



THÈSE

Préparée dans le cadre d'une cotutelle pour l'obtention du grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ MOULoud MAMMERI
DE TIZI-OUZOU**

Spécialité : ÉLECTRONIQUE

et

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE HAUTE-ALSACE

Spécialité : ÉLECTRONIQUE, ÉLECTROTECHNIQUE ET AUTOMATIQUE

Par :

Yacine TRIKI

THÈME

**CONTRIBUTION À L'OPTIMISATION DES SYSTÈMES HYBRIDES
DE PRODUCTION D'ÉNERGIES RENOUVELABLES**

SOUTENUE PUBLIQUEMENT LE 09 DÉCEMBRE 2020 DEVANT LE JURY :

Mourad LAGHROUCHE	Professeur, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou	Président
Mickaël HILAIRET	Professeur, Université de Franche-Comté, Belfort	Rapporteur
Hubert RAZIK	Professeur, Université Claude Bernard Lyon 1, Lyon	Rapporteur
Kaci GHEDAMSI	Professeur, Université Abderrahmane Mira, Bejaia	Examinateur
Ali BECHOUCHE	Maître de Conférences A, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou	Co-Directeur
Djaffar OULD ABDESLAM	Maître de Conférences HDR, Université de Haute-Alsace, Mulhouse	Co-Directeur

THÈSE PRÉPARÉE AU SEIN DU **LABORATOIRE DE CONCEPTION ET CONDUITE
DES SYSTÈMES DE PRODUCTION - TIZI-OUZOU ET L'INSTITUT DE
RECHERCHE EN INFORMATIQUE, MATHÉMATIQUES, AUTOMATIQUE ET
SIGNAL - MULHOUSE**

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse sont le fruit d'une collaboration entre le Laboratoire de Conception et Conduite des Systèmes de Production (L2CSP) de l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou (UMMTO) et L'Institut de Recherche en Informatique, Mathématiques, Automatique et Signal (IRIMAS) de l'Université de Haute-Alsace (UHA) de Mulhouse. Cette thèse a été réalisée dans le cadre d'une convention de cotutelle entre ces deux universités. Elle a été financée par le Partenariat Hubert Curien (PHC)-Tassili (Projet N° 17MDU995). Je tiens tout d'abord à remercier chacun de ces trois organismes.

Mes travaux de recherche ont été dirigés par Monsieur Ali BECHOUCHE, Maître de Conférences Classe A à l'UMMTO et Monsieur Djaffar OULD ABDESLAM, Maître de Conférences HDR à l'UHA.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur Ali BECHOUCHE pour avoir assuré de manière agréable le suivi quotidien de mes recherches. Ses qualités scientifiques et rédactionnelles, ses conseils et sa disponibilité sans faille ont grandement contribué à l'aboutissement de ce travail.

Merci à Monsieur Djaffar OULD ABDESLAM pour son accueil et pour les moyens matériels mis à ma disposition pour la réalisation de mes travaux de recherche. Ses compétences scientifiques, son expérience, et ses qualités humaines m'ont beaucoup aidé dans l'avancement de mes recherches.

Par la même occasion, je voudrais témoigner tout particulièrement ma reconnaissance à Monsieur Hamid SEDDIKI, Professeur à l'UMMTO, pour sa participation efficace à mon encadrement. Ses compétences, son expérience, ses idées, ses suggestions et sa disponibilité m'ont été d'un apport absolu à l'élaboration de cette thèse. Sa contribution est tellement importante qu'on peut trouver ses apports dans toutes les pages de ce document.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur Mourad LAGHROUCHE, Professeur à l'UMMTO, d'avoir accepté d'examiner mon travail et de présider le jury de cette thèse.

Que Monsieur Mickaël HILAIRET, Professeur à l'Université de Franche-Comté, Rapporteur de cette thèse, trouve ici l'expression de mes plus vifs remerciements pour avoir accepté d'évaluer ce travail.

Je remercie Monsieur Hubert RAZIK, Professeur à l'Université Claude Bernard Lyon 1, Rapporteur de cette thèse, d'avoir accepté d'évaluer ma thèse.

J'exprime ma reconnaissance à Monsieur Kaci GHEDAMSI, Professeur à l'Université Abderrahmane Mira de Bejaia, pour avoir accepté d'examiner ce travail et de faire partie du jury.

Acronymes

ADALINE	Neurone linéaire adaptatif (<i>Adaptive linear neuron</i>)
CA	Courant alternatif
CC	Courant continu
DPC	Commande directe de puissance (<i>Direct power control</i>)
EnR	Énergie renouvelable
FNA	Filtre neuronal adaptatif
FPB	Filtre passe-bas
FPT	Filtre passe-tout
FV	Flux virtuel
GPV	Générateur photovoltaïque
IC	Incrémentation de la conductance (<i>Incremental conductance</i>)
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée (<i>Insulated-gate bipolar transistor</i>)
INCO	Incrément de conductance (<i>Incremental conductance</i>)
INRE	Résistance instantanée (<i>Instantaneous resistance</i>)
IP	Intégral-proportionnel
Li-ion	Ions de lithium
Li-Po	Lithium polymère
LMS	Algorithme des moindres carrés (<i>Least mean square</i>)
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MPC	Commande prédictive à modèle de référence (<i>Model predictive control</i>)
MPPT	Poursuite du point de puissance maximale (<i>Maximum power point tracking</i>)
MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
Ni-Cd	Nickel cadmium
NiMH	Hydrures métalliques de nickel
NOCT	Température nominale de fonctionnement de la cellule (<i>Nominal operating cell temperature</i>)
OSG	Générateur de signal orthogonal (<i>Orthogonal signal generator</i>)
P&O	Perturbation et observation (<i>Perturb and observe</i>)
PDPC	Commande directe de puissance prédictive (<i>Predictive direct power control</i>)
PI	Proportionnel-intégral
PLL	Boucle à verrouillage de phase (<i>Phase locked-loop</i>)
PPM	Point de puissance maximale
PQ	Puissances active et réactive
PV	Photovoltaïque
RNA	Réseau de neurones artificiels
RT	Retard temporel (<i>Time delay</i>)

SHSER	Système hybride à sources d'énergies renouvelables
SoC	État de charge (<i>State of charge</i>)
SOGI	Intégrateur généralisé de second ordre (<i>Second-order generalized integrator</i>)
STC	Conditions de test standard (<i>Standard test conditions</i>)
TH	Transformée de Hilbert
THD	Taux de distorsion harmonique (<i>Total harmonic distortion</i>)
VOC	Commande par orientation du vecteur de tension (<i>Voltage-oriented control</i>)

Table des matières

Table des figures	vii
Liste des tableaux	xiv
Introduction générale	1
1 Systèmes hybrides et introduction à la technique neuronale ADALINE	5
1.1 Introduction	7
1.2 Systèmes hybrides de production d'EnRs	7
1.2.1 Sources d'EnRs	8
1.2.2 Systèmes hybrides	9
1.2.3 Classification des systèmes hybrides	10
1.2.4 Système hybride étudié	13
1.2.5 Exigences en termes de commande du système hybride étudié	14
1.3 Techniques neuronales pour la commande du système hybride	15
1.3.1 Concept des RNAs	15
1.3.2 Réseau ADALINE	17
1.4 Conclusion	20
2 Commandes neuronales adaptatives pour l'extraction du maximum de puissance dans les systèmes PVs	22
2.1 Introduction	24
2.2 Description du système PV étudié	25
2.3 Modèle électrique d'une cellule PV	26
2.3.1 Détermination des paramètres du panneau PV exploité	27
2.3.2 Caractérisation du panneau PV	29
2.4 Extraction du maximum de puissance	29
2.4.1 Modèle du hacheur Boost	31
2.4.2 Principe de recherche du PPM	31
2.5 Algorithmes MPPTs à base de la technique ADALINE	33
2.5.1 Algorithme INCO	34
2.5.2 Algorithme INRE	48
2.6 Conclusion	56
3 Commande d'une éolienne à base d'une MSAP	58
3.1 Introduction	60
3.2 Système de conversion de l'énergie éolienne	61
3.3 Configuration globale du système éolien étudié	62
3.4 Modélisation aérodynamique et mécanique de la turbine	62

3.4.1	Modélisation aérodynamique	62
3.4.2	Modélisation mécanique	64
3.5	Maximisation de la puissance d'une turbine éolienne	65
3.5.1	Commande MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation . .	66
3.5.2	Commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation . .	68
3.6	Modélisation de la MSAP	71
3.6.1	Modèle électrique de la MSAP dans le repère (abc)	72
3.6.2	Modèle électrique de la MSAP dans le repère (dq)	72
3.6.3	Expressions des puissances active et réactive statoriques	73
3.6.4	Expression du couple électromagnétique	74
3.7	Modélisation du redresseur triphasé à MLI	75
3.8	Commande du système de conversion de l'énergie éolienne	76
3.8.1	Commande vectorielle de la MSAP	76
3.8.2	Génération des rapports cycliques	79
3.9	Résultats de simulation	79
3.10	Conclusion	84
4	Étude du système de stockage d'énergie et régulation de la tension du bus continu	86
4.1	Introduction	88
4.2	Architecture du système de stockage étudié	89
4.3	Stockage de l'énergie dans les systèmes hybrides	89
4.3.1	Stockage électrochimique	90
4.3.2	Batteries au plomb-acide	91
4.4	Modélisation électrochimique et électrique de la batterie	92
4.4.1	Modèle électrochimique	92
4.4.2	Modèles électriques	92
4.5	Modèle du hacheur Buck-Boost	95
4.6	Régulation de la tension du bus continu	97
4.6.1	Mise en œuvre de la boucle interne de régulation du courant	98
4.6.2	Mise en œuvre de la boucle externe de régulation de la tension . . .	99
4.7	Résultats de simulation	101
4.8	Conclusion	103
5	Conversion continu-alternatif dans les SHSERS	105
5.1	Introduction	107
5.2	Commande dq d'un onduleur monophasé à MLI isolé du réseau	108
5.2.1	Modèle de l'onduleur monophasé à MLI	108
5.2.2	Principe de la commande dq d'un onduleur monophasé	109
5.2.3	Principe de l'OSG proposé	110
5.2.4	Modèle dq de l'onduleur monophasé	114
5.2.5	Régulation de la tension de sortie de l'onduleur monophasé	115
5.2.6	Validation expérimentale	118
5.3	Commande PDPC-FV d'un onduleur triphasé à MLI connecté au réseau .	124
5.3.1	Commande PDPC conventionnelle	125
5.3.2	Concept du FV	128
5.3.3	Estimation du FV	129
5.3.4	Estimateur FV-FNA proposé	130

