millisecondes.

La valeur de h doit être supérieure à la valeur maximale des valeurs moyennes des erreurs $\bar{\varepsilon}$ pour des différents paramètres électriques et climatiques du système éolien. Théoriquement la valeur de $\bar{\varepsilon}$ est nulle, mais pratiquement elle est différente de zéro (de faible valeur).

La simulation des deux méthodes de diagnostic est faite pour $N = 20$, $h = 10 V$ et pour une période d'échantillonnage $T_s = 1 \mu s$. Selon les résultats simulations, on peut remarquer que dans le cas où la tension de sortie du convertisseur statique contient une composante fondamentale de fréquence relativement faible (inférieure à $15 Hz$ comme dans le cas du CCM), la méthode FD1 est moins rapide par rapport à la méthode FD2. Par contre, lorsque la composante fondamentale de la tension de sortie du convertisseur statique est de fréquence relativement élevée ($50 Hz$ comme dans le cas du CCR), la méthode FD1 est plus rapide par rapport à la méthode FD2. Afin d'être certain que tout défaut sera détecté tout en privilégiant les performances temporelles de la détection, les deux méthodes peuvent être mises en œuvre en parallèle. Le principe de la détection hybride de défaut est présenté à la Figure II.6. Pour détecter un défaut sur l'un des trois bras des deux convertisseurs, le bloc de détection a besoin des signaux suivants : la tension mesurée du bus continu v_{dc} , les ordres de commande des interrupteurs du haut des deux convertisseurs g_y et les tensions simples mesurées v_y .

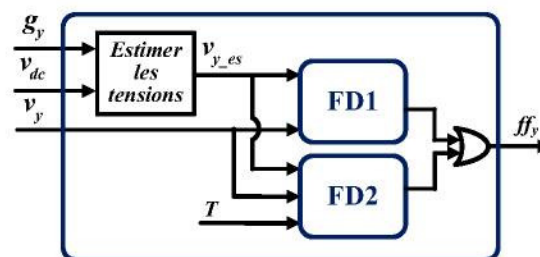


Figure II.6– Schéma de principe de la méthode hybride de détection de défaut.

Le signal de sortie de la technique hybride ff_y est le résultat de la somme logique (port logique de type OU (OR en anglais)) des signaux de sortie des deux blocs FD1 ou FD2.

II.3 Topologies de convertisseurs tolérant les défauts de type circuit-ouvert d'un transistor

Dans cette partie, nous allons proposer trois topologies de convertisseurs tolérant aux défauts, basées sur la structure classique des convertisseurs statiques AC-DC-AC (back-to-back en anglais), et utilisée dans un système éolien à d'une MADA. Ces topologies sont :

- Topologie de convertisseur tolérant aux défauts avec bras redondant (structure à 6 bras + 1 bras redondant tolérant un défaut),
- Topologie de convertisseur tolérant aux défauts sans bras redondant (structure à 5 bras tolérant un défaut),
- Topologie hybrides tolérant aux défauts de convertisseur statique (structure hybride tolérant deux défauts).

Les trois topologies proposées permettent d'assurer la continuité de service du système éolien, même en présence de défaut.

Lorsqu'un défaut apparaît sur l'un des transistors ou des drivers des deux convertisseurs, il doit être détecté le plus rapidement possible, et le bras défectueux doit alors être rapidement isolé. Si ce défaut est du type circuit-ouvert, l'isolation s'effectue en éliminant les commandes des interrupteurs du bras défectueux. Si le défaut est du type "court-circuit", le bras défaillant est isolé à l'aide de fusibles rapides connectés en série avec chaque interrupteur du bras défaillant.

II.3.1 Topologie de convertisseur tolérant aux défauts avec bras redondant

La première topologie (Figure II.7), comporte un bras redondant ou de secours connecté à l'aide d'interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant (triacs par exemple) aux deux convertisseurs. Ce bras de secours est composé de deux interrupteurs de puissance S_{d1} et S_{d2} et remplacera l'un des six bras des convertisseurs lors de l'apparition d'un défaut sur l'un des interrupteurs du CCM ou du CCR.

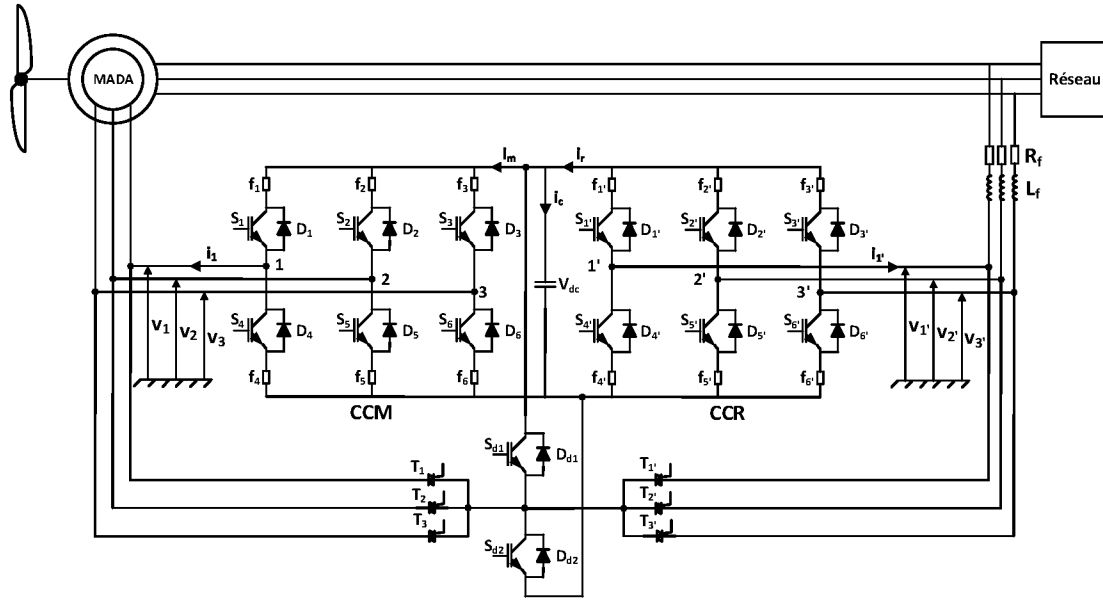


Figure II.7– Système éolien basé sur une MADA intégrant une topologie de convertisseur tolérant aux défauts avec bras redondant.

Le schéma de principe de contrôle du système éolien basé sur une MADA intégrant une topologie de convertisseur tolérant aux défauts avec bras redondant est présente dans la Figure II.8. Pour cette topologie et après la détection et la compensation du défaut, le fonctionnement des convertisseurs reste inchangé, car les convertisseurs gardent les mêmes contrôles qu'avant l'apparition du défaut. Alors, dans des conditions normales de fonctionnement, le bloc de compensation de défaut impose directement les ordres de commande des interrupteurs g_y ($y = \{k, k'\}$ avec $k = \{1, 2, 3\}$), issus des deux blocs de commande du CCM et du CCR. En cas d'apparition de défaut d'un transistor dans l'un des deux convertisseurs, les blocs de détection et de compensation de défaut réalisent la continuité de service selon les étapes suivantes :

- Détection du défaut (signal ff_y) et donc du bras défaillant numéroté y ,
- Elimination des ordres de commandes des deux interrupteurs composant le bras défectueux y (Mise à '0' des ordres de commande des deux interrupteurs),
- Connexion de l'interrupteur bidirectionnel correspondant T_y ,
- Application des ordres de commande des interrupteurs du bras défectueux y aux deux interrupteurs du bras de secours (S_{d1} et S_{d2}),

Les signaux en sortie du bloc de compensation sont :

- Les ordres de commande g_y et g_{y+3} pour les interrupteurs du CCM et du CCR,
- Les ordres de commande g_{sd1} et g_{sd2} pour les interrupteurs du bras redondant,
- Les signaux g_{T_y} pour commander les triacs T_y .

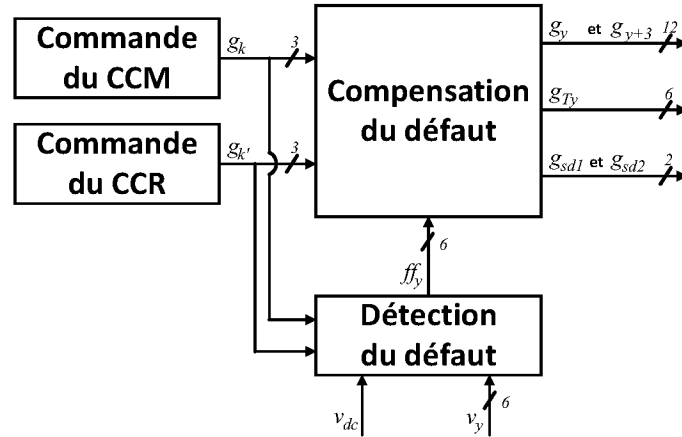


Figure II.8– Contrôle du système éolien pour la topologie de convertisseur tolérant aux défauts avec bras redondant.

II.3.2 Topologie de convertisseur tolérant aux défauts sans bras redondant

La deuxième topologie (Figure II.9), comporte trois interrupteurs bidirectionnels supplémentaires, dédiés à la reconfiguration de la structure à six bras des deux convertisseurs CCM et CCR à une topologie à cinq bras après la détection d'un défaut de type circuit-ouvert d'un transistor. En effet, lors de l'apparition de défaut sur l'un des interrupteurs de puissance ou des drivers des deux convertisseurs, le triac connecté au bras défaillant connectera la phase liée au bras défaillant au bras convenable de l'autre convertisseur selon l'ordre prédéfinie des phases. Par conséquent, un bras devient commun entre le CCM et le CCR. Un exemple de reconfiguration est présenté à la Figure II.11 pour un défaut dans le bras '3'.

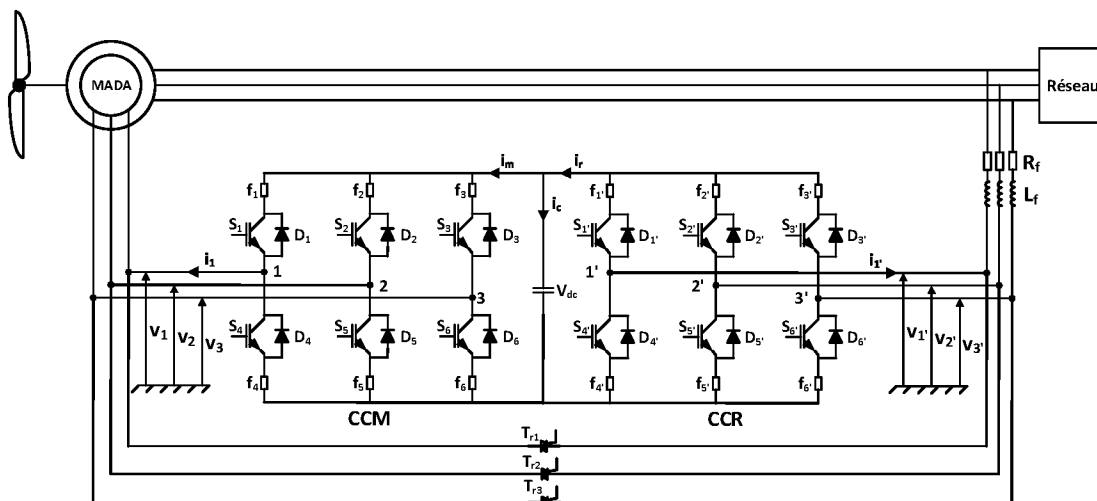


Figure II.9– Système éolien basé sur une MADA intégrant une topologie de convertisseur tolérant aux défauts sans bras redondant.

Le schéma de principe de contrôle du système éolien basé sur une MADA intégrant une topologie de convertisseur tolérant aux défauts sans bras redondant est présente dans la Figure II.10. Dans des conditions normales de fonctionnement, le bloc de compensation de défaut impose directement les ordres de commande des interrupteurs g_y , issus des deux blocs de commande du CCM et du CCR. Lorsqu'un défaut apparaît sur l'un des transistors du CCM ou du CCR, le bloc de détection et de compensation de défaut garantit la continuité de service selon les étapes suivantes :

- Détection du défaut (signal ff_y) et donc du bras défaillant numéroté y ,
- Mise à '0' des ordres de commandes des deux interrupteurs composant le bras défectueux y ,
- Choix du bras commun k ou k' . Si le bras défaillant est le bras k , le bras commun sera le bras k' . Inversement, si le bras défectueux est le bras k' , le bras commun sera le bras k ,
- Connexion de l'interrupteur bidirectionnel correspondant T_{rk} . Par conséquent la topologie à six bras devient une topologie à cinq bras avec un bras commun entre le CCM et le CCR,
- Changement de la commande MLI des interrupteurs du CCM et du CCR.

Les signaux en sortie du bloc de compensation sont les ordres de commande g_y et g_{y+3} pour les interrupteurs du CCM et CCR et les signaux g_{Trk} pour commander les triacs T_{rk} .

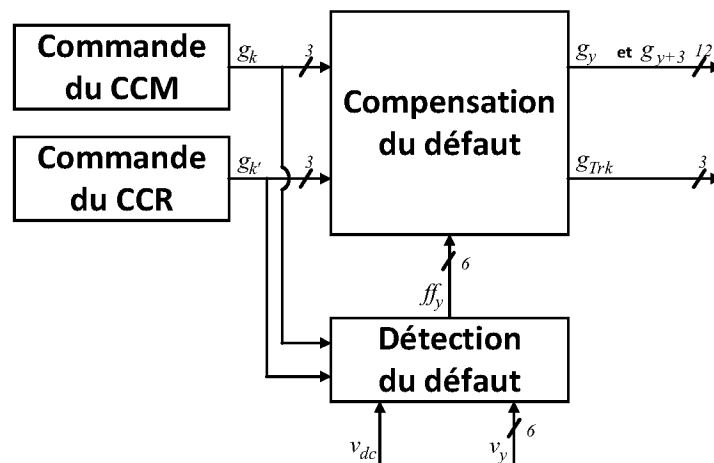


Figure II.10– Contrôle du système éolien pour la topologie de convertisseur tolérant aux défauts sans bras redondant.

La topologie des convertisseurs après compensation du défaut devient une topologie de convertisseurs à cinq bras. En conséquence, les ordres de commande des interrupteurs générés par la commande MLI classiques ne peuvent plus être utilisés, et un changement des ordres de commande des interrupteurs sera donc nécessaire. Nous avons donc développé une commande MLI spécifique à la topologie à cinq bras.

II.3.2.1 Applications de la topologie de convertisseur cinq bras

Le convertisseur cinq bras est une structure de convertisseur avec un nombre réduit de composants. Il a été étudié dans la littérature scientifique pour diverses applications telles que le contrôle de deux machines alternatives ou de deux charges triphasées [Bouscayrol, 2005], [Jones,2008–1], la conversion AC–DC–AC [Jacobina, 2006]. Il a également été abordé dans le cas de la tolérance aux défauts : pour un moteur AC [Jacobina, 2003] et ainsi pour un système éolien [Shahbazi, 2011]. La Figure II.11 présente la topologie sans bras redondant, dans le cas où un bras est mutualisé entre les phases 3 et 3' des deux convertisseurs CCM et CCR. Le bras commun participe donc, à la génération des tensions modulées pour les deux côtés du convertisseur.

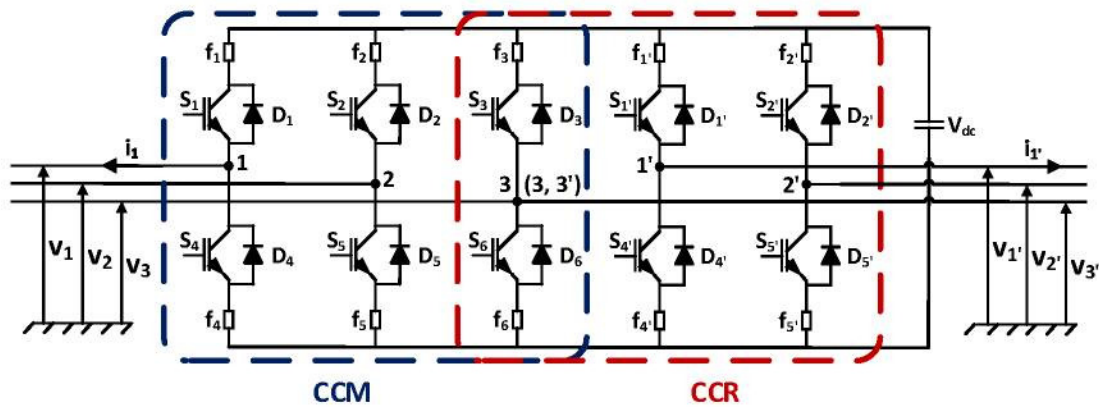


Figure II.11– Topologie cinq bras avec le bras 3 mutualisé (phases 3 et 3').

D'après cette figure, on peut remarquer que chacun des deux convertisseurs présentés est capable de produire deux tensions composées arbitraires. Autrement dit, bien que les tensions simples vues de la troisième phase soient les mêmes des deux côtés, les tensions simples des autres phases peuvent être arbitrairement choisies de sorte que les trois tensions composées des deux convertisseurs CCM et CCR suivent leurs références. Néanmoins, chaque tension composée sera limitée par la valeur de la tension du bus continu. On peut donc mentionner que les tensions reproduites par ce convertisseur cinq bras seront moins grandes que celles d'un convertisseur six bras conventionnel, pour une même tension aux bornes du bus continu.

II.3.2.2 Commande MLI pour convertisseur cinq bras

Différentes méthodes de la commande MLI spécifique à la topologie de convertisseur cinq bras ont été proposées dans la littérature scientifique [Jones, 2008–2]. La méthode que nous avons choisie pour la génération des ordres de commande des interrupteurs, notée ZSS (Zero Sequence Signal) est basée sur la méthode publiée dans [Jones, 2008–2], [Dujic, 2009] et [Shahbazi, 2011]. Cette méthode produit moins d'harmoniques de tension et mieux adaptée à la mise en œuvre pratique. Shahbazi et al. ont démontré que pour garantir les mêmes

performances dans la topologie de convertisseur cinq bras que dans un topologie de convertisseur six bras, il faut augmenter la référence de tension du bus continu v_{dc} après reconfiguration [Shahbazi, 2011].

La Figure II.12 illustre le principe de la génération des ordres de commande en utilisant la commande MLI spécifique ZSS pour un convertisseur cinq bras lorsque les bras 3 et 3' sont mutualisés. Les deux signaux ZSS, notée respectivement v_{zs} et $v_{zs'}$ sont ajoutés aux références de tension de commande des deux convertisseurs (CCM et CCR), pour former les signaux de modulation v_{zk} et $v_{zk'}$ avec $k = \{1, 2, 3\}$. On écrit alors :

$$\begin{cases} v_{zk}(t) = v_k^*(t) + v_{zs}(t) \\ v_{zk'}(t) = v_{k'}^*(t) + v_{zs'}(t) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Les deux signaux ZSS sont calculés comme suit :

$$\begin{cases} v_{zs}(t) = -\frac{1}{2} \left(\max(v_k^*(t)) + \min(v_k^*(t)) \right) \\ v_{zs'}(t) = -\frac{1}{2} \left(\max(v_{k'}^*(t)) + \min(v_{k'}^*(t)) \right) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Si le bras numéro x ou x' ($x \in \{1, 2, 3\}$) est défaillant, les références de tension finales sont obtenues en ajoutant le signal de modulation correspondant au bras défaillant v_{zx} du CCM aux signaux de modulation v_{zk} ($x \neq k$) du CCR, et également en ajoutant le signal de modulation correspondant au bras défaillant $v_{zx'}$ du CCR aux signaux de modulation v_{zk} ($x \neq k$) du CCM. Finalement la tension référence du bras mutualisé est calculée par la somme de v_{zx} et $v_{zx'}$. Pour l'exemple précédent, en supposant que le bras 3 est mutualisé (les phases 3 et 3') pour un convertisseur cinq bras (Figure II.11), les références de tension finales sont calculées par :

$$\begin{cases} v_1^{**}(t) = v_{z1}(t) + v_{z3'}(t) \\ v_2^{**}(t) = v_{z2}(t) + v_{z3'}(t) \\ v_3^{**}(t) = v_{z3}(t) + v_{z3'}(t) \\ v_{1'}^{**}(t) = v_{z1'}(t) + v_{z3}(t) \\ v_{2'}^{**}(t) = v_{z2'}(t) + v_{z3}(t) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Les ordres de commande sont générés en comparant les cinq tensions de référence précédemment établies avec une porteuse triangulaire à fréquence élevée à l'unité MLI.

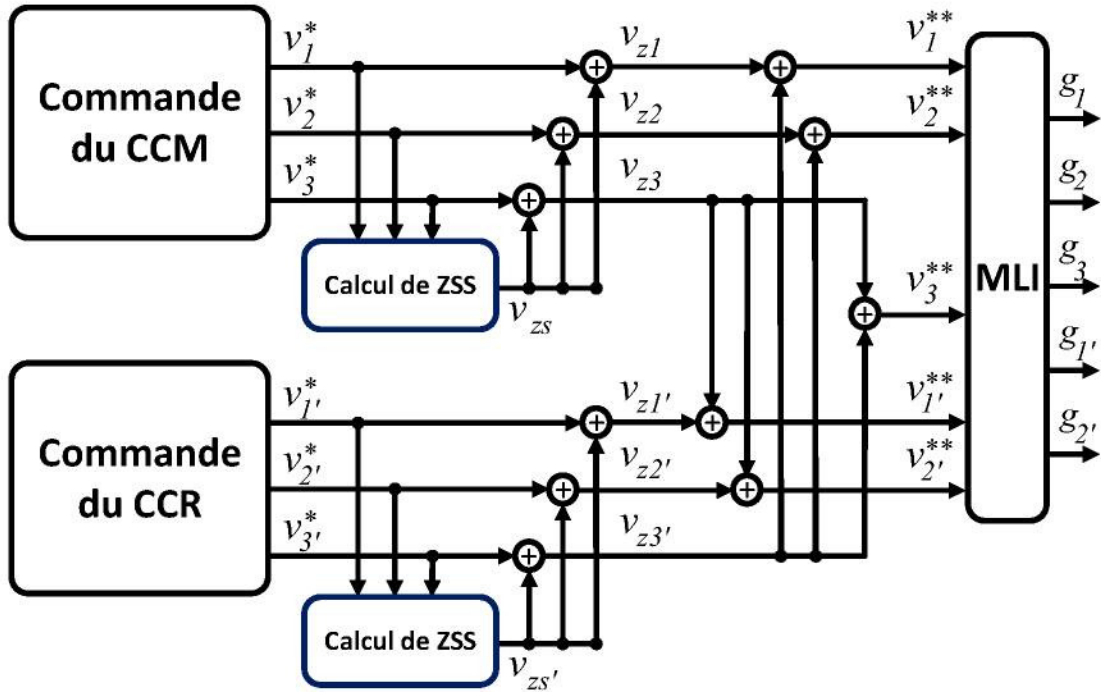


Figure II.12– Principe de génération des ordres de commande pour le convertisseur cinq bras lorsque les bras 3 et 3' sont mutualisés.

II.3.2.3 Détection de défaut pour convertisseur cinq bras

La méthode de la détection de défaut pour la topologie de convertisseurs cinq bras est la même pour la topologie de convertisseurs six bras, que nous avons étudié précédemment (section II.2.3). Donc, les signaux d'entrée et de sortie du bloc de détection de défaut restent les mêmes (Figure II.6).

II.3.3 Topologie hybride tolérant aux défauts de convertisseurs statiques

La topologie hybride (Figure II.13), englobe les deux précédentes topologies (avec bras redondant et sans bras redondant). Cette topologie comporte :

- Un bras de secours composé de deux interrupteurs de puissance S_{d1} et S_{d2} , et connecté à l'aide de six interrupteurs bidirectionnels T_y ($y = \{k, k'\}$ avec $k = \{1, 2, 3\}$).
- Trois interrupteurs bidirectionnels supplémentaires T_{rk} , dédiés à la reconfiguration de la structure à six bras à une topologie à cinq bras après la détection d'un défaut.

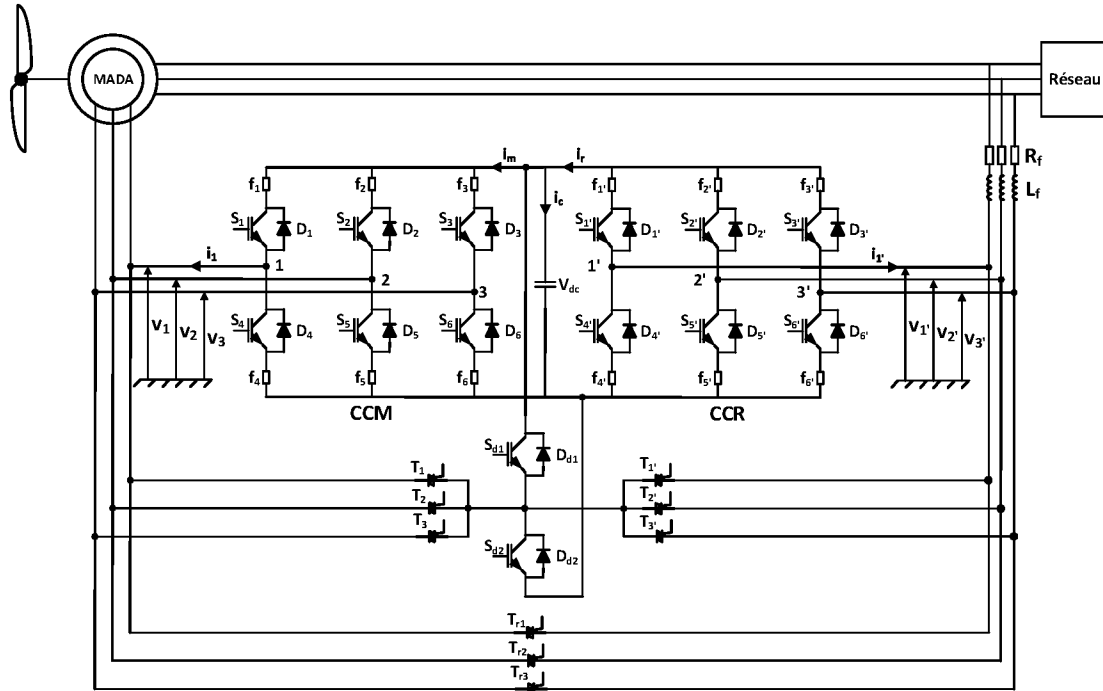


Figure II.13– Système éolien basé sur une MADA intégrant une topologie de convertisseur tolérant aux défauts hybride.

Le schéma de principe de contrôle du système éolien basé sur une MADA intégrant une topologie hybride tolérante aux défauts est présenté dans la Figure II.14. Cette structure contient un bloc de détection de défaut identique par rapport aux deux topologies précédentes tolérantes aux défauts (avec bras redondant et sans bras redondant). Ainsi, pour la détection de défaut, on adopte la même approche exposée à la section II.2.3.

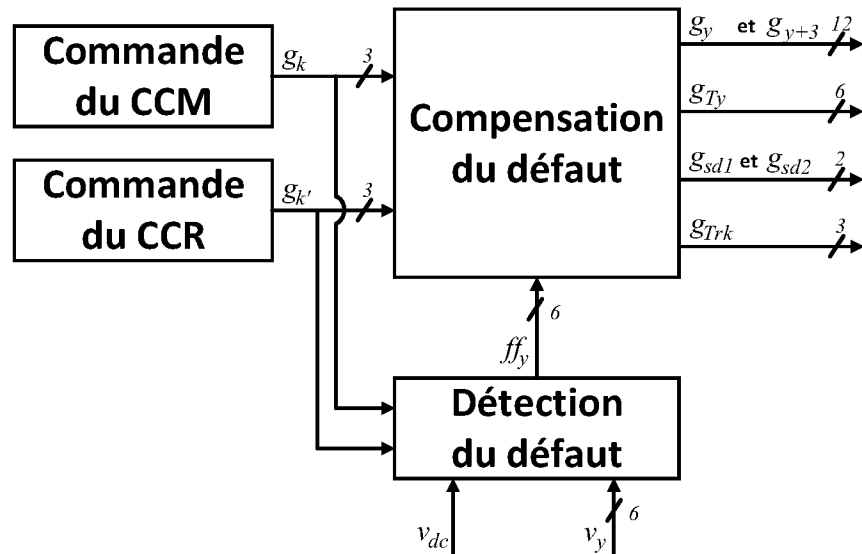


Figure II.14– Contrôle du système éolien pour la topologie hybride tolérant aux défauts de convertisseurs statique.

Les signaux de sortie du bloc de compensation de défaut sont :

- Les ordres de commande g_y et g_{y+3} pour les interrupteurs du CCM et du CCR,
- Les ordres de commande g_{sd1} et g_{sd2} pour les interrupteurs du bras redondant,
- Les signaux g_{Ty} pour commander les triacs T_y ,
- Les signaux g_{Trk} pour commander les triacs T_{rk} .

L'algorithme du bloc de compensation de défaut est présenté dans la Figure II.15. Dans des conditions normales de fonctionnement, le bloc de compensation de défaut impose directement les ordres de commande des interrupteurs g_y aux deux convertisseurs. Lorsqu'un défaut apparaît sur l'un des transistors du CCM ou du CCR, le bloc de compensation de défaut garantit la continuité de service selon les étapes suivantes :

- Détection du défaut (signal ff_y) et donc du bras défaillant numéroté par y ,
- Elimination des ordres de commandes des deux interrupteurs composant le bras défectueux y ,
- Si le nombre de défauts (FN) est égal à 1, alors la topologie avec bras redondant est appliquée en appliquant les ordres de commandes du bras défectueux y aux interrupteurs du bras de secours (S_{d1} et S_{d2}), et en connectant l'interrupteur bidirectionnel correspondant T_y ,
- Si $FN=2$, alors la topologie sans bras redondant est appliquée en connectant l'interrupteur bidirectionnel correspondant T_{rk} et en changeant la commande MLI pour la topologie cinq bras,
- Si $FN>2$, arrêt du système éolien, afin d'empêcher la propagation des défauts aux autres composants, car, seulement deux défauts peuvent être compensés.

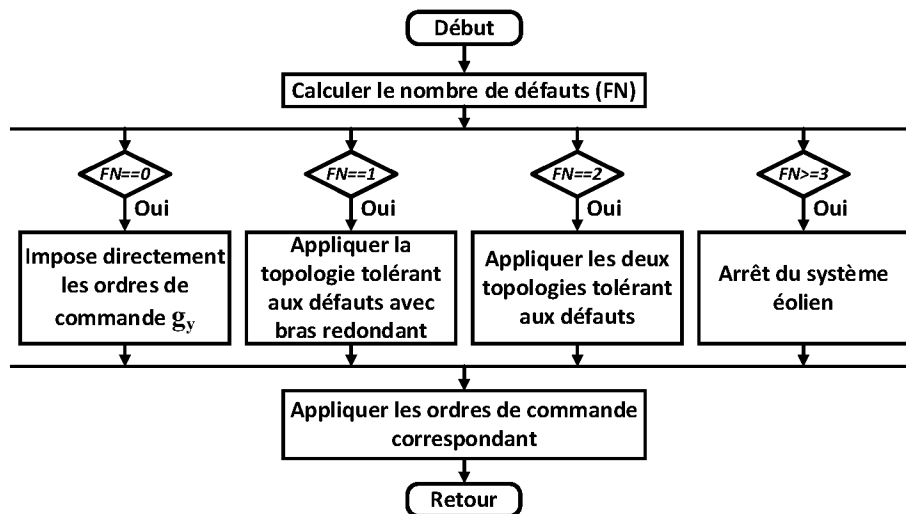


Figure II.15– Organigramme de commande pour la topologie hybride tolérante aux défauts de convertisseurs statique.

II.3.4 Comparaison des topologies adoptées tolérantes aux défauts de convertisseur statique

Les trois topologies tolérantes aux défauts de convertisseur statique, garantissent la continuité de service du système éolien. Néanmoins, chaque topologie présente des avantages et des inconvénients. Le Tableau II.3 résume le nombre de composants utilisés pour chaque topologie, en la comparant avec une topologie classique non-tolérante au défaut largement utilisée dans les systèmes éoliens [Feng, 2013].

Tableau II.3 – Comparaison des différentes topologies adoptées tolérantes aux défauts de convertisseur statique ainsi que la topologie classique non-tolérante aux défauts.

Topologie	Nombre des IGBT	Nombre des Triacs	Nombre des fusibles	Complexité de contrôle	Nombre des défauts compensables
Topologie classique	12	0	2	Médian	0
Topologie tolérante au défaut avec bras redondant	14	6	12	Médian	1
Topologie tolérante au défaut sans bras redondant	12	3	12	Haut	1
Topologie hybride tolérante au défaut	14	9	12	Haut	2

D'après ce tableau, on s'aperçoit que la topologie tolérante au défaut avec bras redondant utilise huit composants de puissance supplémentaires, ce qui constitue un coût supplémentaire pour la gamme de puissance des aérogénérateurs actuels. La topologie tolérante au défaut sans bras redondant comporte moins de composants supplémentaires. Mais, l'augmentation de la référence de tension du bus continu, impose le surdimensionnement de l'ensemble des interrupteurs de la topologie à cinq bras par rapport à une topologie classique à six bras. Les deux topologies précédentes tolérantes aux défaut permettent de compenser un seul défaut. Par contre, même si la topologie hybride tolérante au défaut utilise plus de composants de puissance supplémentaires surdimensionnés, elle garantit la détection et la compensation de multiples défauts simultanés (deux défauts). Cela augmente la fiabilité et prolonge la durée de disponibilité du système éolien de production de l'énergie électrique.

II.4 Résultats de simulation

Les simulations de l'ensemble du système éolien ont été réalisées dans l'environnement MATLAB/Simulink, afin de valider l'efficacité des stratégies de commande adoptées dans ce chapitre (les méthodes de détection de défaut au niveau d'un transistor et les topologies de convertisseurs tolérants les défauts de transistor). La partie puissance du système a été

modélisée à l'aide de la toolbox "SimPowerSystem" de MATLAB. Quant à la partie contrôle de système éolien ainsi que les méthodes de détection de défaut et la commande des topologies de convertisseurs tolérants aux défauts, elles ont été programmées en utilisant "C-MEX S-function".

Nous avons utilisé la même MADA de 3 MW utilisé dans le chapitre précédent (Tableau I.1 et Tableau I.2). Le même profil de vent utilisé dans le chapitre précédent est appliqué aussi (Figure I.35). La puissance réactive de référence Q_f^* et Q_s^* sont fixées à 0 VAR, ce qui garantit un facteur de puissance unitaire. La fréquence de commutation des interrupteurs de puissance des CCM et CCR est fixée à 2 kHz.

Dans cette section, nous avons présenté les résultats obtenus par simulation du système éolien basé sur une MADA en présence d'un défaut au niveau de l'un des transistors du CCM ou/et du CCR pour les deux cas (topologie non tolérante aux défauts et topologies tolérantes aux défauts).

Un défaut du type circuit-ouvert est produit par la mise à '0' de l'ordre de commande de l'interrupteur de puissance. Comme expliqué précédemment à la section II.2.2.2, un défaut de type court-circuit entraîne une situation similaire à celle d'un défaut de circuit-ouvert, grâce aux fusibles rapides placés en série avec les interrupteurs. Pour cette raison, seul un défaut de type circuit-ouvert sera étudié dans cette section et dans l'ensemble de cette thèse.

II.4.1 Défaut de type circuit-ouvert d'un transistor du CCR

II.4.1.1 Défaut de type circuit-ouvert d'un transistor non-compensé

La Figure II.16 présente les résultats de simulation obtenus lorsqu'un défaut du type circuit-ouvert sans compensation se produit sur le transistor S_1 du CCR à l'instant $t = 1.2$ s. Dans ce cas, et avant l'apparition du défaut, la MADA fonctionne dans des conditions normales, où les grandeurs électriques et mécaniques présentent des légères ondulations. Par contre, après apparition du défaut, nous pouvons observer des oscillations importantes sur la tension du bus continu v_{dc} , le couple électromagnétique de la MADA T_{em} , les puissances active et réactive totales (P_g et Q_g), les puissances active et réactive statoriques (P_s et Q_s), les puissances active et réactive rotoriques (P_r et Q_r), les puissances active et réactive transmittant à travers le convertisseur côté réseau (P_f et Q_f), les courants de phase du CCM i_r et les courants de phase du CCR i_f . Ces fluctuations peuvent conduire à des effets indésirables et dangereux (vibrations importantes sur la partie mécanique du système, mauvaise qualité de l'énergie électrique fournie au réseau électrique). Il s'avère donc justifier l'importance de détecter et de compenser au plus rapide le défaut afin d'éviter ces effets.

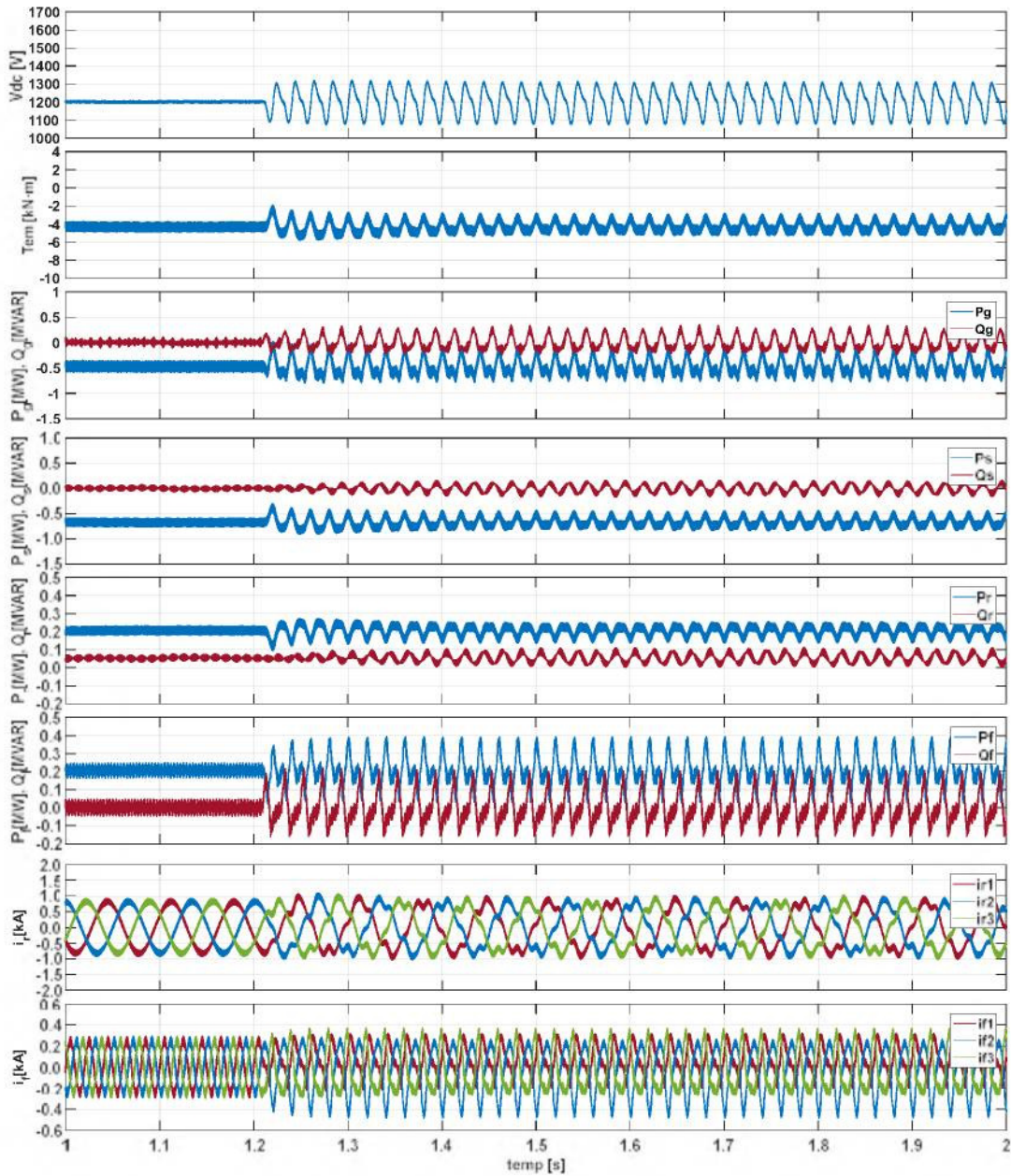


Figure II.16– Effets du défaut de type circuit-ouvert du transistor S_1 sans compensation du défaut.

La Figure II.17, la Figure II.18 et la Figure II.19 illustrent respectivement les tensions simples mesurées du CCR, les tensions simples estimées du CCR et les erreurs entre les tensions simples mesurées et celles estimées du CCR (ε). Nous pouvons observer dans la Figure II.19 que l'erreur de tension ε n'est pas nulle à chaque instant, et présente des pics même avant l'apparition du défaut, en raison des effets du retard de commutation des composants, ainsi que des temps morts des drivers. Les formes d'onde de ces erreurs sont différentes pour les deux cas (sans et avec défaut). Cette différence se répercute sur la durée d'erreur entre la tension mesurée et estimée, ainsi que sur la valeur moyenne de cette erreur (Figure II.23 et Figure II.24). Il faut aussi remarquer que les tensions simples mesurées et celles estimées du CCM

maintiennent leur similitude en présence de défaut de type circuit-ouverte d'un transistor dans le CCR (La Figure II.20, la Figure II.21 et la Figure II.22). Ces erreurs maintiennent aussi leur symétrie illustrée par une valeur moyenne presque nulle (Figure II.24).

Ces changements constituent la base pour la conception d'un système de diagnostic de défaut de type circuit-ouverte d'un transistor dans le CCR.

Concernant la détection de défauts de le transistor S_I du CCR, la Figure II.23 présente la sortie n_y du compteur pour la première méthode FD1 et le signal de sortie ff_y des deux convertisseurs CCM et CCR. La Figure II.24 présente la valeur moyenne de l'erreur de tension $\bar{\varepsilon}_y$ pour la deuxième méthode FD2 et le signal de sortie ff_y des deux convertisseurs CCM et CCR. Ces deux figures démontrent que les deux méthodes sont capables de détecter des défauts du type circuit-ouvert, avec une légère différence du temps de détection (Figure II.25) :

- Le temps de détection de défaut pour FD1 est $t = 1.2114 \text{ s}$,
- Le temps de détection de défaut pour FD2 est $t = 1.2233 \text{ s}$.

Dans ce cas, on remarque que la méthode FD1 détecte plus rapidement le défaut comparativement à la méthode FD2, avec une différence de 0.0119 s (presque un $1/2$ de la période de la tension du réseau). Cette différence dépend peut varier selon le choix de N et de h , qui de leur tour sont limités par les contraintes techniques du matériel utilisé, ainsi que les conductions climatiques dans lesquels est soumis le système éolien

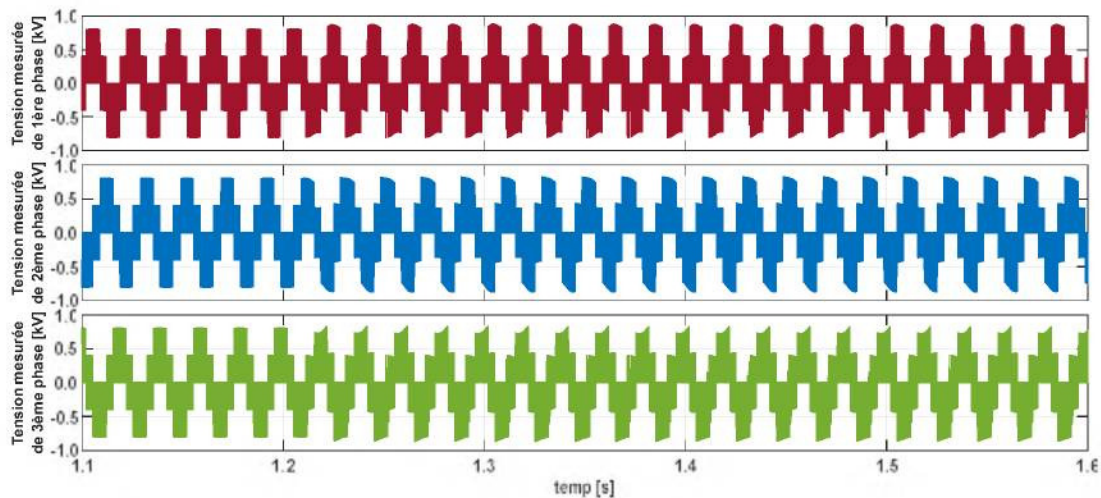


Figure II.17– Tensions simples mesurées du CCR.

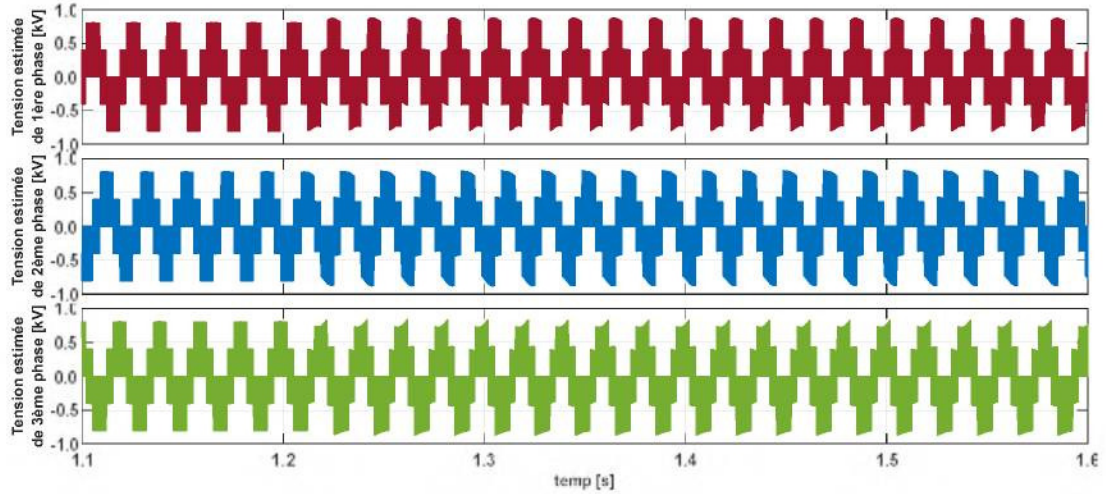


Figure II.18– Tensions simples estimées du CCR.

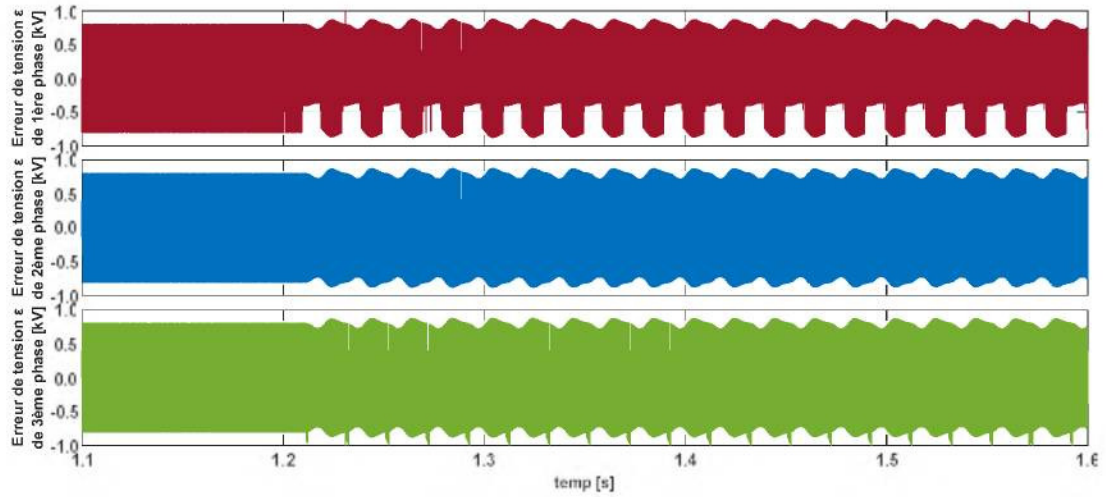


Figure II.19– Erreurs (ϵ) entre les tensions simples mesurées et celles estimées du CCR.

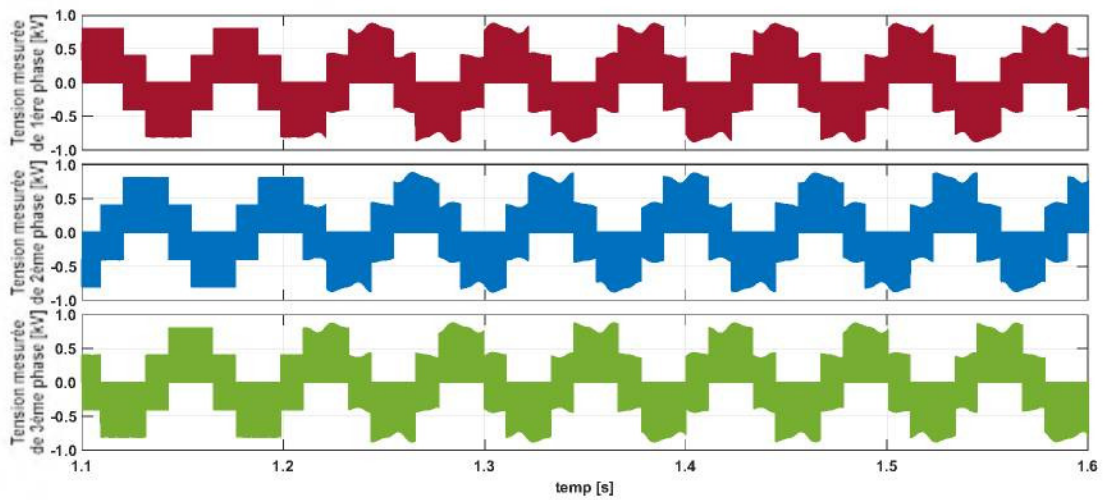


Figure II.20– Tensions simples mesurées du CCM.

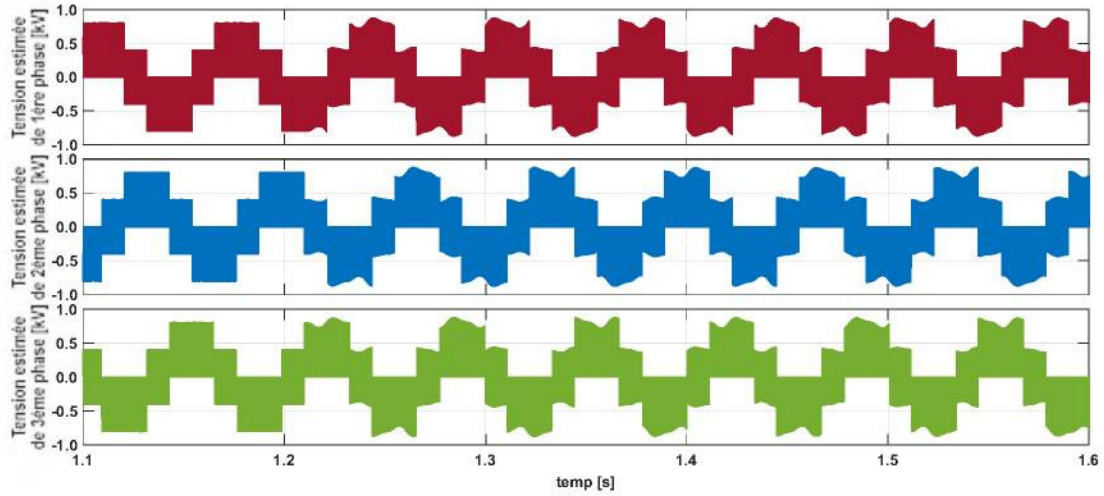


Figure II.21– Tensions simples estimées du CCM.

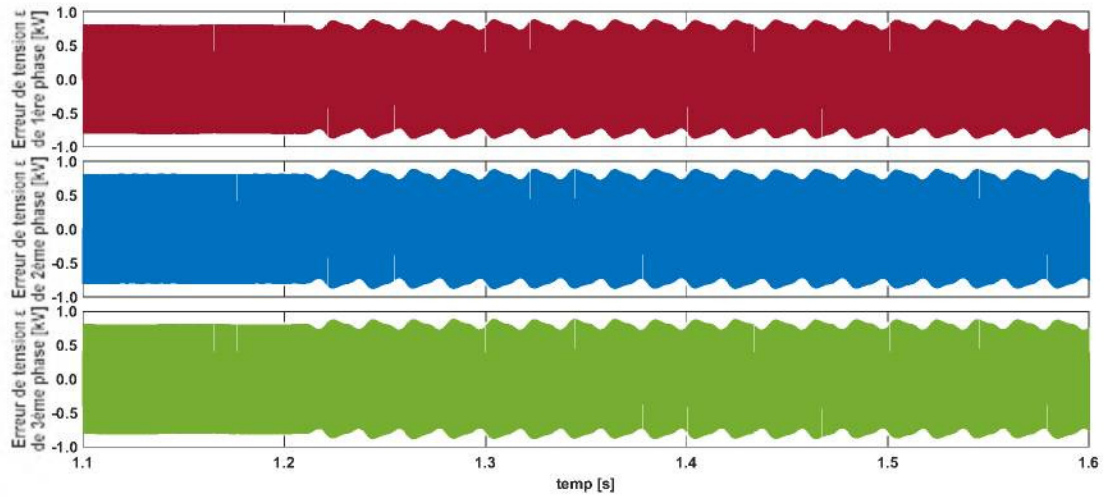


Figure II.22– Erreurs (ϵ) entre les tensions simples mesurées et celles estimées du CCM.

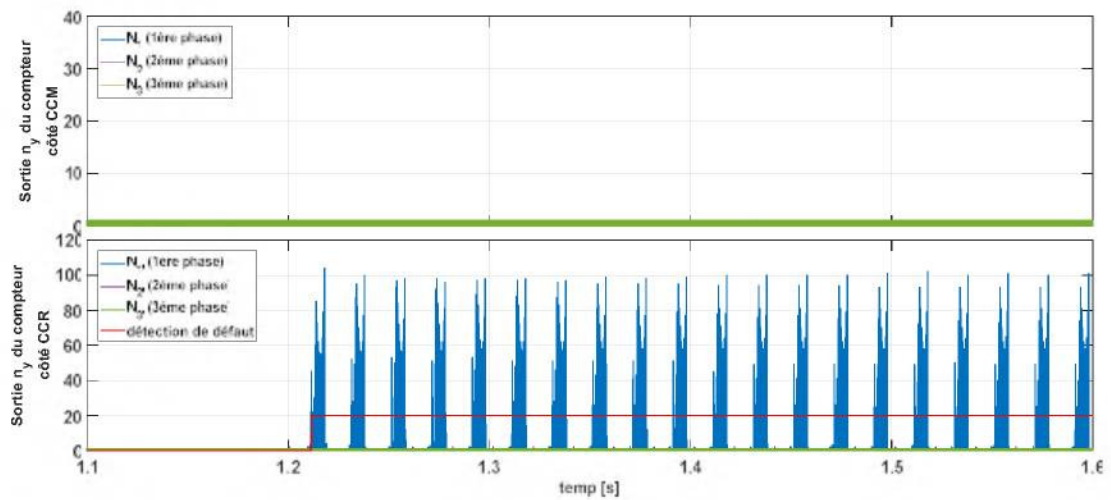


Figure II.23– Signaux caractéristiques pour la méthode FDI de détection de défaut.

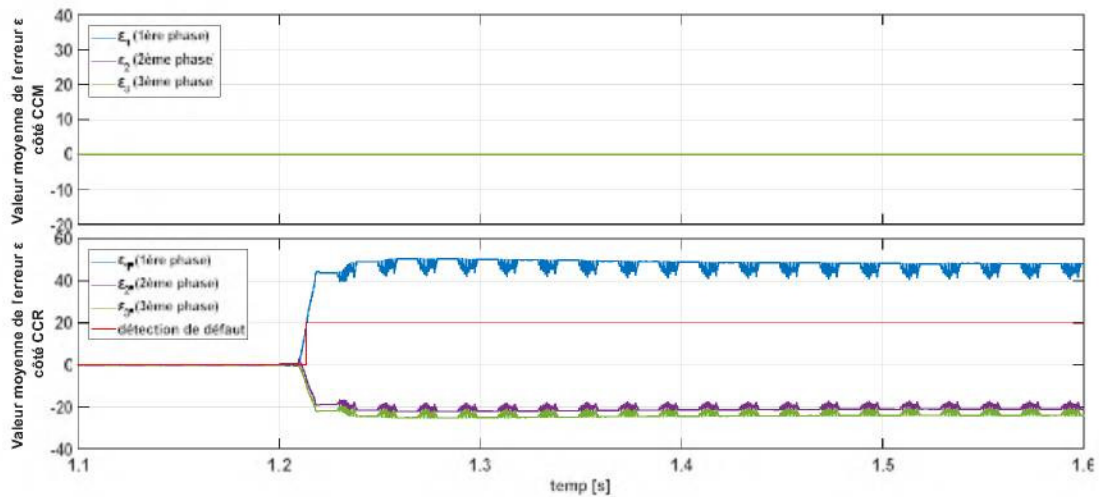


Figure II.24– Signaux caractéristiques pour la méthode FD2 de détection de défaut.

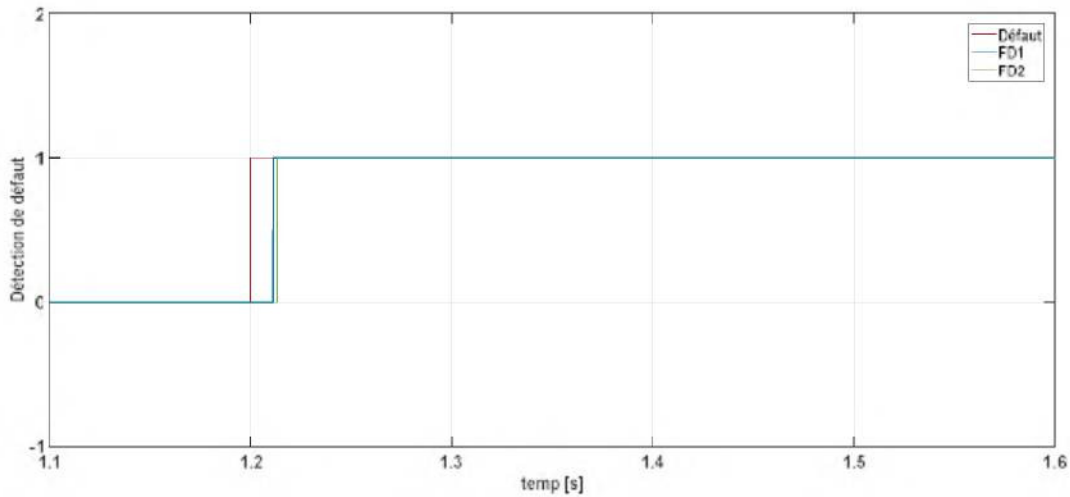


Figure II.25– Indicateurs de défauts du transistor S_{T1} par les méthodes FD1 et FD2.

II.4.1.2 Défaut de type circuit-ouvert d'un transistor compensé

II.4.1.2.1 Topologie tolérante aux défauts avec bras redondant

La Figure II.26 présente les résultats de simulation obtenus pour le même défaut (S_{T1} bloqué à l'état ouvert) lorsque la topologie proposée du convertisseur tolérant aux défauts avec bras redondant est utilisée. On peut voir qu'après l'apparition du défaut, le système éolien arrive à maintenir les mêmes performances du cas sain après une légère perturbation transitoire. Cela montre la capacité de cette méthode à assurer la continuité du service du système éolien à base de MADA.

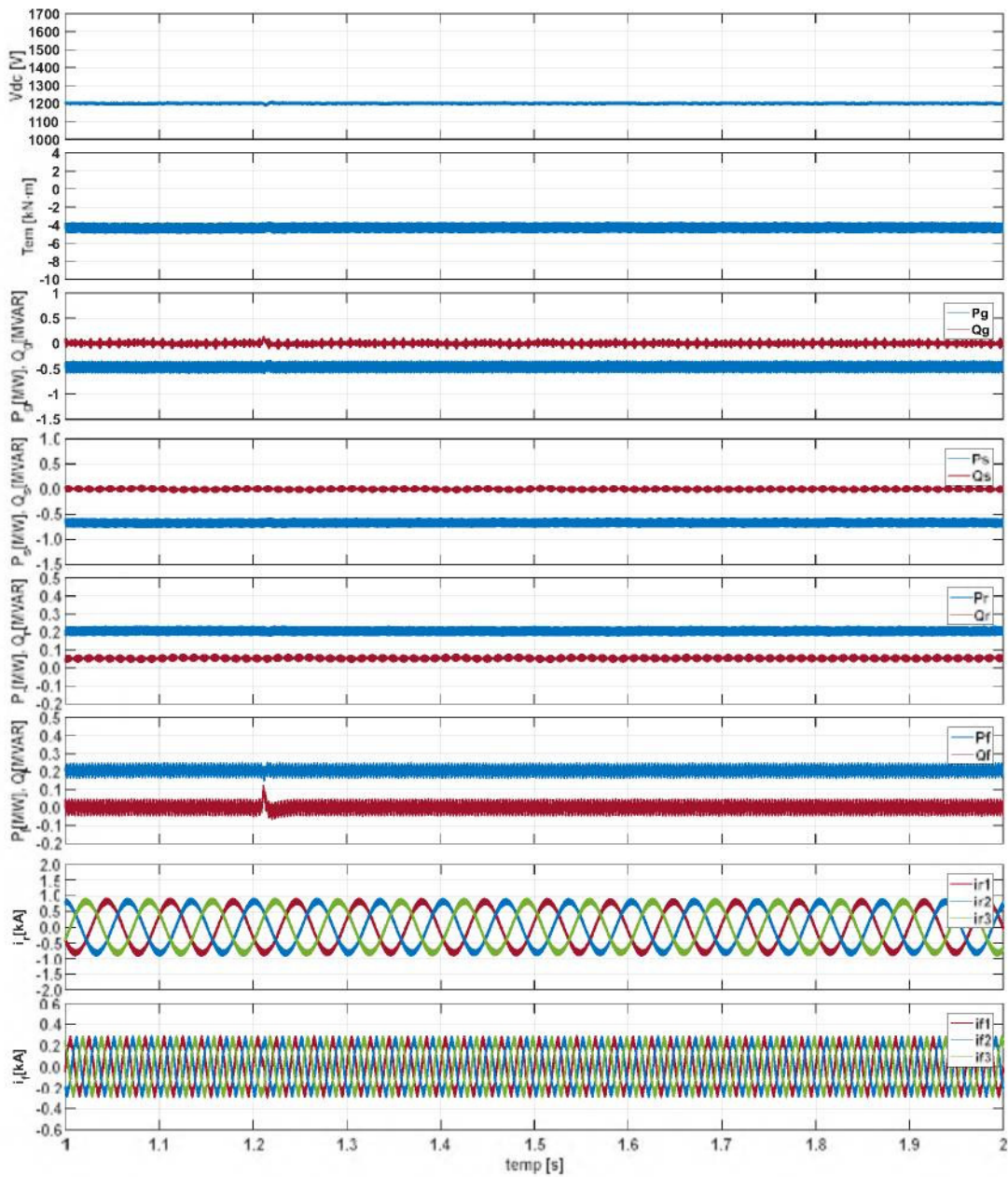


Figure II.26– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor S_7 .

II.4.1.2.2 Topologie tolérante aux défauts sans bras redondant

La Figure II.27 présente les résultats de simulation obtenus pour le même défaut (S_7 bloqué à l'état ouvert) lorsque la topologie proposée du convertisseur tolérant aux défauts sans bras redondant est utilisée. Dans ce cas et après l'apparition du défaut, il a été nécessaire d'augmenter le niveau de tension du bus continu à 1500 V , afin de garantir presque les mêmes performances du système éolien après reconfiguration. Nous observons que la tension du bus continu suit sa référence après un régime transitoire. Ainsi, une fois le défaut détecté et compensé, le système éolien peut continuer à produire de l'énergie électrique.

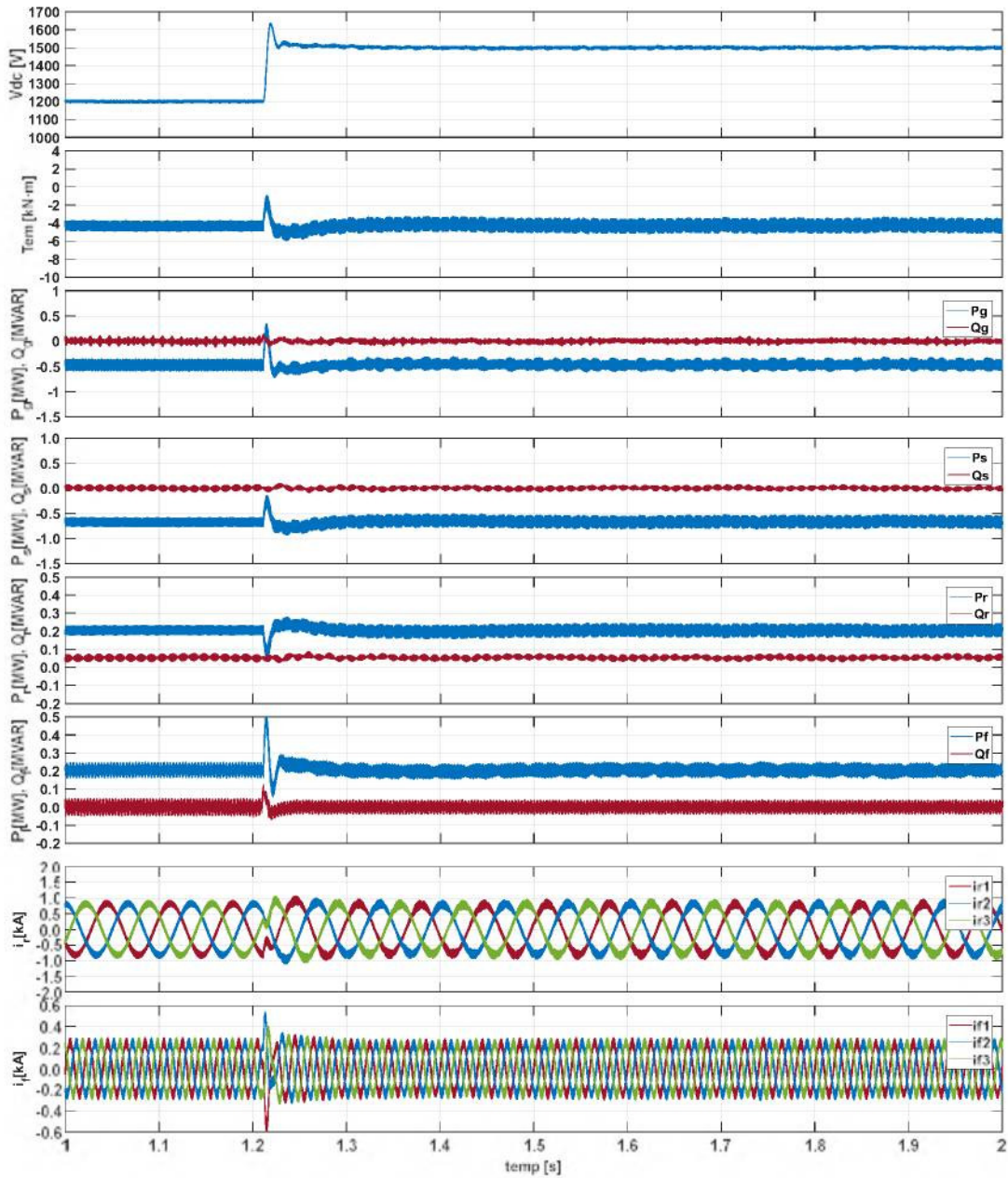
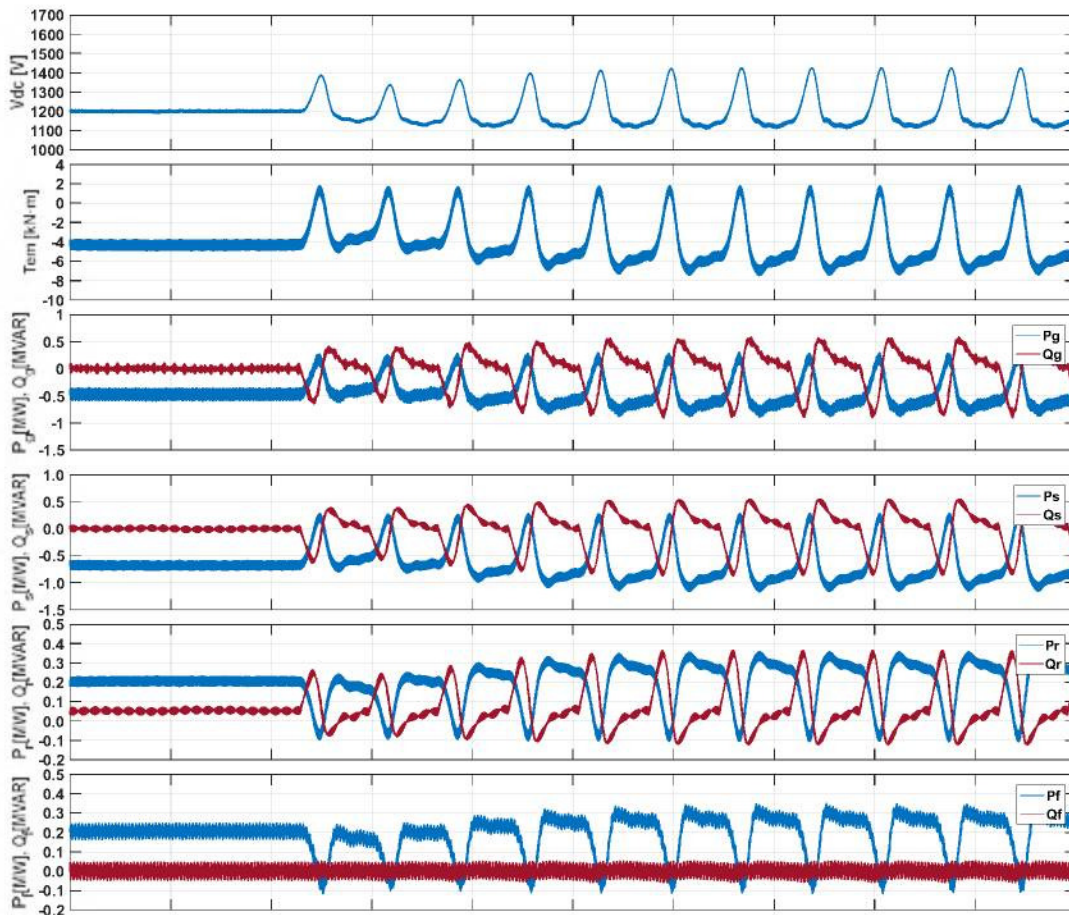


Figure II.27– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor S_7 .

II.4.2 Défaut de type circuit-ouvert d'un transistor du CCM

II.4.2.1 Défaut de type circuit-ouvert d'un transistor non-compensé

La Figure II.28 montre les résultats de simulation obtenus lorsqu'un défaut du type circuit-ouvert d'un transistor sans compensation se produit sur le transistor S_7 du CCM à l'instant $t = 1.2$ s. On constat qu'avant l'apparition du défaut les grandeurs électriques et mécaniques de la MADA sont de forme moins ondulée. En revanche, dès l'apparition du défaut, ces grandeurs deviennent significativement perturbées. Ces perturbations provoquent des effets néfastes (mauvaise qualité de l'énergie électrique injectée dans la réseau électrique, vibrations mécanique importantes du système). Il s'avère donc justifier d'où l'importance de détecter et de compenser au plus rapide le défaut afin d'éviter ces effets.



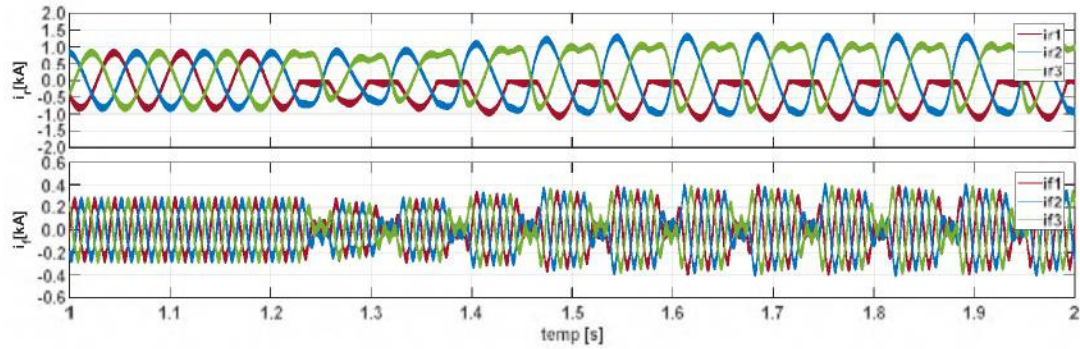


Figure II.28– Effets du défaut de type circuit-ouvert du transistor S_7 sans compensation du défaut.

La Figure II.29, la Figure II.30 et la Figure II.31 présentent respectivement les tensions simples mesurées du CCM, les tensions simples estimées du CCM et leurs différences (ε). Selon la Figure II.31, l'erreur de tension ε est sous forme de pics même avant l'apparition du défaut, en raison des effets du retard de commutation des composants, ainsi que des temps morts des drivers. Les formes d'onde de ces erreurs sont différentes pour les deux cas (sans et avec défaut). Cette différence se répercute sur la durée d'erreur entre la tension simple mesurée et celle estimée, ainsi que sur la valeur moyenne de cette erreur (Figure II.35 et Figure II.36). Il faut aussi remarquer que les tensions simples mesurées et celle estimées du CCR maintiennent leur similitude en présence de défaut de type circuit-ouverte d'un transistor dans le CCM (La Figure II.32, la Figure II.33 et la Figure II.34). Les erreurs des tensions du CCR maintiennent leur symétrie illustrée par une valeur moyenne presque nulle (Figure II.36).

Ces caractéristiques vont être exploités pour construire un système de diagnostic de défaut de type circuit-ouvert d'un transistor dans le CCM.

Concernant la détection de défauts de le transistor S_7 du CCM, la Figure II.35 présente la sortie n_y du compteur pour la première méthode FD1 et le signal de sortie ff_y des deux convertisseurs CCM et CCR. La Figure II.36 présente la valeur moyenne de l'erreur de tension $\bar{\varepsilon}_y$ pour la deuxième méthode FD2 et le signal de sortie ff_y des deux convertisseurs CCM et CCR. Ces deux figures montrent que les deux méthodes sont capables de détecter des défauts du type circuit-ouvert, avec une différence remarquable du temps de détection (Figure II.37) :

- Le temps de détection de défaut pour FD1 est $t = 1.5217 s$,
- Le temps de détection de défaut pour FD2 est $t = 1.2484 s$.

Dans ce cas, on remarque que la méthode FD2 est significativement plus rapide que la méthode FD1, avec une différence de $0.2733 s$ (presque 4 fois de la période de la tension de la référence de la commande MLI du CCM, dont la fréquence est de $15Hz$). Cette différence peut varier selon le choix de N et de h , qui de leur tour sont conditionnés par les contraintes techniques du matériel utilisé, ainsi que les conceptions climatiques dans lesquels est soumis le système éolien.

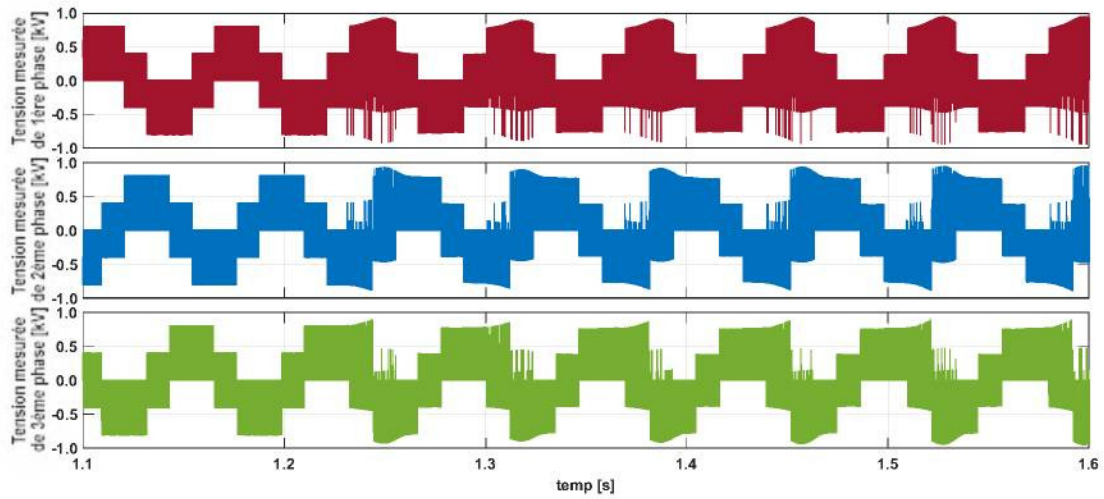


Figure II.29– Tension simples mesurées du CCM.

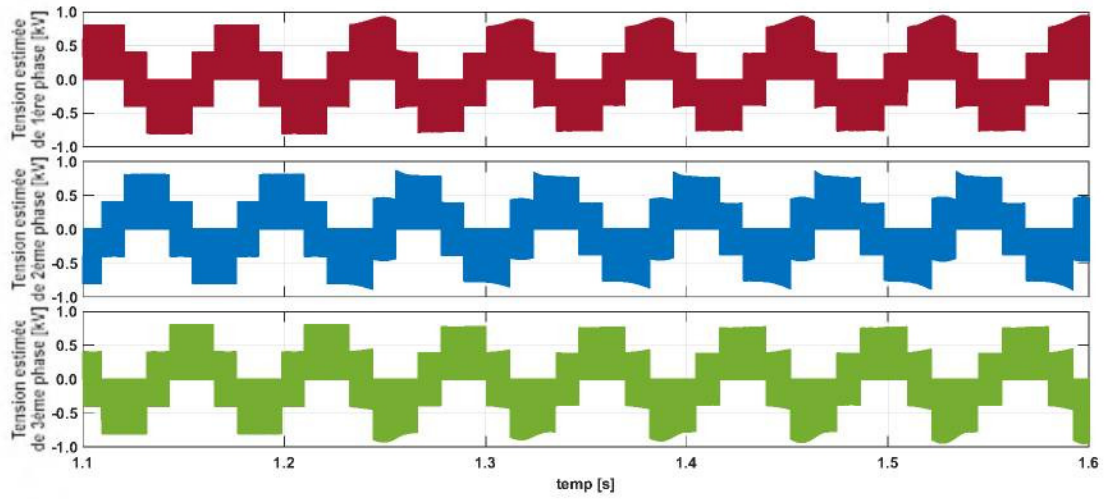


Figure II.30– Tension simples estimée du CCM.

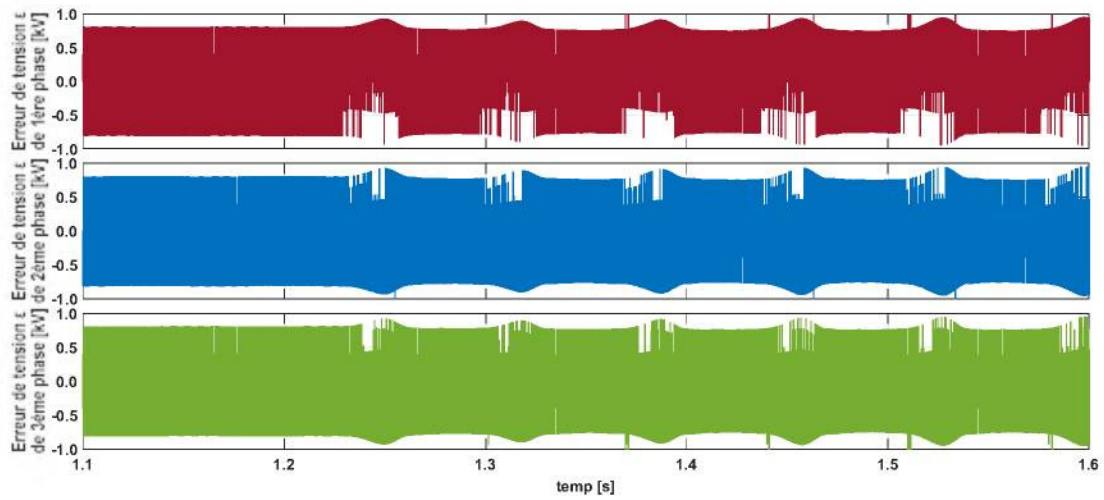


Figure II.31– Erreurs (ϵ) entre les tensions simples mesurées et celles estimées du CCM.

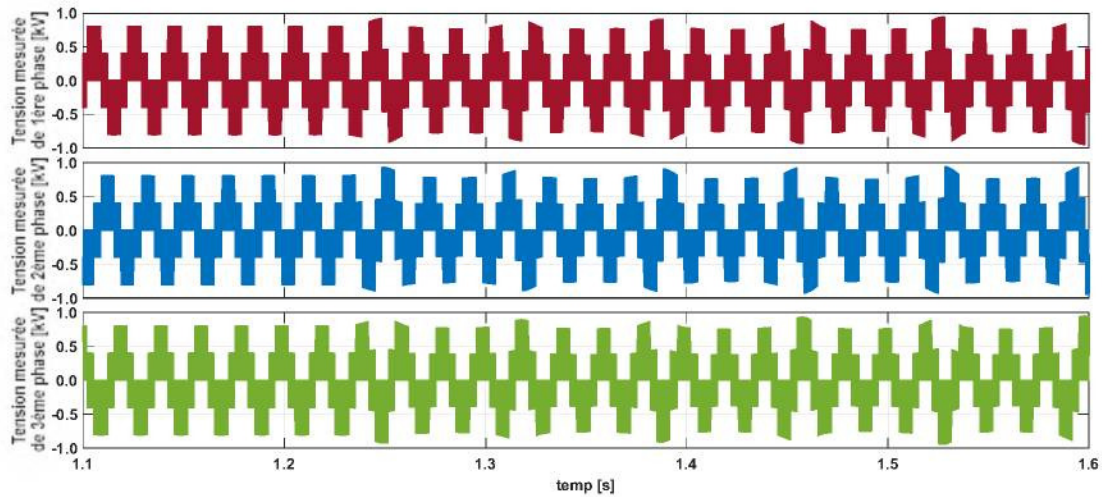


Figure II.32– Tension simples mesurées du CCR.

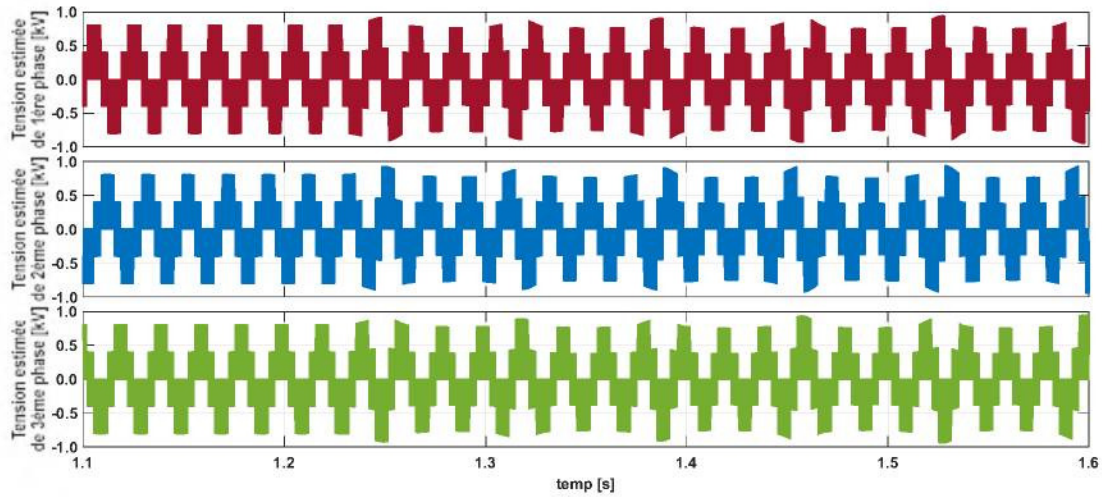


Figure II.33– Tension simples estimée du CCR.