5.3.5	Commande PDPC-FV pour un fonctionnement dans des conditions non équilibrées du réseau	134
5.3.6	Validation expérimentale	138
5.4	Conclusion	147
6	Mise en œuvre et gestion énergétique du système hybride PV/éolien/batteries	149
6.1	Introduction	151
6.2	Architecture globale du système hybride PV/éolien/ batteries	151
6.3	Mise en œuvre et simulation du système hybride	153
6.3.1	Influence de la connexion et déconnexion d'une charge sur le fonctionnement du système hybride	154
6.3.2	Influence des variations de la vitesse du vent sur les performances du système hybride	156
6.3.3	Influence des variations de l'irradiance solaire sur les performances du système hybride	159
6.4	Stratégie de gestion de l'énergie dans le système hybride	161
6.4.1	Modes de fonctionnement du SHSER étudié	162
6.4.2	Stratégie de gestion d'énergie développée	163
6.4.3	Analyse du fonctionnement global du système hybride et des performances de la stratégie de gestion d'énergie proposée	164
6.5	Conclusion	168
	Conclusion générale	169
	Annexe	173
	Bibliographie	178
	Publications du doctorant	192

Table des figures

1.1	Classification des systèmes hybrides	10
1.2	Configuration d'un système hybride avec un bus CC	12
1.3	Configuration d'un système hybride avec un bus CA	12
1.4	Configuration d'un système hybride avec un bus mixte	13
1.5	Configuration du système hybride étudié	14
1.6	Stratégies de commandes développées et appliquées au système hybride étudié	15
1.7	Topologie d'un neurone formel	16
1.8	Structure générale d'un ADALINE	18
1.9	Principe de la méthode de descente du gradient	19
2.1	Schéma bloc du système de conversion de l'énergie PV étudié	25
2.2	Modèle à une diode d'une cellule PV	26
2.3	Algorithme d'identification des paramètres R_s et R_p d'un panneau PV	28
2.4	Caractéristiques du panneau PV <i>IFRI260-60</i> pour différents niveaux d'éclair- ement ($T = 25$ °C) : (a) caractéristiques I-V et (b) caractéristiques P-V	29
2.5	Caractéristiques du panneau PV <i>IFRI260-60</i> pour différentes températures ($G = 1000$ W/m ²) : (a) caractéristiques I-V et (b) caractéristiques P-V	30
2.6	Points de fonctionnement d'un GPV connecté directement avec différentes charges (charges résistives, charge de type source de tension, et une charge de type source de courant)	30
2.7	Circuit de puissance d'un hacheur Boost	31
2.8	Illustration du principe de l'algorithme P&O	33
2.9	Organigramme de l'algorithme P&O	33
2.10	Système PV contrôlé par l'algorithme INCO	34
2.11	Structure du système PV contrôlé par la première variante de l'algorithme INCO	36
2.12	Résultats de simulation de la première variante de l'algorithme INCO : (a) puissance, (b) tension, (c) courant, et (d) zoom sur le rapport cyclique	37
2.13	Structure du système PV contrôlé par la deuxième variante de l'algorithme INCO	38
2.14	Résultats de simulation de la deuxième variante de l'algorithme INCO : (a) puissance, (b) tension, (c) courant, et (d) rapport cyclique	39
2.15	Photo du banc d'essai : 1) PC-Pentium + carte dSPACE + ControlDesk, 2) connecteur entrée/sortie de la carte dSPACE, 3) hacheur Boost, 4) résis- tance de charge, 5) capteur de tension, 6) capteur de courant, 7) gradateur monophasé, 8) panneau PV, 9) lampes halogènes et 10) capteur d'irradiance solaire	40

2.16	Profils d'irradiance pour l'évaluation des algorithmes MPPTs selon la norme prEN 50530	41
2.17	Profils d'irradiance reproduits au laboratoire : (a) profil rapide avec G passant d'un niveau moyen à élevé, (b) profil lent avec G passant d'un niveau moyen à élevé, (c) profil rapide avec G passant d'un niveau faible à moyen et (d) profil lent avec G passant d'un niveau faible à moyen	42
2.18	Comparaison des résultats expérimentaux des algorithmes P&O et INCO pour un profil rapide d'irradiance moyenne à élevée : (a) puissance, (b) tension, (c) courant, et (d) rapport cyclique	43
2.19	Évolution du poids et de l'erreur d'estimation de l'ADALINE pour un profil rapide d'irradiance moyenne à élevée	43
2.20	Comparaison des résultats expérimentaux des algorithmes P&O et INCO pour un profil lent d'irradiance moyenne à élevée : (a) puissance, (b) tension, (c) courant et (d) rapport cyclique	44
2.21	Évolution du poids et de l'erreur d'estimation de l'ADALINE pour un profil lent d'irradiance moyenne à élevée	45
2.22	Comparaison des résultats expérimentaux des algorithmes P&O et INCO pour un profil rapide d'irradiance faible à moyenne : (a) puissance, (b) tension, (c) courant et (d) rapport cyclique	45
2.23	Évolution du poids et de l'erreur d'estimation de l'ADALINE pour un profil rapide d'irradiance faible à moyenne	46
2.24	Comparaison des résultats expérimentaux des algorithmes P&O et INCO pour un profil lent d'irradiance faible à moyenne : (a) puissance, (b) tension, (c) courant et (d) rapport cyclique	46
2.25	Évolution du poids et de l'erreur d'estimation de l'ADALINE pour un profil lent d'irradiance faible à moyenne	47
2.26	Comparaison des temps de convergence des deux algorithmes INCO et P&O pour une variation en échelon d'irradiance (d'un niveau moyen à un niveau élevé) : puissances PVs extraites et profil d'irradiance	47
2.27	Comparaison des temps de convergence des deux algorithmes INCO et P&O pour une variation en échelon d'irradiance (d'un niveau faible à un niveau moyen) : puissances PVs extraites et profil d'irradiance	47
2.28	Système PV contrôlé par l'algorithme INRE	48
2.29	Schéma topologique de l'algorithme INRE	50
2.30	Séquences des profils utilisés en simulation : (a) profil d'irradiance solaire rapide et lent sous un bus continu constant ($U_{dc} = 300$ V) et (b) évolution de la tension du bus continu pour une irradiance solaire fixe ($G = 1000$ W/m ²)	51
2.31	Comparaison des performances des algorithmes P&O et INRE pour un profil d'irradiation rapide et lent sous une tension du bus continu constante ($U_{dc} = 300$ V) : (a) puissances extraites, (b) zoom sur les puissances extraites au régime permanent et (c) zoom sur les puissances extraites au régime transitoire	51
2.32	Comparaison des performances des algorithmes P&O et INRE pour un profil d'irradiation rapide et lent sous une tension du bus continu constante ($U_{dc} = 300$ V) : (a) courants de sortie du panneau PV, (b) zoom sur les courants de sortie au régime permanent et (c) zoom sur les courants de sortie au régime transitoire	52

2.33	Comparaison des performances des algorithmes P&O et INRE pour un profil d'irradiation rapide et lent sous une tension du bus continu constante ($U_{dc} = 300$ V) : (a) tensions de sortie du panneau PV, (b) zoom sur les tensions de sortie au régime permanent et (c) zoom sur les tensions de sortie au régime transitoire	53
2.34	Comparaison des performances des algorithmes P&O et INRE dans le cas d'une variation de la tension du bus continu (G constant) : (a) Puissances extraites, (b) courants de sortie du panneau PV et (c) tensions de sortie du panneau PV	53
2.35	Séquences des profils utilisés en expérimentation : (a) profil d'irradiance reproduit au laboratoire et (b) variation de la tension U_{dc} induite par la variation de l'irradiance	55
2.36	Comparaison expérimentale des performances des algorithmes P&O et INRE : (a) puissances extraites, (b) zoom sur les puissances extraites au régime permanent et (c) zoom sur les puissances extraites au régime transitoire	56
2.37	Comparaison expérimentale des performances des algorithmes P&O et INRE : (a) tensions de sortie du panneau PV, (b) courants de sortie du panneau PV, (c) zoom sur les tensions de sortie au régime permanent et (d) zoom sur les courants de sortie au régime permanent	57
3.1	Configuration globale du système éolien étudié	62
3.2	Coefficient de puissance de la turbine éolienne étudiée	64
3.3	Puissance aérodynamique de la turbine éolienne étudiée en fonction de la vitesse mécanique pour différentes vitesses du vent	64
3.4	Schéma bloc du modèle aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne	65
3.5	Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable	66
3.6	Schéma bloc de la commande MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation	67
3.7	Profil du vent appliqué	67
3.8	Résultats de simulation de la commande MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation : (a) puissance mécanique, (b) vitesse mécanique, (c) vitesse relative et (d) coefficient de puissance	68
3.9	Schéma bloc de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation	69
3.10	Schéma bloc de la régulation de la vitesse de rotation	70
3.11	Résultats de simulation de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation : (a) puissance mécanique, (b) vitesse mécanique, (c) vitesse relative et (d) coefficient de puissance	71
3.12	Circuit équivalent de la MSAP dans le repère de Park : (a) suivant l'axe d et (b) suivant l'axe q	73
3.13	Schéma de puissance du redresseur triphasé à MLI	75
3.14	Schémas blocs de la commande du système éolien	76
3.15	Schémas bloc des boucles de régulation des courants statoriques i_d et i_q	78
3.16	Schéma bloc détaillé de la commande du système éolien	79
3.17	Profil du vent appliqué	80
3.18	Performances du système éolien : (a) puissance mécanique, (b) vitesse mécanique, (c) vitesse relative et (d) coefficient de puissance	81
3.19	Couple électromagnétique de la MSAP	81

3.20	Puissances statoriques fournies par la MSAP : (a) puissance active et (b) puissance réactive	82
3.21	Grandeurs électriques de la MSAP suivant l'axe d : (a) tension statorique, (b) courant statorique et (c) rapport cyclique	82
3.22	Grandeurs électriques de la MSAP suivant l'axe q : (a) tension statorique, (b) courant statorique et (c) rapport cyclique	83
3.23	Puissance active statorique et puissance mécanique de la turbine	83
4.1	Architecture globale du système de stockage étudié (configuration correspondante à la décharge des batteries)	89
4.2	Modèle électrique simplifié de la batterie	93
4.3	Modèle de Thévenin de l'accumulateur	93
4.4	Modèle dynamique de l'accumulateur [131]	94
4.5	Raccordement des batteries au bus continu via un hacheur Buck-Boost (configuration correspondante à la décharge des batteries)	95
4.6	Schéma fonctionnel du hacheur Buck-Boost	96
4.7	Structure de la commande adoptée contenant deux boucles de régulation	97
4.8	Structure générale de la boucle interne de régulation du courant	99
4.9	Structure globale de la boucle externe de régulation de la tension	100
4.10	Chronogrammes de tests : (a) échelon de la tension de référence U_{dc-ref} et (b) courant de charge	102
4.11	Réponse de la tension U_{dc} à un échelon de tension de référence U_{dc-ref}	102
4.12	Réponse de la tension U_{dc} suivant l'évolution du courant de charge (zoom)	102
4.13	Courant mesuré I_b et celui de référence I_{b-ref} dans les batteries suivant l'évolution du courant de charge	103
4.14	Rapport cyclique du hacheur Buck-Boost durant les différentes phases de fonctionnement	103
5.1	Structure générale d'un onduleur de tension monophasé en pont complet connecté à une charge monophasée à travers un filtre LC	109
5.2	Modèle moyen de l'onduleur monophasé étudié	110
5.3	Structure générale d'une commande dq d'un onduleur monophasé en utilisant l'OSG-RT	111
5.4	Structure générale de la commande dq en utilisant l'OSG proposé	112
5.5	Schéma bloc de l'OSG proposé basé sur un ADALINE	112
5.6	Schéma bloc de la boucle interne de régulation du courant	116
5.7	Schéma bloc de la boucle externe de régulation de la tension	117
5.8	Schéma globale de la commande dq proposée de l'onduleur monophasé	117
5.9	Photo du banc d'essai : 1) PC-Pentium + carte dSPACE + ControlDesk, 2) connecteur entrée/sortie de carte dSPACE, 3) onduleur monophasé, 4) capteurs de tensions et du courant, 5) sources de tension continue et 6) charge monophasée	118
5.10	Comparaison des performances de l'OSG proposé avec trois autres OSGs : (a) tension de sortie suivent l'axe d et (b) courant de sortie suivent l'axe d	119
5.11	Performances de la commande dq conventionnelle (fonctionnement à vide) : (a) tension de sortie et (b) spectre harmonique de la tension de sortie	120
5.12	Performances de la commande dq proposée (fonctionnement à vide) : (a) tension de sortie et (b) spectre harmonique de la tension de sortie	120

5.13	Performances de la commande dq proposée durant le démarrage (charge résistive) : (a) tension de sortie et (b) courant de charge	121
5.14	Performances de la commande dq proposée en régime permanent (charge résistive) : (a) tension de sortie et (b) spectre harmonique de la tension de sortie	121
5.15	Performances dynamiques de la commande dq proposée lors de la déconnexion et la reconnexion d'une charge résistive : (a) tension de sortie et (b) courant de charge	122
5.16	Performances dynamiques de la commande dq proposée lors d'une chute de 50% de la tension de sortie de référence : (a) tension de sortie et (b) courant de charge	122
5.17	Performances de la commande dq proposée durant la procédure de démarrage (charge non linéaire) : (a) tension de sortie et (b) courant de charge .	123
5.18	Performances de la commande dq proposée en régime permanent (charge non linéaire) : (a) tension de sortie et (b) spectre harmonique de la tension de sortie	123
5.19	Performances dynamiques de la commande dq proposée lors de la déconnexion et la reconnexion d'une charge non linéaire : (a) tension de sortie et (b) courant de charge	124
5.20	Performances dynamiques de la commande dq proposée durant une chute de 50% de la tension de sortie de référence : (a) tension de sortie et (b) courant de charge	124
5.21	Commande PDPC conventionnelle d'un onduleur triphasé à MLI connecté au réseau	126
5.22	Concept du FV dans le cas d'un onduleur triphasé connecté au réseau . . .	128
5.23	Structure générale de l'estimateur FV-FNA proposé	130
5.24	Structure détaillée de l'intégrateur pur émulé	131
5.25	Structure du FNA proposé pour le filtrage de $\psi_{\alpha-i}$ [le FNA implémenté pour le filtrage de $\psi_{\beta-i}$ peut être déduit en remplaçant l'indice α par β et en utilisant (5.42)]	132
5.26	Schéma général du banc d'essai expérimental mis en œuvre pour le test de la commande PDPC-FV proposée	139
5.27	Photo du banc d'essai : 1) transformateur d'isolement, 2) résistances de déséquilibre, 3) résistances du filtre RL , 4) inductances du filtre RL , 5) onduleur triphasé, 6) résistance en série avec la source de tension continu d'alimentation, 7) source de tension continu, 8) capteurs de courants, 9) capteurs de tension, 10) connecteur entrée/sortie de la carte dSPACE et 11) PC-Pentium + carte dSPACE + ControlDesk	140
5.28	Résultats expérimentaux de la commande PDPC-FV proposée lors du démarrage avec une chute de tension de 35% dans les phases a et b : (a) tensions du réseau, (b) courants du réseau, (c) composantes $\alpha\beta$ estimées du FV et (d) puissances active, puissance réactive et nouvelle puissance réactive	141
5.29	Évolution de la tension du bus continu lors du démarrage (expérimentation)	141
5.30	Performances de la commande PDPC conventionnelle lors de l'application d'un déséquilibre de 35% dans la phase a (expérimentation) : (a) tensions du réseau, (b) courants du réseau, (c) puissances active et réactive et (d) tension du bus continu	142

5.31	Spectre harmonique du courant i_a obtenu avec la commande PDPC conventionnelle sous un réseau déséquilibré : (a) courant i_a du réseau et (b) spectre harmonique	143
5.32	Performances de la commande PDPC-FV proposée lors de l'application d'un déséquilibre de 35% dans la phase a (expérimentation) : (a) tensions du réseau, (b) courants du réseau, (c) FV estimé, (d) puissances active et réactive et (e) tension du bus continu	144
5.33	Spectre harmonique du courant i_a obtenu avec la commande PDPC-FV proposé sous un réseau déséquilibré : (a) courant i_a du réseau et (b) spectre harmonique	144
5.34	Comparaison entre l'estimateur FV-SOGI et l'estimateur FV-FNA proposé lors de l'application d'un déséquilibre de 35% dans les phases a et b (expérimentation) : (a) tensions du réseau, (b) FV estimé par FV-SOGI, (c) FV estimé par FV-FNA et (d) amplitudes des FV estimés	145
5.35	Performances de la commande PDPC-FV suivant une variation en échelon de U_{dc-ref} sous un déséquilibre dans la phase a (expérimentation) : (a) tensions du réseau, (b) courants du réseau, (c) FV estimé (d) puissances active et réactive et (e) tension du bus continu	146
5.36	Résultats de simulation de l'estimateur FV-FNA dans le cas d'un réseau déséquilibré (déséquilibre de 35% dans les phases a et b) et distordue (avec 10% des harmoniques d'ordre 5 et 7) : (a) tensions du réseau, (b) courants du réseau, (c) FV estimé, (d) puissances active, puissance réactive et nouvelle puissance réactive et (e) tension du bus continu	147
5.37	Spectre harmonique du courant i_a dans le cas d'un réseau déséquilibré (déséquilibre de 35% dans les phases a et b) et distordu (avec 10% des harmoniques d'ordre 5 et 7) : (a) courant i_a du réseau et (b) spectre harmonique	148
6.1	Architecture globale du système hybride PV/éolien/batteries	152
6.2	Schéma synoptique de simulation du hacheur Buck-Boost et représentation des différents courants affluants au bus continu	153
6.3	Schéma synoptique de simulation de l'onduleur monophasé à MLI avec reconstitution du courant côté continu	154
6.4	Performances de l'onduleur à la connexion et déconnexion de la charge non linéaire : (a) courant côté continu, (b) tension du bus continu et (c) tension alternative à la sortie de l'onduleur	155
6.5	Influence de la connexion et déconnexion de la charge non linéaire sur les performances des systèmes PV et éolien : (a) tension aux bornes des panneaux PVs, (b) courant dans les panneaux PVs et (c) coefficient de puissance de l'éolienne	156
6.6	Schéma synoptique de simulation du sous-système éolien	157
6.7	Performances du sous-système éolien sous une variation en échelon de la vitesse du vent : (a) vitesse de rotation de la MSAP et (b) coefficient de puissance	158
6.8	Influence du changement de la vitesse du vent sur la tension du bus continu : (a) courant du redresseur à MLI côté continu et (b) tension du bus continu	158
6.9	Schéma synoptique de simulation du sous-système PV et reconstitution du courant I_{dc-pv}	159

6.10	Grandeurs de sortie du sous-système PV sous variations de l'irradiance : (a) tension aux bornes des panneaux PVs et (b) courant de sortie des panneaux PVs	160
6.11	Grandeurs de sortie du sous-système PV sous des variations en échelon de l'irradiance : (a) courant à la sortie du hacheur Boost et (b) tension du bus continu	160
6.12	Classification des stratégies de gestion d'énergie	161
6.13	Organigramme de la stratégie de gestion d'énergie proposée	164
6.14	Profils de test en mode de fonctionnement normal : (a) irradiance solaire, (b) vitesse du vent et (c) puissance demandée	165
6.15	Evolution des puissances en mode de fonctionnement normal : (a) puissance PV, (b) puissance éolienne et (c) puissance des batteries	166
6.16	Evolution de la tension du bus continu et des grandeurs de sortie du sous-système de stockage en mode de fonctionnement normal : (a) tension du bus continu, (b) courant des batteries et (c) état de charge des batteries . .	167
6.17	Performances de la stratégie de gestion d'énergie proposée en mode de fonctionnement dégradé : (a) l'état de charge des batteries et (b) puissances dans le SHSER	168
A.1	Photo du hacheur Boost réalisé : 1) IGBT, 2) carte Driver, 3) inductance, 4) condensateur et 5) carte d'alimentation	173
A.2	Photo des capteurs de tension réalisés : 1) capteur LV25P, 2) résistance primaire, 3) résistance de mesure et 4) alimentation symétrique	174
A.3	Photo des capteurs de courant réalisés : 1) capteur LA55P, 2) résistance de mesure et 3) alimentation symétrique	175
A.4	Photo de l'onduleur monophasé réalisé : 1) modules IGBTs, 2) cartes Drivers, 3) inductance du filtre de sortie, 4) condensateur du filtre de sortie, 5) résistance d'amortissement et 6) carte d'alimentation	175
A.5	Photo de l'onduleur triphasé utilisé : 1) modules IGBTs, 2) cartes Drivers et 3) condensateur	176
A.6	Photo du contrôleur de puissance utilisé : 1) contrôleur de puissance, 2) fusible rapide et 3) fusible temporisé	177

Liste des tableaux

2.1	Caractéristiques du panneau IFRI260-60 sous les conditions de test standard	28
2.2	Paramètres de la plateforme expérimentale utilisée pour la validation de l'algorithme INCO	40
2.3	Étude comparative entre l'algorithme P&O, les algorithmes proposés dans [64]-[67], et l'algorithme INRE	54
3.1	Paramètres du système éolien utilisés dans la simulation	80
4.1	Paramètres de simulation du système de stockage	101
5.1	Paramètres de la plateforme expérimentale de test de la commande dq de l'onduleur monophasé	118
5.2	Fonctions de transferts du FPT de second ordre et de la TH	119
5.3	Paramètres du circuit électrique et du circuit de commande utilisés pour la validation de la commande PDPC-FV proposée	140

Introduction générale

Au cours de ces dernières décennies, la production d'électricité d'origine renouvelable a fait l'objet d'un regain d'intérêt considérable dans le monde en raison de la croissance des besoins énergétiques et l'épuisement des combustibles fossiles [1]-[3]. Les sources d'énergies renouvelables (EnRs) offrent l'avantage d'être inépuisables, non polluantes et mieux réparties sur la planète. De plus, elles s'adaptent à la production décentralisée permettant l'alimentation des régions isolées dépourvues d'accès au réseau électrique. Parmi les EnRs, l'énergie photovoltaïque (PV) et l'énergie éolienne sont les plus explorées par la communauté scientifique. Ces énergies demeurent un domaine d'investissement et de développement permanent pour le secteur industriel [3]-[6]. Cependant, leur caractère intermittent et aléatoire ne permet pas de garantir une continuité d'alimentation. Pour cette raison, l'exploitation des EnRs se fait généralement en combinant plusieurs sources d'énergie (PV, éolienne, diesel, etc.). Les systèmes résultants de ces combinaisons sont communément appelés systèmes hybrides à sources d'EnRs (SHSERs) [7].