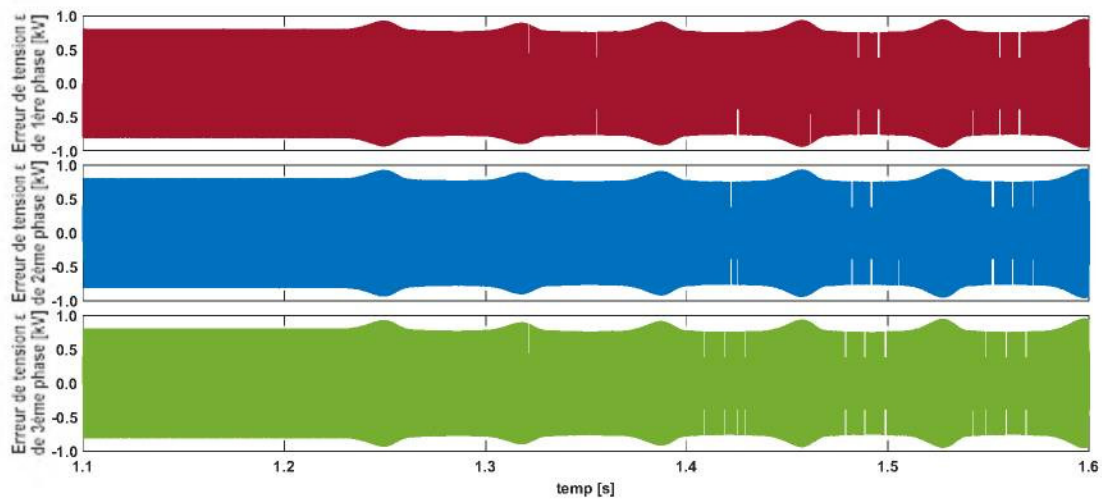


Figure II.34– Erreurs (ϵ) entre les tensions simples mesurées et celles estimées du CCR.

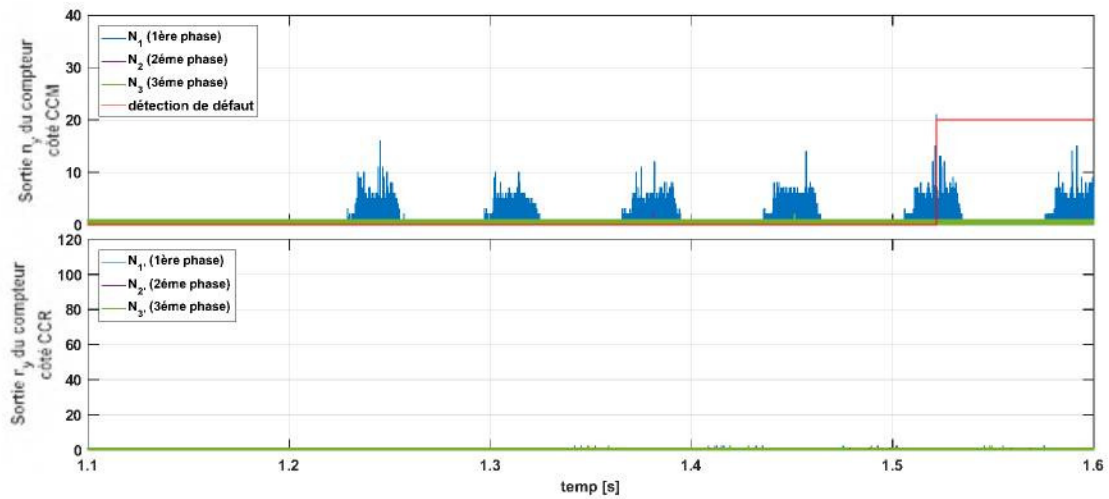


Figure II.35– Signaux caractéristiques pour la méthode FD1 de détection de défaut.

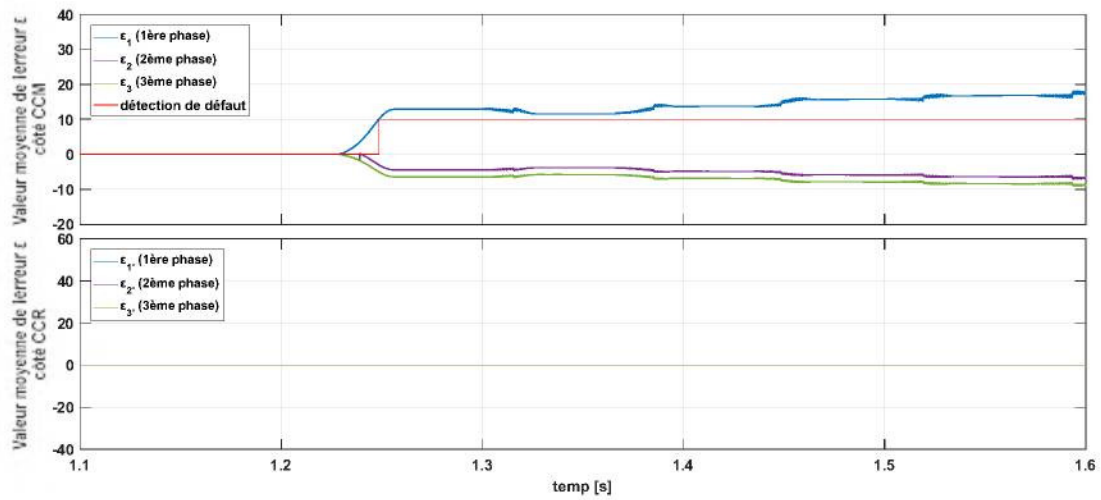


Figure II.36– Signaux caractéristiques pour la méthode FD2 de détection de défaut.

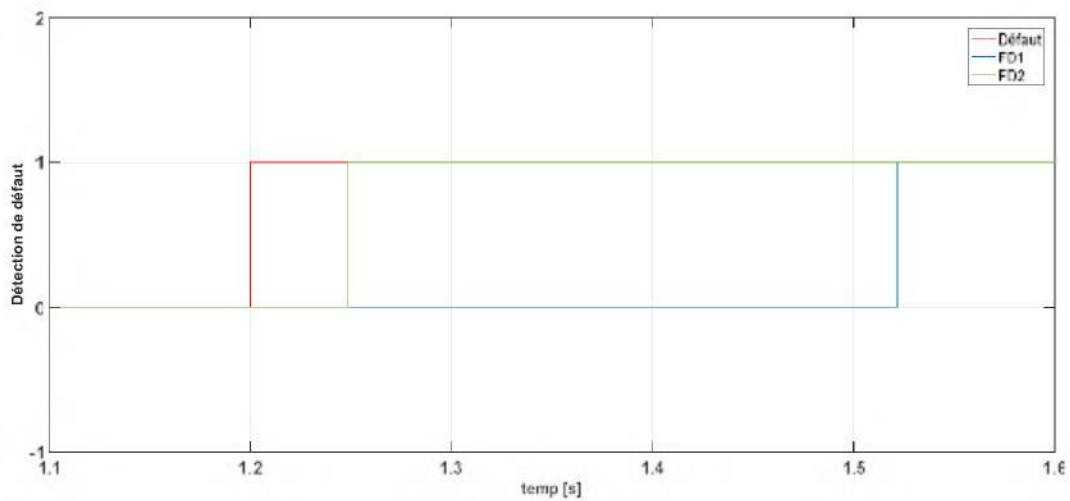


Figure II.37– Indicateurs de défauts du transistor S_7 par les méthodes FD1 et FD2.

II.4.2.2 Défaut de type circuit-ouvert compensé avec la topologie tolérante aux défauts avec bras redondant

La Figure II.38 présente les résultats de simulation obtenus pour le même défaut tout en proposant la topologie tolérante aux défauts avec bras redondant. On peut voir que le défaut est compensé après un faible régime transitoire et le système éolien continu à fonctionner dans des conditions normales.

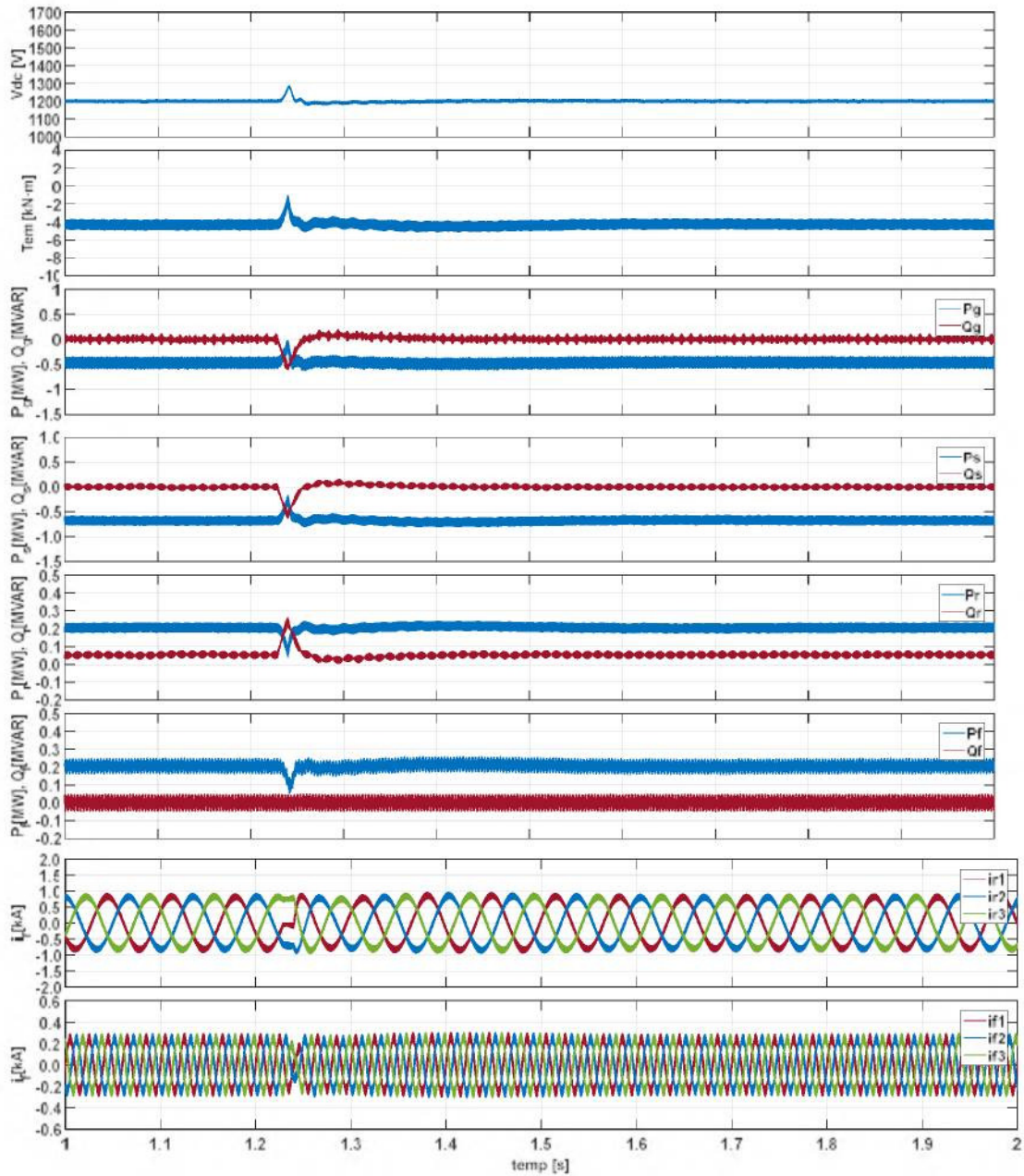
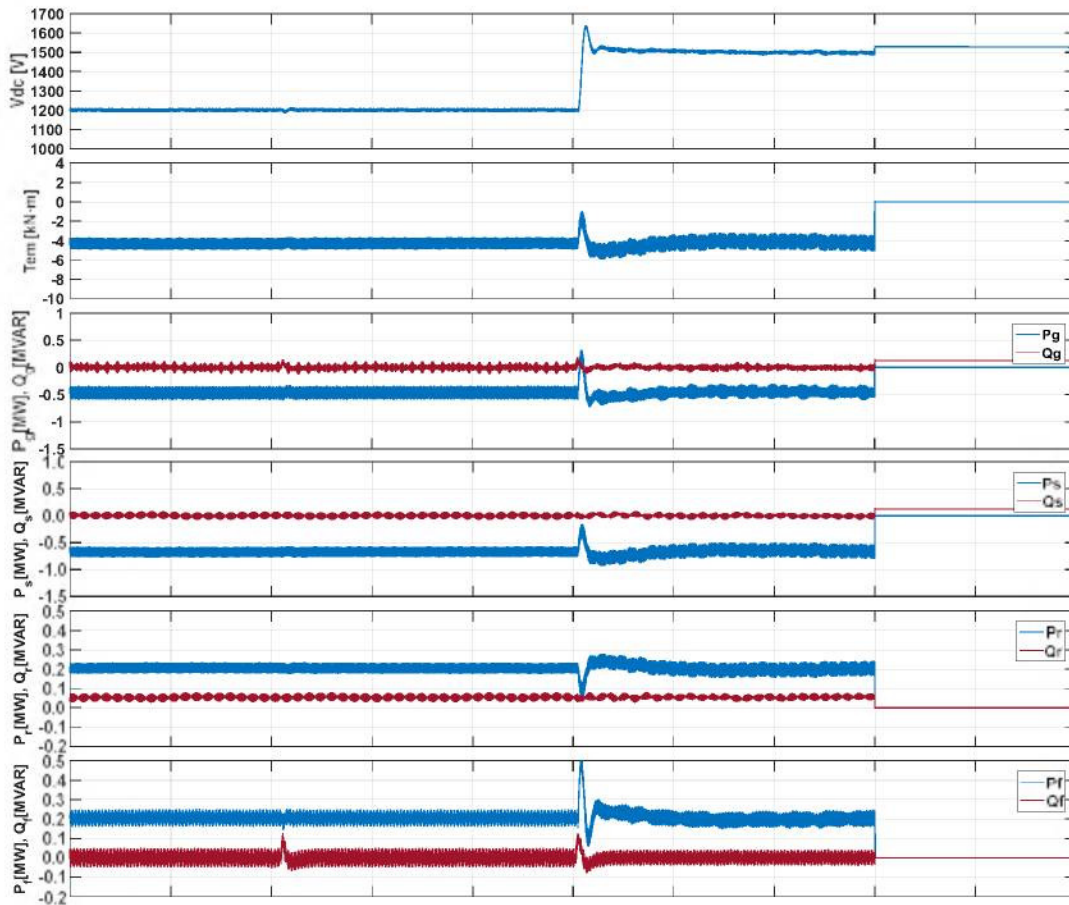


Figure II.38– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor S_7 .

II.4.3 Défaut multiple de type circuit-ouvert d'un transistor dans le CCR et le CCM

La Figure II.39 présente les résultats de simulation obtenus lorsqu'un défaut multiple (trois défauts simultanés) de type circuit-ouvert survient dans les deux convertisseurs CCM et CCR. Le premier défaut apparaît sur le transistor $S_{1'}$ du CCR à l'instant $t = 1.2$ s, le deuxième défaut apparaît sur le transistor S_1 du CCM à l'instant $t = 1.5$ s et le troisième défaut atteint le transistor $S_{2'}$ du CCR à l'instant $t = 1.8$ s. Ces défauts sont produits dans les deux convertisseurs CCM et CCR afin de valider l'efficacité de la topologie hybride tolérante aux défauts des convertisseurs statiques du système éolien. Le premier défaut est compensé en utilisant un bras redondant, tout en conservant la tension du bus continu égale à sa valeur de référence avant apparition du défaut (1200 V). Pour le deuxième défaut, une fois détecté, il est compensé en utilisant la technique tolérante aux défauts sans bras redondant, la tension de bus continu suit sa référence augmentée à 1500 V, afin de maintenir presque les mêmes performances du système éolien après reconfiguration. Lorsque le troisième défaut apparaît, le système éolien est mis à l'arrêt afin d'empêcher la propagation du défaut aux autres composants, car, seulement deux défauts peuvent être compensés.



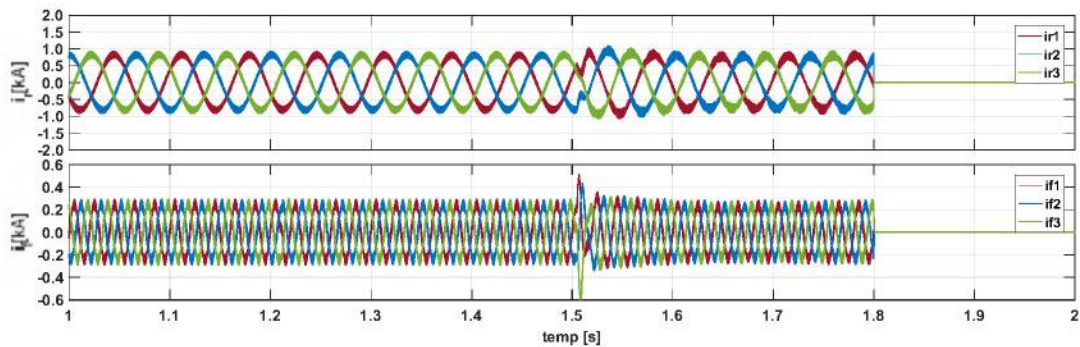


Figure II.39– Détection et compensation des multiples défauts de type circuit-ouvert des transistors S_1 , S_1 et S_2 pour la topologie hybride.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a traité la continuité de service en mode dégradé d'un système éolien basé sur une MADA intégrant deux convertisseurs statiques triphasés en présence des défauts de type circuit-ouvert d'un transistor. Dans un premier temps, nous avons proposé des méthodes différentes permettant de détecter les défauts éventuels des semi-conducteurs. La première méthode utilise un algorithme basé sur la durée pendant laquelle l'erreur entre la tension simple estimée et celle mesurée persiste. La deuxième méthode utilise la valeur moyenne de cette erreur. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons proposé trois topologies de convertisseurs tolérant aux défauts de type circuit-ouvert d'un transistor. Les résultats de simulation ont montré que le système éolien garanti approximativement les mêmes performances, même après apparition du défaut.

Chapitre III. Modélisation et commande d'un système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau

Chapitre III. Modélisation et commande d'un système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau

III.1 Introduction

L'augmentation rapide de la population et de la consommation énergétique dans le monde ainsi que l'épuisement des ressources fossiles conduit à l'utilisation des énergies renouvelables notamment les systèmes photovoltaïques plutôt que des sources d'énergie traditionnelle. Dans un système photovoltaïque, la puissance délivrée est imprévisible et varie indépendamment de la demande. Ainsi, l'unité de stockage est requise pour assurer un approvisionnement continu en énergie électrique. Cette structure multi-sources (Source photovoltaïques-Système de stockage) constitue une solution attractive dans les applications transports ainsi que pour des systèmes de production d'énergie stationnaire de petite et moyenne puissances.

Les systèmes multi-sources sont généralement constitués de différentes catégories de sources d'énergie, de différents systèmes de stockage et de diverses charges, ces différentes sources et charges sont connectées au bus de tension continu commun, qui est le cœur des échanges d'énergie entre les sources et les charges, via des convertisseurs statiques AC–DC, DC–DC ou DC–AC (Figure III.1). Dans les systèmes multi-sources, on retrouve donc fréquemment l'assemblage de sources d'énergie propres tels que les systèmes solaires photovoltaïques, les éoliennes, les systèmes piles à combustible, les batteries et les supercondensateurs. Quand les charges sont de type AC ou DC avec différents comportements et structures [Payman, 2009], [Zandi, 2010], [Jamshidpour, 2014].

L'intégration de diverses sources d'énergies renouvelables, charges, et de l'électronique de puissance, rend ces systèmes de plus en plus complexes. Afin d'avoir un équilibre entre l'énergie produite par les sources et l'énergie consommée par les charges, une stratégie de gestion globale de l'énergie au niveau du système est une exigence fondamentale pour que ce système puisse fonctionner correctement.

Dans ce chapitre, nous allons étudier un système multi-source, multi-charges intégrant une source solaire photovoltaïque comme une source d'énergie principale avec des éléments de stockage (batteries et supercondensateurs), ainsi que deux charges de type AC et DC. Nous présenterons dans un premier temps la modélisation du système étudié. Ensuite, la stratégie de

gestion de l'énergie pour gérer le flux d'énergie entre les différents organes constituant le système, et par conséquent réguler la tension du bus DC, a été détaillée. Enfin, nous présenteront les résultats de simulation du système, validant ainsi la stratégie de gestion de l'énergie adoptée.

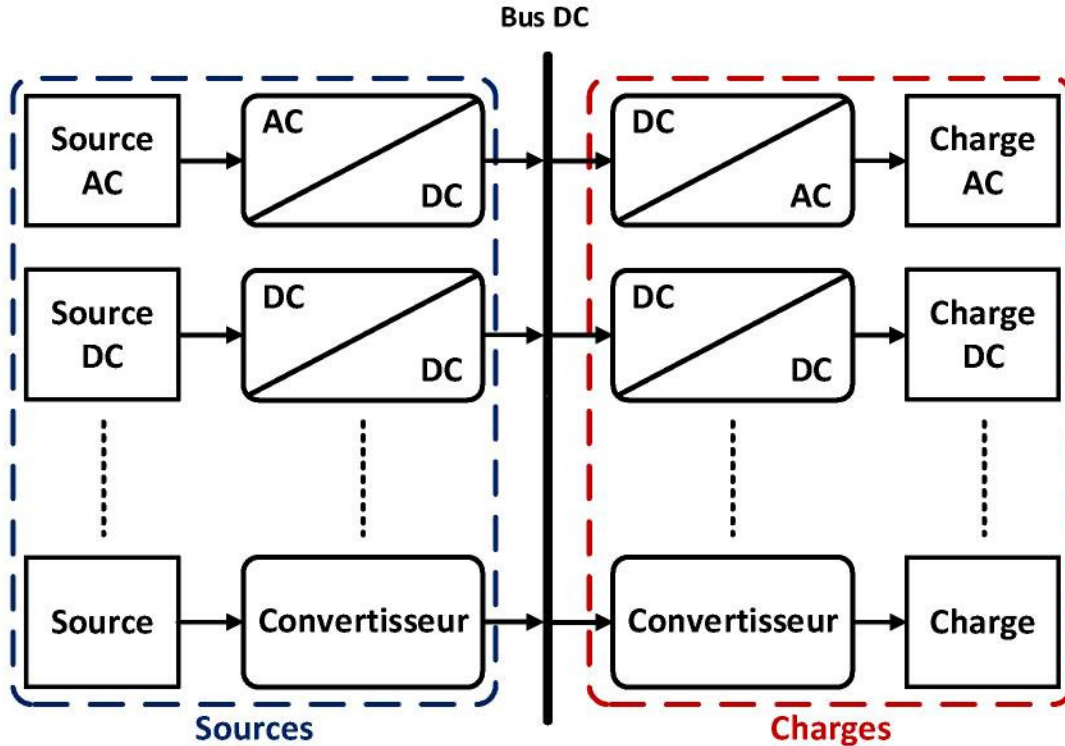


Figure III.1– Schéma d'un système multi-sources.

III.2 Description du système PV-Batterie-SC

De nombreuses topologies de convertisseur sont utilisables pour un système électrique hybride. On peut en effet choisir d'utiliser des convertisseurs à structure isolée ou non, connecter les différents convertisseurs à des endroits différents, répartir les éléments de stockage dans le système multi-sources... L'optimisation de la structure et le choix du type des convertisseurs doivent donc être réalisés en fonction d'un cahier des charges donné et dépend du domaine d'utilisation, de sa capacité, de sa robustesse, de niveau de fiabilité nécessaire et du coût du système [Payman, 2008], [Eid, 2014], [Erdinc, 2009].

Le schéma du système étudié est représenté sur la Figure III.2. Ce système intégrant une source photovoltaïque (PV), une batterie (BAT) et un supercondensateur (SC), ainsi que deux charges de type AC et DC. Les structures de convertisseurs mise en œuvre dans la système multi-sources étudié sont des convertisseurs DC-DC non-isolés à structure élévatrice et un convertisseur DC-AC triphasé à deux niveaux connecté au réseau électrique.

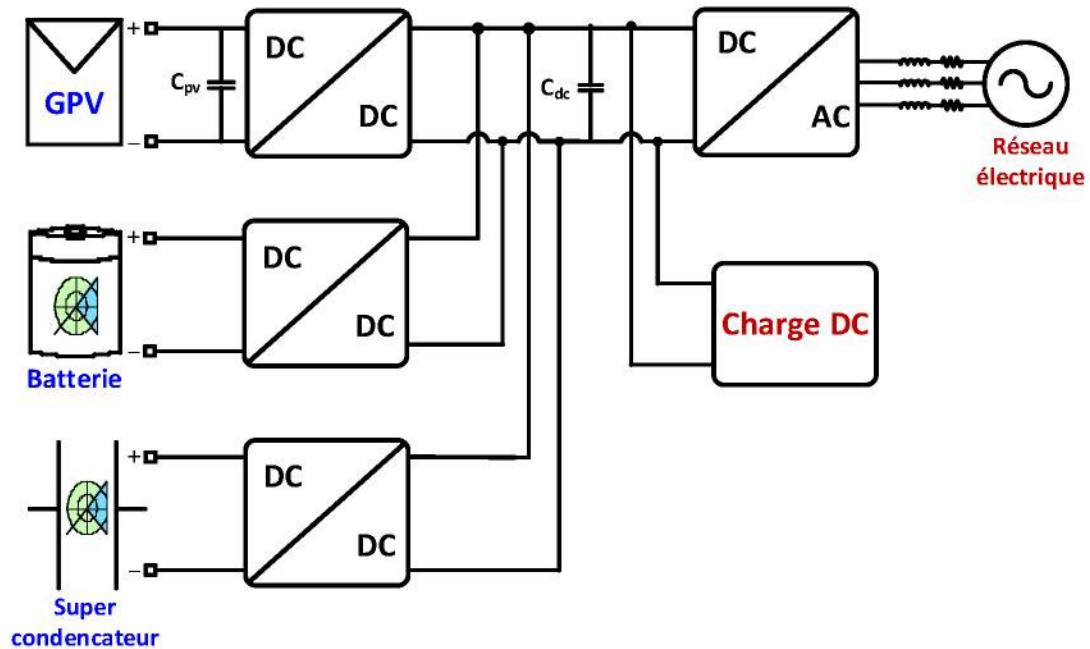


Figure III.2– Schéma du système PV-Batterie-SC étudié.

III.3 Modélisation du système étudié

III.3.1 Modélisation du générateur photovoltaïque

III.3.1.1 Principe d'une cellule photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est un capteur constitué d'un matériau semi-conducteur absorbant l'énergie lumineuse et la transformant directement en courant électrique de nature continu (DC). La conversion de la lumière en électricité, appelée “**effet photovoltaïque**”, a été découverte par E. Becquerel en 1839 [Cabal, 2009]. Une cellule photovoltaïque est basée sur une jonction PN fabriquée dans une plaque mince ou couche de semi-conducteur. La Figure III.3 illustre la constitution d'une cellule photovoltaïque en silicium.

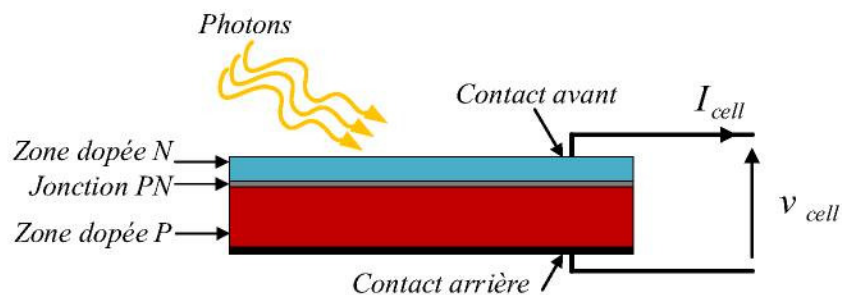


Figure III.3– Structure d'une cellule photovoltaïque (présence d'une jonction PN).

La Figure III.4 illustre un circuit équivalent électrique représentant le comportement statique d'une cellule photovoltaïque réelle [Raj, 2014], [Eid, 2014], [Islam, 2010], [Omar, 2009], [Ding, 2012]. Ce circuit équivalent est constitué d'une source de courant connectée en parallèle avec une diode, ainsi que des résistances série R_s et parallèle R_p pour tenir compte des phénomènes dissipatifs au niveau de la cellule. En pratique, la résistance parallèle R_p est beaucoup plus importante que celle de la résistance série R_s . Pour cette raison, cet élément est très souvent négligé [Raj, 2014].

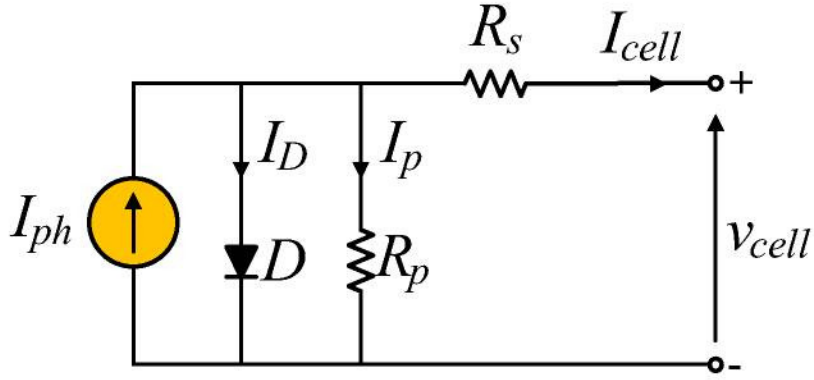


Figure III.4– Modèle électrique équivalent de la cellule photovoltaïque.

Le modèle mathématique d'une cellule photovoltaïque est donné par :

$$I_{cell} = I_{ph} - I_D - I_p = I_{ph} - I_{sat} \left[e^{\frac{q(V_{cell} + R_s I_{cell})}{nkT}} - 1 \right] - \frac{V_{cell} + R_s I_{cell}}{R_p} \quad (III.1)$$

Le courant photonique I_{ph} , dépendant de l'ensoleillement $G [W/m^2]$ solaire et de la température $T [°K]$, I_{ph} est donné par l'expression :

$$I_{ph} = \frac{G}{1000} (I_{sc} + \alpha(T - T_r)) \quad (III.2)$$

Le courant de saturation I_{sat} est donné par :

$$I_{sat} = I_{rr} \left(\frac{T}{T_r} \right)^{\frac{3}{n}} e^{-\frac{qE_g}{nk} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right)} \quad (III.3)$$

Le courant de saturation I_{rr} de la diode pour la température T_r est calculé par l'équation suivante :

$$I_{rr} = \frac{I_{sc} - (V_{oc} / R_{sh})}{e^{\left(\frac{qV_{oc}}{nkT_r} \right)} - 1} \quad (III.4)$$

Avec :

- V_{cell} : La tension aux bornes de la cellule,
- I_{cell} : Le courant fourni par la cellule,
- I_{sc} : Le courant de court-circuit,
- V_{oc} : La tension de circuit-ouvert,
- q : La charge de l'électron [1.602×10^{-19} C],
- n : Le facteur d'idéalité de la jonction,
- E_g : L'énergie du band gap,
- α : Coefficient de température de I_{ph} ,
- k : La constante de Boltzmann [1.381×10^{-23} J/K].

III.3.1.2 Constitution d'un générateur photovoltaïque

Un module photovoltaïque consiste en l'association de plusieurs cellules photovoltaïques. Un panneau photovoltaïque est physiquement réalisé à partir de la mise en parallèle et/ou série de plusieurs modules photovoltaïques (Figure III.5). Le terme générateur photovoltaïque (GPV) est utilisé pour désigner, selon l'application considérée, un module ou un panneau PV. Toutefois, il peut faire allusion au système PV tout entier.

La Figure III.5, représente une cellule, un module et un panneau PV. Le modèle que nous avons utilisé prend en compte l'influence de l'ensoleillement G solaire et de la température T .

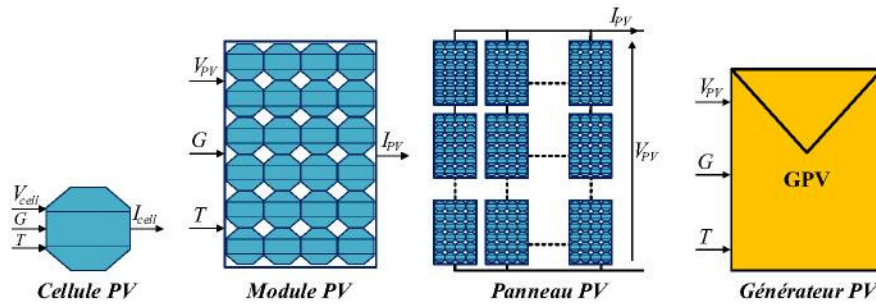


Figure III.5– Structure d'une source solaire photovoltaïque (cellule, module et panneau PV).

La connexion en série des cellules permet d'augmenter facilement la tension de l'ensemble, tandis que la mise en parallèle permet d'accroître le courant. Le câblage série/parallèle est donc utilisé pour obtenir globalement un générateur photovoltaïque (GPV) aux caractéristiques souhaitées.

L'expression du courant débité par l'association de plusieurs cellules photovoltaïques en série/parallèle est définie par l'équation suivante [Eid, 2014] :

$$I_{pv} = N_p \left(I_{ph} - I_{sat} \left[e^{\frac{qF}{nkT}} - 1 \right] - \frac{F}{R_p} \right), \quad \text{avec} \quad F = \frac{V_{pv}}{N_s} + \frac{R_s I_{pv}}{N_p} \quad (\text{III.5})$$

Avec :

- N_s : Le nombre de cellules connectées en série,
- N_p : Le nombre de cellules connectées en parallèle,
- V_{pv} : La tension aux bornes de GPV,
- I_{pv} : Le courant fourni par le GPV.

La caractéristique I-V du générateur PV est basée sur celle d'une cellule élémentaire, et comme pour une cellule PV, la caractéristique I-V d'un GPV est non linéaire et présente un point de puissance maximal (Maximum Power Point "MPP" en anglais) caractérisé par un courant et une tension nommés respectivement I_{MPP} et V_{MPP} .

On prend les caractéristiques du module photovoltaïque commercial référencé *BPSX150* qui sont données dans la Tableau III.1. Ce module de *150 W* crêtes constitué de 72 cellules multicristalline en série [BP SX 150].

Tableau III.1 – Paramètres du module photovoltaïque de type BP SX 150.

Paramètres	Valeur
Puissance maximale (P_{max})	150 W
Tension à P_{max} (V_{mp})	34.5 V
Courant à P_{max} (I_{mp})	4.35 A
Courant de court-circuit (I_{sc})	4.75 A
Tension de circuit-ouvert (V_{oc})	43.5 V

Sur les deux figures ci-dessous, nous pouvons observer l'évolution des caractéristiques P-V et I-V d'un module photovoltaïque *BPSX150* en fonction de l'ensoleillement (Figure III.6) et de la température (Figure III.7).

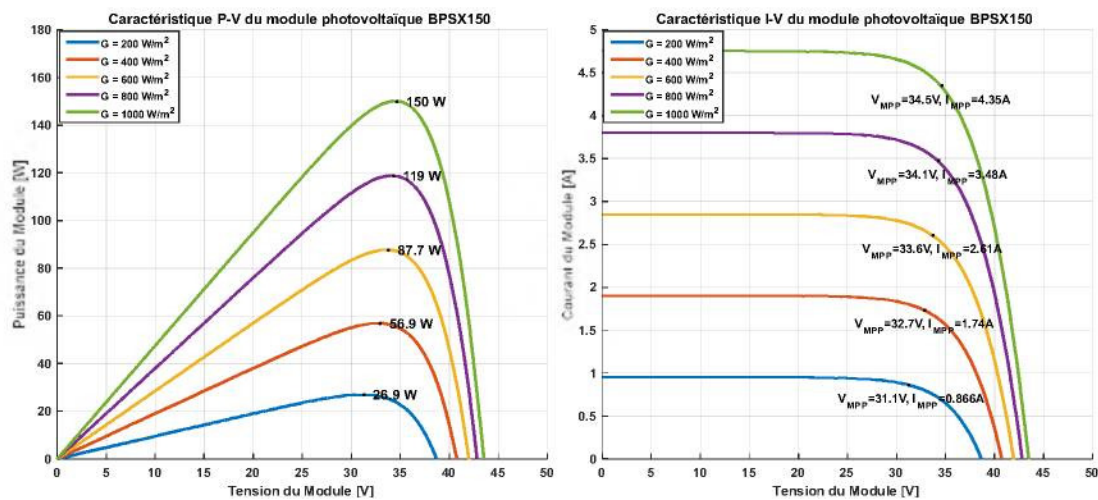


Figure III.6– Caractéristiques P-V et I-V d'un module photovoltaïque en fonction de l'ensoleillement.

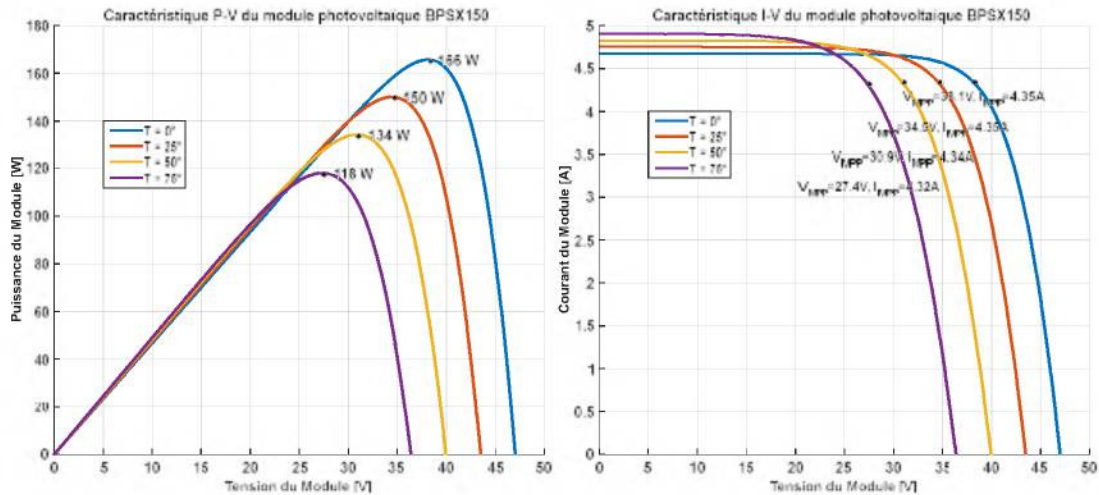


Figure III.7– Caractéristiques P–V et I–V d'un module photovoltaïque en fonction de la température.

III.3.1.3 Protections classiques d'un générateur photovoltaïque

Pour augmenter la durée de vie d'une installation photovoltaïque, des protections électriques doivent être ajoutées aux l'installation afin d'éviter des pannes destructrices liées à l'association de cellules en série et de panneaux en parallèles. Pour cela, deux types de protections classiques sont utilisés dans les installations actuelles (Figure III.8) [Vighetti, 2010] :

- La diode anti-retour : permet la protection en cas de connexion en parallèle de modules photovoltaïques pour éviter les courants négatifs dans les GPV,
- Les diodes by-pass : peuvent isoler un sous-réseau de cellules lorsque l'ensoleillement n'est pas homogène évitant ainsi l'apparition de points chauds et la destruction des cellules mal éclairées.

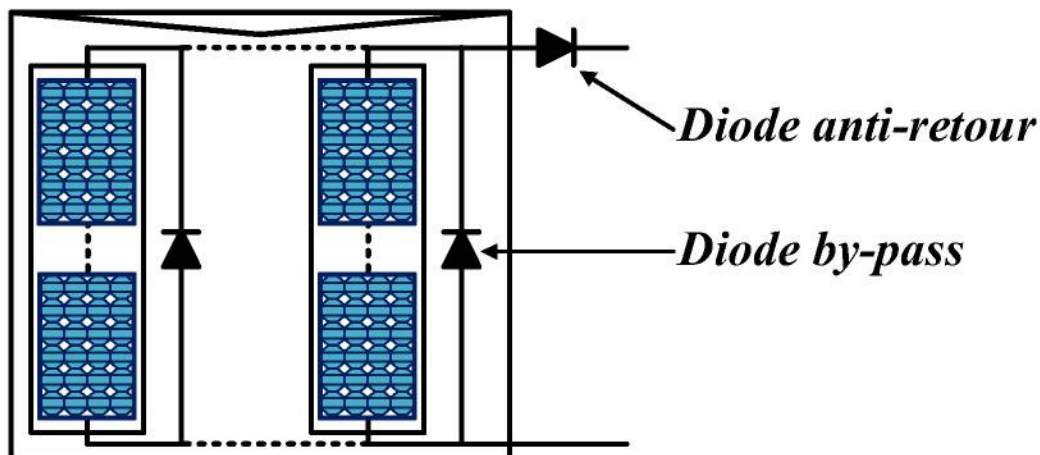


Figure III.8– Schéma d'un générateur photovoltaïque avec diodes by-pass et diode anti-retour.

III.3.1.4 Principe de la recherche du point de puissance maximale

Afin d'extraire, à chaque instant, le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV et de la transférer à la charge, un étage d'adaptation est utilisé comme indiqué sur la Figure III.9. Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments. L'introduction d'un étage d'adaptation permet de fixer le point de fonctionnement du GPV indépendamment de celui de la charge, et il assure, à travers une action de contrôle, l'extraction de la puissance optimale. Pour cela, il suffit d'effectuer un choix sur l'étage d'adaptation selon ses propriétés de conversion de puissance, ses applications et le degré d'optimisation de production souhaités. L'électronique de puissance largement utilisée dans divers domaines de la conversion d'énergie offre plusieurs solutions potentielles sous forme de convertisseurs statiques (CS). L'adaptateur communément utilisé dans la conversion photovoltaïque est un convertisseur de puissance DC-DC [Vighetti, 2010].

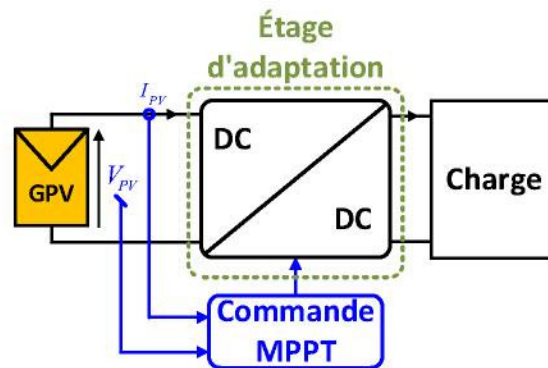


Figure III.9– Schéma de principe de la chaîne de conversion PV associée à une commande MPPT.

Les techniques de contrôle utilisées pour effectuer une recherche du point de puissance maximale est appelée MPPT (de l'anglais Maximum Power Point Tracking). La commande MPPT est nécessairement associée à un l'étage d'adaptation, et agit essentiellement sur le rapport cyclique du convertisseur statique (CS) pour rechercher et atteindre le point de puissance maximale du GPV.

Plusieurs méthodes de MPPT sont présentes dans la littérature. Par exemple, Bhatnagar et al ont présenté un état de l'art sur les applications photovoltaïques et les différentes méthodes de MPPT [Bhatnagar, 2013]. Parmi ces méthodes, on retrouve la méthode dite "look-up table", la méthode de la tension de circuit-ouvert et du courant de court-circuit, la méthode Perturbe et Observe (P&O), la méthode de l'incrément de conductance et la méthode de mode glissant [Salas, 2006]. Parmi les méthodes de poursuite du point de puissance maximale, nous avons choisi dans cette thèse la méthode Perturbe et Observe (P&O) qui est l'une des méthodes les plus utilisées en raison de sa simplicité et sa facilité de réalisation.

La méthode P&O est basée sur le principe de perturbation de la tension V_{pv} d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance de la GPV qui en résulte [Zeng, 2013], [Bhatnagar, 2013], [Noppado1, 2006].

Comme l'illustre la Figure III.10, on peut déduire que si une incrémentation positive de la tension V_{pv} engendre un accroissement de la puissance P_{pv} , cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du MPP. Si au contraire, la puissance décroît, cela implique que le système a dépassé le MPP. Un raisonnement similaire peut être effectué lorsque la tension décroît. On peut dire qu'après une perturbation de la tension, si la puissance PV augmente, la direction de perturbation est maintenue. Sinon la perturbation de tension doit être inversée pour reprendre la convergence vers le MPP.

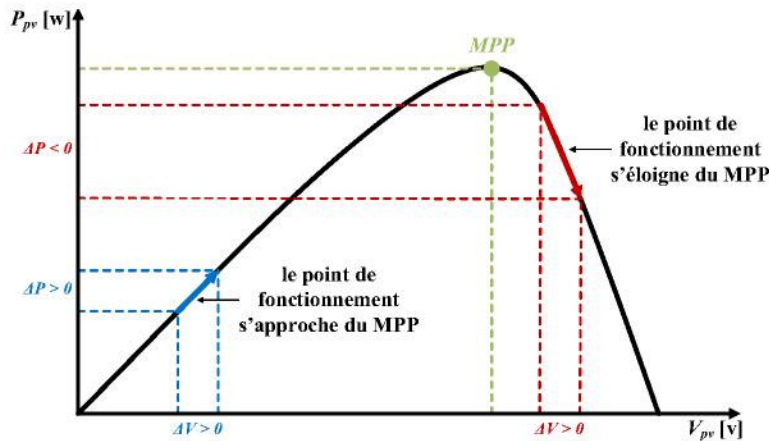


Figure III.10– Principe de la commande MPPT d'un générateur photovoltaïque.

La Figure III.11 représente l'algorithme associé à une commande MPPT de type P&O, où l'évolution de la puissance est analysée après chaque perturbation de tension. Pour ce type de commande, la tension de fonctionnement V_{pv} est perturbée pendant chaque cycle. Une fois le MPP atteint, V_{pv} oscillera autour du MPP.

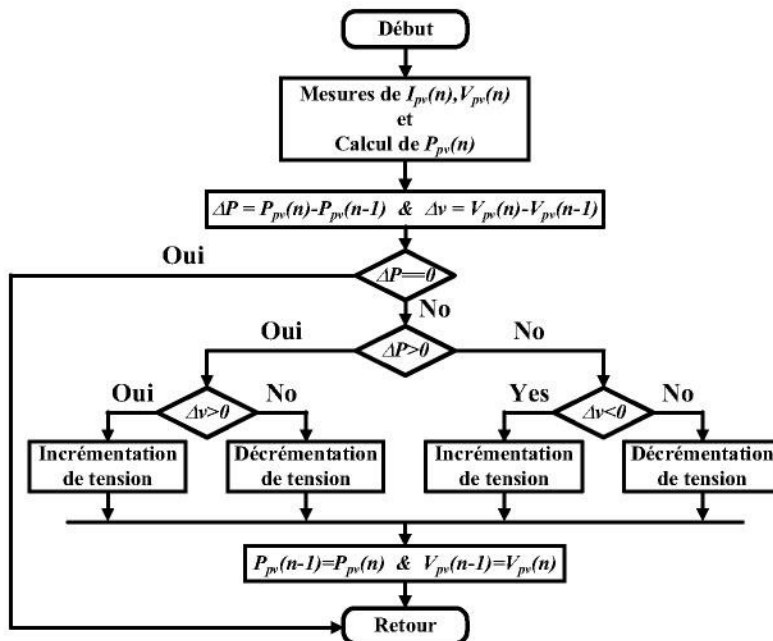


Figure III.11– Algorithme de la méthode P&O.

III.3.2 Modélisation du Supercondensateur

Les supercondensateurs sont des éléments de stockage à énergie spécifique élevée en comparaison des condensateurs classiques, et comme les condensateurs classiques, ils sont des éléments de stockage statique d'électricité par accumulation de charges sur leurs armatures lorsqu'on leur applique une différence de potentiel. Toutefois, leur fonctionnement est beaucoup plus complexe que celui des condensateurs classiques. L'approche de description théorique est basée sur le modèle de la couche double électrique élaborée par Helmholtz, Gouy, Chapman et Stern [Belhachemi, 2001].

Plusieurs modèles électriques existent partant de modèles simples RC (résistance capacité) [Zubieta, 2000]. Parmi les modèles présentés dans la littérature scientifique [Belhachemi, 2000], [Belhachemi, 2001], [Rizoug, 2006], [Miller, 2010], [Zhang, 2009], [Diab, 2009], nous avons choisi le modèle proposé par [Zhang, 2009] et [Martín, 2013] représenté dans La Figure III.12. Ce modèle est composé par des deux condensateurs en parallèle, le premier représenté par une capacité constante C_0 et le deuxième représenté par une capacité dépendant de sa tension ($k \cdot v_c$). Ces deux condensateurs représentent la capacité réelle C_{sc} du SC. De plus, sur cette figure, la résistance R_{ESR} modélise la résistance série de charge/décharge et R_{EPR} est la résistance parallèle qui modélise les pertes d'auto décharge.

La capacité réelle C_{sc} du SC est donnée par l'expression [Zubieta, 2000], [Diab, 2009] :

$$C_{sc} = C_0 + k \cdot v_c \quad (III.6)$$

Les équations du modèle du SC sont définies par :

$$i_{sc} = i_c + i_{EPR} = (C_0 + 2k \cdot v_c) \cdot \frac{dv_c}{dt} + \frac{v_c}{R_{EPR}} \quad (III.7)$$

$$v_{sc} = i_{sc} \cdot R_{ESR} + v_c \quad (III.8)$$

Avec i_{sc} et v_{sc} sont le courant et la tension du SC.

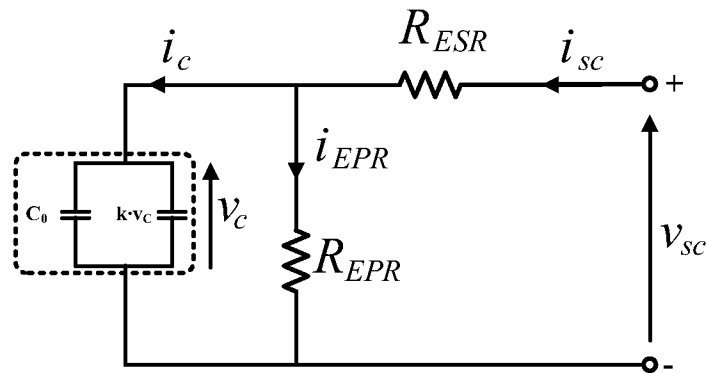


Figure III.12– Modèle électrique équivalent du supercondensateur.

L'état de charge SOC (en anglais "State Of Charge") du SC est le rapport entre l'énergie stockée dans le supercondensateur et la charge nominale de celui-ci. Le SOC peut être directement exprimé en fonction de la tension aux bornes du SC selon la relation suivante :

$$SOC = \frac{v_{sc_max} - v_{sc_min}}{v_{sc_max} - v_{sc_min}} \quad (III.9)$$

Où v_{sc_max} et v_{sc_min} sont la valeur maximale et la valeur minimale de la tension aux bornes du SC.

L'énergie délivrée par le SC est directement déterminée par sa capacité et la variation de la tension entre ses bornes. Elle s'exprime par l'équation suivante [Uzunoglu, 2008] :

$$E_{sc} = \frac{1}{2} C_{sc} (v_{sci}^2 - v_{scf}^2) \quad (III.10)$$

Où v_{sci} et v_{scf} sont la tension initiale et la tension finale aux bornes du SC.

Le SC utilisé est de type Maxwell BMOD0083. Les paramètres du SC sont donnés dans Tableau III.2 [Martín, 2013].

Tableau III.2 – Paramètres du SC de type Maxwell BMOD0083.

Paramètres	Valeur
V_{oc}	48.6 V
ESR	0.00678 Ω
EPR	2250 Ω
k	0.3078 FV^{-1}
C_0	67.98 F

Les termes densité d'énergie et densité de puissance doivent être utilisés pour comparer les batteries et les supercondensateurs. En effet, les batteries ont en général une densité énergétique élevée et une faible densité de puissance. Par contre, les supercondensateurs ont une haute densité de puissance et une faible densité énergétique. En d'autres termes, les supercondensateurs ne peuvent pas stocker autant d'énergie que les batteries, mais la dynamique avec laquelle le transfert d'énergie se fait du supercondensateur vers le circuit auquel il est connecté, est beaucoup plus élevée que pour des batteries. Par conséquent, les temps de charge et de décharge dans le cas d'un supercondensateur sont toujours plus faibles que dans les cas des batteries [Agbli, 2012].

III.3.3 Modélisation de la batterie

Il existe de nombreux types de batteries dont les principaux sont les batteries Nickel Cadmium (Ni-Cd), Nickel Hydrure Métallique (Ni-MH), Lithium Ion et les batteries au Plomb-acide. Plusieurs modèles de batteries existent dans la littérature. Parmi les modèles présentés

dans la littérature scientifique [Barsali, 2002], [Durr, 2006], [Tremblay, 2007], [Salameh, 1992], [Eghtedarpour, 2012], nous avons choisi le modèle proposé par [Eghtedarpour, 2012] et [Tremblay, 2007] et représenté dans La Figure III.13. Il se compose d'une batterie idéale, modélisée par une source de tension E_g et une résistance interne R_{bat} . La tension aux bornes de la batterie est notée v_{bat} et peut s'exprimer par :

$$V_{bat} = E_g - R_{bat} \cdot i_{bat} \quad (III.11)$$

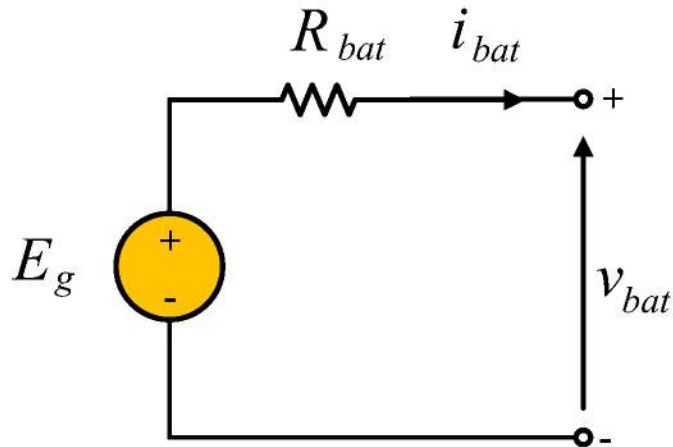


Figure III.13– Modèle électrique équivalent de la batterie.

Parmi les nombreux types de batteries, la batterie au plomb-acide (Lead-Acid) est la plus utilisée dans le domaine du stockage photovoltaïque. Ce type de batterie est connu pour son coût relativement faible, son rendement, ses performances en température (fonctionnement en températures extrêmes), sa longue vie et sa grande disponibilité [Agbli, 2012].

La Figure III.14, représentant un bloc “Battery” disponible sous MATLAB/Simulink à l'aide de la toolbox SimPowerSystems, présente un modèle générique et dynamique servant à représenter les batteries les plus couramment utilisées (Plomb-acide, Lithium-Ion, Nickel-cadmium, et Nickel-Metal-Hydrure).

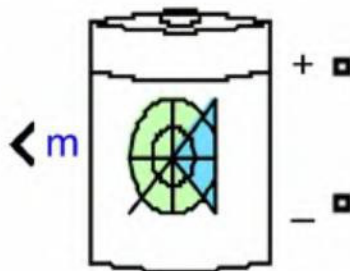


Figure III.14– Bloc de la batterie sous MATLAB/Simulink.

Un certain nombre d'hypothèses sont sous-jacente au modèle “Battery” de Simulink :

- La résistance interne est supposée être constante pendant la charge et les cycles de décharge, et ne varie pas avec l'amplitude du courant,

- Les paramètres du modèle sont déduits des caractéristiques de décharge et sont supposés être les mêmes pendant la charge,
- La capacité de la batterie ne change pas avec l'amplitude du courant (pas d'effet Peukert),
- La température n'affecte pas le comportement du modèle,
- L'autodécharge de la batterie n'est pas représentée. Elle peut être représentée par l'ajout d'une grande résistance en parallèle aux bornes de la batterie,
- La batterie n'a pas d'effet mémoire.

Les limites du modèle “battery” de Simulink sont :

- La tension minimale à vide de la batterie est de 0 V et la tension maximale n'a pas de valeur limite,
- La capacité minimale de la batterie est de 0 Ah et la capacité maximale n'est pas limitée. Ainsi, le “SOC” (State Of Charge, niveau de charge) maximal peut être supérieur à 100% si la batterie est surchargée.

La batterie utilisée est de type Panasonic NCR18650E lithium-ion. Les paramètres de cette batterie sont donnés dans Tableau III.3 [Erdinc, 2009].

Tableau III.3 – Paramètres de la batterie de type Panasonic NCR18650E lithium-ion.

Paramètres	Valeur
Tension nominal	3.6 V
Capacité	2900 mAh
Diamètre	$18,6\text{ mm}$
Hauteur	$65,2\text{ mm}$
Poids	45 g

III.3.4 Modèle du convertisseur d'électronique de puissance

Les différentes sources et charges sont connectées au bus continu via des convertisseurs statiques DC–DC ou- et DC–AC. Nous avons déjà étudié la modélisation du convertisseur DC–AC à la section I.3.3.1. Dans la section suivante, nous détaillerons seulement la modélisation des convertisseurs DC–DC non-isolés.

Les convertisseurs DC–DC sont devenus un élément essentiel dans les équipements électroniques de puissance au cours des dernières décennies. Les convertisseurs DC–DC permettent d'obtenir une tension fixe ou variable à partir d'une tension continue quelconque. La tension continue d'entrée du convertisseur peut être par exemple la tension de sortie d'une batterie, un supercondensateur ou un système photovoltaïque. La famille des convertisseurs DC–DC non-isolés inclut : les convertisseurs abaisseurs (Buck), élévateur (Boost), abaisseur-élévateur (Buck-Boost), Ćuk, SEPIC (Single-Ended Primary Inductor Converter) et Dual SEPIC. Nous nous intéresserons essentiellement dans ce chapitre au convertisseur élévateur (Boost).

III.3.4.1 Modélisation d'un convertisseur DC-DC Boost

Le schéma électrique d'un hacheur élévateur continu non-isolé (Boost) est présenté sur la Figure III.15.

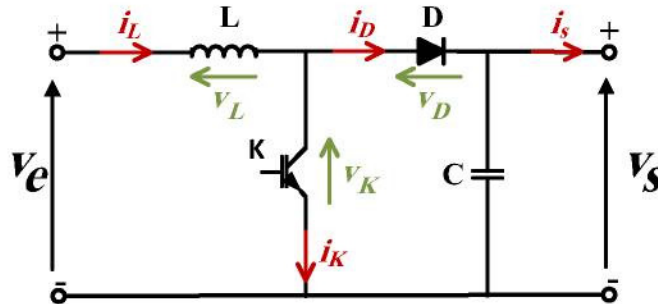


Figure III.15– Représentation schématique d'un convertisseur DC-DC non-isolé de type Boost.

Le convertisseur Boost, comme tous les convertisseurs DC-DC, peut fonctionner suivant deux modes : le mode de conduction continue (mode MCC) et le mode de conduction discontinue (mode MCD). Dans un mode MCC, le courant traversant l'inductance (i_L) ne s'annule jamais, alors que dans un mode MCD, le courant i_L est nul durant une partie de la période de découpage [Zandi, 2010], [Jamshidpour, 2014].

Les formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de l'inductance de lissage dans le convertisseur Boost en mode MCC et en mode MCD sont présentées sur la Figure III.16, où " T " est la période de fonctionnement, " D " est le rapport cyclique, et " g " est l'ordre de commande de l'interrupteur commandable K .

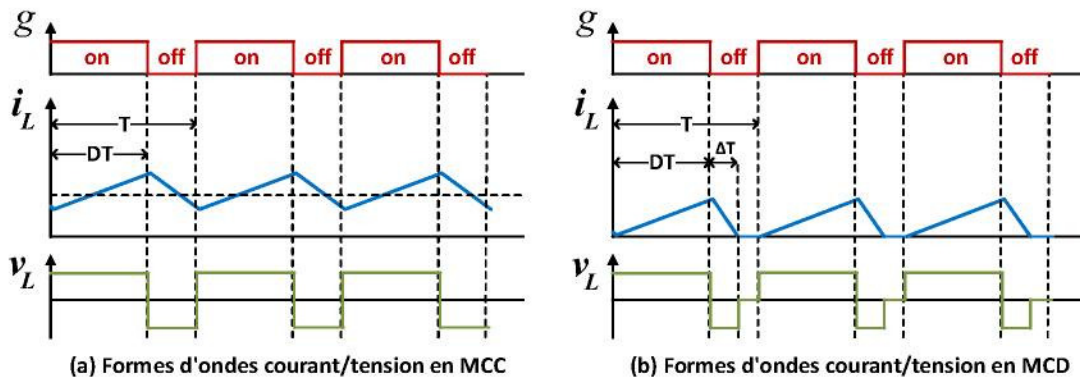


Figure III.16– Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de l'inductance de lissage dans un convertisseur DC-DC Boost en modes MCC et MCD.

Les applications industrielles des convertisseurs DC-DC exigent d'effectuer l'asservissement de la tension de sortie du convertisseur souvent en utilisant une architecture de commande munie permettant de contrôler le courant dans l'élément inductif. Pour cette raison, ils fonctionnent souvent en mode MCC. Ce dernier sera présenté explicitement par la suite.

En mode MCC, la période de fonctionnement comporte deux phases de fonctionnement, comme montré dans la Figure III.17, Alors :

- **Phase 1** : Pendant la durée DT et lorsque l'interrupteur K est fermé (g est égal à '1'), la tension aux bornes de l'inductance (v_l) est égale à la tension d'entrée (v_e) et le courant traversant l'inductance (i_L) croît linéairement, si l'on néglige l'effet de la résistance interne de l'inductance. La tension aux bornes de la diode est égale à l'opposé de la tension de sortie ($-v_s$) : elle est donc bloquée. Nous avons alors une augmentation de l'énergie stockée dans l'inductance.
- **Phase 2** : Lorsque cet interrupteur K est ouvert (g est égal à '0'), la tension aux bornes de l'inductance est égale à la différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie ($v_L = v_e - v_s$). Pendant cette phase de durée $(1-D)T$, v_L devient négative et donc le courant dans l'inductance décroît, ceci entraîne le transfert de l'énergie stockée dans l'inductance vers la charge (sortie), via la diode D .

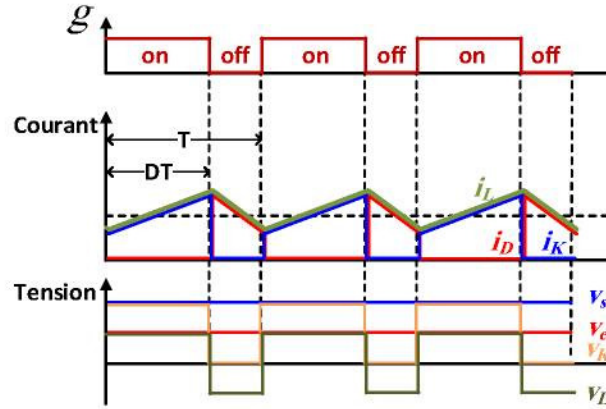


Figure III.17– Formes d'ondes des courants et des tensions dans un convertisseur Boost en MCC.

La tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle en régime permanent. En négligeant les ondulations haute fréquence dues aux découpages des semi-conducteurs, il vient alors :

$$\bar{v}_L = \frac{1}{T} \left[v_e \cdot DT + (v_e - v_s) \cdot (1-D)T \right] = 0 \quad (III.12)$$

La tension de sortie est déduite de la relation précédente [Zandi, 2010] :

$$v_s = \frac{1}{1-D} v_e \quad (III.13)$$

Le courant de sortie (i_s) est l'inverse de la relation précédente :

$$i_s = (1-D) i_L \quad (III.14)$$

Les relations (III.13) et (III.14) montrent que, si le convertisseur Boost est élévateur de tension, il est également abaisseur de courant.

III.3.4.2 Modélisation d'un convertisseur DC–DC bidirectionnel

Le schéma électrique d'un hacheur réversible en courant (un convertisseur DC–DC bidirectionnel en courant) est présenté sur la Figure III.18. Ce convertisseur permet de contrôler le transfert d'énergie dans les deux sens entre une source de courant et une source de tension. Ainsi, une source peut devenir une charge et inversement. Le changement du sens de parcours de l'énergie est lié au changement de signe du courant alors que la tension en sortie du convertisseur reste de signe constant. La mise en œuvre d'un convertisseur réversible en courant doit pouvoir permettre d'éviter les phénomènes liés à la conduction discontinue systématiquement rencontrés lors de l'étude des convertisseurs un quadrant [Rufer, 2001].

La bidirectionnalité en courant implique une structure des interrupteurs bidirectionnelle en courant (Figure III.18). En effet, l'interrupteur sera formé de deux composants, un interrupteur commandable à l'amorçage et au blocage (un transistor, IGBT, MOS ou bipolaire, ou un thyristor GTO) associé à une diode montée connectée en antiparallèle.

T_1 et T_2 sont des interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, soit par exemple des transistors bipolaires. D_1 et D_2 sont des diodes à jonction. Les ensembles K_1 et K_2 forment des interrupteurs électroniques commandables à l'ouverture et à la fermeture et bidirectionnels en courant.

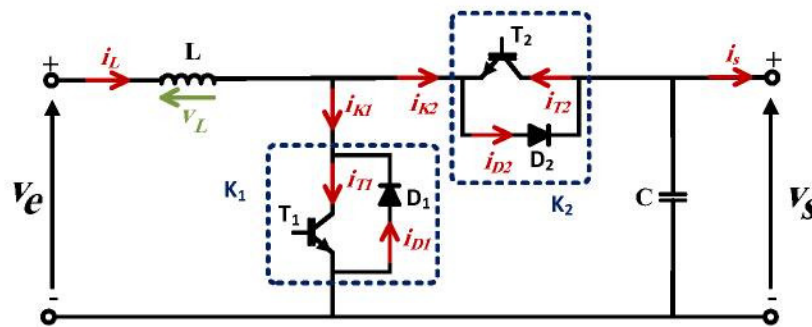


Figure III.18– Représentation schématique d'un convertisseur DC–DC réversible en courant.

La transfert d'énergie que l'on souhaite gérer entre les deux sources est directement liée au signe du courant i_L . Il existe deux modes de fonctionnements, comme montré dans la Figure III.19 :

- **1^{er} cas** : $i_L > 0$, alors le fonctionnement est celui d'un Boost (Figure III.19–a), avec le transfert de l'énergie s'effectue de la source de courant (i_L) vers la source de tension (v_s). Dans ce cas, l'analyse de la Figure III.19–c montre que seulement le transistor T_1 et la diode D_2 sont susceptibles de conduire le courant i_L lorsqu'ils sont à l'état passant. En revanche, vu le signe de i_L ; les composants T_2 et D_1 sont bloqués. On reconnaît le montage d'un hacheur parallèle. Il suffit donc de se ramener à l'étude d'un hacheur parallèle pour décrire le fonctionnement du montage.

- **2^{ème} cas** : $i_L < 0$, alors le fonctionnement est celui d'un Buck (Figure III.19–b), avec le transfert de l'énergie s'effectue de la source de tension (v_s) vers la source de courant (i_L). Dans ce cas, l'analyse de la Figure III.19–c montre que seulement le transistor T_2 et la diode D_1 sont susceptibles de conduire le courant i_L lorsqu'ils sont à l'état passant. En revanche, vu le signe de i_L , les composants T_1 et D_2 sont bloqués. On reconnaît le montage d'un hacheur série. Il suffit donc de se ramener à l'étude d'un hacheur série pour décrire le fonctionnement du montage.

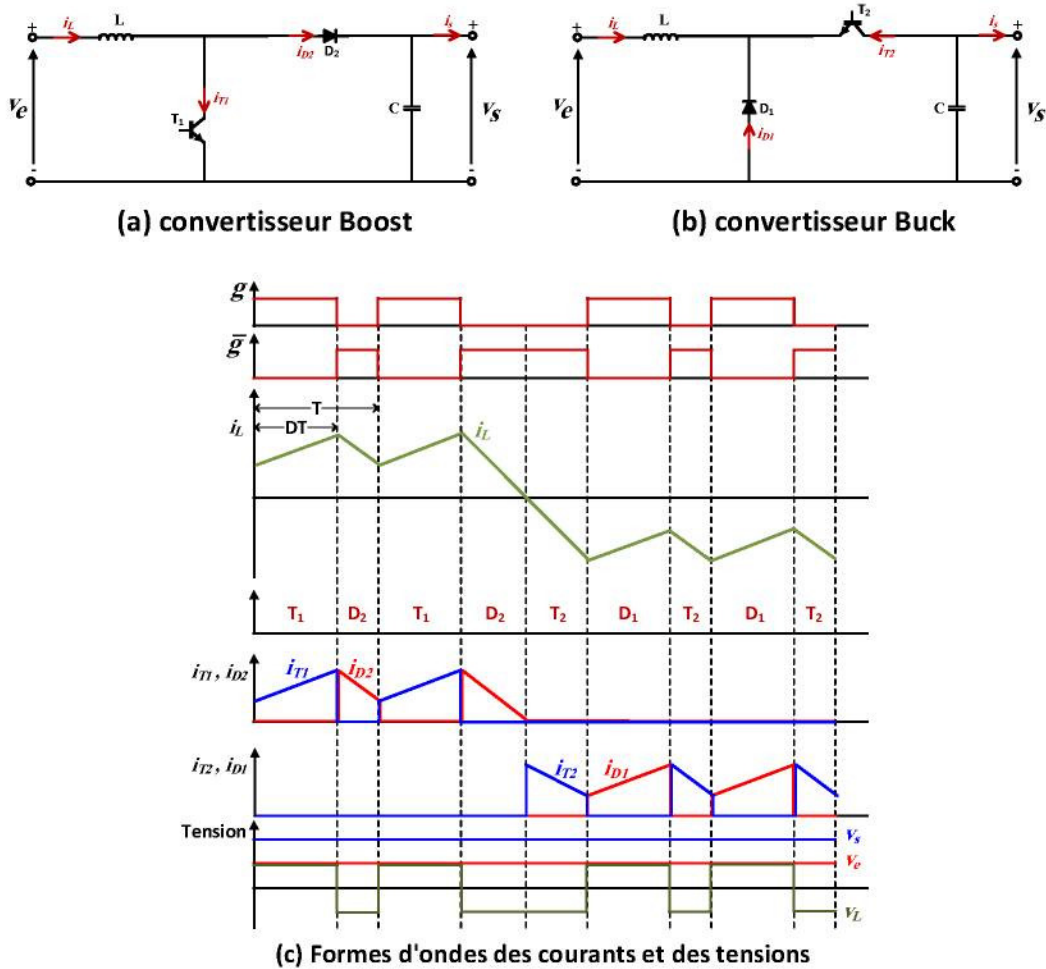


Figure III.19– Formes d'ondes des courants et des tensions dans un convertisseur DC–DC réversible en courant : Fonctionnement Buck et Boost.

En revanche, la structure présentée dans la Figure III.19–a est identique à celle d'un convertisseur Boost défini dans la section précédente (III.3.4.1). L'étude du convertisseur DC–DC réversible en courant se résume à l'étude du convertisseur Boost non réversible en courant lorsque i_L est positif.

La structure présentée dans la Figure III.19–b est identique à celle d'un convertisseur Buck. L'étude du convertisseur DC–DC réversible en courant se résume à l'étude du convertisseur Buck non réversible en courant lorsque i_L est négatif.

Le modèle mathématique en tension et en courant représentant le convertisseur Buck est défini par les équations suivantes :

La tension de sortie est donnée par :

$$v_s = D \cdot v_e \quad (\text{III.15})$$

Le courant de sortie (i_s) est l'inverse de la relation précédente :

$$i_s = \frac{1}{D} i_L \quad (\text{III.16})$$

Les relations (III.15) et (III.16) montrent que, si le convertisseur Buck est abaisseur de tension, il est également éleveur de courant.

III.4 Gestion de l'énergie du système

Dans la littérature, plusieurs publications récentes ont traité les systèmes hybrides et la gestion de l'énergie au cœur de ces systèmes. Par exemple, la gestion de l'énergie d'un système PV hybride a été étudiée dans [Wang, 2011]. Eid a étudié un système électrique hybride qui comporte une source solaire PV, une éolienne et une pile à combustible [Eid, 2014]. Le contrôle d'un système PV muni d'un système de stockage dans un micro-réseau DC a été étudiée dans [Eghtedarpour, 2012]. Un système hybride constitué de deux sources d'énergie (système photovoltaïque et système éolien) et comportant des éléments de stockage (supercondensateurs et batteries) pour l'éclairage public est présenté dans [Tian, 2011]. Justo et al ont présenté une comparaison entre les micro-réseaux AC et les micro-réseaux DC [Justo, 2013]. La modélisation multiphysique des flux énergétiques d'un couplage photovoltaïque-électrolyseur PEM-pile à combustible en vue d'une application stationnaire a été étudiée par [Agbli, 2012].

La Figure III.20 illustre le schéma synoptique du système à étudier. Le GPV et les éléments de stockage (Batterie et SC) sont connectés au bus DC via des convertisseurs DC-DC (bidirectionnels pour les éléments de stockage). Le bus DC est connecté au réseau via un convertisseur triphasé DC-AC à deux niveaux. Quand la charge DC est directement connectée au bus DC.

Au niveau d'un système multi sources, il est important de disposer d'un réseau de récupération d'énergie capable d'utiliser la source de stockage pour répondre aux forts appels de puissance sur le réseau source ou encore d'augmenter la flexibilité du système par récupération d'énergie. Ceci nécessite un algorithme de gestion de l'énergie qui tiendra compte de l'état global du système pour définir la référence de puissance de la source de stockage [Payman, 2008], [Payman, 2009], [Eid, 2014], [Eghtedarpour, 2012], [Justo, 2013], [Wang, 2011].

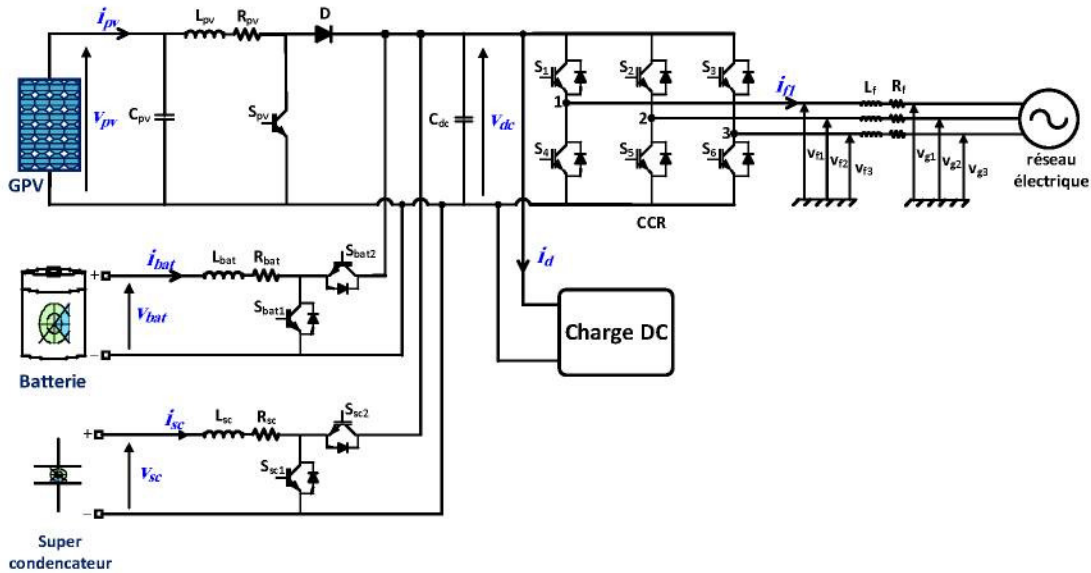


Figure III.20– Schéma du système étudié.

III.4.1 Architecture du dispositif de commande du système

Nous rappelons ici que la puissance de la source solaire PV varie en fonction de l'ensoleillement et est contrôlée selon l'algorithme MPPT décrit à la section III.3.1.4.

La puissance solaire photovoltaïque est contrôlée par une commande MPPT. La stratégie de commande mise en place pour la batterie et le supercondensateur est une stratégie classique : Le supercondensateur, la source d'énergie stockée dont la dynamique est la plus rapide, a pour rôle la régulation du bus continu lorsqu'un changement rapide apparaît au niveau de la charge. La batterie a pour rôle de réguler l'énergie au niveau du supercondensateur.

Nous avons choisi d'utiliser des correcteurs classiques de type PI afin de :

- Commander, en MPPT, le convertisseur DC–DC de la source solaire PV,
- Contrôler la tension du bus DC,
- Contrôler la tension aux bornes du SC,
- Commander le convertisseur DC–AC.

L'architecture du dispositif de commande est présentée à la Figure III.21. Quatre chaînes de contrôle peuvent être distinguées :

- Chaîne de contrôle de la source solaire PV : en contrôlant le convertisseur DC–DC associé à la GPV par un algorithme de recherche du point de fonctionnement à puissance maximale (MPPT),
- Chaîne de contrôle de la tension du bus DC : en contrôlant le convertisseur DC–DC associé à la SC,

- Chaîne de contrôle de la tension aux bornes du SC : en contrôlant le convertisseur DC–DC associé à la batterie,
- Chaîne de contrôle du convertisseur DC–AC : afin de contrôle des puissances active P et réactive Q transmises au réseau électrique.

La chaîne de contrôle du convertisseur DC–AC a été déjà étudiée à la section I.5.3. Dans la section suivante, nous détaillerons les trois chaînes de contrôle des convertisseurs DC–DC associés à la GPV, la SC et la batterie.

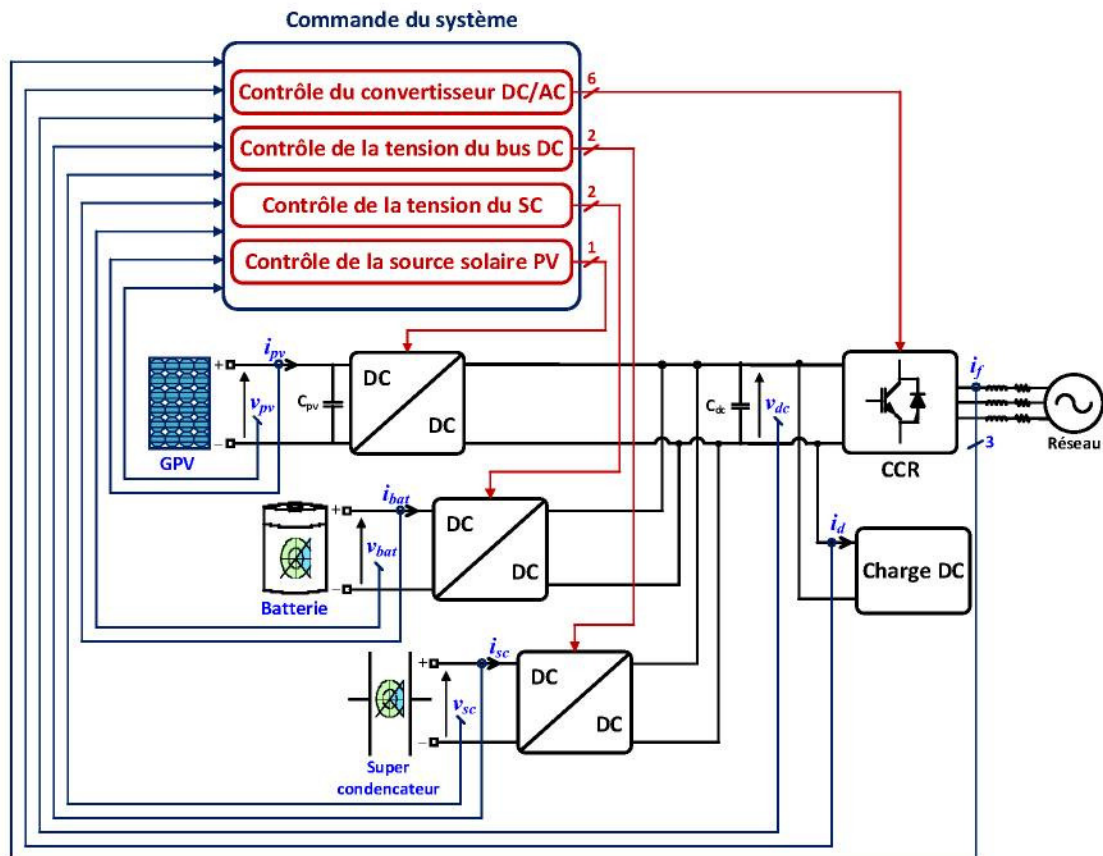


Figure III.21– Architecture du système multi-source adopté avec sa commande.

III.4.2 Contrôle de la source solaire PV

L'énergie solaire, résultante du phénomène photovoltaïque intermittent, est intermittente et fonction de l'ensoleillement et de la température. Elle peut maximisée en contrôlant en MPPT le convertisseur DC–DC alimenté par le panneau PV. Le principe de la commande MPPT de type P&O est déjà décrit dans la section III.3.1.4. Le Contrôle du convertisseur DC–DC associé à la source PV est basé sur un correcteur classiques de type Proportionnel-Intégral (PI), permettant l'ajustement du rapport cyclique d_{pv} du convertisseur DC–DC afin de maximiser la puissance électrique à la sortie du panneau PV.

La stratégie de la commande MPPT du convertisseur DC–DC associé au panneau PV est présentée à la Figure III.22.

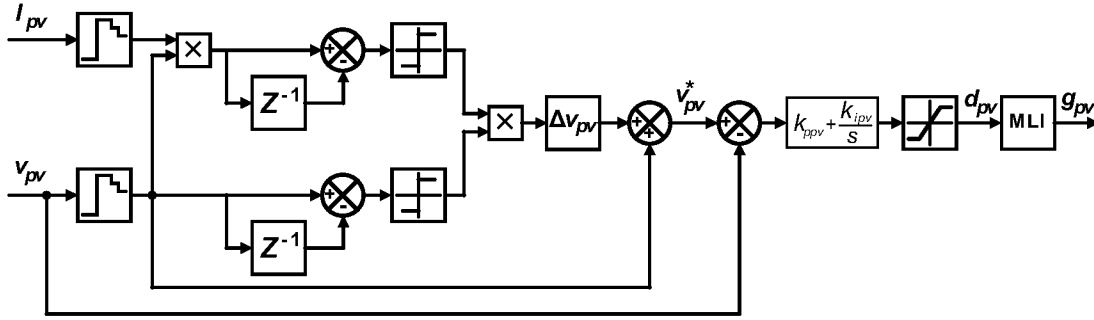


Figure III.22– Commande du convertisseur DC–DC associé à la source PV avec l'algorithme MPPT.

Où k_{ppv} , k_{ipv} correspondent aux constantes du régulateur PI.

III.4.3 Contrôle de la tension du bus DC

L'énergie stockée dans le condensateur du bus continu (E_{dc}) est définie par l'équation suivante :

$$E_{dc} = \frac{1}{2} \cdot C_{dc} \cdot v_{dc}^2 \quad (III.17)$$

Si l'on maintient l'énergie E_{dc} constante, la tension du bus continu v_{dc} sera alors réglée à sa valeur de consigne (V_{dc}^*). De plus, l'énergie du bus continu E_{dc} varie en fonction de la puissance consommée ou fournie par les sous-systèmes qui y sont connectés, et ainsi, la somme de toutes les puissances entrant et sortant du bus continu doit être nulle à chaque instant. On notera que l'on fait ici l'hypothèse que l'énergie magnétique stockée dans l'inductance est négligeable devant l'énergie stockée dans le condensateur. Alors la puissance du bus continu (P_{dc}) qui est bien la dérivée de l'énergie E_{dc} peut être exprimée sous la forme de l'équation suivante :

$$P_{dc} = \dot{E}_{dc} = \frac{dE_{dc}}{dt} = P_{pv} + P_{sc} + P_{bat} - P_d - P_f = 0 \quad (III.18)$$

Où :

- P_{pv} : La puissance débitée par la source solaire PV,
- P_{sc} : La puissance du supercondensateur,
- P_{bat} : La puissance de la batterie,
- P_d : La puissance de la charge DC,
- P_f : La puissance de la charge AC (réseau électrique).

La Figure III.23 présente le schéma bloc du modèle simplifié du système (bus continu, CCR, filtre RL) établi par les équations précédentes :

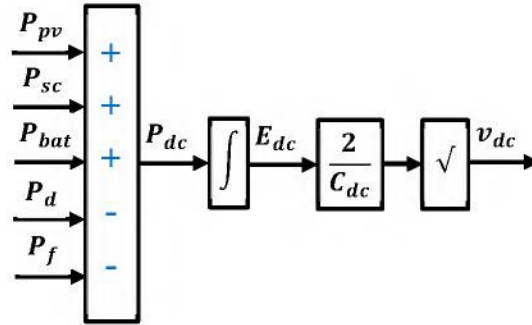


Figure III.23– Schéma bloc du modèle simplifié du système (bus continu, CCR, filtre RL).

Le supercondensateur, qui est la source d'énergie dont la dynamique est la plus rapide, peut être utilisé pour la régulation de l'énergie du bus continu E_{dc} , et finalement régulée la tension aux bornes du bus continu v_{dc} , lorsqu'un changement rapide apparaît au niveau de la charge). Nous pouvons écrire :

$$P_{sc}^* = \dot{E}_{dc}^* - P_{pv} - P_{bat} + P_d + P_f \quad (III.19)$$

Les variations rapides de la puissance de charge sont compensées par la puissance P_{sc}^* , comme illustré par le schéma bloc de la Figure III.24.