Un SHSER est un système contenant plus d'une source d'énergie parmi lesquelles au moins une est de type renouvelable [8]. Les SHSERs peuvent fonctionner en mode isolé du réseau [6], [9] ou en mode connecté au réseau [10], [11]. Néanmoins, ces systèmes fonctionnent généralement en mode isolé du réseau. Ils sont exploités dans des régions qui n'ont pas accès au réseau électrique. Dans ce cas, l'intégration d'un dispositif de stockage revêt une importance particulière. Ce dispositif permet de stocker l'énergie excédentaire et de la restituer ultérieurement dans l'éventualité d'un déficit énergétique [12]. Cet élément contribue grandement à garantir la continuité d'alimentation en électricité.

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'optimisation de la commande d'un SHSER non connecté au réseau. Ce système hybride contient un bus commun à courant continu (CC) connecté à deux sources d'EnRs (des panneaux PVs et une turbine éolienne), à un système de conversion continu-alternatif (un onduleur monophasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI)) et à un système de stockage à base de batteries au plomb-acide. Le choix d'une topologie avec un bus continu est motivé par sa simplicité et ces bonnes performances en termes de rendement énergétique [8].

Les performances du système hybride étudié dans cette thèse dépendent essentiellement de la qualité des stratégies de commandes appliquées à ses différents sous-systèmes (PV, éolien, stockage et conversion continu-alternatif). Pour assurer une commande optimale, un ensemble d'exigences de fonctionnement relatives à chacun de ses sous-systèmes doit être satisfait [5], [13]. Dans le système PV, le générateur PV (GPV) possède une caractéristique courant-tension (I-V) non linéaire et sa courbe de puissance possède un seul point de puissance maximale (PPM). Ce PPM dépend de l'irradiance solaire, de la température de la cellule et de la charge appliquée. Par conséquent, un algorithme de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) doit être implémenté pour garantir une exploitation optimale du GPV. De plus, la puissance générée doit être de meilleure

qualité avec le minimum de fluctuations. Dans le système éolien, la courbe de puissance de la turbine éolienne possède un seul PPM pour chaque vitesse du vent. Afin d'atteindre constamment le PPM, une commande MPPT doit être mise en œuvre. Comme nous avons opté pour un SHSER avec un bus continu, la génératrice triphasée de l'éolienne est raccordée au bus continu via un redresseur triphasé à MLI. Ainsi, l'extraction du maximum de puissance doit être assurée via le contrôle de ce redresseur. Concernant le système de stockage, sa commande doit accomplir deux fonctions. D'une part, elle doit assurer un transfert bidirectionnel de l'énergie (charge et décharge des batteries). D'autre part, la tension du bus continu doit être maintenue constante quelles que soient les perturbations. Ces perturbations peuvent être dues aux variations de puissances à l'entrée et/ou à la sortie du système de stockage ou à la nature des charges connectées au système hybride. Pour la conversion continu-alternatif, la commande de l'onduleur monophasé doit répondre à un ensemble d'exigences. Dans le cas d'un SHSER isolé du réseau, la tension de sortie de l'onduleur doit être la plus sinusoïdale possible avec un faible taux de distorsion harmonique (THD) (*total harmonic distortion*). De plus, la commande de l'onduleur doit réagir instantanément et efficacement par rapport aux perturbations externes. Ces perturbations peuvent être induites par d'autres systèmes connectés au bus continu ou par les charges alimentées. Dans le cas d'un SHSER connecté au réseau, l'injection d'un courant sinusoïdal avec un faible THD reste une exigence imposée par le distributeur d'énergie. De plus, un fonctionnement correct dans le cas d'un réseau déséquilibré et/ou distordu reste également une autre exigence à satisfaire. Pour le système hybride global, l'intégration des différents sous-systèmes dans un même système hybride doit être réalisée. L'interaction entre les différents sous-systèmes doit être ainsi étudiée. Les performances du système global doivent être testées par rapport à des variations aux niveaux des entrées de chacun des sous-systèmes. Ces variations concernent principalement l'irradiance solaire, la vitesse du vent et les charges alimentées. Par ailleurs, le SHSER doit être en mesure de répondre efficacement aux besoins énergétiques de l'utilisateur. Une stratégie de gestion de l'énergie produite et consommée dans le SHSER doit être mise en œuvre. Cette stratégie doit également assurer le respect des plages de fonctionnement des différents éléments du système hybride.

Dans le but d'optimiser le fonctionnement du système hybride étudié, nous proposons dans cette thèse d'associer les réseaux de neurones artificiels (RNAs) à sa commande. Les RNAs se sont imposés dans un grand nombre de domaines tels que le traitement de signal, l'identification et plus particulièrement la commande des systèmes électriques. Ce regain d'intérêt revient principalement à leur capacité d'adaptation et à leur aptitude à fonctionner en ligne. L'intégration des RNAs dans la commande permet d'aller au-delà des limites des méthodes classiques et apporte des possibilités novatrices dans le contrôle des systèmes [14], [15]. Parmi la panoplie de techniques neuronales existantes, notre choix s'est porté sur le neurone linéaire adaptatif (ADALINE) (*adaptive linear neuron*) [16], [17]. En raison de sa simplicité de mise en œuvre, de sa rapidité de convergence et de son aptitude à fonctionner en ligne, l'ADALINE est le RNA qui se prête le mieux à nos applications. De plus, l'ADALINE présente des capacités de filtrage exceptionnelles, ce qui fait de lui l'outil qui répond le mieux aux exigences de commande du système hybride étudié.

Les travaux de cette thèse visent à optimiser l'ensemble des stratégies de commandes des différents sous-systèmes (PV/éolien/stockage/conversion continu-alternatif) constituant le SHSER étudié [18]-[25]. Cette thèse est structurée en six chapitres qui exposent

successivement les stratégies de commande mises en œuvre pour chaque sous-système. Les chapitres sont décrits ci-après.

Dans le **Chapitre 1**, nous présentons un bref état de l’art sur les SHSERs et une introduction à la technique neuronale ADALINE appliquée dans la commande du système hybride étudié. Tout d’abord, nous commençons par donner quelques généralités sur les sources d’EnRs et les configurations possibles des SHSERs. Ensuite, nous donnons l’architecture globale du SHSER étudié ainsi que ses exigences de fonctionnement. Enfin, nous nous intéressons aux techniques neuronales qui peuvent être appliquées à la commande du système hybride. Nous présentons en dernier les détails du réseau ADALINE qui est retenu dans cette thèse pour la commande.

Dans le **Chapitre 2**, nous traitons la commande du système PV où deux nouveaux algorithmes MPPTs à base de l’ADALINE sont développés [18], [20], [21], [24], [25]. Au début, nous présentons un algorithme basé sur la connaissance de l’incrément de la conductance du GPV, appelé algorithme INCO (*incremental conductance*). Les performances de cet algorithme sont validées expérimentalement suivant la norme européenne prEN 50530. Une comparaison avec la méthode perturbation et observation (P&O) (*perturb and observe*) est également mise en œuvre. Par la suite, nous proposons un deuxième algorithme basé sur la connaissance de la résistance instantanée du GPV, appelé algorithme INRE (*instantaneous resistance*). Cet algorithme est proposé spécialement pour le cas où le système PV est connecté à un bus continu. L’algorithme INRE est validé par simulation et par expérimentation suivant la norme prEN 50530 sous différents scénarios et conditions de fonctionnements. L’objectif de ce chapitre est de concevoir des algorithmes MPPTs capable d’extraire le maximum de puissance du GPV quels que soient la dynamique et le niveau d’irradiance solaire.

Le **Chapitre 3** est consacré à la modélisation et à la commande d’un système éolien de petite puissance en vue de son intégration dans le système hybride. Nous commençons par modéliser les différents éléments de la chaîne de conversion à savoir la turbine éolienne, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et le redresseur triphasé à MLI. Nous traitons ensuite la commande appliquée à ces éléments où nous concevons une commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation de la turbine. Cette commande calcule un couple électromagnétique de référence qui est appliqué à la MSAP via une commande vectorielle. Enfin, nous présentons et discutons les résultats obtenus de la simulation de l’ensemble du système éolien. Le but de ce chapitre est la conception d’une commande MPPT permettant d’extraire constamment le maximum de puissance à partir de la puissance cinétique du vent disponible sur la surface des pales de la turbine.

Le **Chapitre 4** est dédié à l’étude et la commande d’un système de stockage à base de batteries plomb-acide [19]. Initialement, nous présentons la structure adoptée pour la réalisation de ce système. Pour permettre le transfert bidirectionnel de l’énergie, nous utilisons un hacheur abaisseur-élevateur (Buck-Boost) réversible en courant. Ensuite, nous décrivons la commande développée pour ce système. Nous exploitons la technique de la régulation en cascade où la boucle de régulation interne contrôle le courant des batteries et la boucle de régulation externe contrôle la tension du bus continu. Enfin, nous testons ce système sous différents scénarios susceptibles de survenir dans un SHSER. L’objectif de ce chapitre est de concevoir un système capable de stocker et de restituer efficacement de l’énergie dans un SHSER. De plus, la commande de ce système doit assurer une régulation de la tension du bus continu à une valeur constante quel que soit l’échange de puissance.