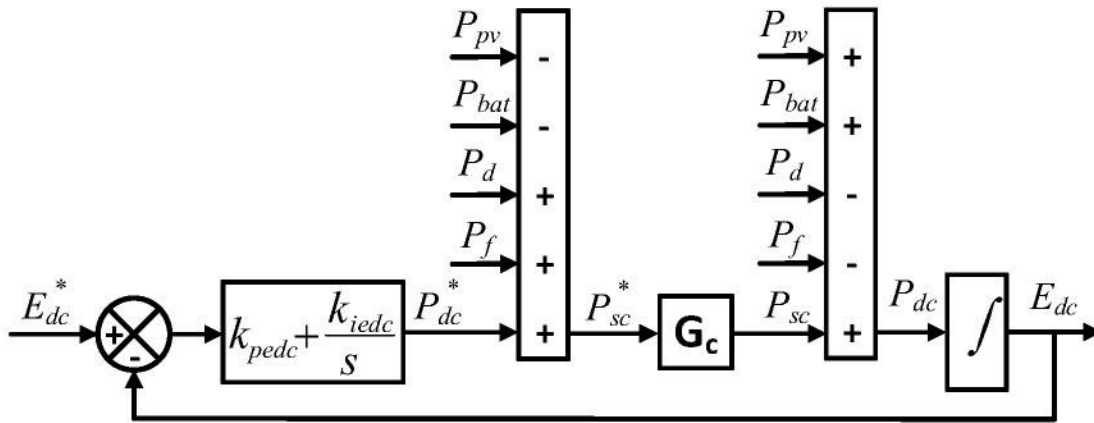


Figure III.24– Schéma bloc de régulation de l'énergie du bus continu.

Où k_{pedc} , k_{iedc} correspondent aux constantes du régulateur PI.

Le schéma bloc du contrôle de la tension du bus DC est présenté à la Figure III.25. Il se compose de deux boucles. La boucle externe a pour rôle de réguler l'énergie E_{dc} , alors que la boucle interne régule le courant i_{sc} . La consigne de courant i_{sc}^* du SC est obtenue en divisant la puissance P_{sc}^* par la tension v_{sc} . Un correcteur de type PI a été utilisé pour les deux boucles, où d_{sc} représente le rapport cyclique du signal de commande associé à l'interrupteur S_{sc1} et l'interrupteur S_{sc2} , sachant que S_{sc1} et S_{sc2} sont commandés complémentaires.

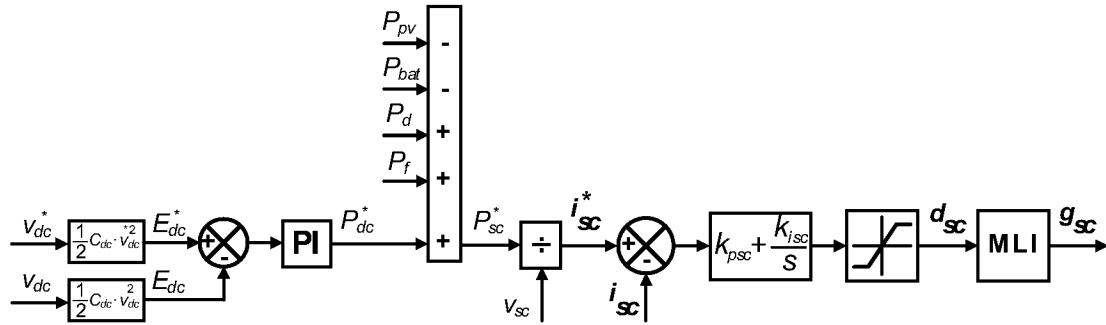


Figure III.25– Schéma bloc de contrôle de la tension du bus DC.

Où k_{psc} , k_{isc} correspondent aux constantes du régulateur PI.

III.4.4 Contrôle de la tension aux bornes du supercondensateur

Comme nous l'avons déjà précisé, la tension aux bornes du supercondensateur est régulée en contrôlant le convertisseur DC–DC associé à la batterie. Si l'on maintient l'énergie du supercondensateur E_{sc} constante, la tension aux bornes du supercondensateur v_{sc} sera alors régulée à sa valeur de consigne v_{sc}^* . L'énergie stockée dans le supercondensateur E_{sc} est définie par l'équation suivante :

$$E_{sc} = \frac{1}{2} \cdot C_{sc} \cdot v_{sc}^2 \quad (III.20)$$

Le schéma bloc de contrôle de la tension aux bornes du supercondensateur est présenté à la Figure III.26. Il se compose de deux boucles. La boucle externe a en charge la régulation de l'énergie E_{sc} , alors que la boucle interne régule le courant i_{bat} à sa valeur de consigne i_{bat}^* . Un correcteur de type PI a été utilisé pour les deux boucles, avec d_{bat} représentant le rapport cyclique du signal de commande associé à l'interrupteur S_{bat1} et l'interrupteur S_{bat2} , sachant que S_{bat1} et S_{bat2} sont commandés complémentamment.

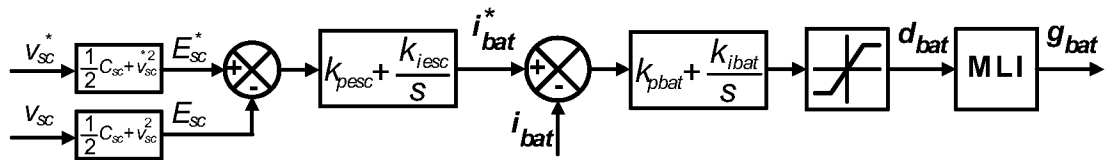


Figure III.26– Schéma bloc de contrôle de la tension aux bornes du supercondensateur.

Où k_{pesc} , k_{iesc} correspondent aux constantes du régulateur PI de la boucle externe, et k_{pbat} , k_{ibat} correspondent aux constantes du régulateur PI de la boucle interne.

III.5 Résultats de simulation

Les simulations de l'ensemble du système étudié et sa commande ont été réalisées dans l'environnement MATLAB/Simulink, afin de valider l'efficacité de la stratégie de gestion de l'énergie adoptée dans ce chapitre. La partie puissance du système a été modélisée à l'aide de la toolbox "SimPowerSystem" de MATLAB. Quant au contrôle des convertisseurs, il a été programmé en utilisant "C-MEX S-function". Les paramètres électriques du système étudié sont consignés dans le Tableau III.4.

Le dimensionnement de systèmes de stockage, détaillée dans [Erdinc, 2009] et adopté dans cette thèse, a permis de dimensionner notre système comme suit :

- Le banc de batteries est constitué de 75 branches mises en parallèle, dont chaque branche est constituée de 128 batteries en série, avec l'état de charge initial (Soc) est choisi égale à 91 %.
- Le banc de SC est constitué de 2 branches mises en parallèle, dont chaque branche est constituée de 4 SC en série, avec l'état de charge initial (Soc) est choisi égale à 100 %.
- Le champ photovoltaïque est constitué de 67 branches mises en parallèle, dont chaque branche est constituée de 10 modules en série. Le choix de mettre ensemble ces 10 modules en série se justifie par le fait que la tension nominale du panneau photovoltaïque doit être supérieure ou égale à la tension nominale de chacun des dispositifs de stockage (batterie et supercondensateurs).

Dans les conditions nominales (1000 W/m^2 , 25°), le champ photovoltaïque génère une puissance de 100 kW correspondant à un tension optimale v_{mpp} de 345 V et un courant optimal i_{mpp} de 292 A , comme illustré sur la Figure III.27.

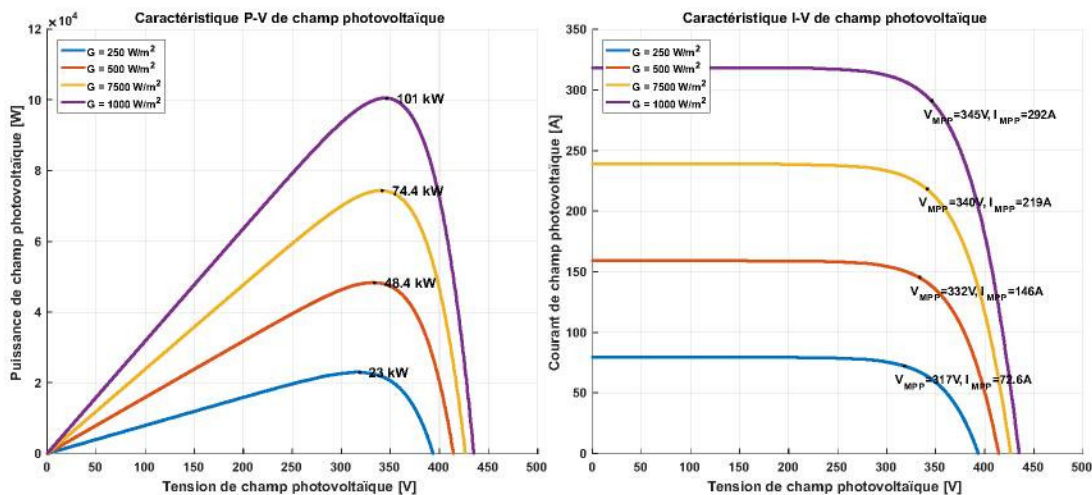


Figure III.27– Caractéristiques P–V et I–V de champ photovoltaïque.

Les paramètres des différents composants du système multi-source étudié sont consignés dans le Tableau III.4.

Tableau III.4 – Paramètres électriques du système multi-source étudié.

Système	Paramètres
Convertisseur associé à la GPV	$R_{pv} = 4 \text{ m}\Omega, L_{pv} = 5 \text{ mH}, C_{pv} = 12 \text{ }\mu\text{F}$
Convertisseur associé à la SC	$R_{sc} = 3 \text{ m}\Omega, L_{sc} = 3 \text{ mH}$
Convertisseur associé à la batterie	$R_{bat} = 5 \text{ m}\Omega, L_{bat} = 3 \text{ mH}$
Bus continu	$C_{dc} = 28 \text{ mF}, v_{dc} = 600 \text{ V}$
Filtre RL	$R_f = 0,075 \text{ }\Omega, L_f = 0,75 \text{ mH}$
Réseau électrique	$U = 381 \text{ V}, f = 50 \text{ Hz}$

Les paramètres des régulateurs PI utilisés pour la commande des différentes parties du système multi-source étudié sont consignés dans le Tableau III.5. Les paramètres de ces régulateurs sont définis à l'aide de la toolbox "PID Tuner" de MATLAB.

Tableau III.5 – Paramètres des régulateurs PI utilisés pour la commande des différentes parties du système multi-source étudié.

Commande	Paramètres
Contrôle de la tension du GPV	$k_{ppv} = 0.4 ; k_{ipv} = 7.2$
Contrôle de la tension aux bornes du SC	$k_{pesc} = 5.2, k_{iesc} = 103.7, k_{pbat} = 0.01297; k_{ibat} = 2.97$
Contrôle de la tension du bus DC	$k_{pedc} = 101.2, k_{iedc} = 1061.7, k_{psc} = 0.0407, k_{isc} = 19.45$
Contrôle des courants dans le filtre	$k_{pf} = 0.297; k_{if} = 29.7$

La tension de référence du bus continu v_{dc}^* est fixée à 600 V , la puissance active de référence P_f^* est fixée à -30 kW et la puissance réactive de référence Q_f^* est fixée à 0 VAR , ce qui garantit un facteur de puissance unitaire au point de couplage du CCR avec le réseau électrique. La fréquence de commutation des interrupteurs de puissance des convertisseurs DC-DC est fixée à 10 kHz , et de CCR est fixée à 5 kHz .

Le profil de l'ensoleillement considéré est montré sur la Figure III.28. Il est à noter que pendant la durée de 20 s , cette courbe comprend des variations lentes et des variations rapides entre 500 W/m^2 et 1000 W/m^2 afin de tester l'algorithme MPPT de type P&O.

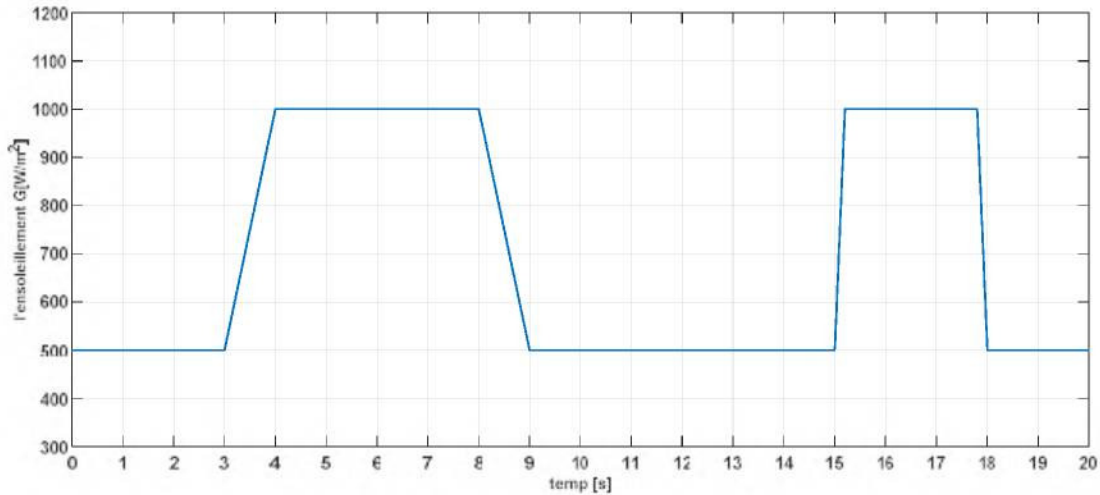


Figure III.28– Profil de l'ensoleillement considéré.

Le profil de la charge DC est modélisé par une source de courant contrôlable, comme illustré sur la Figure III.29. Ce profil de charge comprend également des variations rapides afin de valider l'efficacité de l'algorithme de gestion de l'énergie. Les valeurs maximale et minimale de la puissance de la charge sont -30 kW et de -50 kW . Ces puissances sont considérées comme des puissances de référence pour le système PV avec stockage.

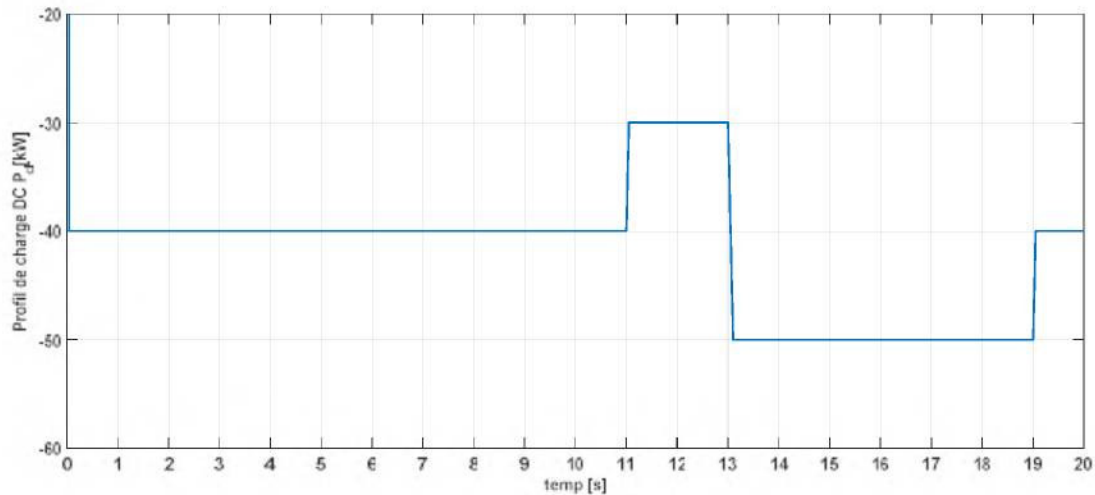


Figure III.29– Profil de la charge DC considérée.

A l'instant $t = 16 \text{ s}$, la puissance active de la charge AC varie de -30 kW à -20 kW (Figure III.30), alors que sa puissance réactive est considérée constamment nulle (0 VAR).

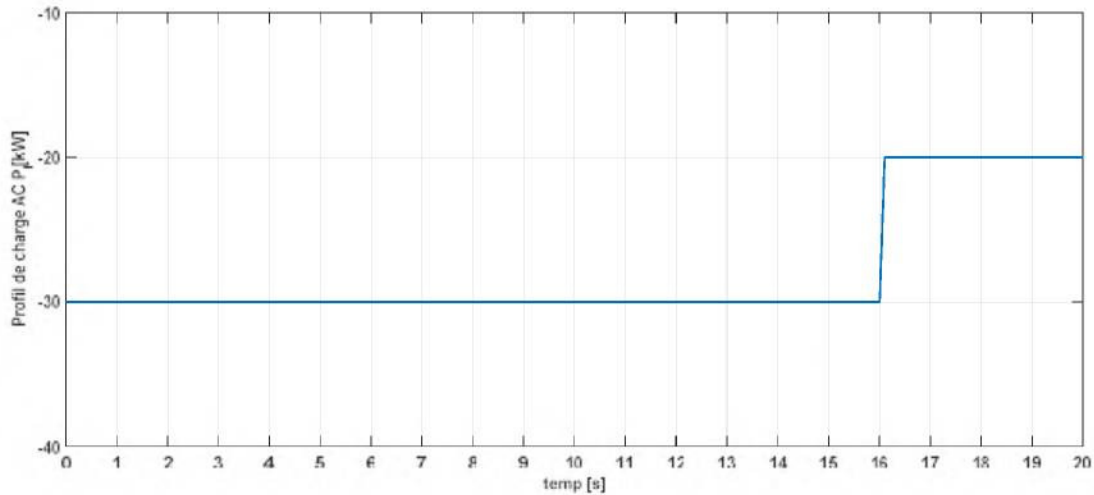


Figure III.30– Profil de la charge AC considérée.

La Figure III.31 présente les résultats de simulation obtenus pour la commande MPPT de type P&O appliquée au GPV. Pour un ensoleillement de 1000 W/m^2 durant l'intervalle de temps entre $t = [5.0\text{s} ; 9.0\text{s}]$, le point de fonctionnement optimale du champ photovoltaïque correspond à la puissance de 100 kW , à la tension optimale v_{mpp} de 345 V et au courant optimal i_{mpp} de 292 A , ce qui est compatible avec les caractéristiques du champ présentées sur la Figure III.27. Cela démontre que la commande MPPT fonctionne efficacement.

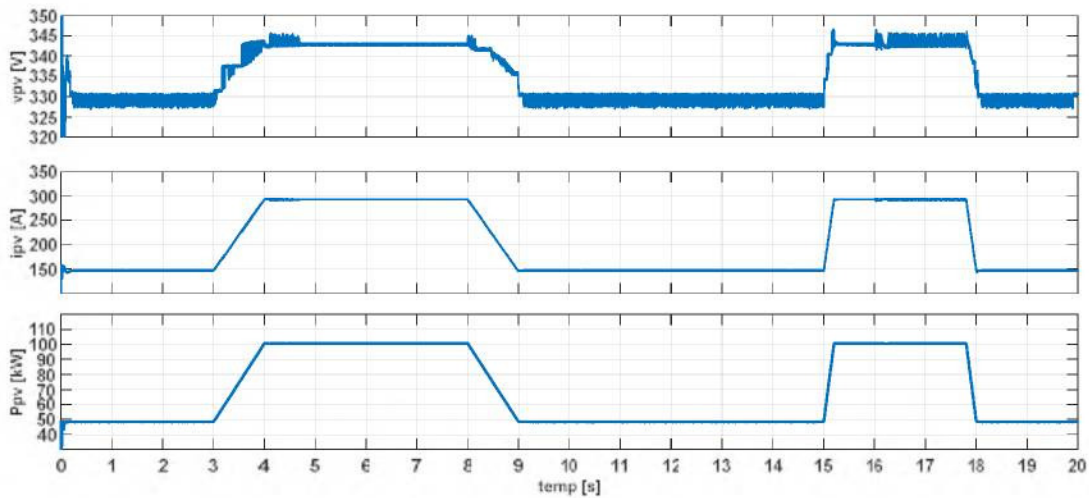


Figure III.31– Evolution de tension, courant et puissance du GPV pour un ensoleillement et une charge variable.

La Figure III.32 présente l'évolution temporelle des puissances électriques DC et AC produites par le système PV avec stockage (puissances réelles). Le profil d'évolution de la puissance DC produite (P_d) est en concordance avec celui de référence présenté dans la Figure III.29. De même, on constate que les puissances AC produites active (P_f) et réactive (Q_f) suivent leurs références. Un court régime transitoire est remarqué lors de la variation de la charge AC à l'instant $t = 16 \text{ s}$.

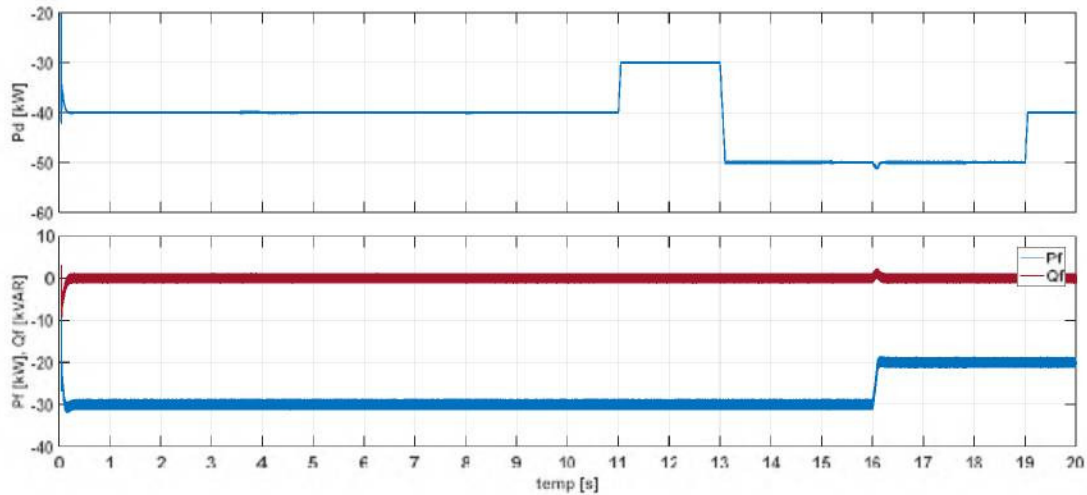


Figure III.32– Evolution des puissances électriques des charges DC et AC.

La Figure III.33 présente la tension du bus DC (v_{dc}). On remarque que cette tension oscille légèrement autour de sa valeur de référence (600 V), montrant des courts régimes transitoires, lors des variations rapides des charges, ce qui démontre l'efficacité de l'algorithme de gestion de l'énergie.

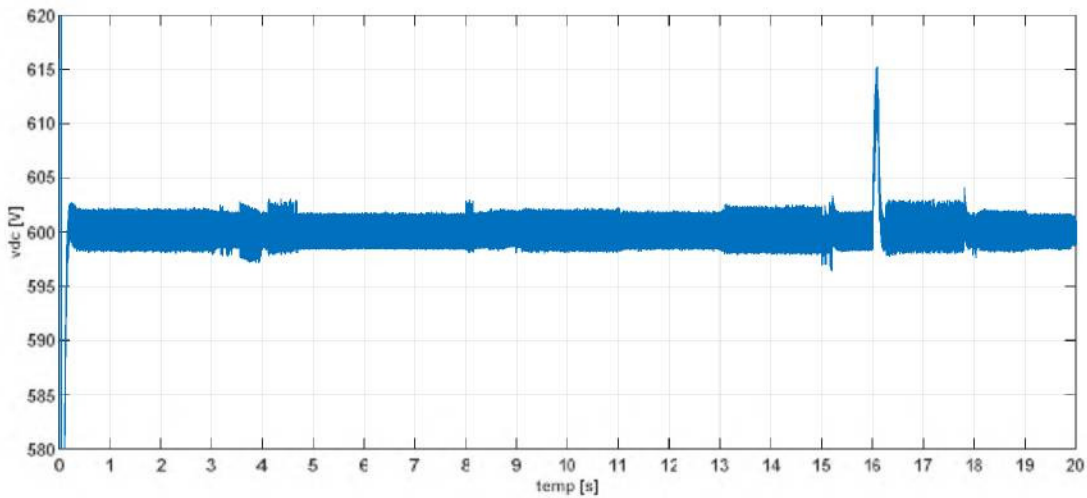


Figure III.33– Tension du bus DC.

La Figure III.34 présente l'évolution des grandeurs électriques de la batterie. Nous observons que la tension de la batterie v_{bat} varie autour de sa valeur nominale (292 V). Nous observons également, sur cette figure, que :

- A $t = 2\text{ s}$, la somme des puissances consommées par les charges DC et AC (P_f et P_d) est de 70 kW , la puissance générée par le GPV (P_{pv}) est égale à 48 kW correspondant à l'ensoleillement de 500 W/m^2 . La différence (22 kW) est fournie par le batterie (P_{bat}).
- A $t = 7\text{ s}$, la somme des puissances consommées par les charges DC et AC (P_f et P_d) est maintenue égale à 70 kW , alors que la puissance générée par le GPV (P_{pv})

est, cette fois-ci, égale à 100 kW correspondant à l'ensoleillement de 1000 W/m^2 . La différence (30 kW) est absorbée par le batterie (P_{bat}).

- A $t = 14 \text{ s}$, la somme des puissances consommées par les charges DC et AC (P_f et P_d) prend la valeur de 80 kW , la puissance générée par le GPV (P_{pv}) est égale à 48 kW correspondant à l'ensoleillement de 500 W/m^2 . La différence (32 kW) est fournie par le batterie (P_{bat}).

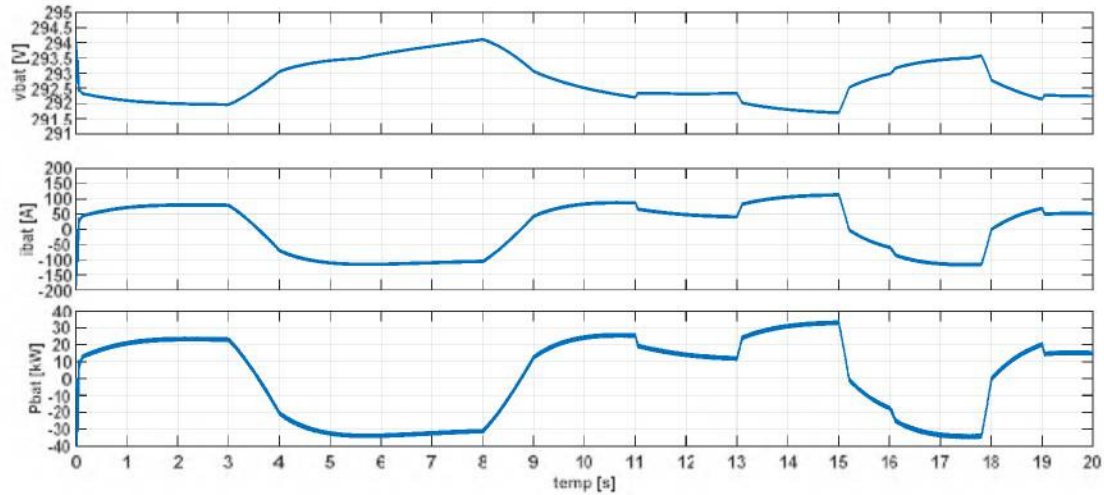


Figure III.34– Evolution de tension, courant et puissance de la batterie.

La Figure III.35 présente l'évolution des grandeurs électriques du supercondensateur. Nous pouvons voir sur cette figure que la tension v_{sc} , bien asservie à sa valeur nominale de référence (194.4 V), est régulée par le convertisseur associé à la batterie. La puissance du SC (P_{sc}) répond efficacement aux variations rapides de la puissance consommée par la charges DC (P_d) à $t = 11.0\text{s}$, $t = 13.0\text{s}$ et $t = 19.0\text{s}$ (Figure III.29), ainsi que celles de la puissance consommée par la charge AC (P_f) à $t = 16.0\text{s}$ (Figure III.30), ce qui permet de garantir la régulation de la tension du bus DC (Figure III.34). Cette même puissance (P_{sc}) varie lentement lors des variations du GPV (à $t = 3.0\text{s}$ et à $t = 8.0\text{s}$) assurant l'équilibre en puissance du système.

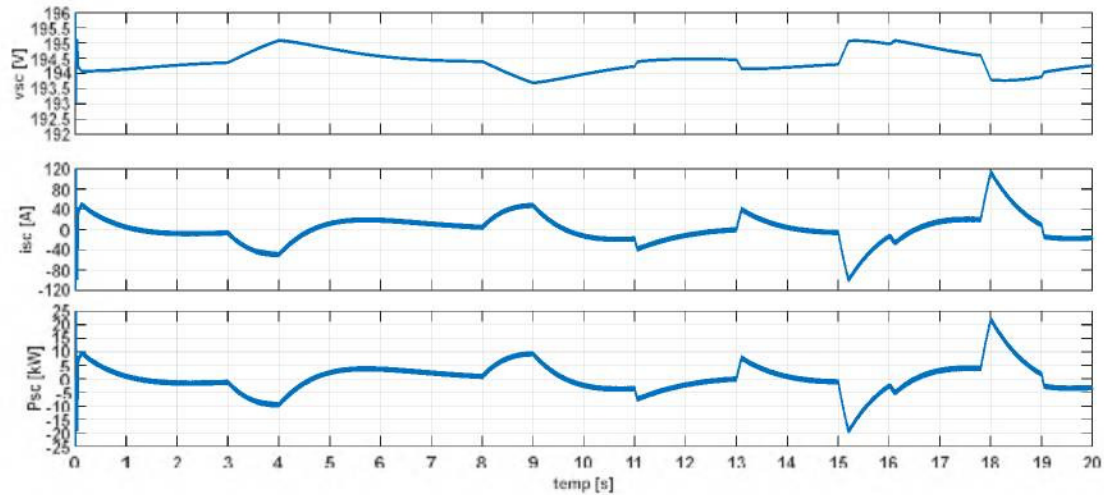


Figure III.35– Evolution de tension, courant et puissance du SC.

La Figure III.36 présente les tensions et les courants de phase du CCR.

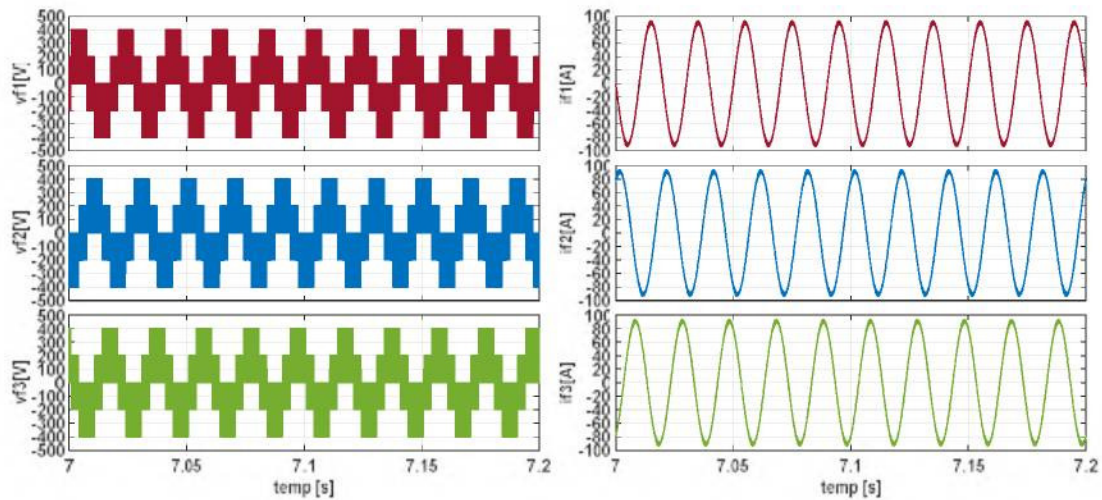


Figure III.36– Tensions et courants de phase du CCR.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a traité la modélisation et la commande d'un système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau. Ce système comprend différentes sources (GPV, batterie et supercondensateur) et différentes charges (charge DC et charge AC) connectées au bus DC commun via des convertisseurs statiques DC-DC et DC-AC. Dans un premier temps, les différents éléments de ce système ont été modélisés. Dans la deuxième partie de ce chapitre, la stratégie de commande MPPT est appliquée au GPV pour maximiser sa puissance pour différentes conditions climatiques. On a également présenté une stratégie de gestion de l'énergie pour la régulation de bus DC et pour gérer le transfert d'énergie entre les différents organes

constituant le système, pour différentes conditions climatiques et un profil de charge variable. Enfin, nous avons présenté les résultats de simulation du système, afin de valider l'efficacité des techniques de commande mis en œuvre. Les résultats ont montré que la commande MPPT et l'algorithme de gestion d'énergie fonctionnent efficacement assurant la satisfaction des besoins de la charge variable et pour des conditions climatiques variables.

Au chapitre suivant, nous allons nous intéresser à la continuité de service du système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau en présence de défaut dans les convertisseurs statiques DC–DC et DC–AC.

**Chapitre IV. Continuité de service en mode dégradé
d'un système photovoltaïque avec stockage connecté
au réseau**

Chapitre IV. Continuité de service en mode dégradé d'un système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau

IV.1 Introduction

Au cours des dernières décennies, le progrès dans la technologie de l'électronique de puissance a permis de développer l'utilisation des convertisseurs de puissance dans une large gamme d'applications. Ainsi Les convertisseurs statiques sont devenus un élément essentiel dans les équipements électroniques de puissance au cours des dernières décennies. Les convertisseurs statiques DC-DC sont largement utilisés dans de nombreuses applications de l'électronique de puissance telles que le transport d'énergie électrique, les variateurs de vitesse ou bien encore les systèmes électrique hybride. Dans toutes ces applications, les convertisseurs de puissance jouent un rôle essentiel en terme de conditionnement de l'énergie électrique selon le besoin. Comme tout système, les applications intégrant des convertisseurs statiques DC-DC peuvent être l'objet de défaut. Ces défauts, qu'elles proviennent du condensateur du filtre de sortie ou des composants de puissance commandables, conduisent à une panne, un dysfonctionnement ou même l'arrêt totale du système [Pei, 2012], [Amaral, 2012], [Lu, 2009], [Ribeiro, 2013], [Buiatti, 2010]. Par conséquent, si le défaut n'est pas détecté rapidement et ensuite compensé, il peut conduire à la propagation du défaut aux autres composants du système de puissance. Pour réduire ces risques et afin d'éviter la propagation du défaut aux autres composants du système, des méthodes de détection et de compensation du défaut dites "fault tolerant" doivent être adoptées, pour assurer la continuité de service, en attendant une future opération de maintenance.

Les défaillances des semi-conducteurs de puissance les plus courantes sont les défauts de type circuit-ouvert (interrupteur maintenu ouvert) et les défauts de type court-circuit (interrupteur maintenu fermé) et les défauts intermittents liés à de mauvais déclenchement ("intermittent gate-misfiring fault", en anglais) [Pei, 2012], [Lu, 2009], [Richardeau, 2011], [Kim, 2008].

Dans ce chapitre nous allons proposer des méthodes différentes permettant de détecter et de compenser les défauts éventuels des semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques d'un système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau.

Il est important de signaler que le convertisseur DC–AC connecté au réseau est le même que celui étudié dans le chapitre II (section II.2). Par conséquent, la même approche de diagnostic est adoptée sans être détaillée dans ce chapitre. Donc, le travail présenté ici est limité plus particulièrement aux défauts pouvant survenir au niveau des interrupteurs commandables de convertisseurs DC–DC non isolés dans un système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau.

En effet, nous allons proposer une topologie tolérante aux défauts pour le même système présenté dans le chapitre précédent.

IV.2 Détection de défaut au niveau d'un transistor

Dans cette section, nous présenterons un état de l'art sur les défauts des semi-conducteurs au niveau des convertisseurs statiques DC–DC, ainsi que les différentes méthodes de diagnostic correspondant. Ensuite, nous présenterons une analyse du fonctionnement du système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau en mode dégradé, lors de l'apparition de défaut de type circuit-ouvert (DCO), au niveau du convertisseur DC–DC, afin d'extraire ces différentes caractéristiques (indicateurs de défauts) dans ce mode. Finalement, des méthodes de détection de défaut de type circuit-ouvert d'un transistor seront proposées en se basant sur ces indicateurs de défaut identifiés en mode dégradé.

IV.2.1 Etat de l'art

Afin d'assurer la continuité de service d'un dispositif de puissance à tolérance de défauts, il est nécessaire de détecter et localiser le défaut, ainsi que de l'isoler ou le compenser, en reconfigurant la topologie du convertisseur et/ou sa commande. La reconfiguration du contrôleur n'est pas nécessaire en cas de redondance matérielle au niveau des interrupteurs commandables.

Dans la littérature scientifique publiée ces dernières années, on a traité la tolérance de défauts des convertisseurs statiques DC–DC. Par exemple, le diagnostic de défaut d'un convertisseur DC–DC qui basée sur la mesure de la tension aux bornes des composants magnétiques a été étudié dans [Nie, 2014]. Une autre méthode de diagnostic de défaillance, basée sur les composantes harmoniques du champ magnétique à proximité d'un convertisseur DC–DC, est proposée et étudiée dans [Chen, 2011]. Une méthode basée sur le modèle caché de Markov est utilisée pour le diagnostic du convertisseur Boost DC–DC [Hafizi, 2013]. La détection de défaillances de type circuit-ouvert dans un convertisseur DC–DC isolé en pont est présentée dans la publication [Pei, 2012], et celle de type court-circuit avec compensation est présentée dans la publication [Pei, 2015]. La modélisation, la conception et l'analyse des défauts d'un convertisseur DC–DC bidirectionnel dans un véhicule électrique hybride est

détaillée dans [Al-Sheikh, 2014]. L'application de filtres de Kalman pour le diagnostic des défauts d'un convertisseur DC–DC élévateur est étudiée dans [Izadian, 2010]. Une méthode de détection de défaut pour un convertisseur DC–DC à trois niveaux est présentée dans [Sheng, 2012], basée sur la surveillance des tensions aux bornes de la capacités flottantes. Une méthode de détection de défaut de type circuit-ouvert et une topologie à tolérance de panne pour un convertisseur DC–DC à trois niveaux dans un système photovoltaïque est présentée dans [Ribeiro, 2013]. Les modifications apportées dans [Ribeiro, 2014] permettent l'utilisation d'un capteur de courant unique pour le diagnostic des défauts des Boosts entrelacés. Afin de réaliser la détection de défaut d'interrupteurs de type MOSFET dans un convertisseur à commutation à tension nulle “Zero Voltage Switching (ZVS)” en pont complet, Kim et al ont utilisé la forme d'onde du courant du bus continu [Kim, 2008]. Dans la publication [Park, 2011], la défaillance d'un des interrupteurs commandables d'un convertisseur DC–DC survolteur est détectée en observant la valeur échantillonnée du courant traversant l'inductance. Une méthode de détection de défaut de type circuit-ouvert et celle court-circuit d'un convertisseur DC–DC non-isolée à base de FPGA, a été développée dans [Shahbazi, 2013].

Afin de comparer les caractéristiques des différentes méthodes de détection de défaut au niveau d'un interrupteur commandable, ces caractéristiques sont résumées dans le Tableau IV.1 (avec T_s est la période de commutation, “lent” signifie que le temps nécessaire à la détection est égal à plusieurs périodes de commutation, “*” signifie que le temps de détection n'est pas certain).

Tableau IV.1 – Comparaison des caractéristiques des différentes méthodes de détection de défauts des interrupteurs.

Méthode	Paramètre utilisé pour la détection	Application	Temps de détection	Coût
Pente du courant de l'inductance [Shahbazi, 2013], [Park, 2011]	<i>Courant de l'inductance</i>	<i>Convertisseur DC–DC non-isolé à 1 composant commandable</i>	$< 2T_s$	<i>moyenne</i>
Déphasage actif [Pei, 2012]	<i>Tension première de transformateur</i>	<i>Convertisseur ZVS en pont complet</i>	<i>Lent</i>	<i>court</i>
Courant du bus continu [Kim, 2008]	<i>Courant du bus continu</i>	<i>Convertisseur ZVS en pont complet</i>	<i>Lent</i>	<i>Court</i>
Analyse de l'erreur de tension [Ribeiro, 2013]	<i>Tension continue de sortie</i>	<i>Convertisseur Boost à trois niveaux</i>	*	<i>Court</i>
Tensions des capacités flottantes [Sheng, 2012]	<i>Tensions des capacités flottantes</i>	<i>Convertisseur trois niveaux en demi pont</i>	*	<i>Court</i>
FFT et RNA [Chen, 2011]	<i>Flux magnétique à proximité du composant</i>	<i>Majorité des Convertisseurs</i>	<i>Lent</i>	<i>Haut</i>
Critère temporelle et critère de tension [Nie, 2014]	<i>Tension aux bornes des composants magnétiques</i>	<i>Majorité des Convertisseurs à MLI</i>	$< 1T_s$	<i>Court</i>

IV.2.2 Analyse du fonctionnement du convertisseur DC–DC lors de l'apparition du défaut

La Figure IV.1 présente les schémas électriques du convertisseur DC–DC bidirectionnel en courant pour les deux modes de fonctionnement Boost et Buck, selon le signe du courant traversant l'inductance (i_L). On notera “ T ” la période de fonctionnement, “ D ” est le rapport cyclique, “ g ” l'ordre de commande du transistor T_1 et “ \bar{g} ” l'ordre de commande de du transistor T_2 , sachant que g et \bar{g} sont complémentaires.

Il est remarqué que le signe de la pente du courant i_L change simultanément avec l'ordre de commande de l'interrupteur. Dans le mode de fonctionnement Boost ($i_L > 0$), on remarque que, lorsque le transistor T_1 est fermé ($g = 1$), le courant i_L croît, tandis que lorsque ce transistor est ouvert ($g = 0$), le courant i_L décroît. De même, dans le mode de fonctionnement Buck ($i_L < 0$), on remarque que, lorsque le transistor T_2 est fermé ($\bar{g} = 1, g = 0$), le courant i_L décroît, tandis que lorsque ce transistor est ouvert ($\bar{g} = 0, g = 1$), le courant i_L croît. En résumé, quel que soit le signe de courant i_L ($i_L < 0$ ou $i_L > 0$), si $g = 1$, le courant i_L croît, sinon, le courant i_L décroît.

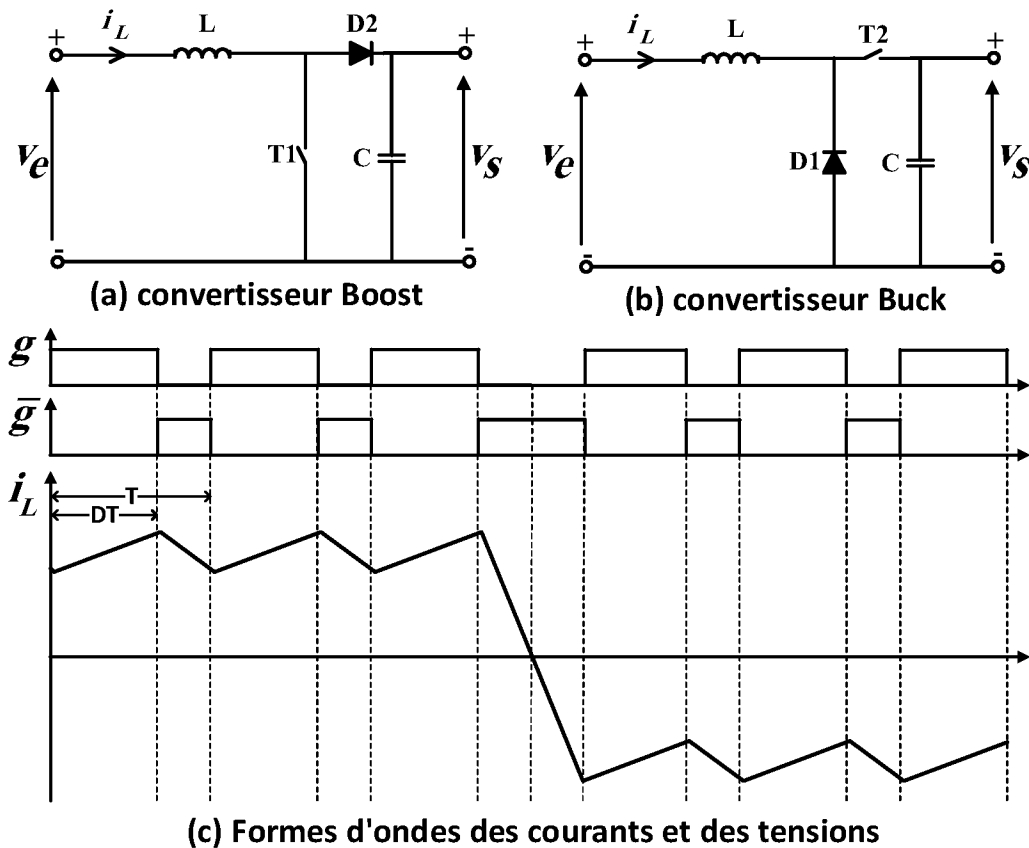


Figure IV.1– Fonctionnement en MCC d'un convertisseur bidirectionnel en courant (Buck-Boost).

Nous allons maintenant considérer un défaut de type circuit-ouvert (bloqué à l'état ouvert) au niveau de l'un des deux transistors T_1 ou T_2 . Selon le signe du courant i_L ($i_L < 0$ ou $i_L > 0$), et selon le transistor (T_1 ou T_2), il y a quatre cas, qui sont résumés dans le Tableau IV.2 et représentés dans la Figure IV.2 :

- **1^{er} cas** : $i_L > 0$ avec défaut du transistor T_1 bloqué à l'état ouvert, dans ce cas la diode D_2 se met à conduire, et le courant i_L décroît quel que soit l'ordre de commande g , ce qui provoque un dysfonctionnement du convertisseur.
- **2^{ème} cas** : $i_L > 0$ avec défaut du transistor T_2 bloqué à l'état ouvert, dans ce cas le transistor T_2 est déjà hors service ($i_L > 0$), alors, dans cette situation, le convertisseur continue à fonctionner d'une façon ordinaire.
- **3^{ème} cas** : $i_L < 0$ avec défaut du transistor T_1 bloqué à l'état ouvert, dans ce cas le transistor T_1 est déjà hors service ($i_L < 0$), alors, dans cette situation, le convertisseur continue à fonctionner normalement.
- **4^{ème} cas** : $i_L < 0$ avec défaut du transistor T_2 bloqué à l'état ouvert, dans ce cas la diode D_1 se met à conduire, et le courant i_L croît quel que soit l'ordre de commande \bar{g} , ce qui provoque un dysfonctionnement du convertisseur.

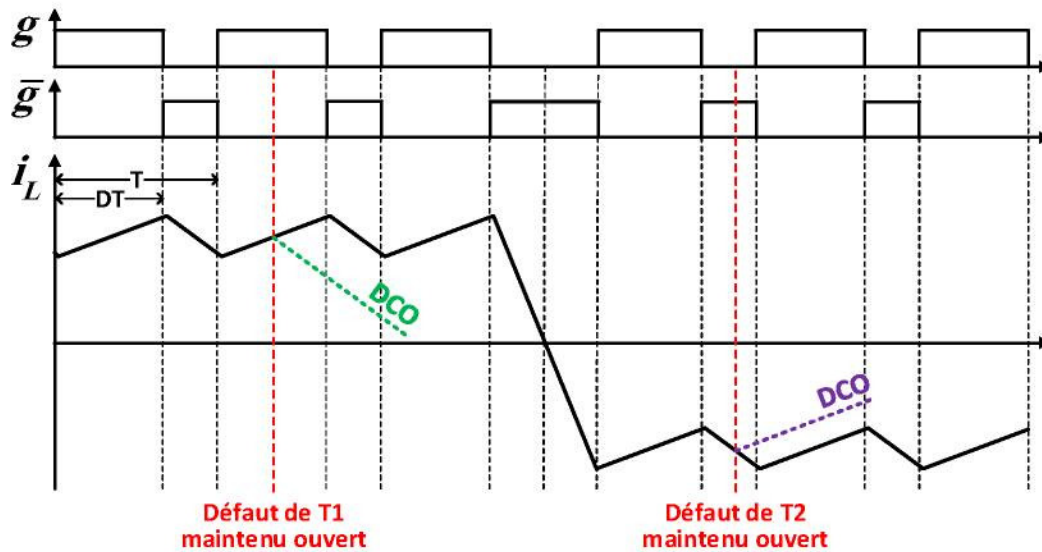














Figure IV.2– Fonctionnement en mode dégradé d'un convertisseur bidirectionnel en courant.

Le Tableau IV.2 résume les caractéristiques des différents défauts de type circuit-ouvert d'un transistor dans un convertisseur DC–DC bidirectionnel en courant. Les cas 1 et 2 correspondent au défaut dans le convertisseur Boost.

Tableau IV.2 – Caractéristiques des différents défauts de type circuit-ouvert d'un transistor dans un convertisseur DC–DC bidirectionnel en courant.

Cas	i_L	g	\bar{g}	Pente de courant sans défaut	Pente de courant avec défaut de type circuit-ouvert de T_1	Pente de courant avec défaut de type circuit-ouvert de T_2	Déteçtabilité de défaut
1	>0	1	0	 (T_1 conduit)	 (D_2 conduit)	 (T_2 déjà hors service ($\bar{g}=0$), T_1 conduit)	Défaut de T_1 déteçtable, Défaut de T_2 non déteçtable
2	>0	0	1	 (D_2 conduit)	 (T_1 déjà hors service ($g=0$), D_2 conduit)	 (T_2 déjà hors service ($i_L > 0$), D_2 conduit)	Défaut de T_1 non déteçtable, Défaut de T_2 non déteçtable
3	<0	1	0	 (D_1 conduit)	 (T_1 déjà hors service ($i_L < 0$), D_1 conduit)	 (T_2 déjà hors service ($\bar{g}=0$), D_1 conduit)	Défaut de T_1 non déteçtable, Défaut de T_2 non déteçtable
4	<0	0	1	 (T_2 conduit)	 (T_1 déjà hors service ($g=0$), T_2 conduit)	 (D_1 conduit)	Défaut de T_1 non déteçtable, Défaut de T_2 déteçtable

Compte tenu de cette analyse, la pente du courant traversant l'inductance (i_L), son signe ($i_L > 0$ ou $i_L < 0$) et l'ordre de commande (g) sont choisis comme des éléments de base pour développer une nouvelle méthode de détection de défaut, qui sera présentée dans la suite de ce mémoire.

IV.2.3 Approche adoptée pour la détection de défaut de type circuit-ouvert d'un transistor

La méthode générale de détection de défaut pour la conversion DC–DC non isolée, basée sur deux méthodes permettant de déteçter les défauts de type circuit-ouvert (DCO) apparaissant au niveau de l'interrupteur commandable. Les deux méthodes sont basées sur l'observation de la pente du courant traversant l'inductance (i_L), son signe ($i_L > 0$ ou $i_L < 0$) et l'ordre de commande (g). La première méthode (sera notée FD1), est plus rapide par rapport à la deuxième méthode notée FD2, mais sa robustesse n'est pas satisfaisante dans certain cas. Le deuxième méthode (DF2) est plus robuste et déteçte efficacement tout type de défauts dans toutes les conditions, mais, elle est moins rapide par rapport à la méthode FD1. Ces deux méthodes sont présentées en détail dans les sections suivantes.

IV.2.3.1 Méthode FD1 de détection de défaut

Suite aux résultats de à l'analyse mitonnée précédemment, où dans des conditions normales de fonctionnement (sans défaut), le signe de la pente du courant i_L change simultanément avec l'ordre de commande de l'interrupteur. Le signe de la pente du courant i_L , noté S_i , est calculée par un bloc de dérivation et ensuit par un bloc de signe, selon l'équation suivante :

$$S_i = \text{sign}\left(\frac{di_L}{dt}\right) \quad (\text{IV.1})$$

Alors, pour simplifier la méthode de détection de défaut, on va représenter l'ordre de commande g du transistor T_1 par un signal de signe S_g , défini par :

$$S_g = \text{sign}(g - 0.5) \quad (\text{IV.2})$$

Selon le signe de courant i_L , il existe deux cas normales de fonctionnement (sans défaut) :

- Si $i_L > 0$ et $g = 1$ (T_1 conduit), le courant i_L augmente, ce qui donne $S_i = 1$ et $S_g = 1$,
- Si $i_L < 0$ et $g = 0$ ($\bar{g}=1$) (T_2 conduit), le courant i_L diminue, ce qui donne $S_i = -1$ et $S_g = -1$.

Par contre, selon le signe du même courant i_L , il existe deux cas de fonctionnement avec défaut :

- Si $i_L > 0$ et $g = 1$ mais T_1 bloqué à l'état ouvert (D_2 conduit), le courant i_L diminue, ce qui donne $S_i = -1$ et $S_g = 1$,
- Si $i_L < 0$ et $g = 0$ ($\bar{g}=1$) mais T_2 bloqué à l'état ouvert (D_1 conduit), le courant i_L augmente, ce qui donne $S_i = 1$ et $S_g = -1$.

Si les signaux S_g et S_i sont de même valeur, alors le signal ε sera alors égal à '0', et on peut conclure que le système est en mode de fonctionnement normal (il n'y a pas de défaillance de l'interrupteur commandable). Sinon, si les signaux S_g et S_i sont différents, alors le signal ε sera égal à '1', et on peut conclure qu'il y a un défaut d'un transistor bloqué à l'état ouvert. Selon le signe du courant i_L , on peut différencier lequel des deux transistors est défaillant. Si $i_L < 0$, donc T_2 est bloqué à l'état ouvert, et Si $i_L > 0$, donc T_1 est bloqué à l'état ouvert.

Le défaut éventuel peut alors être détecté en comparant les deux signaux logiques S_g et S_i . L'erreur, notée ε , est alors calculée par :

$$\varepsilon = \left(S_g \neq S_i \right) \quad (\text{IV.3})$$

Dans un premier temps, si nous supposons que les interrupteurs sont idéaux, et seulement selon cette supposition et dans des conditions normales de fonctionnement (sans défaut), on peut alors conclure que les signaux S_g et S_i sont de même valeur. Par conséquent, le signal d'erreur ε doit toujours être égal à zéro. Cependant, en réalité et en fonctionnement normal, l'erreur ε n'est pas nulle à chaque instant et présente des pics (de durée notée T_d sur la Figure IV.3), en raison des effets du retard de commutation des composants, ainsi que des temps morts des drivers. Si on utilise la valeur instantanée de l'erreur ε comme indicateur de défaut, un défaut peut alors être détecté lors d'une commutation, alors qu'il n'en est pas un. Pour éviter d'avoir de fausses détections de défauts dues aux commutations des interrupteurs, nous avons proposé une méthode, notée FD1 (Fault Detection 1) qui utilise un algorithme basé sur la durée pendant laquelle l'erreur ε persiste. En d'autres termes, elle transforme le signal d'erreur ε en un signal d'erreur temporel.

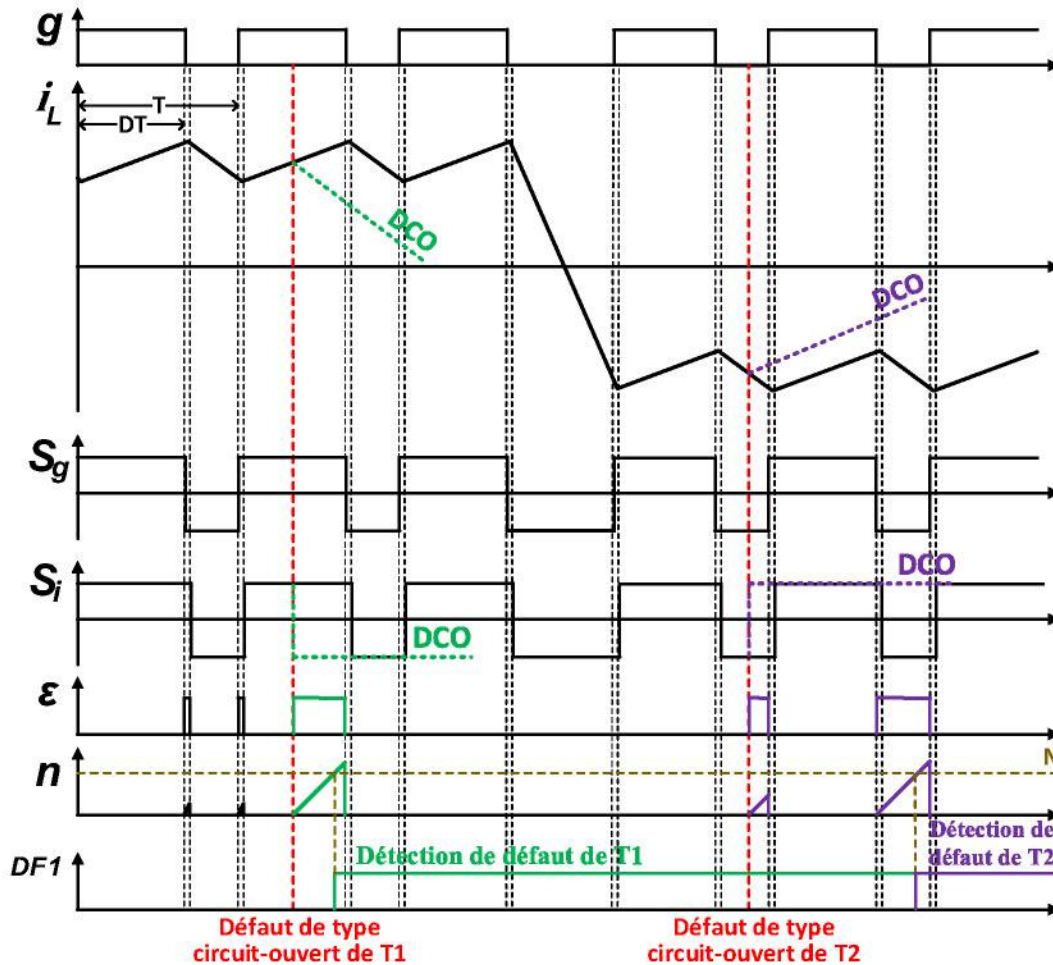


Figure IV.3– Signaux caractéristiques pour la méthode FD1 de détection de défaut.

Lors d'une implantation numérique, nous proposons d'estimer la durée pendant laquelle l'erreur ε est égal à ' T '. Un compteur, représenté à la Figure IV.4, permet de quantifier l'erreur ε en générant une fonction incrémentale n qui est fonction de période d'échantillonnage T_s . La sortie n du compteur s'incrémente à chaque front montant d'horloge (front actif) pendant

lesquelles l'erreur ε est égal à 1 (Figure IV.4). La valeur de n est remise à zéro après chaque front descendant de l'erreur ε . Le signal n ainsi obtenu est un signal de type "dent de scie".

Ensuite, le signal n issue du compteur est appliqué à l'entrée d'un deuxième comparateur, de seuil noté N . Ce seuil doit être choisi supérieur à la valeur maximale de n lors du fonctionnement normal du convertisseur ($N \cdot T_s > T_d$).

Le signal de sortie ff (fault flag) du module de détection de défaut est utilisé pour indiquer le transistor défaillant (ff_1 pour T_1 et ff_2 pour T_2), et par suite l'activation du processus de compensation de défaut.

Le schéma de principe de la méthode FD1 de détection de défaut est présenté dans la Figure IV.4 :

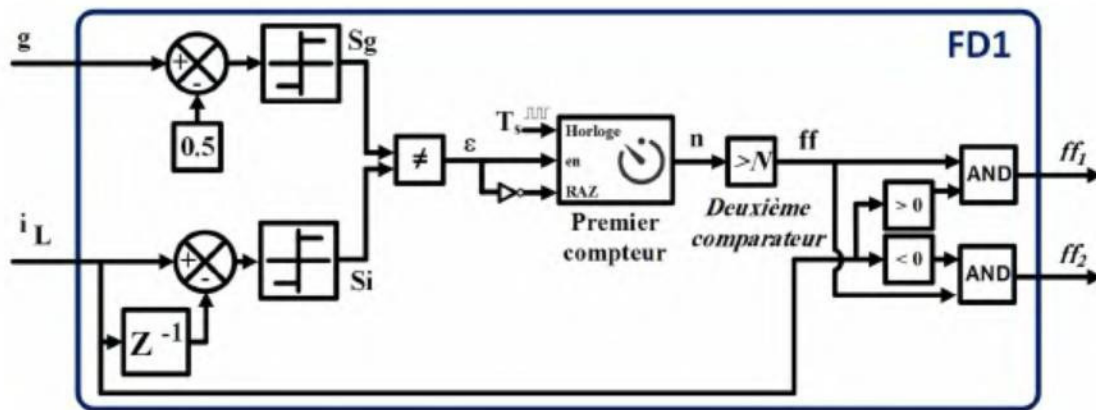


Figure IV.4– Schéma de principe de la méthode FD1 de détection de défaut.

Il est important de noter qu'en pratique, le choix de N dépend des spécifications des composants utilisés. La valeur du seuil N doit être judicieusement choisie selon :

- Le temps de réponse des capteurs utilisés pour la mesure du courant i_L ,
- Les caractéristiques et les performances de l'acquisition des données analogiques, notamment la durée de conversion des données dans les convertisseurs analogiques/numériques,
- Le temps d'exécution de l'algorithme de commande et de diagnostic,
- Les temps morts dus aux commutations des IGBT's.

La méthode FD1 dépend de plusieurs paramètres et il y a certains critères qui doivent être pris en considération pour détecter le défaut des deux transistors T_1 et T_2 . Ces critères peuvent être résumés comme suit :

$$(T_P - T_F) > N \cdot T_s \quad (IV.4)$$

$$T_P > N \cdot T_s \quad (IV.5)$$

Où T_F est l'instant d'apparition de défaut. Avec :

$$\begin{cases} T_P = DT & \text{pour défaut de } T_1 \\ T_P = (1-D)T & \text{pour défaut de } T_2 \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

La méthode FD1 peut détecter le défaut si (IV.4) et (IV.5) sont satisfait simultanément. Toutefois, si ces conditions ne sont pas satisfaites, la détection de défaut échouera. Pour les petites valeurs de rapport cyclique D , la condition $T_p = DT > N \cdot T_s$ peut ne pas être satisfaite, ce qui conduit à ne pas détecter le défaut d'ouverture du transistor T_1 . De même, pour les grandes valeurs de rapport cyclique D , la condition $T_p = (1-D) T > N \cdot T_s$ peut ne pas être vérifiée, ce qui conduit à ne pas détecter le défaut d'ouverture du transistor T_2 .

En raison des limites de la méthode FD1 de détection de défaut, une deuxième méthode FD2 est proposée.

IV.2.3.2 Méthode FD2 de détection de défaut

La deuxième méthode de détection de défaut FD2, est aussi basée sur la forme d'onde du courant traversant l'inductance (i_L). Il y a deux états de l'ordre de commande g qui sont '1' ou '0'. L'instant de changement d'état de l'ordre de commande g , front montant et front descendant, est détecté en générant une impulsion qui sera notée "Trig". Pour chaque impulsion "Trig", le courant traversant l'inductance (i_L) augmente ou diminue, et le signe de la pente du courant S_i change, comme indiqué sur la Figure IV.5. Si l'impulsion "Trig" ($Trig == 1$) n'est pas accompagnée par le changement du signe de la pente du courant S_i , cela signifie qu'il y a une défaillance de type circuit-ouvert d'un des transistors (T_1 ou T_2). Si $i_L > 0$, T_1 est défaillant, sinon $i_L < 0$, c'est T_2 qui est défaillant.

La deuxième méthode de détection de défaut FD2, présentée par la Figure IV.6, peut être résumée sous forme d'étapes comme suit :

1. Détecter l'impulsion de front montant et front descendant "Trig",
2. Vérifier si le signe de la pente du courant change, en comparant le signe de la pente actuelle dS_i du courant avec le signe de pente précédente ddS_i du courant.
3. Si le signe de la pente du courant change ($dS_i \neq ddS_i$), aucun défaut n'est produit. Ensuite on impose l'égalité $ddS_i = dS_i$ (le signe de la pente précédente ddS_i prend la valeur du signe de pente actuelle dS_i).
4. Si le signe de la pente du courant ne change pas ($dS_i == ddS_i$), alors un défaut de type circuit-ouvert est survenu dans le transistor (T_1 ou T_2), et par conséquent l'indicateur ff prend la valeur '1'. Si $i_L > 0$, T_1 est défaillant et l'indicateur de défaut $ff_1 = 1$ ($ff_2 = 0$). Si $i_L < 0$, c'est T_2 qui est défaillant et l'indicateur de défaut $ff_2 = 1$ ($ff_1 = 0$).

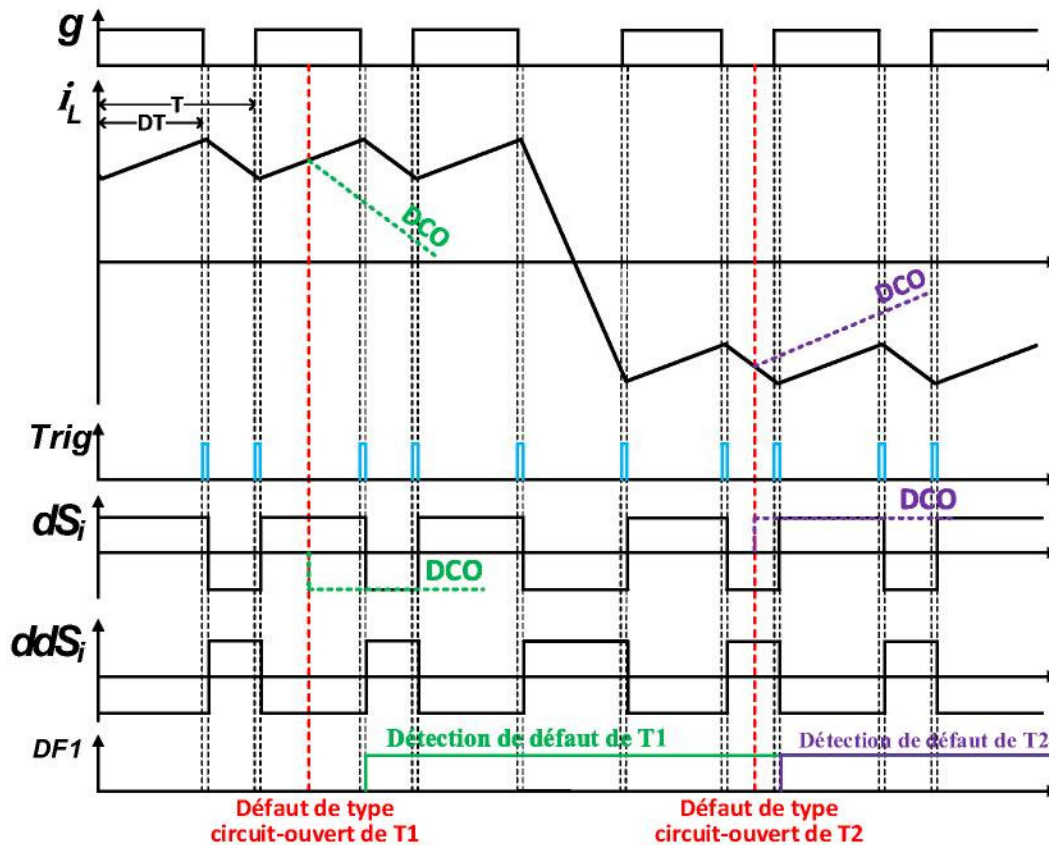


Figure IV.5– Signaux caractéristiques pour la méthode FD2 de détection de défaut.

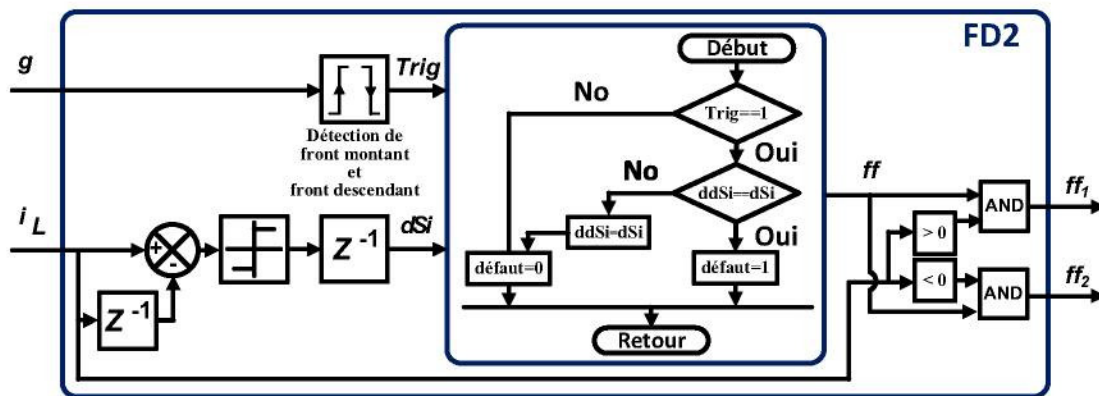


Figure IV.6– Schéma de principe de la méthode FD2 de détection de défaut.

Cette méthode FD2 est capable de détecter les défauts d'un transistor de type circuit-ouvert, pour toute valeur de D . Cependant, puisque la méthode est basée sur la détection des fronts montant et descendant du signal de commande g , le temps de détection de défaut du transistor T_1 peut atteindre une valeur de DT , tandis que le temps de détection de défaut du transistor T_2 peut atteindre une valeur de $(1-D)T$. Cela peut rendre cette méthode moins rapide par rapport à la méthode FD1, qui détecte le défaut en une période de $N \cdot T_s$, mais seulement si les conditions (IV.4) et (IV.5) sont satisfaites.

Afin d'être certain que tout défaut sera détecté tout en privilégiant les performances temporelles de la détection, les deux méthodes peuvent être mises en œuvre en hybridation ou en parallèle. Le principe de la détection hybride de défaut est présenté à la Figure IV.7. Pour détecter un défaut sur un interrupteur commandable, le bloc de détection a besoin des signaux suivants : l'ordre de commande (g) et la valeur instantanée du courant traversant l'inductance (i_L). Les signaux de sortie de la technique hybride ff_1 et ff_2 sont les résultats de la somme logique (port logique de type OU (OR en anglais)) des signaux de sortie des deux blocs FD1 ou FD2.

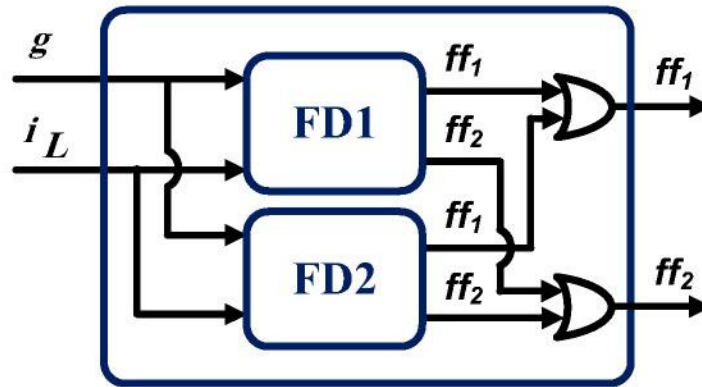


Figure IV.7– Schéma de principe de la méthode hybride de détection de défaut.

IV.3 Topologie de convertisseur tolérant aux défauts avec bras redondant

Dans cette section, on adopte une topologie de convertisseur tolérant aux défauts à base de bras redondant pour garantir la continuité de service du système de production d'énergie photovoltaïque. En effet à chaque bras des trois convertisseurs DC-DC, on associe un bras redondant "ou de secours" (redondance matérielle au niveau des interrupteurs commandables) (Figure IV.8). Ce bras de secours remplacera les interrupteurs des convertisseurs lors de l'apparition d'un défaut. Lorsqu'un défaut apparaît sur l'un des transistors (ou des drivers) du convertisseur, il doit être détecté et isolé le plus rapidement possible. L'isolation du composant défaillant s'effectue en éliminant sa commande et en appliquant l'ordre de commande de l'interrupteur défectueux au interrupteur de secours. Après détection du défaut et remplacement du bras défaillant, le fonctionnement du convertisseur reste inchangé, car ce convertisseur garde la même topologie qu'avant l'apparition du défaut.

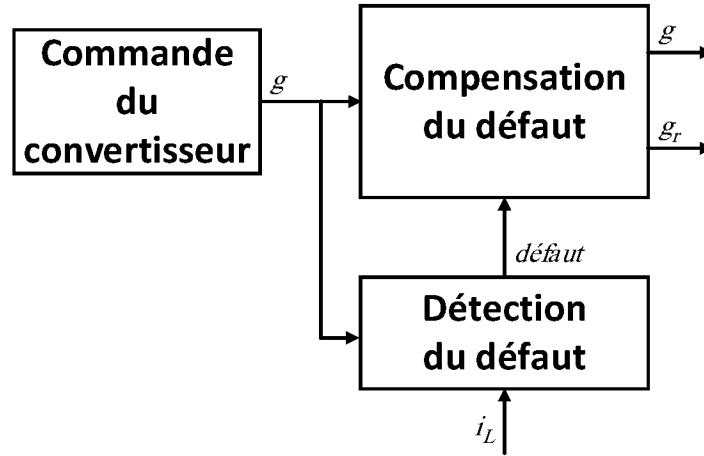


Figure IV.9– Contrôle du système de production PV tolérant aux défauts avec bras redondant.

IV.4 Résultats de simulation

Les simulations de l'ensemble du système étudié et sa commande ont été réalisées dans l'environnement MATLAB/Simulink, afin de valider l'efficacité des stratégies de diagnostic adoptées dans ce chapitre (méthodes de détection de défaut au niveau d'un transistor et technique de compensation du défaut). La partie puissance du système a été modélisée à l'aide de la toolbox "SimPowerSystem" de MATLAB. Quant à la partie contrôle ainsi que la méthode de diagnostic, elle a été programmée en utilisant "C-MEX S-function".

Nous avons utilisé les mêmes paramètres de la partie puissance et de la partie commande du système utilisés dans le chapitre précédent (Tableau III.4 et Tableau III.5). Le même profil de l'ensoleillement utilisé dans le chapitre précédent est appliqué aussi (Figure III.28). La fréquence de commutation des interrupteurs de puissance des convertisseurs DC-DC est fixée à 10 kHz, et du CCR est fixée à 5 kHz.

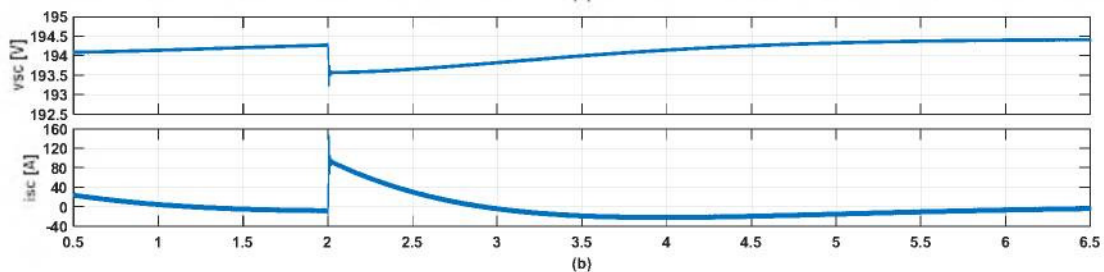
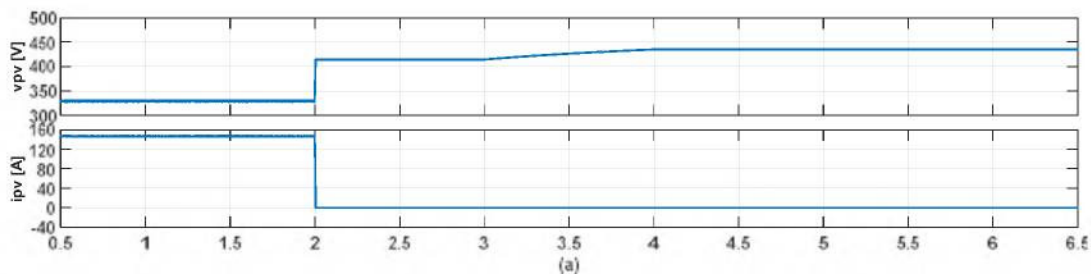
Dans cette section, nous avons présenté les résultats obtenus par simulation du système de production PV en présence d'un défaut au niveau de l'un des transistors des convertisseurs DC-DC ou/et du convertisseurs DC-AC (CCR).

Pour les paramètres de la détection de défaut, nous avons choisi N égal à 50. La période d'échantillonnage T_s égal à 1 μs .

IV.4.1 Défaut de type circuit-ouvert du transistor du convertisseur DC–DC connecté au PV

Les résultats de simulation sont obtenus lorsqu'un défaut de type circuit-ouvert sans compensation se produit sur le transistor S_{pv} du convertisseurs DC–DC connectée au PV, à l'instant $t = 2.0$ s. Après apparition du défaut, nous pouvons observer que :

- Le courant et la puissance du GPV (i_{pv} et P_{pv} respectivement) s'annulent simultanément (Figure IV.10–a et Figure IV.10–f), alors que sa tension prend sa valeur en circuit ouvert ($v_{pv} = v_{oc} = 435$ V pour un ensoleillement de 1000 W/m²) comme indique sur la Figure IV.10–a.
- La tension de la batterie v_{bat} a légèrement diminué (Figure IV.10–c), alors que la tension de SC (v_{sc}) a rejoint sa valeur de référence après une légère diminution (Figure IV.10–b), grâce au courant injecté par la batterie (i_{bat}).
- Un régime transitoire est caractérisé par une puissance du SC (P_{sc}) qui varie très rapidement afin de limiter la variation rapide de la tension du bus continu ($t = 2.0$ s) (Figure IV.10–d), avant son annulation en régime établi ($t = 6.0$ s). Durant l'intervalle de temps $[2.0s, 6.5s]$, l'annulation de la puissance du GPV est compensée principalement par la puissance de batterie, pour alimenter les charges AC et DC et charger le SC. En régime permanent, la somme des puissances consommées par les charges AC et DC ($P_f = 30kW$ et $P_d = 40kW$) est de 70 kW, la puissance générée par le GPV (P_{pv}) est égale à 0 kW, la différence (70 kW) est fournie par la batterie (P_{bat}) (Figure IV.10–f).



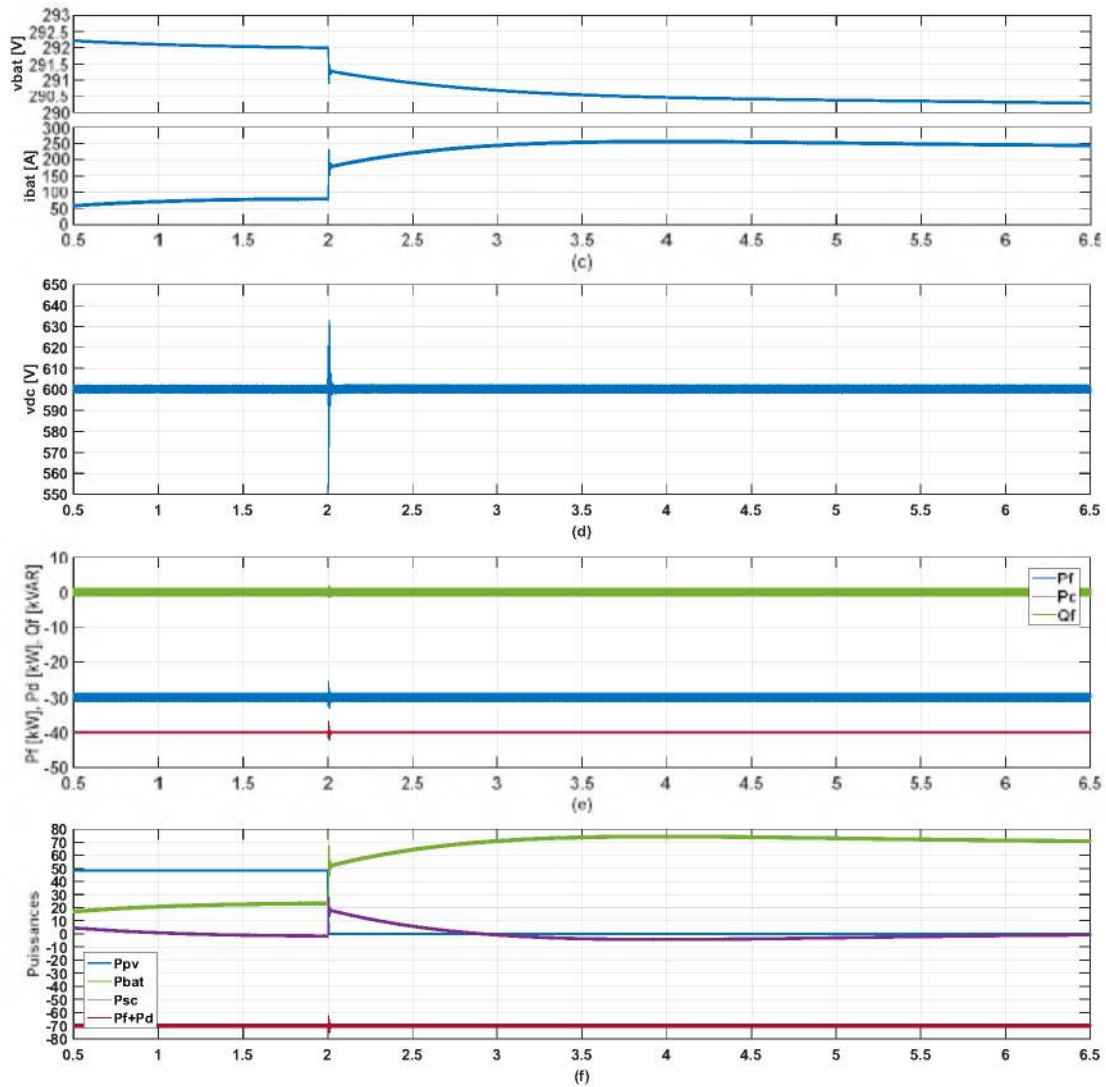


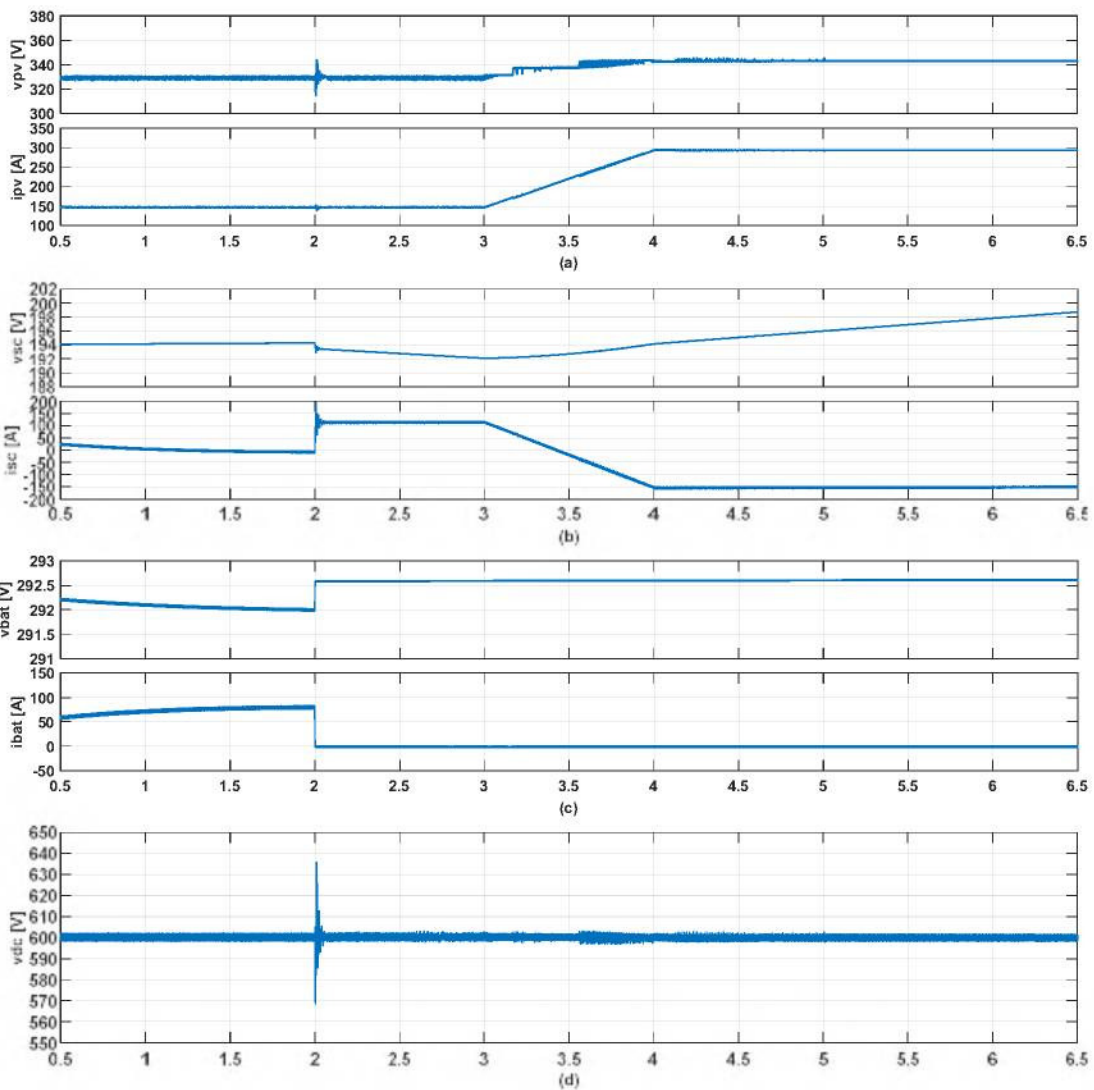
Figure IV.10– Effets du défaut de type circuit-ouvert du transistor du convertisseur DC–DC connecté au PV.