Le **Chapitre 5** traite de la conversion continu-alternatif [22], [23] où deux nouvelles stratégies de commande sont développées. Au début, nous proposons une commande dans le repère de Park (dq), nommée commande dq , d'un onduleur monophasé à MLI isolé du réseau. Dans cette commande, nous développons un nouveau générateur de signal orthogonal (OSG) (*orthogonal signal generator*) basé sur un ADALINE, pour la génération des composantes orthogonales des courants et des tensions requises pour cette commande. Par la suite, nous proposons une commande directe de puissance prédictive (PDPC) (*predictive direct power control*) basée sur le flux virtuel (FV), nommée commande PDPC-FV. Cette commande est appliquée à un onduleur triphasé à MLI connecté à un réseau électrique déséquilibré et distordu. Dans le but d'améliorer les performances de la commande PDPC-FV, nous développons un nouvel estimateur de FV basé sur un filtre neuronal adaptatif (FNA). Ces deux nouvelles commandes sont validées par des simulations et des expérimentations. Dans le cas de l'onduleur monophasé, les exigences relatives à la qualité de sa tension de sortie et à la dynamique du système sont vérifiées même sous des charges non linéaires. Dans le cas de l'onduleur triphasé, un fonctionnement correct de l'onduleur même sous un réseau déséquilibré et/ou distordu est obtenu.

Finalement, dans le **Chapitre 6**, nous proposons la mise en œuvre et la simulation du système hybride global. Nous proposons au début d'associer l'ensemble des sous-systèmes (PV, éolien, batterie et conversion continu-alternatif) pour la réalisation d'un système hybride isolé du réseau. Ce système est destiné à répondre aux besoins énergétiques d'un habitat individuel en site isolé avec une puissance de consommation moyenne de quelques centaines de Watts. Ensuite, nous élaborons une stratégie de gestion de l'énergie produite et consommée. Plusieurs modes de fonctionnement et divers scénarios sont ainsi considérés. A la fin du chapitre, nous réalisons plusieurs tests de simulation pour montrer l'efficacité du système hybride et tester l'interaction entre les différents sous-systèmes. Les performances du système hybride sont testées sous différents modes de fonctionnement (normal et dégradé). L'objectif de ce chapitre est de montrer la faisabilité d'intégrer les différents sous-systèmes étudiés ainsi que les commandes proposées dans un même système hybride. Par ailleurs, la stratégie de gestion de l'énergie doit satisfaire les besoins énergétiques de l'utilisateur, garantir un rendement maximal du SHSER, permettre une gestion optimale des transferts d'énergie et le respect des plages de fonctionnement des différents éléments du système hybride.

Cette thèse s'achèvera par une conclusion générale résumant les principaux résultats obtenus ainsi que les perspectives ouvertes par ce travail.

Chapitre 1

Systemes hybrides et introduction à la technique neuronale ADALINE

Résumé : Ce chapitre décrit un bref état de l'art sur les SHSERs et une introduction à la technique neuronale ADALINE appliquée à la commande du système hybride étudié. Nous avons débuté notre étude par donner quelques généralités sur les sources d'EnRs. Ensuite, nous nous sommes intéressés aux SHSERs. Quelques notions de base nécessaires à la compréhension des systèmes hybrides sont présentées. L'architecture globale du SHSER étudié dans cette thèse est donnée. Les exigences de commande du SHSER pour un fonctionnement optimal sont par la suite formulées. Afin de répondre à ces exigences, nous avons proposé d'exploiter les RNAs en vue d'optimiser la commande du système hybride. Dans ce sens, nous avons exposé un bref aperçu sur les RNAs et les processus d'apprentissage qui leurs sont associés. Pour finir, une étude détaillée du réseau de neurones ADALINE, qui est exploité dans la commande du système hybride, est réalisée.

Sommaire

1.1	Introduction	7
1.2	Systemes hybrides de production d'EnRs	7
1.2.1	Sources d'EnRs	8
1.2.2	Systemes hybrides	9
1.2.3	Classification des systemes hybrides	10
1.2.4	Systeme hybride etudie	13
1.2.5	Exigences en termes de commande du systeme hybride etudie	14
1.3	Techniques neuronales pour la commande du systeme hybride	15
1.3.1	Concept des RNAs	15
1.3.2	Reseau ADALINE	17
1.4	Conclusion	20

1.1 Introduction

Au cours de ces dernières décennies, les sources d'EnRs ont suscité un regain d'intérêt en tant que solution durable pour répondre à la demande accrue en énergie, faire face à l'épuisement des énergies fossiles et réduire le réchauffement climatique [3], [26]. Toutefois, le caractère aléatoire des variations des EnRs constitue un obstacle non négligeable à leurs exploitations. Dans le but d'accroître leur fiabilité et promouvoir leur utilisation, ces sources d'énergies sont souvent associées entre elles ou avec d'autres sources conventionnelles en vue de constituer un système multi-sources, communément appelé SHSER. Un SHSER permet ainsi de maintenir une production énergétique continue et durable tout en exploitant les avantages de chaque source [7].

Un SHSER est un système exploitant plus d'une source d'énergie, parmi lesquelles une au moins est de type renouvelable. Les sources d'énergies d'origines solaire, éolienne et hydraulique sont généralement les plus exploitées pour la conception de ce type de système [27], [28]. En plus d'une source conventionnelle, un dispositif de stockage est souvent intégré afin de garantir une production énergétique continue [27], [29]. Aujourd'hui, plusieurs architectures et configurations de SHSERs sont développées [8], [26]. Bien que leur but est souvent le même, ces systèmes diffèrent du point de vue de sources d'énergies exploitées, de la configuration du bus commun [7], [26], et du régime de fonctionnement (isolé ou connecté au réseau électrique) [11], [30]-[32].

Ce chapitre présente un bref état de l'art sur les SHSERs et des détails sur la technique neuronale appliquée dans cette thèse à l'optimisation de la commande du SHSER. Au début, nous abordons quelques notions de base sur les sources d'EnRs et les configurations possibles des SHSERs. Un aperçu global du SHSER étudié et de son principe de fonctionnement sont ainsi présentés. Ce système est constitué de quatre sous-systèmes. Deux sources à base de l'énergie photovoltaïque (PV) et l'énergie éolienne sont utilisées. Afin de combler le caractère aléatoire de ces deux sources, un dispositif de stockage est associé comme une troisième source. Les échanges énergétiques au sein du SHSER sont assurés via un bus CC et un ensemble de convertisseurs de différentes topologies. Ces derniers permettent d'adapter les puissances générées en fonction des différentes charges connectées au système. Par la suite, nous nous intéressons aux techniques neuronales qui peuvent être appliquées dans la commande pour répondre aux exigences d'un fonctionnement optimal des différents sous-systèmes du SHSER étudié [13], [33]. Dans le but de garantir son rendement optimal, nous proposons d'appliquer les RNAs dans la commande du SHSER étudié [14], [15]. Parmi la panoplie de techniques neuronales existantes, nous choisissons d'utiliser l'ADALINE [16], [34], [35]. Le choix de ce type de RNA est motivé principalement par sa simple structure (mise en œuvre et réglage faciles), sa rapidité et son apprentissage en ligne. De plus, l'ADALINE présente d'excellentes capacités de filtrage, ce qui fait de ce réseau l'outil qui se prête le mieux à nos applications. Dans ce sens, nous terminons ce chapitre par présenter la structure détaillée de l'ADALINE ainsi que les deux des principaux algorithmes utilisés pour son apprentissage [34], [36], [37].

1.2 Systèmes hybrides de production d'EnRs

L'exploitation des sources d'EnRs a connu un essor particulièrement important ces dernières décennies [38]. Elles sont présentées comme une alternative intéressante aux énergies fossiles dont les ressources ne cessent de diminuer. Les sources à EnRs sont

considérées comme étant inépuisables à l'échelle humaine, vu qu'elles sont issues de flux énergétiques naturels et dont le renouvellement ne s'arrête jamais. De plus, l'exploitation des EnRs n'engendre pas (ou peu) d'émissions polluantes, ce qui permet de lutter contre l'effet de serre et le réchauffement climatique. Toutefois, l'exploitation des EnRs requière une association de différentes sources afin de combler leurs caractères intermittents et parfois aléatoires. Pour assurer la continuité de l'alimentation électrique, les EnRs doivent être exploitées dans le cadre de SHSERs. Dans ce qui suit, quelques généralités sur les EnRs seront données puis les SHSERs seront introduits avant de présenter l'architecture globale du SHSER étudié dans cette thèse.

1.2.1 Sources d'EnRs

Les EnRs désignent un ensemble de sources d'énergies dont le renouvellement naturel est assez rapide par rapport à l'échelle du temps humain. Ces énergies sont issues des éléments naturels tels que les rayons solaire, les chutes d'eaux, le vent, etc. Les EnRs sont également désignées par les termes « énergies propres » ou « énergies vertes ». Il existe principalement cinq types d'EnRs à savoir l'énergie solaire, l'énergie éolienne, l'énergie hydraulique, la biomasse et la géothermie. Cependant, les énergies solaire, éolienne et hydraulique restent les formes d'EnRs les plus exploitées. Rien qu'en 2018, ces trois formes d'EnRs représentaient 90.6% du total des EnRs produites dans le monde [38].

a) Énergie solaire

Le soleil est une source d'énergie quasiment inépuisable qui envoie à la surface de la terre un rayonnement dont l'énergie représente entre 7000 et 8000 fois la consommation annuelle d'énergie dans le monde [39]. Cette énergie est exploitée par la captation des rayons solaire. A l'aide de capteurs spécifiques, l'énergie solaire est transformée sous une forme électrique ou thermique. L'énergie solaire est principalement exploitée selon deux modes de fonctionnement [40] :

- **Solaire PV** : Des panneaux solaires PVs sont utilisés pour capter la lumière du soleil et la transformer en énergie électrique.
- **Solaire thermique** : Des capteurs solaires thermiques (chauffage, chauffe-eau solaire, panneaux solaires thermiques, etc.) sont employés pour recueillir l'énergie provenant du soleil et la transmettre à un fluide caloporteur (gaz ou liquide) sous forme de chaleur. D'une part, cette chaleur peut être utilisée pour produire de l'eau chaude sanitaire ou bien pour le chauffage. D'autre part, des systèmes à concentration (réflecteur parabolique, miroir cylindro-parabolique, tour solaire, etc.) transforment cette eau chaude en vapeur pour pouvoir actionner des turbines à vapeur génératrices de l'électricité.

b) Énergie éolienne

L'énergie éolienne est basée sur l'exploitation de l'énergie cinétique des masses d'air qui sont en perpétuel déplacement. Ce déplacement est causé par la différence de pression d'une zone à une autre autour de la terre [6]. L'énergie éolienne a été exploitée dès l'antiquité à travers les moulins à vent et la navigation. Actuellement, cette énergie est encore exploitée via des turbines éoliennes. Ces dernières sont couplées à des générateurs électriques qui transforment l'énergie mécanique en énergie électrique. Selon l'endroit où ces éoliennes sont installées, elles peuvent être réparties en deux groupes [6] :

- Les éoliennes peuvent être **installées en mer**, on parle alors d'éoliennes *offshores*. En mer, les éoliennes bénéficient d'un espace sans obstacle et le vent souffle plus fort

et plus régulièrement. Les éoliennes génèrent ainsi plus d'énergie, mais leur installation et leur entretien sont complexes et onéreux.