IV.4.2 Défaut de type circuit-ouvert d'un transistor dans le convertisseur DC–DC connecté à la batterie

IV.4.2.1 Défaut de type circuit-ouvert de transistor parallèle

Les résultats de simulation sont obtenus lorsqu'un défaut de type circuit-ouvert sans compensation se produit sur le transistor T_{bat1} du convertisseurs DC–DC connectée à la batterie, à l'instant $t = 2.0$ s. Après apparition du défaut, nous pouvons observer que :

- Le GPV fonctionne de façon presque ordinaire, après un court régime transitoire à $t = 2.0\text{ s}$ (Figure IV.11-a).
- Le courant et la puissance de la batterie ont diminué brusquement pour attendre une valeur presque nulle (Figure IV.11-c et Figure IV.11-f), ce qui a perturbée significativement la tension du SC (Figure IV.11-b).
- La puissance du SC est positive durant l'intervalle de temps $[2.0\text{s}, 3.5\text{s}]$, et négative durant l'intervalle de temps $[2.5\text{s}, 6.5\text{s}]$. Cette puissance est la différence entre la puissance générée par la GPV et la somme des puissances consommées par les charges AC et DC, sachant que la puissance de la batterie est nulle (Figure IV.11-f). Cette puissance a permis de maintenir la tension de bus continu au voisinage de sa référence (Figure IV.11-d).



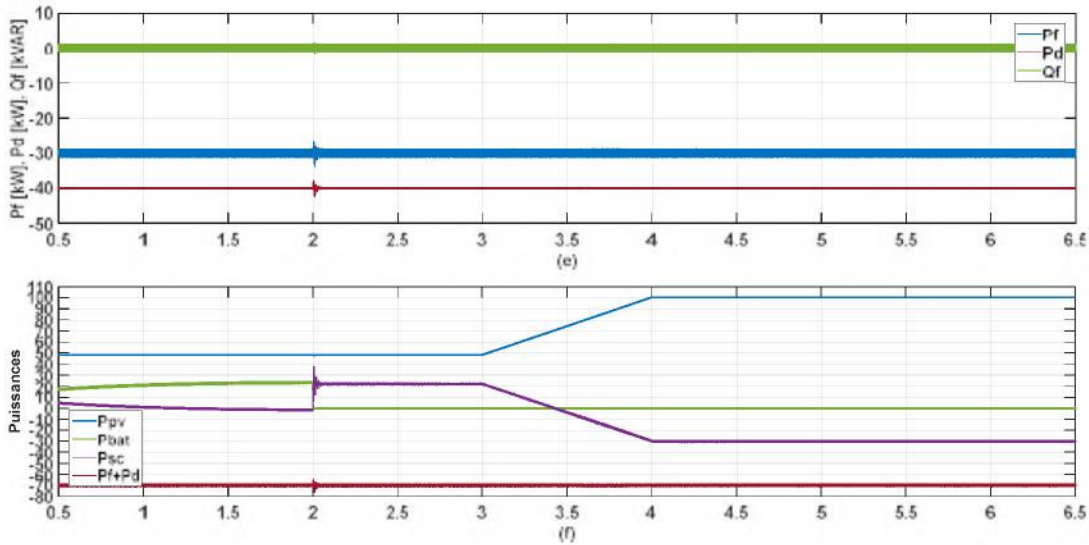


Figure IV.11– Effets du défaut de type circuit-ouvert du transistor parallèle du convertisseur DC–DC connecté à la batterie.

IV.4.2.2 Défaut de type circuit-ouvert de transistor série

Les résultats de simulation sont obtenus lorsqu'un défaut du type circuit-ouvert sans compensation se produit sur le transistor T_{bat2} du convertisseurs DC–DC connectée à la batterie, à l'instant $t = 2.0 s$. Après apparition du défaut, nous pouvons observer que :

- Le GPV fonctionne de façon presque ordinaire, après un court régime transitoire à $t = 2.0 s$ (Figure IV.12–a).
- Le courant et la puissance de la batterie s'annulent à l'instant $t = 3.6 s$ (Figure IV.12–c), alors que le défaut d'ouverture du transistor T_{bat2} s'est produit à l'instant $t = 2.0 s$. Durant ce retard, le courant de la batterie est positif, et par conséquent, le transistor T_{bat1} est opérationnel (le convertisseur fonctionne comme Boost). Après l'instant $t = 3.6 s$, la puissance générée par la GPV est devenue supérieure à la somme des puissances consommées par les charges AC et DC. Cette puissance est imposée au SC, au lieu d'être évacuée vers la batterie par le convertisseur DC–DC fonctionnant en Buck, du fait que le transistor T_{bat2} est bloqué à l'état ouvert (Figure IV.12–f).
- La tension du bus continu est maintenue légèrement oscillante autour de sa référence (Figure IV.12–d).

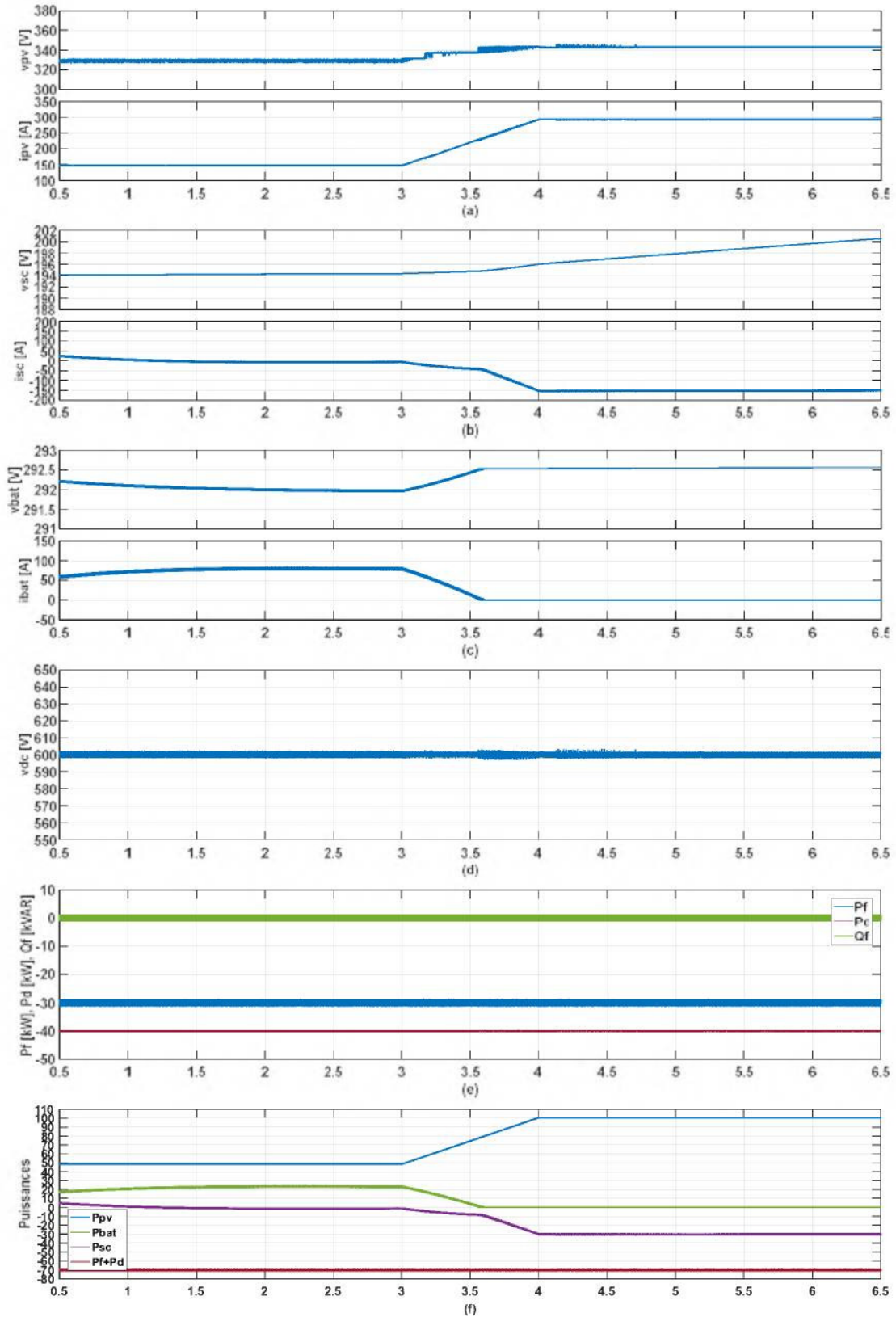


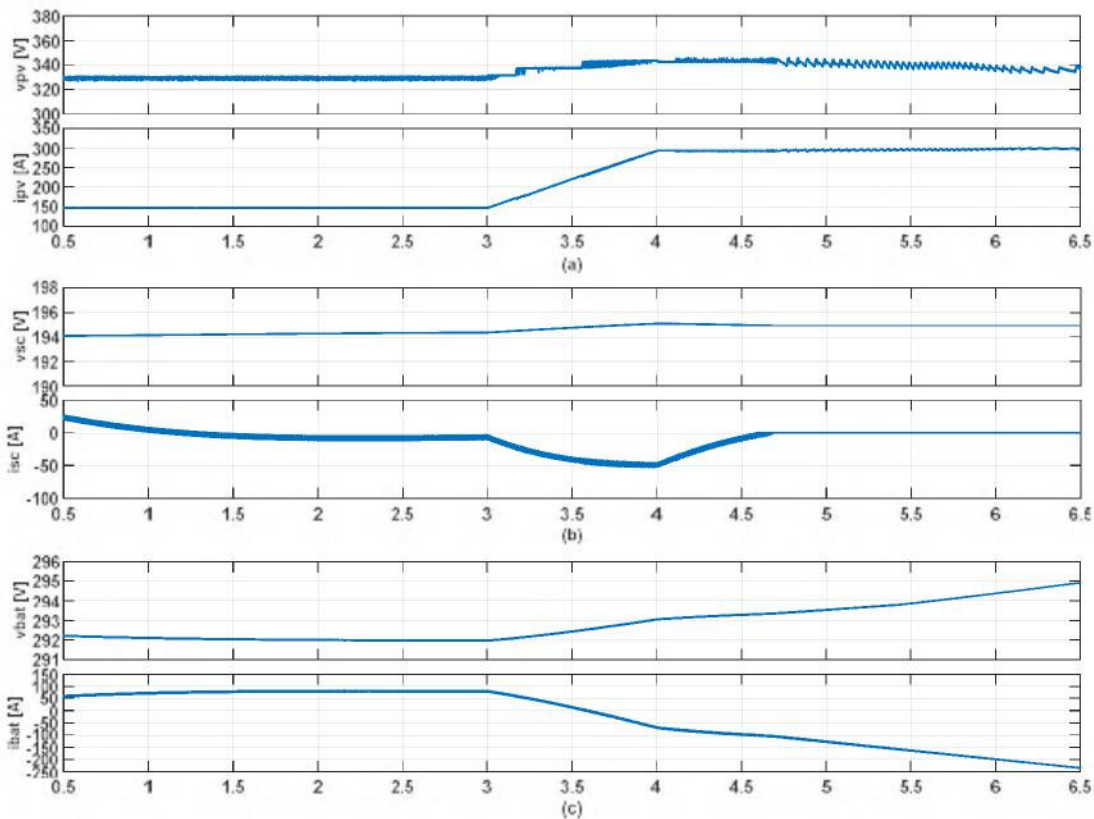
Figure IV.12– Effets du défaut de type circuit-ouvert du transistor série du convertisseur DC-DC connecté à la batterie.

IV.4.3 Défaut de type circuit-ouvert du transistor du convertisseur DC–DC connecté au SC

IV.4.3.1 Défaut de type circuit-ouvert de transistor parallèle

Les résultats de simulation sont obtenus lorsqu'un défaut du type circuit-ouvert sans compensation se produit sur le transistor T_{sc1} du convertisseurs DC–DC connectée au SC, à l'instant $t = 2.0$ s. Après apparition du défaut, nous pouvons observer que :

- Le GPV maintient presque les mêmes performances (Figure IV.13–a).
- Après l'instant $t = 4.6$ s, le convertisseur DC–DC connecté au SC n'arrive pas à fonctionner en Boost, du fait que le transistor T_{sc1} est bloqué à l'état ouvert dès l'instant $t = 2.0$ s. Durant ce retard, le courant du SC est négatif ; et par conséquence, le transistor T_{sc2} est opérationnel (le convertisseur fonctionne comme Buck) (Figure IV.13–b). Au-delà de $t = 4.6$ s, le courant et la puissance du SC s'annulent. Cela a conduit à la perte de la régulation de la tension du bus continu (Figure IV.13–d). Suite à la diminution de la tension du bus continu, la somme des puissances consommées par les charges AC et DC diminue également. La différence est imposée à la batterie (Figure IV.13–f).



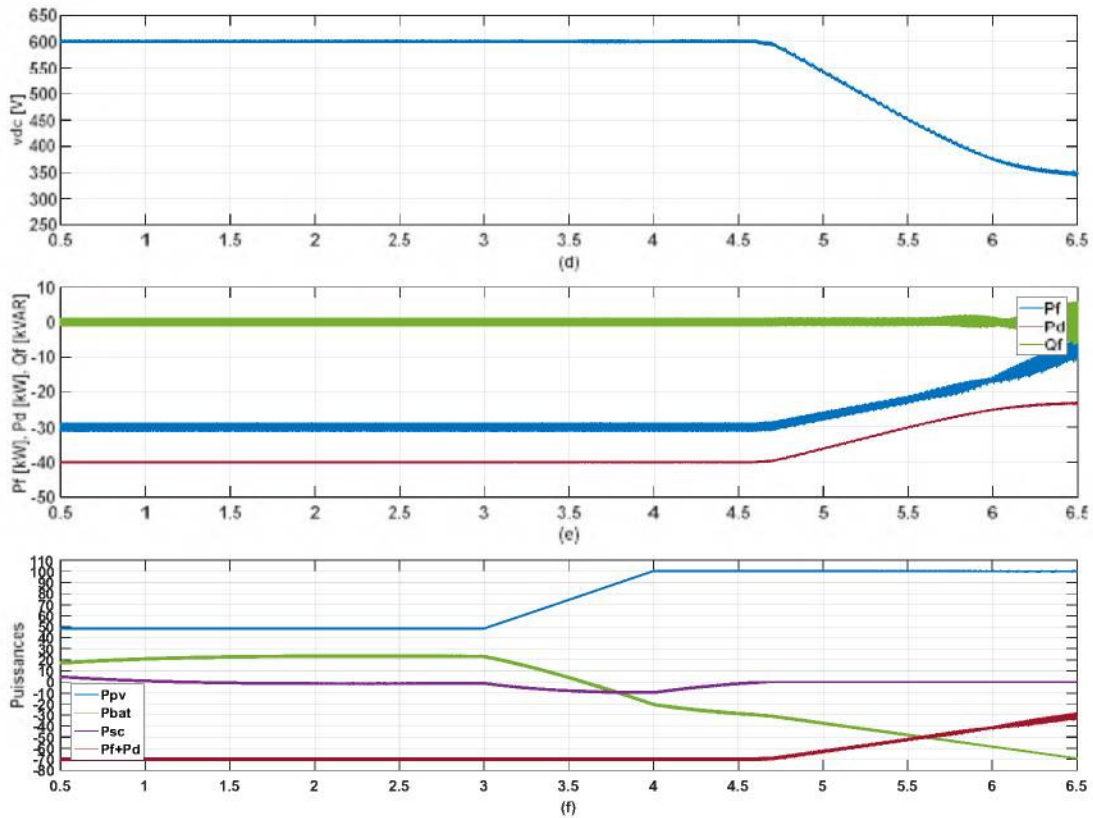


Figure IV.13– Effets du défaut de type circuit-ouvert du transistor parallèle du convertisseur DC–DC connecté au SC.

IV.4.3.2 Défaut de type circuit-ouvert de transistor série

Les résultats de simulation sont obtenus lorsqu'un défaut du type circuit-ouvert sans compensation se produit sur le transistor T_{sc2} du convertisseurs DC–DC connecté à la batterie, à l'instant $t = 2.0$ s. Après apparition du défaut, nous pouvons observer que :

- Le GPV continue à fonctionner de manière approximativement ordinaire, après un court régime transitoire à $t = 2.0$ s (Figure IV.14–a).
- Le courant et la puissance du SC sont réduit pour devenir presque nul (Figure IV.14–b), ce qui a causé la perturbation de la tension du bus continu (Figure IV.14–d), est par suite les perturbations des puissances des charge AC et DC (Figure IV.14–e),

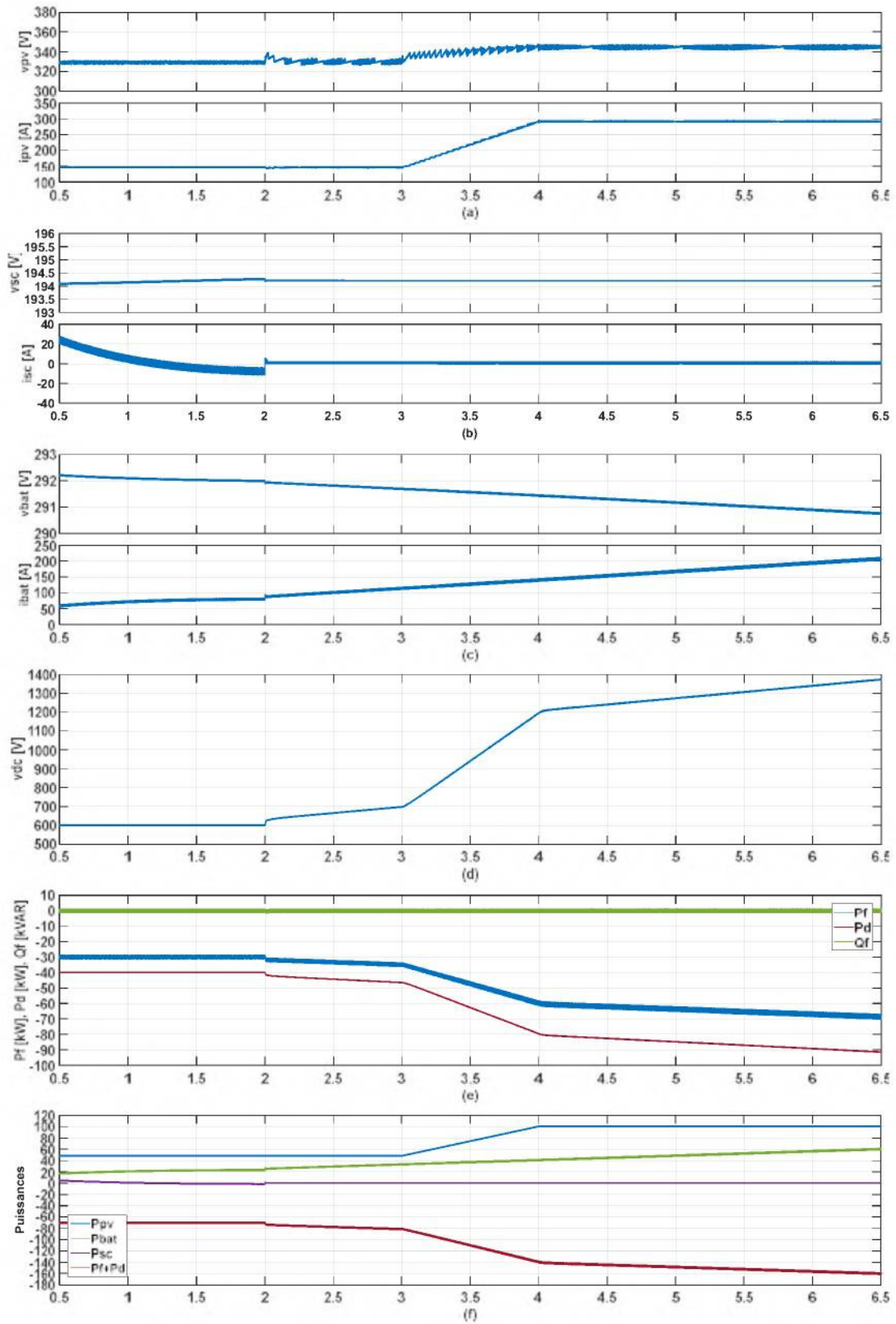
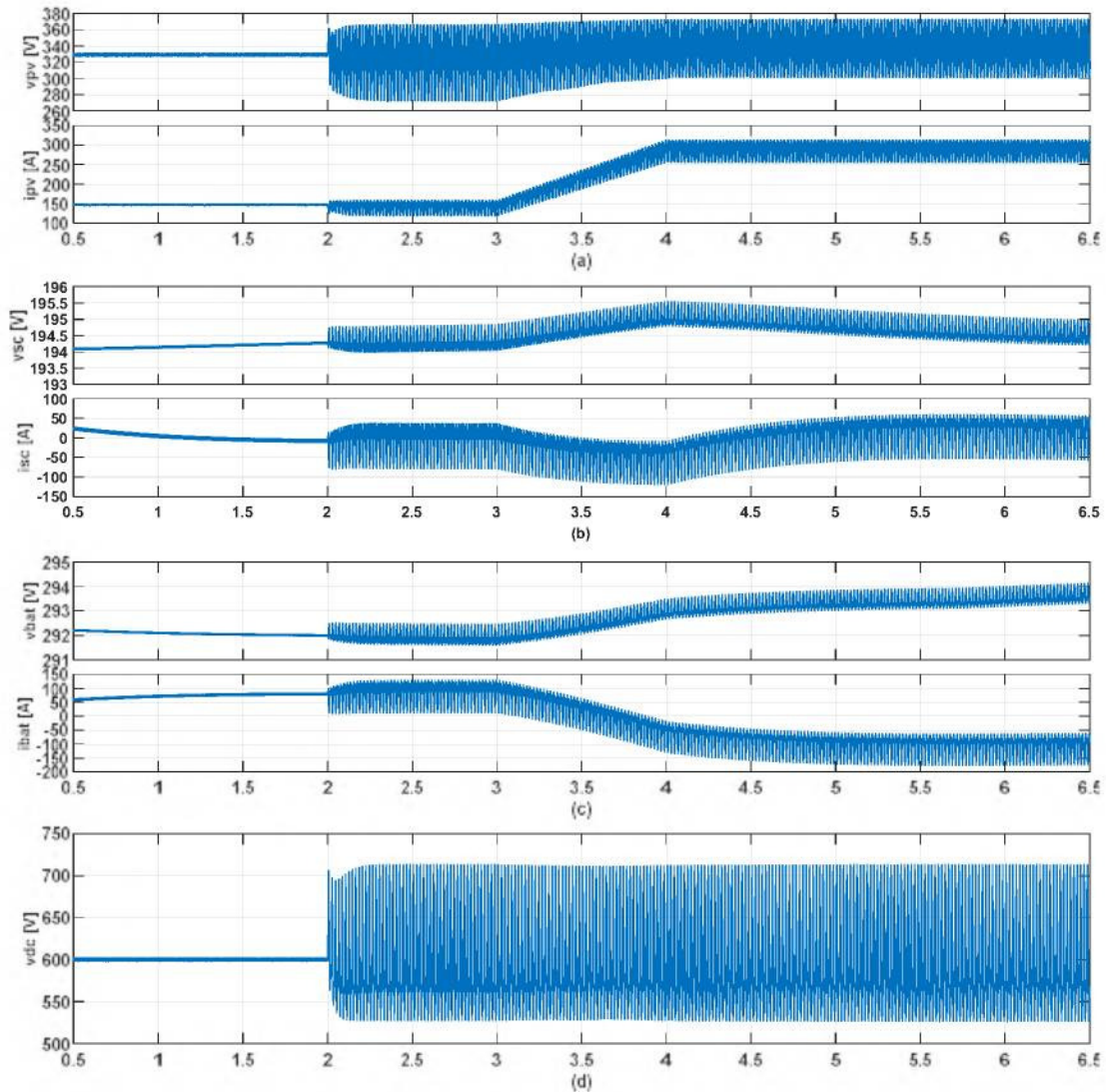


Figure IV.14– Effets du défaut de type circuit-ouvert du transistor série du convertisseur DC-DC connecté au SC.

IV.4.4 Défaut de type circuit-ouvert d'un transistor du convertisseur DC-AC connecté au réseau électrique

La Figure II.16 présente les résultats de simulation obtenus lorsqu'un défaut du type circuit-ouvert sans compensation se produit sur le transistor S_1 du convertisseur DC-AC à l'instant $t = 2.0$ s. Après apparition du défaut, nous pouvons observer des oscillations importantes sur la tension du bus continu v_{dc} , et par conséquent, des oscillations sont observées sur toutes les grandeurs électriques AC et DC du système (Figure IV.15).



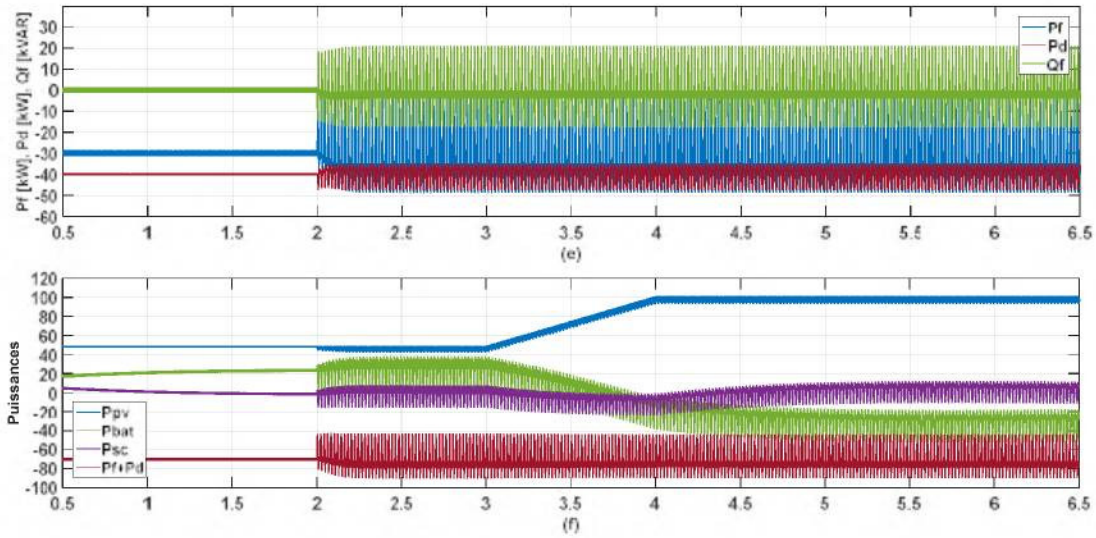
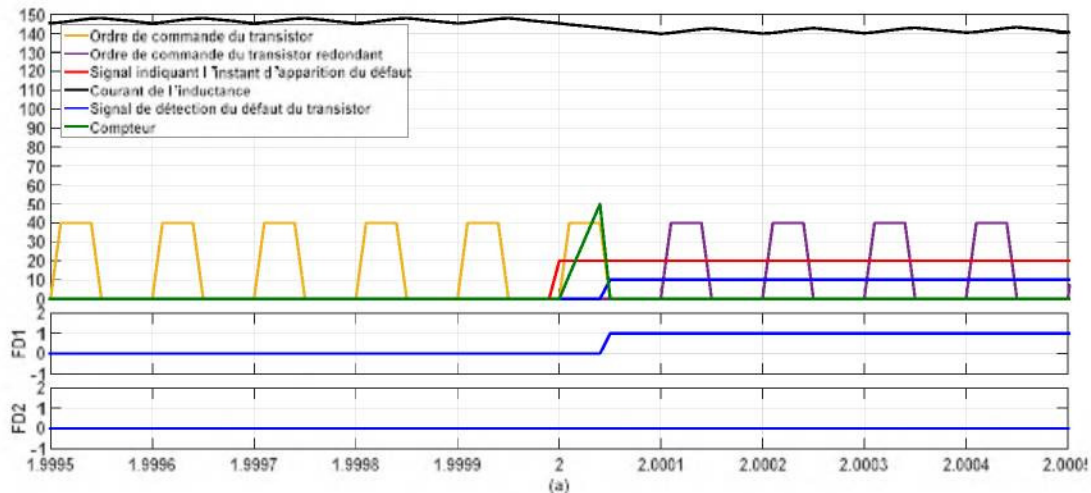


Figure IV.15– Effets du défaut de type circuit-ouvert d'un transistor du convertisseur DC-AC connecté au réseau électrique.

IV.4.5 Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor du convertisseur DC-DC connecté au PV

La Figure IV.16 présente les résultats de simulation obtenus pour le défaut de type circuit-ouvert du transistor T_{pv} du convertisseur DC-DC connecté au PV, tout en proposant la topologie tolérante aux défauts avec transistor redondant (Figure IV.8). On peut voir que le défaut est compensé avec un faible retard (Figure IV.16-a), après lequel le système maintient son fonctionnement dans des conditions normales (Figure IV.16-b). La méthode FD1 a permis de détecter le défaut de type circuit-ouvert du transistor, qui s'est produit à l'instant $t = 2.0 s$, à $t = 2.00005 s$.



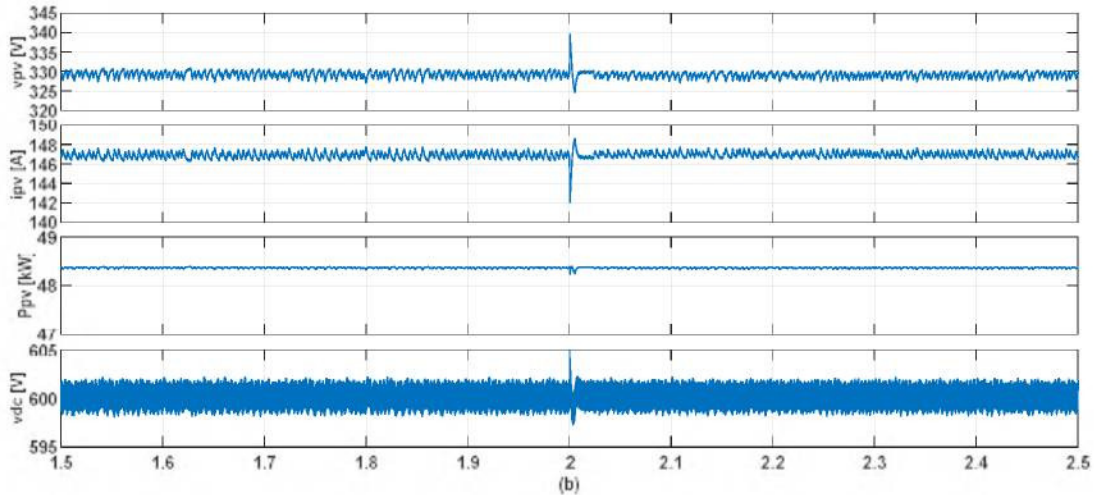
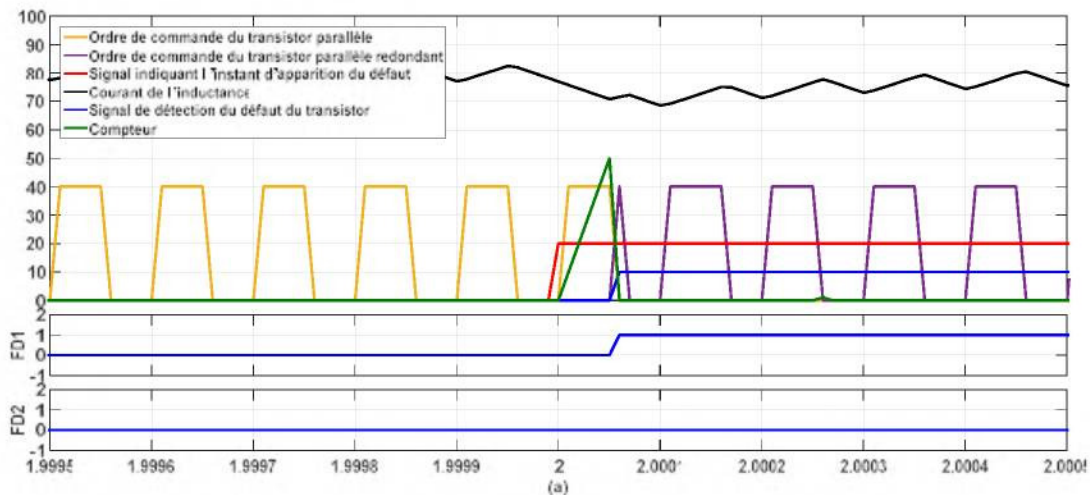


Figure IV.16– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor du convertisseur DC–DC connecté au PV.

IV.4.6 Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert d'un transistor du convertisseur DC–DC connecté à la batterie

IV.4.6.1 Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor parallèle

La Figure IV.17 illustre les résultats de simulation obtenus pour le défaut de type circuit-ouvert du transistor parallèle T_{bat1} , tout en proposant la topologie tolérante aux défauts avec transistor redondant (Figure IV.8). On peut remarquer que le défaut est compensé avec un faible retard (Figure IV.17–a), ce que a permis au système de continuer à fonctionner dans des conditions normales (Figure IV.17–b). Le défaut de type circuit-ouvert du transistor parallèle T_{bat1} est détecté par la méthode FD1 à l'instant $t = 2.00005$ s.



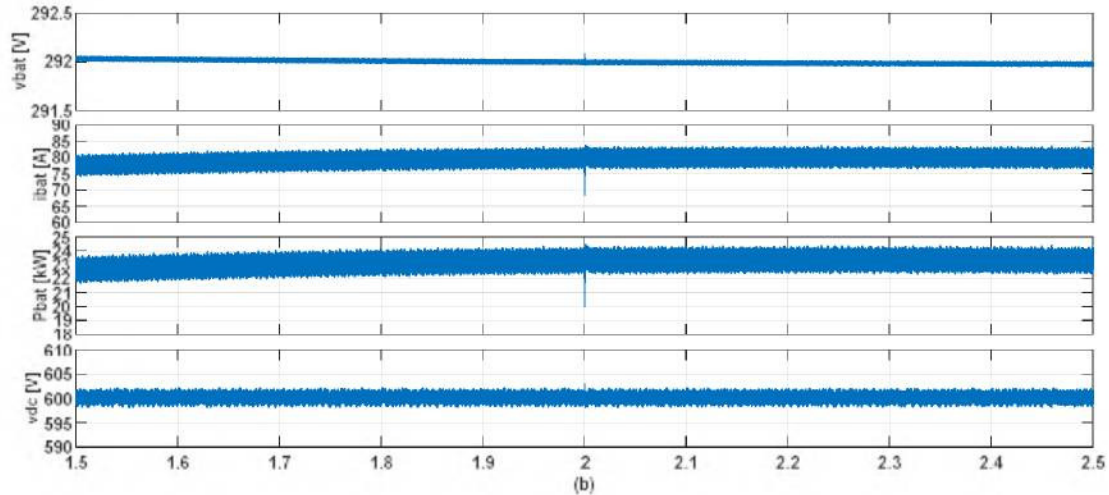
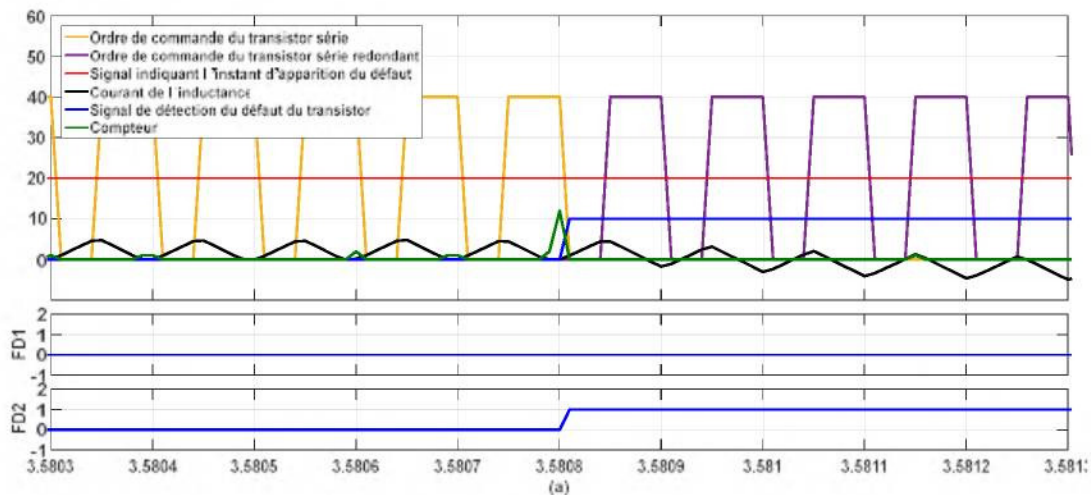


Figure IV.17– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor parallèle du convertisseur DC–DC connecté à la batterie.

IV.4.6.2 Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor série

La Figure IV.18 présente les résultats de simulation obtenus pour le défaut de type circuit-ouvert du transistor série T_{bat2} , tout en proposant la topologie tolérante aux défauts avec transistor redondant (Figure IV.8). Le défaut qui s'est produit à l'instant $t = 2.0$ s, est détecté par la méthode FD2 à l'instant $t = 3.5808$ s (Figure IV.18–a). Durant ce retard, le courant de l'inductance est positif, et par conséquent, le transistor série T_{bat2} n'est pas opérationnel (le convertisseur fonctionne comme Boost). La détection de défaut est faite durant le passage au fonctionnement Buck du convertisseur DC–DC, où le transistor série T_{bat2} est supposé être conducteur s'il n'est pas défectueux. La mise en service du transistor redondant à l'instant $t = 3.5808$ s, a permis au convertisseur DC–DC de fonctionner en mode Buck, ce qu'a permis au système de continuer à fonctionner dans des conditions normales (Figure IV.18–b).



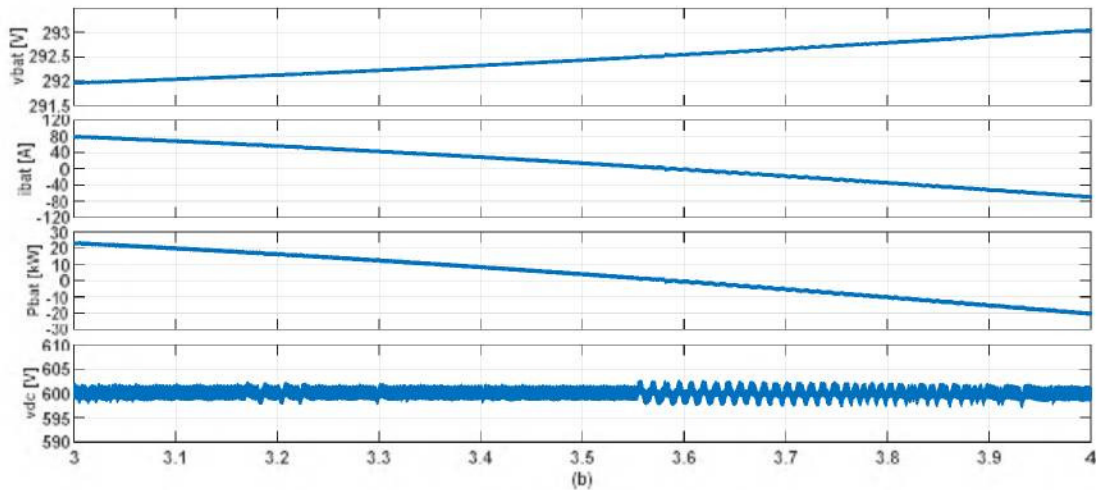


Figure IV.18– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor série du convertisseur DC–DC connecté à la batterie.

IV.4.7 Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor du convertisseur DC–DC connecté au SC

IV.4.7.1 Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert de transistor parallèle

La Figure IV.19 montre les résultats de simulation obtenus pour le défaut de type circuit-ouvert du transistor série T_{sc2} , tout en proposant la topologie tolérante aux défauts avec transistor redondant (Figure IV.8). La méthode FD2 a pu détecter à l'instant $t = 4.63225$ s, le défaut qui s'est produit à l'instant $t = 2.0$ s (Figure IV.19–a). Durant ce retard, le courant de l'inductance est négatif, et par conséquent, le transistor série T_{sc1} ne fonctionne pas (le convertisseur fonctionne comme Buck). La détection de défaut est effectuée durant le passage au fonctionnement Boost du convertisseur DC–DC, où le transistor série T_{sc1} est supposé être conducteur s'il n'est pas défectueux. L'introduction du transistor redondant à l'instant $t = 4.63225$ s, a permis au convertisseur DC–DC de fonctionner en mode Boost, ce qu'a permis au système de continuer à fonctionner dans des conditions normales (Figure IV.19–b).