- Les éoliennes peuvent être *installées sur la terre ferme*, on parle alors d'éoliennes *onshores* ou terrestres. Leur installation est beaucoup moins coûteuse que les éoliennes *offshores*. Toutefois, les espaces qui leur sont réservés en terre ferme pourraient rapidement venir à manquer.

c) Énergie hydraulique

L'énergie hydraulique est une source d'EnR qui exploite le mouvement de l'eau sous toutes ses formes (cours d'eau, chutes d'eau, courants marins, etc.) pour produire de l'énergie. Tout comme l'éolienne, l'énergie hydraulique a été exploitée dès l'antiquité comme source d'énergie mécanique pour pomper l'eau ou pour moudre le grain. De nos jours, les centrales hydrauliques exploitent l'énergie cinétique liée au déplacement de l'eau pour produire de l'énergie électrique. Une centrale hydroélectrique est composée de trois parties principales [41] :

- **Un barrage** : Il s'agit d'une prise d'eau dont le rôle est de créer une retenue d'eau. Cette retenue sera utilisée, d'une part, pour stocker de l'eau et, d'une autre part, pour créer une chute d'eau.
- **Un canal de dérivation** : Il s'agit du chemin par lequel l'eau s'écoule par une forte précipitation. Plus la hauteur de chute (longueur du canal de dérivation) est grande, plus la pression et la puissance de l'installation sera importante.
- **Une usine** : Elle comprend un ensemble de turbines qui sont mise en mouvement par l'impact de l'eau sur leurs pales. Ces turbines sont par la suite utilisées pour entraîner des générateurs d'électricité en vue de créer de l'énergie électrique.

Désormais, les EnRs s'imposent de plus en plus dans le mix énergétique mondial. L'énergie solaire et l'énergie éolienne ont connu un essor particulièrement important ces dernières années. Leur capacité est passée de 233.19 TWh en 2008 à 1854.58 TWh en 2018 [13]. Toutefois, ces deux formes d'énergie ne constituent pas une solution universelle aux problèmes d'approvisionnement en électricité. La raison principale revient au caractère stochastique de ces deux sources primaires. Dans le cas de l'énergie solaire, le cycle jour-nuit et la présence de nuages pendant l'hiver fait que cette énergie est intermittente et relativement aléatoire. Dans le cas de l'énergie éolienne, la variabilité de la vitesse du vent cause des fluctuations dans les puissances générées.

Ce constat nous amène à conclure que la disponibilité de ces sources d'EnRs varie fortement et nous n'avons aucune possibilité de contrôle. Une source d'EnR ne pourra jamais assurer la continuité de l'alimentation si elle est exploitée seule. Mais si elle est associée à un système de stockage ou à d'autres sources d'énergies, qu'elles soient renouvelables ou non, la continuité de l'alimentation électrique peut être garantie. Dans ce sens, les systèmes hybrides sont présentés comme une solution pour remédier au caractère intermittent des sources d'EnRs.

1.2.2 Systèmes hybrides

Un SHSER comprend plus d'une source d'EnR. Ces sources sont habituellement associées à une source conventionnelle et/ou à un élément de stockage afin de maintenir une production d'énergie continue [31]. L'élément de stockage emmagasine l'énergie excédentaire et la réinjecte ultérieurement dans le cas d'un déficit énergétique [27]. Le plus

souvent, les SHSERs sont non connectés aux réseaux électriques. Ils sont généralement exploités dans des régions isolées qui n'ont pas accès aux réseaux électrique de distribution. Ces systèmes sont dimensionnés selon le besoin énergétique des différentes charges connectées, toute en favorisant l'énergie produite par les sources d'EnRs au détriment de celle fournie par les sources conventionnelles [42].

1.2.3 Classification des systèmes hybrides

Vu l'intérêt grandissant porté aux SHSERs, plusieurs architectures et configurations ont été proposées. Pour réaliser leur classification, plusieurs critères peuvent être considérés [8], [26]. Ci-après, nous présentons les trois classifications les plus répondues. Ces classifications sont établies selon le régime de fonctionnement, le type des sources exploitées et la configuration du bus commun dans le système. La figure 1.1 illustre une classification des systèmes hybrides.

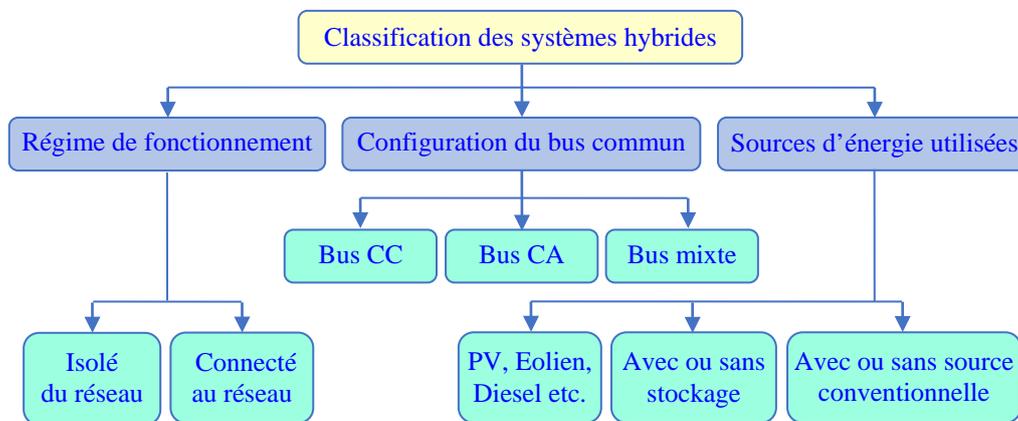


Figure 1.1 : Classification des systèmes hybrides

a) Selon le régime de fonctionnement

Sur la base du régime de fonctionnement, les SHSERs peuvent être classés en deux catégories. Ils peuvent être en mode de fonctionnement isolé du réseau (autonomes) [30],[31] ou en mode de fonctionnement connecté au réseau de distribution [10], [32] :

- **Systemes hybrides connectés au réseau** : Il s'agit des SHSERs fonctionnant en interaction avec le réseau électrique. Ces systèmes sont interfacés avec le réseau par des convertisseurs statiques (onduleurs et/ou redresseurs). La connexion au réseau permet une injection directe du surplus de l'énergie produite par le SHSER. Cependant, dans le cas de l'incapacité de ce dernier à répondre aux besoins énergétiques, le réseau électrique fournit de l'énergie aux différentes charges connectées.
- **Systemes hybrides isolés du réseau (autonomes)** : Il s'agit des SHSERs fonctionnant sans interaction avec le réseau électrique de distribution. Ils sont considérés autonomes du fait qu'ils génèrent de l'énergie sans avoir besoin de l'assistance du réseau électrique. Les SHSERs doivent souvent répondre aux besoins des consommateurs situés dans des endroits qui sont difficilement accessibles ou n'ont pas d'accès à un réseau électrique tels que les villages isolés, les refuges de montagne, les îles, etc.

b) Selon les sources d'énergie exploitées

Suivant la nature des sources d'énergie exploitées, trois critères peuvent être pris en compte dans le classement des systèmes hybrides [8]. Le premier est la présence ou non d'une source d'énergie conventionnelle, le second est la présence ou non d'un dispositif de stockage et le troisième est relatif au type de sources d'EnRs utilisées :

- **Présence ou non d'une source d'énergie conventionnelle** : Pour maintenir une production énergétique continue, malgré le caractère aléatoire des sources d'EnRs, une source d'énergie conventionnelle peut être associée. Cette source conventionnelle peut être une turbine à gaz, un générateur diesel ou même un central électrique dans le cas d'un réseau électrique important [6], [8]. Le rôle de cette source conventionnelle est de garantir la production énergétique (ou une partie) nécessaire au bon fonctionnement des différentes charges alimentées. Cependant, elle ne sera utilisée que lorsque les sources d'EnRs n'arrivent plus à satisfaire les besoins énergétiques des charges.
- **Présence ou non d'un dispositif de stockage** : L'utilisation d'un dispositif de stockage dans un SHSER permet de mettre à disposition l'énergie produite d'une façon différée dans le temps et même éventuellement dans l'espace. Autrement dit, la présence d'un dispositif de stockage permet d'introduire un degré de liberté énergétique. Ce dernier permet de découpler le fonctionnement énergétique des sources et des charges en fournissant le déficit ou en absorbant l'excédent de puissance. Le dispositif de stockage permet alors la mise en place d'une stratégie de gestion de l'énergie en vue d'optimiser le fonctionnement du système hybride [6]. La présence d'un dispositif de stockage dans un SHSER revient principalement au régime de fonctionnement du système (isolé ou connecté au réseau). En effet, les SHSERs isolés du réseau nécessitent l'utilisation d'un élément de stockage en vue d'assurer ce degré de liberté entre les sources d'EnRs et les charges alimentées. Toutefois, le stockage n'est pas nécessaire dans les systèmes hybrides connectés au réseau, où ce dernier compense tout déficit ou excédent d'énergie.
- **Type de sources d'EnRs exploitées** : Le choix du type d'EnR à exploiter dans un SHSER découle principalement du potentiel énergétique disponible sur le site de l'installation du système hybride. De plus, l'importance de l'application pour laquelle le système hybride est destiné est un paramètre important pour déterminer le nombre de sources d'EnRs à exploiter [8].

c) Selon la configuration du bus commun

Suivant la configuration du bus commun, plusieurs architectures sont possibles dans un SHSER. Les trois configurations les plus répandues sont [7]-[9], [26] :

- **Système hybride avec un bus CC** : Un système hybride avec un bus CC (bus continu) est un système dont les différentes parties (sources d'énergies, système de stockage et charges) sont connectées à un bus CC commun. Lorsque les sources d'énergies sont de nature continue (les panneaux PVs, par exemple), elles sont reliées au bus continu directement ou bien par l'intermédiaire d'un convertisseur CC/CC (hacheur). Lorsque les sources de production sont à courant alternatif (CA), telles que les éoliennes, les générateurs diesels, etc., des convertisseurs CA/CC (redresseurs) sont installés entre ces sources et le bus continu. Cette configuration est adaptée pour des utilisations fonctionnant à CC, comme la recharge des batteries par exemple. Néanmoins, le système peut alimenter des charges CA ou être relié au réseau de distribution via des convertisseurs CC/CA (onduleurs) [9], [26]. La figure 1.2 montre l'exemple d'un système hybride avec un bus CC commun. L'ensemble des sources et des charges (charges

CC ou charges CA) que comporte le système est relié à un bus CC. Des convertisseurs CC/CA et CA/CC unidirectionnels et bidirectionnels sont utilisés pour assurer les échanges d'énergies dans le système. Les convertisseurs bidirectionnels sont généralement utilisés pour connecter les éléments du système qui sont à la fois générateurs et récepteurs d'énergie (éléments de stockage, réseau de distribution, etc.).