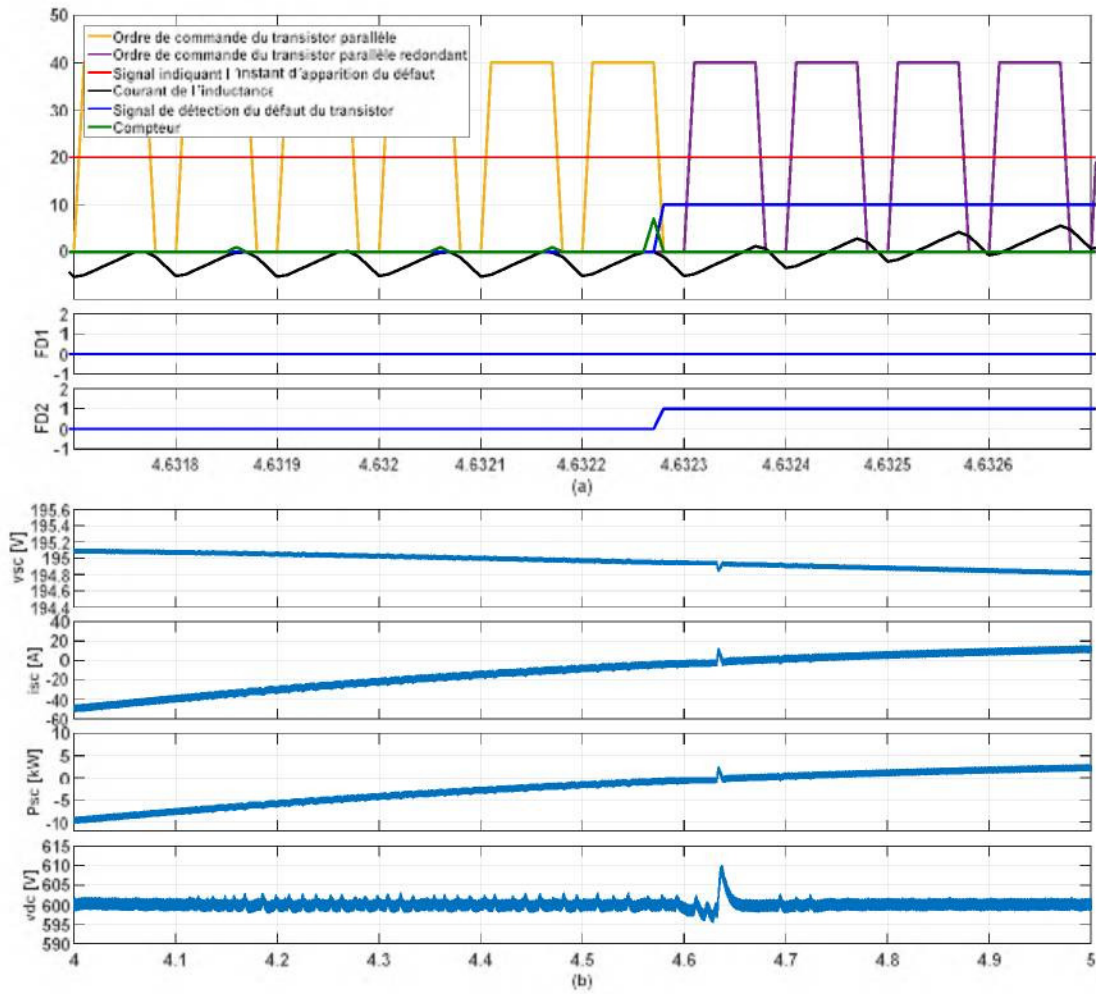


Figure IV.19– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor parallèle du convertisseur DC–DC connecté au SC.

IV.4.7.2 Défaut de type circuit-ouvert de transistor série

La Figure IV.20 illustre les résultats de simulation obtenus pour le défaut de type circuit-ouvert du transistor série T_{sc2} , avec la topologie tolérante aux défauts basée sur transistor redondant (Figure IV.8). On peut observer que le défaut est détecté et compensé, grâce à la méthode FD1, avec un retard de 0.0001 s (Figure IV.20–a). Le système reprend son fonctionnement normal après cette compensation de défaut (Figure IV.20–b).

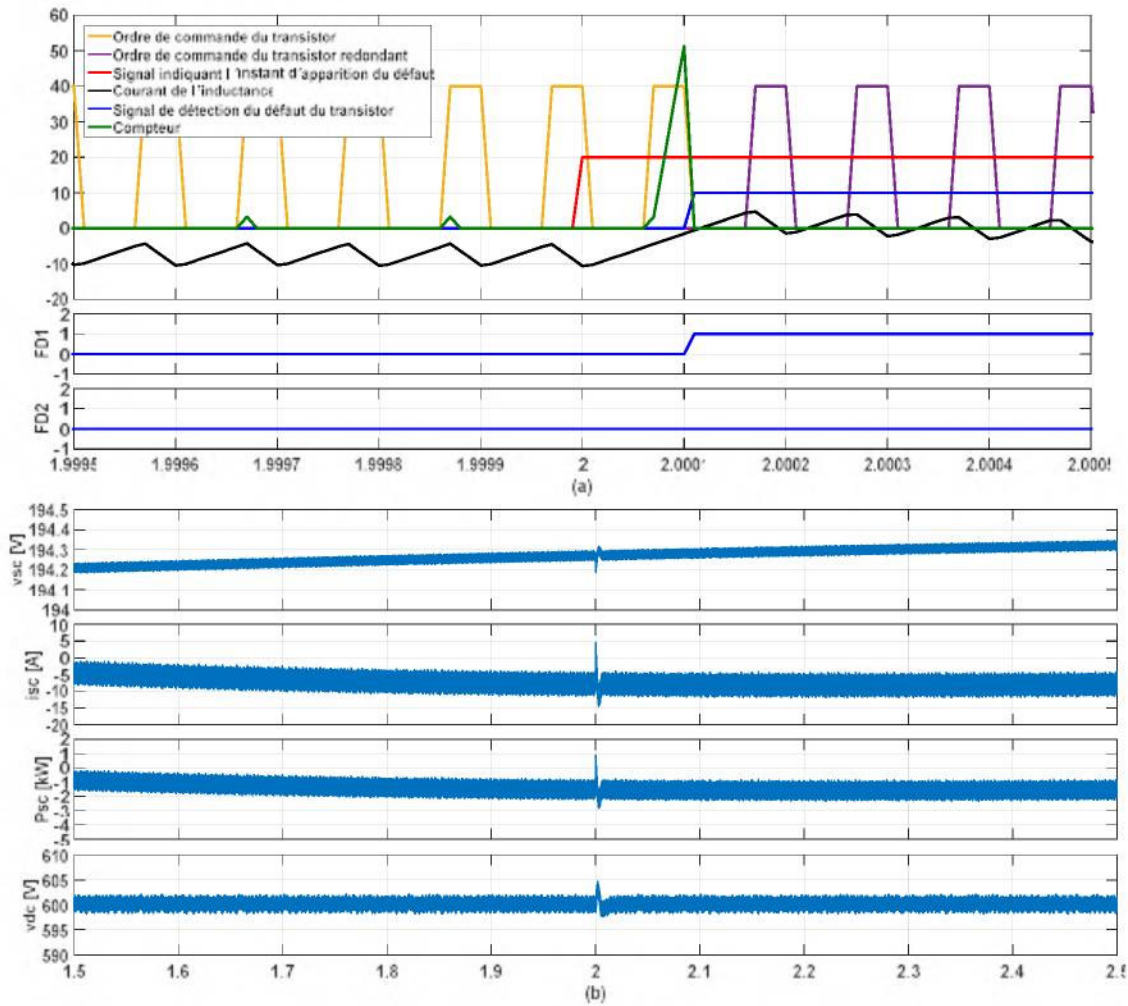


Figure IV.20– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor série du convertisseur DC–DC connecté au SC.

IV.4.8 Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor du DC–AC connecté au réseau électrique

La Figure IV.21 montre les résultats de simulation obtenus pour le défaut de type circuit-ouvert du transistor S_7 , en utilisant la même approche de diagnostic et topologie tolérante aux défauts avec bras redondant étudié dans le chapitre II (section II.2). On peut voir que le défaut est compensé après un faible régime transitoire et le système continue à fonctionner dans des conditions normales.

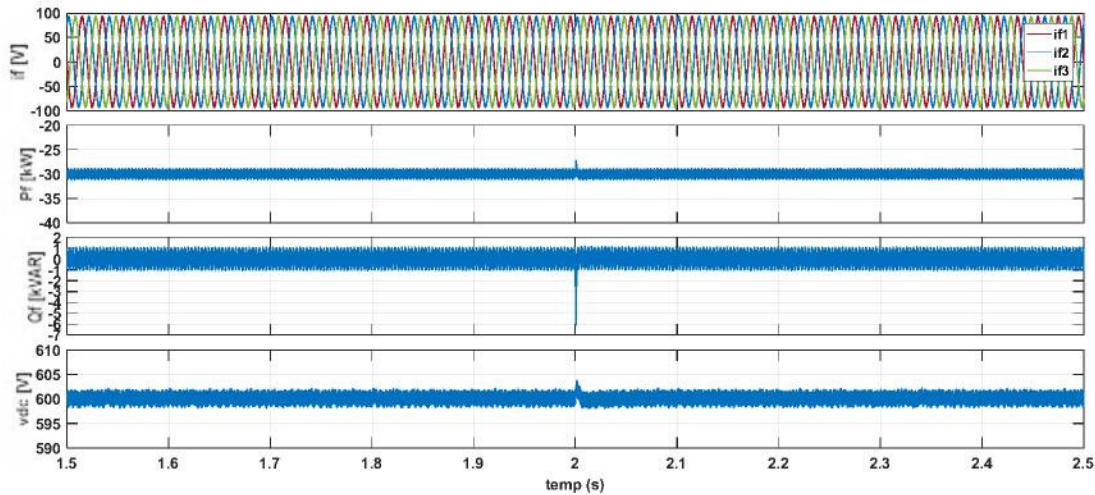


Figure IV.21– Compensation du défaut de type circuit-ouvert du transistor S_7 du convertisseur DC-AC connecté au réseau électrique.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a traité la continuité de service en mode dégradé d'un système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau. Dans un premier temps, on a proposé deux méthodes différentes permettant de détecter et de compenser les défauts éventuels des semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques. Ces deux méthodes sont basées sur l'observation de la pente du courant traversant l'inductance, la signe du courant traversant l'inductance et l'ordre de commande des transistors. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons proposé une topologie tolérante aux défauts de type circuit-ouvert d'un transistor, pour chacun des trois convertisseurs DC-DC utilisés. Les résultats de simulation ont montré que le système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau garanti approximativement les mêmes performances, même après apparition du défaut.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans cette thèse, on a étudié la caractérisation des différents défauts liés au convertisseur statique intégré dans une chaîne de production électrique éolienne et photovoltaïque.

Dans un premier temps, nous avons succinctement présenté les différentes technologies d'éoliennes employées dans la production d'énergie électrique, ainsi que la modélisation des différents éléments de la chaîne de conversion électromécanique de l'éolienne pour un fonctionnement en mode sain. Ensuite, la stratégie de commande MPPT et les différentes commandes du CCM et du CCR ont été détaillées pour assurer un contrôle indépendant des puissances active et réactive tout en garantissant un fonctionnement optimal de l'éolienne. Les résultats de simulation obtenus ont montré que les puissances actives et réactives du système éolien sont contrôlées indépendamment, où l'optimisation de la puissance active fournie au réseau électrique est garantie pour les deux modes de fonctionnement hypo et hypersynchrone. Les régulateurs par RNA ont permis d'améliorer les performances du système, par rapport au régulateur PI, en terme de commande MPPT et terme de contrôle du système d'orientation des pales de la turbine éolienne.

Dans un deuxième temps, on a traité la continuité de service en mode dégradé d'un système éolien basé sur une MADA intégrant deux convertisseurs statiques triphasés en présence des défauts de type circuit-ouvert d'un transistor. En effet, deux méthodes différentes permettant de détecter les défauts éventuels des semi-conducteurs sont développées. La première méthode utilise un algorithme basé sur la durée pendant laquelle l'erreur entre la tension simple estimée et celle mesurée persiste. La deuxième méthode utilise la valeur moyenne de cette erreur. Ensuite, trois topologies de convertisseurs tolérant aux défauts de type circuit-ouvert d'un transistor sont proposées afin d'assurer la continuité de service du système. Les résultats de simulation ont montré que le système éolien garanti approximativement les mêmes performances, même après apparition du défaut.

En troisième lieu, on a traité la modélisation et la commande d'un système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau en mode de fonctionnement sain. Ce système comprend différentes sources (GPV, batterie et supercondensateur) et charges (charge DC et charge AC) connectées au bus DC commun via des convertisseurs statiques DC-DC et DC-AC. La stratégie de commande MPPT est appliquée au GPV pour maximiser sa puissance pour différentes conditions climatiques. La régulation de bus DC est assurée en gérant le transfert d'énergie entre les différents organes constituant le système, pour différentes conditions climatiques et un profil de charge variable. Les résultats de simulation du système ont montré que la commande MPPT et l'algorithme de gestion d'énergie fonctionnent efficacement assurant la satisfaction des besoins de la charge variable et pour des conditions climatiques variables.

Enfin on a traité la continuité de service en mode dégradé du système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau, tout en proposant deux méthodes de détection de défaut, qui sont basées sur l'observation de la pente du courant traversant l'inductance du convertisseur DC–DC, le signe du courant traversant l'inductance et l'ordre de commande des transistors. On a également proposé une topologie tolérante aux défauts de type circuit-ouvert d'un transistor, pour chacun des trois convertisseurs DC–DC utilisés. Les résultats de simulation ont montré que le système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau garanti approximativement des performances similaires au cas de fonctionnement du système en mode sain, même après apparition du défaut.

L'ensemble de ces travaux peut être poursuivi et complété par des perspectives pouvant contribuer à l'amélioration de l'ensemble des deux chaînes de conversion. Parmi les perspectives envisageables :

- Considération d'un système de gestion d'énergie qui permet l'injection de l'excès de puissance générée par le PV dans le réseau électrique et éviter la surcharge de la batterie,
- Considération des défauts liés aux capteurs utilisés (capteur de vitesse, capteur de courant et capteur de tension),
- Considération de compensation des défaut d'un convertisseur matriciel intégré dans un système éolien de production d'énergie électrique à base de la MADA,
- Etude en mode dégradé d'un système éolien de production d'énergie électrique à base du générateur synchrone,
- Etude en mode dégradé d'un système hybride éolien-photovoltaïque de production d'énergie électrique.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [Alavi, 2013] M. Alavi, D. Wang, M. Luo, "Fault Diagnosis in Voltage-Fed PWM Motor Drives based on Discrete Voltage States", Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, Austria, 2013.
- [Abdelkafi, 2011] A. Abdelkafi, L. Krichen, "New strategy of pitch angle control for energy management of a wind farm", Energy, Vol. 36, pp. 1470-1479, 2011.
- [Abrahamsen, 2000] F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, K. Ries, H. Rasmussen, "Fuse Protection of IGBT's against Rupture", Proceedings of IEEE Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, pp. 64-68, 2000.
- [Abu Tabak, 2008] N. Abu Tabak "Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines : modélisation, commande, observation et simulation", thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, France, 2008.
- [Agbli, 2012] K. S. Agbli, "Modélisation multiphysique des flux énergétiques d'un Couplage Photovoltaïque-Electrolyseur PEM-Pile à Combustible PEM en vue d'une application stationnaire", thèse de Doctorat de l'Université de Cocody, Côte d'Ivoire, 2012.
- [Al-Sheikh, 2014] H. Al-Sheikh, O. Bennouna, G. Hoblos, N. Moubayed, "Modeling, Design and Fault Analysis of Bidirectional DC-DC Converter for Hybrid Electric Vehicles", International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2014.
- [Amaral, 2012] A.M.R. Amaral, et A.J.M. Cardoso, "On-line fault detection of aluminium electrolytic capacitors, in step-down DC-DC converters, using input current and output voltage ripple", The Institution of Engineering and Technology (IET) Power Electronics, Vol. 5, No. 3, pp. 315-322, 2012.
- [Badrnezhad, 2014] R. Badrnezhad, B. Mirzab, "Modeling and optimization of cross-flow ultrafiltration using hybrid neural network-genetic algorithm approach", Journal of Industrial and Engineering Chemistry, Vol. 20, No. 2, pp. 528-543, 2014.
- [Barsali, 2002] S. Barsali, M. Ceraolo, "Dynamical models of leadeacid batteries: implementation issues". IEEE Trans Energy Convers, Vol. 17, pp. 16-23, 2002.
- [Belghazi, 2012] O. Belghazi, M. Cherkaoui "Pitch Angle Control For Variable Speed Wind Turbines Using Genetic Algorithm Controller", Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Vol. 39, No.1, pp. 06-10, 2012.
- [Belhachemi, 2000] F. Belhachemi, S. Raël, B. Davat, "A Physical based model of power electric doublelayer supercapacitors", Industry Applications Conference, Conference Record of the 2000 IEEE, Italy, 2000.
- [Belhachemi, 2001] F. Belhachemi, "Modélisation et caractérisation des supercondensateurs à couche double électrique utilisés en électronique puissance.", thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2001.
- [Benslimane, 2008] T. Benslimane, "A new technique for simultaneous detection of one to two open-switch faults in three phase voltage-inverter-fed PM brushless DC motor drive" Journal of Electrical Engineering, Vol. 59, NO. 2, pp. 97-100, 2008.

- [Benslimane, 2009] T. Benslimane “ Caractérisation Précise des Défauts d’un Variateur de Vitesse en Vue d’Elaborer un Système Automatique de Surveillance et de Diagnostic ”, thèse de doctorat, Université de Boumerdès, Algérie, 2009.
- [Benyettou, 2015] L. Benyettou, T. Benslimane, O. Abdelkhalek, T. Abdelkrim, K. Bentata, "Faults Diagnosis in Five-Level Three-Phase Shunt Active Power Filter," International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS), Vol.6, No.3, pp. 576- 585, 2015.
- [Bhatnagar, 2013] P. Bhatnagar P, R.K. Nema, “Maximum power point tracking control techniques: state-of-the-art in photovoltaic applications”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol. 23, pp. 224–241, 2013.
- [Blaabjerg, 2002] F. Blaabjerg, F. Iov, K. Ries, “Fuse protection of IGBT modules against explosions”, Journal of Power Electronics, Vol. 2, No. 2, pp. 88-94, 2002.
- [Bouscayrol, 2005] A. Bouscayrol, B. François, P. Delarue, J. Niiranen, “Control Implementation of a Five-Leg AC-AC Converter to Supply a Three-Phase Induction Machine”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, Issue 1, pp. 107-115, 2005.
- [Boyette, 2006] A. Boyette, “Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne”, thèse de doctorat, Université Henri Poincaré Nancy 1, France, 2006.
- [BP SX 150] BP Solar Global Marketing Department, “150-Watt Multicrystalline Photovoltaic Module”, Datasheet, Product warranty and specifications, 2001.
- [Braun, 1997] D. Braun, D. Pixler, P. L. May, “IGBT Module Rupture Categorization and Testing”, Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, New Orleans, pp. 1259-1266, 1997.
- [Brekken, 2007] T. K. A. Brekken, N. Mohan, “Control of a doubly fed induction wind generator under unbalanced grid voltage conditions”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 22, No. 1, pp. 129-135, 2007.
- [Buiatti, 2010] G.M. Buiatti, J.A. Martin-Ramos, C.H.R. Garcia, A.M.R. Amaral, A.J.M. Cardoso “An Online and Noninvasive Technique for the Condition Monitoring of Capacitors in Boost Converters”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 59, No. 8, pp. 2134-2143, 2010.
- [Bun, 2011] L. Bun, “Détection et Localisation de Défauts pour un Système PV”, Thèse de doctorat, Université de Grenoble, France, 2011.
- [Cabal, 2009] C. Cabal, “Optimisation énergétique de l’étage d’adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque”, thèse de doctorat, Université de Toulouse, France, 2009.
- [Chaïba, 2010] A. Chaïba, "Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l’intelligence artificielle", thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [Chen, 2011] Y. Chen, X. Pei, S. Nie and Y. Kang, “Monitoring and Diagnosis for the DC–DC Converter Using the Magnetic Near Field Waveform,” IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 5, pp. 1634-1647, 2011.
- [Cruz, 2011] S. M. A. Cruz, M. Ferreira, A. M. S. Mendes, A. J. M. Cardoso, "Analysis and diagnosis of open-circuit faults in matrix converters", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 58, pp. 1648-1661, 2011.

- [Diab, 2009] Y. Diab, P. Venet, H. Gualous, G. Rojat, “Self-discharge characterization and modeling of electrochemical capacitor used for power electronics applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, Issue. 2, pp. 510–517, 2009.
- [Ding, 2012] K. Ding, X.G. Bian, H.H. Liu, T. Peng, "A MATLAB-simulink-based PV module model and its application under conditions of nonuniform irradiance", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 27, Issue. 4, pp. 864–872, 2012.
- [Dujic, 2009] D. Dujic, M. Jones, S. N. Vukosavic, and E. Levi, "A General PWM Method for a $(2n + 1)$ -Leg Inverter Supplying n Three-Phase Machines", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 4107-4118, 2009.
- [Durr, 2006] M. Durr, A. Cruden, S. Gair, J.R. McDonald, “Dynamic model of a lead acid battery for use in a domestic fuel cell system”, *Journal of Power Sources*, Vol. 161, Issue. 2, pp. 1400–1411, 2006.
- [Eghtedarpour, 2012] N. Eghtedarpour, E. Farjah, “Control strategy for distributed integration of photovoltaic and energy storage systems in DC micro-grids”, *Renewable Energy*, Vol. 45, pp. 96-110, 2012.
- [Eid, 2014] A. Eid, “Utility integration of PV-wind-fuel cell hybrid distributed generation systems under variable load demands”, *Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 62, pp. 689–699, 2014.
- [El Aimani, 2003] S. El Aimani, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille, France, 2004.
- [Erdinc, 2009] O. Erdinc, B. Vural, M. Uzunoglu, “A wavelet-fuzzy logic based energy management strategy for a fuel cell/battery/ultra-capacitor hybrid vehicular power system”, *Journal of Power Sources*, vol.194, pp. 369-380, 2009.
- [Estima, 2013] J.O. Estima, A.J Cardoso, “A New Algorithm for Real-Time Multiple Open-Circuit Fault Diagnosis in Voltage-Fed PWM Motor Drives by the Reference Current Errors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 8, pp. 3496-3505, 2013.
- [Feng, 2013] Feng y, Zhou j, Qiu y, Feng k, “Fault Tolerance for Wind Turbine Power Converter”, *Renewable Power Generation Conference*, China, 2013.
- [Gaillard, 2010] A. Gaillard, “Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service”, thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2010.
- [Gaillard, 2013] A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, “FPGA-based reconfigurable control for switch fault tolerant operation of WECS with DFIG without redundancy”, *Renewable Energy*, Volume 55, pp. 35-48, 2013.
- [Ghennam, 2011] T. Ghennam, “Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation”, thèse de doctorat, Ecole Militaire Polytechnique d'Alger, Algérie, 2011.
- [GWEC] <http://www.gwec.net>.
- [Hafizi, 2013] M.H. Hafizi, A. Izadian, “Model-Based Fault Diagnosis of a DC–DC Boost Converter Using Hidden Markov Model”, *IEEE International Conference on Electro/Information Technology (EIT)*, pp. 1-4, 2013.

- [Islam, 2010] M.A. Islam, N. Mohammad, et P.S. Khan, “Modeling and performance analysis of a generalized photovoltaic array in Matlab”, In IEEE Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES 2010), India, pp. 1-5, 2010.
- [Izadian, 2010] A. Izadian, P. Khayyer, “Application of Kalman filters in model-based fault diagnosis of a DC–DC boost converter”, 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2010, pp. 369-372, 2010.
- [Jacobina, 2003] C. B. Jacobina, R. L. D. Ribeiro, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva, “Faulttolerant reversible AC motor drive system”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, pp. 1077-1084, 2003
- [Jacobina, 2006] C. B. Jacobina, I. S. de Freitas, E. R. C. da Silva, A. M. N. Lima, and R. L. D. Ribeiro, “Reduced switch count dc-link ac-ac five-leg converter”, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 21, pp. 1301-1310, 2006.
- [Jamshidpour, 2014] E. Jamshidpour, “Contribution à l'étude de la sureté de fonctionnement et de la continuité de service des bus DC”, thèse de doctorat, Université de Lorraine, France, 2014.
- [Jialong, 2011] W. Jialong, S. H. Hyun, “ANN based pitch angle controller for variable speed variable pitch wind turbine generation system”, Strategic Technology (IFOST), Vol.1, No. 1, pp. 443-447, 2011.
- [Jones,2008–1] M. Jones, S. N. Vukosavic, D. Dujic, E. Levi, P. Wright, “Five-leg inverter PWM technique for reduced switch count two-motor constant power applications”, IET, Electric Power Applications, Vol. 2, pp. 275-287, 2008.
- [Jones, 2008–2] M. Jones, D. Dujic and E. Levi, “A performance comparison of PWM techniques for five-leg VSIs supplying two-motor drives”, Industrial Electronics IECON, pp. 508-513, USA, 2008.
- [Justo, 2013] J.J. Justo et al, “AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: a review”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol. 24, pp. 387–405, 2013.
- [Karimi, 2009] S. Karimi, “Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage "FPGA in the loop" : application au filtre actif parallèle”, Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, France, 2009.
- [Kasiri, 2012] H. Kasiri, M. Saniee Abadeh, H.R. Momeni, “Optimal estimation and control of WECS via a Genetic Neuro Fuzzy Approach”, Energy, Vol. 40, No. 1, pp. 438–444, 2012.
- [Khomfoi, 2007] S. Khomfoi, L. M. Tolbert, “Fault Diagnostic System for a Multilevel Inverter Using a Neural Network”, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 22, No. 3, 2007.
- [Kim, 2008] S. Y. Kim, K. Nam, H.S. Song, H. G. Kim, “Fault Diagnosis of a ZVS DC–DC Converter Based on DC-Link Current Pulse Shapes”, IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 55, No. 3, 2008.
- [Lezana, 2009] P. Lezana, R. Aguilera, and J. Rodriguez, “Fault detection on multicell converter based on output voltage frequency analysis”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.56, No.6, pp. 2275-2283, 2009.

- [Lilia, 2012] A. Lilia, “Contribution à l’Amélioration des Performances des Générateurs Eoliens - Evaluation de l’Impact des Energies Renouvelables sur l’Environnement”, thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2012.
- [Lohde, 2007] R. Lohde, S. Jensen, A. Knop, F.W. Fuchs, “Analysis of three phase grid failure and Doubly Fed Induction Generator ride-through using crowbars”, European Conference on Power Electronics and Applications, 2007.
- [Lu, 2009] B. Lu, K. S. Sharma, “A literature review of IGBT fault diagnostic and protection methods for power inverters”, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 45, No. 5, pp. 1770-1777, 2009.
- [Makvana, 2013] V.T. Makvana, R.K. Ahir, D.K. Patel, “Study of PID Controller Based Pitch Actuator System for Variable Speed HAWT using MATLAB”, International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology Vol. 2, Issue 5, 2013.
- [Manolis, 2005] I. Manolis, A. Lourakis, “A Brief description of the Levenberg-Marquardt algorithm implemented by levmar”, Institute of Computer Science Foundation for Research and Technology, GREECE, 2005.
- [Martín, 2013] I. S. Martín, A. Ursua, P. Sanchis, “Integration of fuel cells and supercapacitors in electrical microgrids: Analysis, modelling and experimental validation”, international journal of hydrogen energy, Vol. 38, pp. 11655–11671, 2013.
- [Mendes, 1999] A. M. S. Mendes, A. J. M. Cardoso, “Fault diagnosis in a rectifier – inverter system used in variable speed AC drive, by the average current Park’s vector approach”, European Power Electronics Conference, Lausanne, pp. 1–9, 1999.
- [Mendes, 2006] A. M. S. Mendes and A. J. M. Cardoso, “Fault-tolerant operating strategies applied to three-phase induction-motor drives”, IEEE Transactions On Industrial Electronics, vol. 53, pp. 1807–1817, 2006.
- [Miller, 2010] J.R. Miller, “Introduction to electrochemical capacitor technology”. IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 26, pp. 40–47, 2010.
- [Muller, 2002] S. Muller, M. Deicke, R. W. De Doncker, “Doubly fed induction generator systems for wind turbines”, IEEE Industry Applications Magazine, pp. 26–33, 2002.
- [Musyafa, 2010] A. Musyafa, A. Harika, I. M. Y. Negara, I. Robandi, “Pitch Angle Control of Variable Low Rated Speed Wind Turbine Using Fuzzy Logic Controller”, International Journal of Engineering & Technology IJET-IJENS, Vol.10, No. 05, pp. 22-25, 2010.
- [Nie, 2014] S. Nie, X. Pei, Y. Kang, “Fault diagnosis of PWM DC–DC converters based on magnetic component voltages”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, Issue. 9, pp. 4978 - 4988, 2014.
- [Noppadol, 2006] K. Noppadol, W. Theerayod, S. Phaophak, “FPGA Implementation of MPPT using variable step-size P&O algorithm for PV applications”, IEEE International Symposium On Communication and Information Technologies, pp. 212-215, 2006.
- [Omar, 2009] M. B. Omar, “Conception et réalisation d'un générateur photovoltaïque muni d'un convertisseur MPPT pour meilleure gestion énergétique”, thèse de magister, Université de Abou Baker Belkaid - Tlemcen, Algérie, 2011.
- [Park, 2011] T. Park, T. Kim, “Novel fault tolerant power conversion system for hybrid electric vehicles”, IEEE vehicle power and propulsion conference, USA, 2011.

- [Payman, 2008] A. Payman, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, “Energy control of supercapacitor/fuel cell hybrid power source”, *Energy conversion and management*, Vol. 49, No. 6, pp. 1637-1644, 2008.
- [Payman, 2009] A. Payman, “Contribution à la Gestion de l’Energie dans les Systèmes Hybrides Multi-sources Multi-charges”, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2009.
- [Pei, 2012] X. Pei, S. Nie, Y. Chen, Y. Kang, “Open-Circuit Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Strategies for Full-Bridge DC–DC Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 5, pp. 2550-2565, 2012.
- [Pei, 2015] X. Pei, S. Nie, Y. Kang, “Switch Short-Circuit Fault Diagnosis and Remedial Strategy for Full-Bridge DC–DC Converters”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 30, No. 2, 2015.
- [Poitiers, 2003] F. Poitiers, “Etude et commande de génératrices asynchrones pour l’utilisation de l’énergie éolienne”, thèse de doctorat, Université de Nantes, France, 2003.
- [Polinder, 2009] H. Polinder, H. Lendenmann, R. Chin, W.M. Arshad, “Fault tolerant generator systems for wind turbines”. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 675-681, 2009.
- [Qichang, 2010] D. Qichang, Z. Liang, Z. Li, “A Fault Detection and Tolerant Scheme for back-to-back Converters in DFIG-based Wind Power Generation Systems”, *International Conference on Advanced Computer Theory and Engineering*, 2010.
- [Raj, 2014] J.S. Christy Mano Raj, A. Ebenezer Jeyakumar, “A two stage successive estimation based maximum power point tracking technique for photovoltaic modules”, *Solar Energy*, Vol. 103, pp. 43–61, 2014.
- [Ribeiro, 2003] R. L. D. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, A. M. N. Lima, “Fault detection of open-switch damage in voltage-fed PWM motor drive systems”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 18, pp. 587-593, 2003.
- [Ribeiro, 2004] R. L. D. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, A. M. N. Lima, “Fault-tolerant voltage-fed PWM inverter AC motor drive systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, pp. 439-446, 2004.
- [Ribeiro, 2013] E. Ribeiro, A. J. M. Cardoso, C. Boccaletti, “Fault-Tolerant Strategy for a Photovoltaic DC–DC Converter”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 28, No. 6, pp. 3008-3018, 2013.
- [Ribeiro, 2014] E. Ribeiro, A. J. M. Cardoso, C. Boccaletti, “Open-circuit fault diagnosis in interleaved DC–DC converters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 3091–3102, 2014.
- [Richardeau, 2011] F.C. Richardeau, Z. Dou, E. Sarraute, J. Blaquiere, D. Flumian, “Comparison of IGBT short-circuit failure “ohmic mode”: Epoxy molded package versus silicone gel module for new fail-safe and interruptible power converters”, *Microelectronics Reliability*, Vol. 51, No. 9, pp. 1919-1926, 2011.
- [Rizoug, 2006] N. Rizoug, “Modélisation électrique et énergétique des supercondensateurs et méthodes de caractérisation : Application au cyclage d’un module de supercondensateurs basse tension en grande puissance”, thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, France, 2006.
- [Rodríguez-Blanco, 2011] M.A. Rodríguez-Blanco, A. Claudio-Sanchez, D. Theilliol, L. Vela-Valdes, T. SibajaTeran, L. Hernandez-Gonzalez, J. Aguayo-Alquicira, “A failure-

- detection strategy for IGBT based on gate-voltage behavior applied to a motor drive system”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 5, pp. 1625-1633, 2011.
- [Rojas, 1996] R. Rojas, “Neural Networks: A Systematic Introduction”, Springer-Verlag, Berlin, 1996.
- [Rufer, 2001] A. Rufer, P. Barrade, “Cours d’électronique de puissance Conversion DC–DC”, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne(EPFL), 2001.
- [Salameh, 1992] Z.M. Salameh ; M.A. Casacca ; W.A. Lynch., “A mathematical model for lead-acid batteries”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 7, Issue. 1, pp. 93–98, 1992.
- [Salas, 2006] V. Salas, E. Olias, A. Barrado, A. Lazaro, “Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems”, Solar Energy Materials and Solar Cells, vol. 90, No. 11, pp. 1555–1578, 2006.
- [Shahbazi, 2011] M. Shahbazi, P. Poure, M. Reza Zolghadri, S. Saadate, “Six-Leg AC-AC Fault Tolerant Converter with Reduced Extra-Sensor Number,” International Review of Electrical Engineering, Vol. 6, No. 1, pp. 132-138, 2011.
- [Shahbazi, 2012] M. Shahbazi, “contribution à l’étude des convertisseurs statiques AC- DC–AC tolérants aux défauts”, thèse de doctorat, Université de Lorraine, France, 2012.
- [Shahbazi, 2013] M. Shahbazi, E.Jamshidpour, P. Poure, S. Saadate, M. Zolghadri, “Open and shortcircuit switch fault diagnosis for nonisolated DC–DC converters using field programmable gate array”; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 9, pp. 4136-4146, 2013.
- [Sheng, 2012] H. Sheng, F. Wang and C.W. Tipton, “A Fault Detection and Protection Scheme for Three-Level DC–DC Converters Based on Monitoring Flying Capacitor Voltage,” IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 27, pp. 685 – 697, 2012.
- [Thapa, 2000] B.K. Thapa, B. Jones, Q.M. Zhu, “Non-linear control with neural networks Back propagation neural networks for non-linear self-tuning adaptive control”, IEEE, Knowledge-Based Intelligent Engineering Systems and Allied Technologies, Vol. 2, No. 4, 2000, pp. 868-873.
- [Tian, 2011] G. Tian, X. Ding, J. Liu, “Study of Control Strategy for Hybrid Energy Storage in Wind- Photovoltaic Hybrid Streetlight System”, Open-Source Software for Scientific Computation, 2011.
- [Trabelsi, 2012] M. Trabelsi, M. Boussak, M. Gossa, “PWM-Switching pattern-based diagnosis scheme for single and multiple open-switch damages in VSI-fed induction motor drives”, Isa Transactions, Science, Vol. 51, pp. 333-344, 2012.
- [Tremblay, 2007] O. Tremblay, L. A. Dessaint, A. I. Dekkiche, “A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, pp. 284-289, 2007.
- [Uzunoglu, 2008] M. Uzunoglu, M.S. Alam, “Modeling and analysis of an FC/UC hybrid vehicular power system using a novel wavelet based load sharing algorithm”, IEEE Trans Energy Conversion, Vol. 23, NO. 1, pp. 263–272, 2008.
- [Vallon, 2003] J. Vallon, “Introduction à l’étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes”, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2003.

- [Vighetti, 2010] S. Vighetti, “Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau : Choix et dimensionnement des étages de conversion”, thèse de magister, Université de Grenoble, France, 2010.
- [Wang, 2005] L. Wang, “A hybrid genetic algorithm–neural network strategy for simulation optimization”, *Applied Mathematics and Computation*, Vol. 170, pp. 1329–1343, 2005.
- [Wang, 2011] C. Wang, W. Chen, S. Shao, Z. Chen, B. Zhu, H. Li, “Energy Management of Stand-alone Hybrid PV System”, *Energy Procedia*, Vol. 12, pp. 471-479, 2011.
- [Yang, 2010] S. Yang, D. Xiang, A. Bryant, P. Mawby, L. Ran, P. Tavner, “Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review”, Published in: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.25, No.11, 2010.
- [Yazdani, 2011] A. Yazdani, H. Sepahvand, M. L. Crow, and M. Ferdowsi, “Fault Detection and Mitigation in Multilevel Converter STATCOMs”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 58, pp. 1307-1315, 2011.
- [Zandi, 2010] M. Zandi, “Contribution au pilotage des sources hybrides d’énergie électrique”, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2010.
- [Zeng, 2013] Z. Zeng, H. Yang, R. Zhao, C. Cheng, “Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 24, pp. 223–270, 2013.
- [Zhang, 2009] Y. Zhang, H. Feng, X. Wu, L. Wang, A. Zhang, T. Xia, H. Dong, X. Li, L. Zhang, “Progress of electrochemical capacitor electrode materials: A review”, *International Journal of Hydrogen Energy*, Vol. 34, Issue. 11, pp. 4889–4899, 2009.
- [Zubieta, 2000] L. Zubieta, R. Bonert, “Characterization of Double-Layer Capacitors for Power Electronics applications”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No.1, pp.199-205, 2000.

Publications et communications du doctorant

Publications et communications du doctorant

B. Boudjellal, T. Benslimane, “Artificial Neural Network-based Control of Wind Energy Conversion System based on a Doubly Fed Induction Generator”, *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol. 12, No. 2, pp. 553-560, 2016.

B. Boudjellal, T. Benslimane, “Open-Switch Fault-Tolerant Control of Power Converters in a Grid-Connected Photovoltaic System”, *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, Vol. 7, No. 4, pp. 1294-1308, December 2016.

Annexes

Annexe A : Calcul d'un régulateur PI avec compensation

Le contrôle des courants rotoriques et des courants du CCR est assuré par des régulateur PI avec compensation.

Le rôle du régulateur est d'annuler l'écart entre la consigne de la référence et la consigne mesurées. Le régulateur Proportionnel–Intégral (PI), est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables.

La Figure A.1 montre un système en boucle fermé corrigé par un régulateur PI.

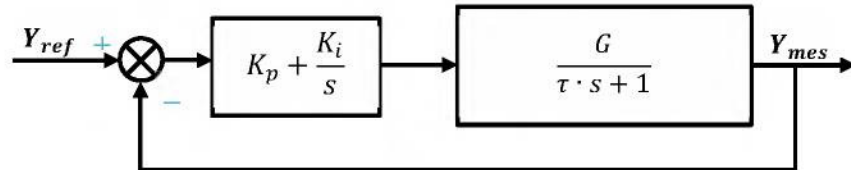


Figure. A.1 Schéma bloc d'un système régulé par un PI.

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est de la forme [El Aimani, 2003] :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K \cdot \frac{(1 + T_i \cdot s)}{T_i \cdot s} \quad (\text{A.1})$$

Avec :

K : est réglable

T_i : est réglable et s'exprime en secondes.

La fonction de transfère du système à est de la forme :

$$F(s) = \frac{G}{\tau \cdot s + 1} \quad (\text{A.2})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$T(s) = K \cdot \frac{(1 + T_i \cdot s)}{T_i \cdot s} \cdot \frac{G}{\tau \cdot s + 1} \quad (\text{A.3})$$

Afin d'éliminer le zéro présent sur la fonction de transfert, nous choisissons la méthode de compensation de pôles pour la synthèse du régulateur, ce qui se traduit par l'égalité $T_i = \tau$, cette fonction de transfert se simplifie et donne :

$$T(s) = \frac{K \cdot G}{\tau \cdot s} \quad (\text{A.4})$$

La fonction de transfert en boucle fermée vaut alors :

$$\frac{Y_{mes}(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{\tau}{K \cdot G} \cdot s} \quad (\text{A.5})$$

L'allure de la réponse est du type exponentiel si l'on choisit :

$$T_i = \tau \quad (\text{A.6})$$

Le temps de réponse à 5% est :

$$t_r = \frac{3\tau}{K \cdot G} \quad (\text{A.7})$$

Avec t_r est le temps de réponse du système que l'on se fixe à temps correspondant à une valeur suffisamment rapide.

On peut désormais exprimer les gains des correcteurs en fonction suivants :

$$\begin{cases} K_p = K = \frac{3\tau}{t_r \cdot G} \\ K_i = \frac{K}{T_i} = \frac{3}{t_r \cdot G} \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

Annexe B : Correcteur proportionnel intégral à avance de phase

Le contrôle de la tension du bus continu est assuré par un régulateur PI avec compensation.

Le correcteur considéré a pour expression (Figure B.1) [El Aimani, 2003]:

$$T_{em} = \frac{a_1 \cdot s + a_0}{\tau \cdot s + 1} \cdot (\Omega_{ref} - \Omega_{mec}) \quad (B.1)$$

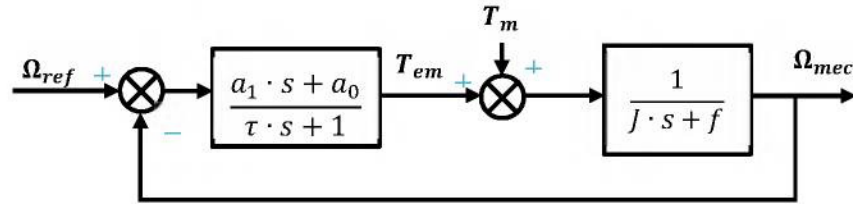


Figure. B.1 Schéma bloc du correcteur PI.

La fonction de transfert en boucle fermée se met sous la forme mathématique suivante :

$$\Omega_{mec} = F(s) \cdot \Omega_{ref} + P(s) \cdot T_m \quad (B.2)$$

Où $F(s)$ est la fonction de transfert de la référence sur la vitesse :

$$F(s) = \frac{a_1 \cdot s + a_0}{J \cdot \tau \cdot s^2 + (f \cdot \tau + J + a_1)s + a_0 + f} \quad (B.3)$$

Et $P(s)$ est la fonction de transfert de la perturbation T_m :

$$P(s) = \frac{\tau_r \cdot s + 1}{J \cdot \tau \cdot s^2 + (f \cdot \tau + J + a_1)s + a_0 + f} \quad (B.4)$$

Dans l'objectif d'atténuer l'action de la perturbation (couple éolien T_m), il faut que le paramètre a_0 soit élevé. Les autres paramètres (a_1 et τ), sont déterminés de manière à avoir une fonction de transfert du 2^{eme} ordre, ayant une pulsation naturelle ω_n un coefficient d'amortissement ζ , définis comme suit :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{a_0 + f}{J \cdot \tau}} \quad \text{et} \quad \xi = \frac{\tau + J + a_1}{a_0 + f} \cdot \frac{\omega_n}{2} \quad (\text{B.5})$$

La constante de temps τ permet de régler la pulsation naturelle et donc le temps de réponse de l'asservissement de vitesse (l'amortissement étant unitaire) :

$$a_0 = \omega_n^2 \cdot J \cdot \tau \quad \text{et} \quad a_1 = \frac{2\xi}{\omega_n} \cdot (a_0 + f) - \tau - J \quad (\text{B.6})$$