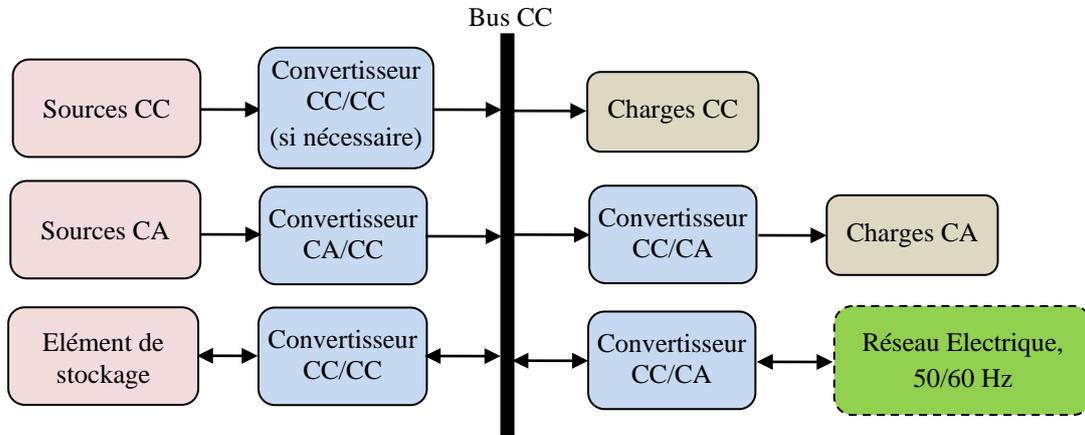


Figure 1.2 : Configuration d'un système hybride avec un bus CC

- Système hybride avec un bus CA** : Dans cette configuration, les sources sont reliées à un bus CA commun. En outre, chaque source est connectée au bus CA via le convertisseur qui lui est propre (convertisseur CA/CA ou convertisseur CC/CA). Une telle structure permet de réaliser des systèmes flexibles constitués d'un ensemble de composants modulaires. De plus, cette configuration permet de relier directement les sources de productions au réseau électrique ou à des charges CA. La figure 1.3 illustre la configuration d'un système hybride avec un bus CA commun. L'ensemble des sources et des charges (charges CC ou CA) sont reliées à un bus CA. Des convertisseurs CC/CA et CA/CC sont utilisés pour assurer les échanges énergétiques dans le système.

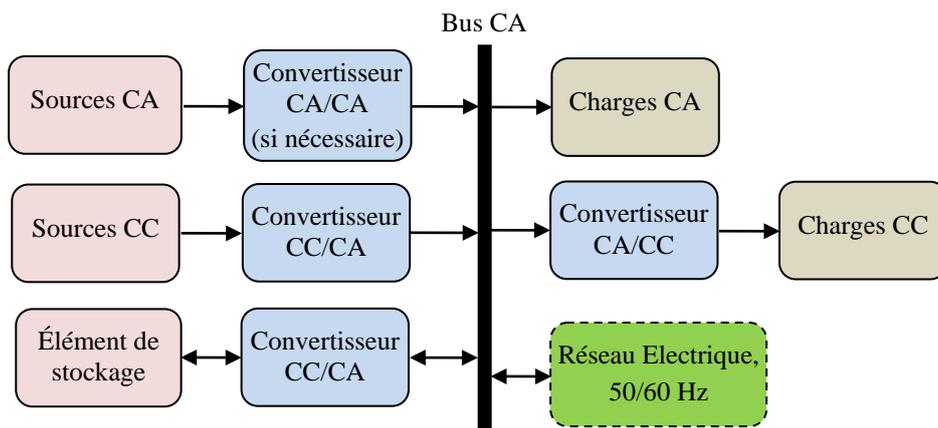


Figure 1.3 : Configuration d'un système hybride avec un bus CA

- Système hybride avec un bus mixte (bus CC et bus CA)** : Il s'agit d'une combinaison entre la structure ayant un bus CA et la structure ayant un bus CC où deux bus communs sont créés dans cette configuration. D'une part, les charges CA sont alimentées par des sources CA via un bus CA. D'autre part, les charges CC sont

alimentées par des sources CC via un bus CC. Ceci permet de limiter les pertes liées à la conversion de l'énergie d'une forme à une autre (de CC vers CA ou bien de CA vers CC) et ainsi augmenter le rendement énergétique du système hybride. Néanmoins, le contrôle et la gestion de l'énergie dans un tel système est assez complexe comparé aux deux configurations classiques précédentes (figures 1.2 et 1.3) [9], [26]. La figure 1.4 montre un exemple d'un système hybride ayant un bus mixte. Deux bus communs sont utilisés. Les sources CC ainsi que les charges CC sont connectées au bus CC, tandis que les sources CA et les charges CA sont connectées au bus CA. Par ailleurs, un convertisseur CC/CA bidirectionnel est utilisé pour assurer les échanges d'énergies entre les deux bus.

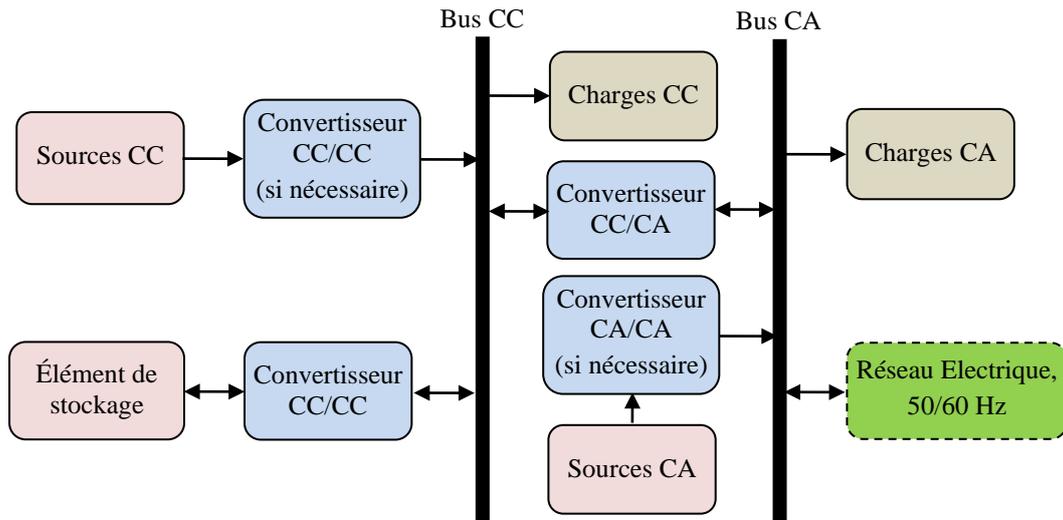


Figure 1.4 : Configuration d'un système hybride avec un bus mixte

1.2.4 Système hybride étudié

La figure 1.5 illustre le schéma bloc du SHSER étudié dans cette thèse. Deux sources d'EnRs à savoir l'énergie solaire et l'énergie éolienne sont considérées. Un système de stockage est raccordé au système de production comme troisième source afin de remédier au caractère aléatoire des deux autres sources. La configuration d'un système hybride avec un bus CC est adoptée. Le choix de cette configuration est motivé par sa simplicité, ces performances en termes de rendement énergétique et ses faibles coûts de maintenance. Ces coûts restent beaucoup moins élevés par rapport aux autres configurations [30].

Afin d'assurer l'échange d'énergie entre les différents éléments du système, des convertisseurs de puissance sont utilisés. Les panneaux PVs sont reliés au bus CC via un convertisseur CC/CC dont le rôle principal est d'extraire le maximum de puissance de l'énergie solaire disponible sur la surface des panneaux. L'éolienne, qui génère un CA, est connectée au bus CC à travers un convertisseur CA/CC. Un convertisseur CC/CC bidirectionnel est utilisé pour la recharge et la décharge des batteries de stockage d'une part, et pour la régulation de la tension du bus CC d'une autre part. L'alimentation des charges domestiques (charges CA) est garantie par un convertisseur CC/CA. Enfin, des charges CC peuvent être directement connectées au bus CC.

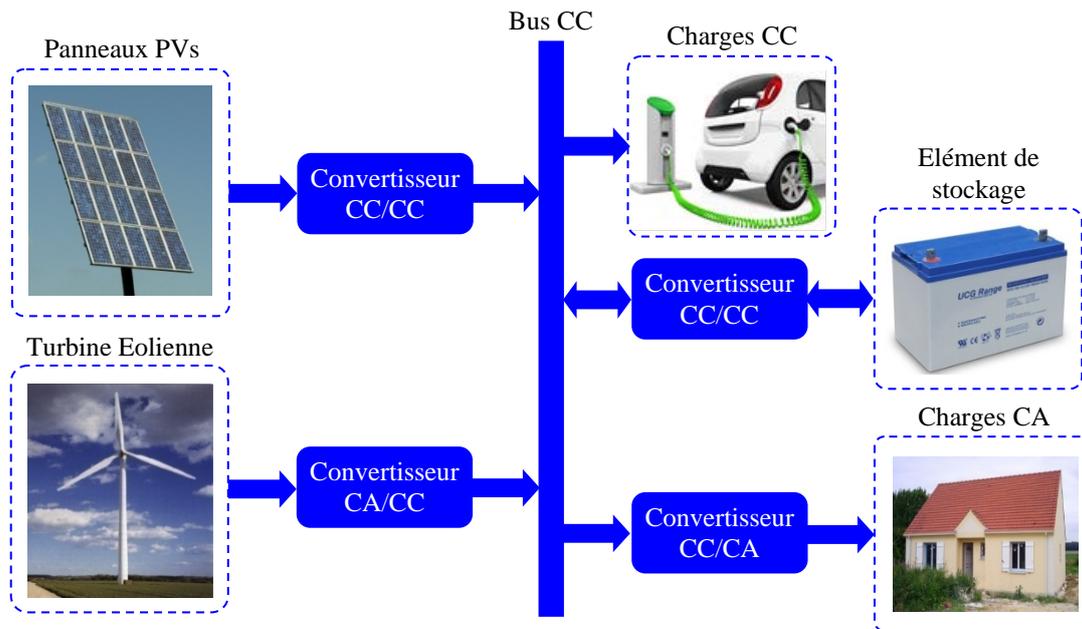


Figure 1.5 : Configuration du système hybride étudié

1.2.5 Exigences en termes de commande du système hybride étudié

Le contrôle du système hybride passe par une commande appropriée de ses différents sous-systèmes. La commande de ces derniers est faite via leurs convertisseurs d'une manière à satisfaire les exigences d'un fonctionnement optimal de chacun d'eux. Ci-après, les exigences en termes de commande de chacun des sous-systèmes sont résumées :

- **Système PV** : Une commande en puissance du système PV doit être réalisée par le biais de son convertisseur CC/CC (hacheur unidirectionnel), afin d'extraire le maximum de puissance des rayons solaires disponibles sur la surface des panneaux PVs. De plus, cette commande doit garantir la stabilité du système PV lors de variations rapides des niveaux d'éclairement. Les deux algorithmes de poursuite du point de puissance maximale (MPPTs) (*Maximum power point tracking*) développés pour ce système seront détaillés dans le **Chapitre 2**.
- **Système éolien** : La commande du système éolien consiste tout d'abord à réguler la vitesse de la turbine à une vitesse de référence permettant de le faire fonctionner sur le PPM. La boucle de vitesse fournira ainsi un couple électromagnétique de référence à appliquer à la commande en couple de la MSAP via une boucle de régulation interne. L'étude détaillée du système éolien sera abordée dans le **Chapitre 3**.
- **Système de stockage** : Dans le cas du SHSER étudié, le système de stockage accompli deux fonctions à travers la commande de son convertisseur CC/CC bidirectionnel (hacheur réversible en courant). La première est d'assurer la charge et la décharge des batteries de stockage par le contrôle de son courant délivré. La seconde consiste à réguler la tension du bus CC du système hybride à une valeur prédéfinie. Cette partie sera discutée dans le **Chapitre 4**.
- **Système de conversion continu-alternatif** : Un onduleur monophasé à MLI est utilisé pour assurer la conversion continu-alternatif. Dans notre système, le bus CC, dont

la tension est maintenue constante par le système de stockage, représente la source d'entrée de l'onduleur. Une tension de sortie sinusoïdale avec un faible THD et une réponse dynamique rapide sont les principaux critères à satisfaire en vue d'une commande robuste de ce système. Cette partie sera traitée dans le **Chapitre 5**.

La figure 1.6 résume les différentes stratégies développées et appliquées aux différents sous-systèmes constituant le SHSER schématisé par la figure 1.5.

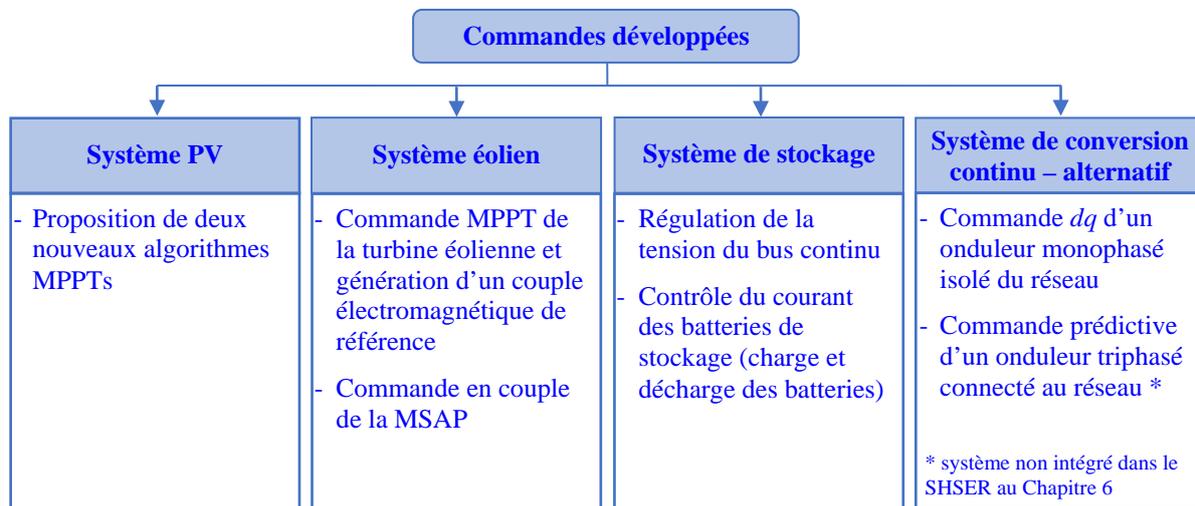


Figure 1.6 : Stratégies de commandes développées et appliquées au système hybride étudié

1.3 Techniques neuronales pour la commande du système hybride

Dans cette thèse, nous proposons d'intégrer les techniques neuronales dans la commande du système hybride montré par la figure 1.5. Les techniques neuronales sont essentiellement appliquées pour l'amélioration des performances du système PV et du système de conversion continu-alternatif. Ceci contribue grandement à l'amélioration des performances du SHSER considéré.

Dans ce qui suit, nous allons donner un bref aperçu sur la théorie des RNAs tout en insistant sur l'architecture des RNAs retenue pour la suite de nos travaux.

1.3.1 Concept des RNAs

Un RNA est un algorithme informatique matériel et/ou logiciel dont la conception est inspirée des réseaux de neurones biologiques du cerveau humain. La conception des RNAs se base sur l'association en un processus plus ou moins complexe d'un ensemble d'opérations mathématiques simples appelées neurones formels [16], [34], [35], [43]. Un neurone formel est représenté sur la figure 1.7. Sa sortie y est obtenue en deux étapes. La somme pondérée des poids w_i et des entrées x_i , auxquelles s'ajoute un biais b , est d'abord calculée. Par la suite, le résultat obtenu v passe par une fonction d'activation $f(\cdot)$ qui est généralement non linéaire. Finalement, l'expression de la sortie y du neurone formel peut être écrite comme suit :

$$y = f(v) = f\left(\sum_{i=1}^n x_i w_i + b\right) \quad (1.1)$$

avec $b = 1 \cdot w_b$.

Le fait d'utiliser des fonctions d'activation non linéaires donne aux RNAs la possibilité de modéliser des équations dont la sortie n'est pas une combinaison linéaire des entrées. Ceci confère aux RNAs de grandes capacités de modélisation et de généralisation qui sont très appréciées lors de la résolution de problèmes non linéaires [34], [43].

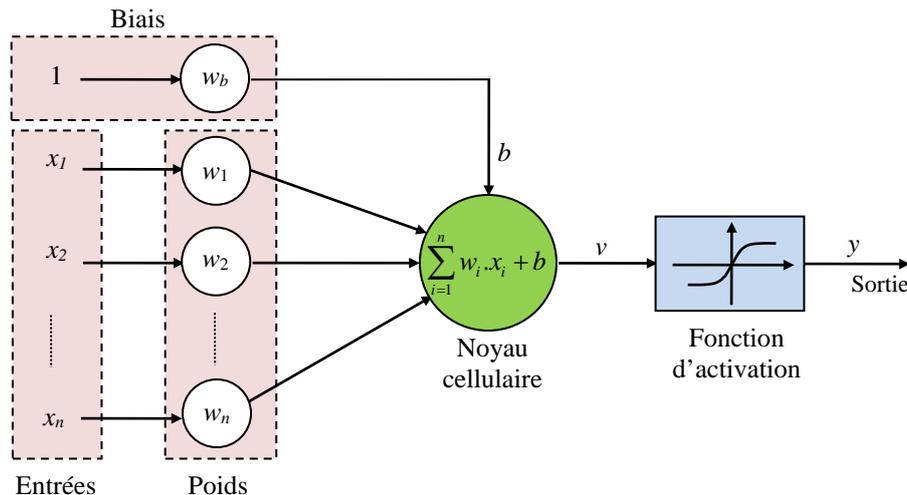


Figure 1.7 : Topologie d'un neurone formel

Vu l'intérêt grandissant porté aux RNAs, plusieurs structures ont été proposées. Leur classification peut se faire suivant deux critères. Le premier critère concerne l'architecture adoptée et le second concerne le type d'apprentissage choisi. Dans ce qui suit, une classification des RNAs en fonction de leur architecture et du type d'apprentissage sera établie.

1.3.1.1 Architecture des RNAs

Il existe principalement deux architectures de RNAs [35] :

- 1) **Réseaux de neurones à propagation avant (*feed-forward networks*)** : Appelés aussi réseaux non bouclés, ce sont des réseaux où les neurones sont organisés sous forme d'une ou de plusieurs couches successives. Cette architecture se caractérise par le fait que l'information se propage uniquement de la couche d'entrée vers la couche de sortie, à travers d'éventuelles couches intermédiaires, sans retour en arrière possible.
- 2) **Réseaux de neurones récurrents (*recurrent networks*)** : Appelés aussi réseaux bouclés, ces réseaux possèdent une structure similaire à celle des réseaux non bouclés. Cependant, dans ce cas, la connexion des neurones est possible entre les éléments de la même couche et également avec des couches précédentes. L'information est ainsi véhiculée à la fois en propagation avant et en rétro-propagation. Cette propriété rend ces RNAs plus puissants, vu que leur fonctionnement est séquentiel et adopte un comportement dynamique.

1.3.1.2 Apprentissage des RNAs

Une fois que l'architecture du RNA est adoptée, une méthode d'apprentissage, par lequel les poids du RNA seront mis à jour, doit être choisie. Le processus d'apprentissage offre la possibilité au RNA d'apprendre et puis améliorer ses performances pour accomplir au mieux les tâches de commande de systèmes dynamiques [34]. Il existe principalement trois méthodes d'apprentissage ; l'apprentissage supervisé, l'apprentissage non supervisé et l'apprentissage par renforcement [35], [44]. Leurs principes sont présentés ci-après :

- 1) **Apprentissage supervisé** : Il consiste à ajuster les poids du RNA de telle sorte à minimiser l'erreur entre la sortie fournie par le RNA et une sortie désirée produite par un superviseur excité par la même entrée.
- 2) **Apprentissage non supervisé** : Dans le cas d'un apprentissage non supervisé, l'adaptation des poids ne dépend que des critères internes au réseau. Le RNA analyse l'ensemble des données, et un critère de conformité lui indique dans quelle mesure il est proche du résultat souhaité. Les poids du RNA sont alors adaptés pour augmenter la précision de l'algorithme.
- 3) **Apprentissage par renforcement** : Dans ce cas, le RNA apprend progressivement de ses erreurs. Il est récompensé par l'environnement dans lequel il interagit lorsque le résultat est satisfaisant, tandis qu'il est sanctionné dans le cas contraire. De cette manière, le RNA cherche à maximiser la somme des récompenses au cours du temps.

Le choix d'une architecture ou d'une méthode d'apprentissage dépend non seulement de la nature de l'application, mais également des capacités de traitement du processeur dans lequel le RNA sera implémenté. Dans ce sens, nous avons choisi d'utiliser le RNA de type ADALINE dans cette thèse. En raison de sa structure simple, de sa rapidité et de sa capacité d'apprentissage en ligne, l'ADALINE est le RNA qui se prête le mieux à nos applications [16]. De plus, l'ADALINE présente de grandes capacités de filtrage qui font que cet outil répond parfaitement aux exigences de commande de notre système hybride étudié. Ci-après, nous présentons la structure générale d'un ADALINE et les lois d'apprentissage utilisées dans cette thèse.

1.3.2 Réseau ADALINE

1.3.2.1 Structure de l'ADALINE

La structure générale d'un réseau ADALINE est illustrée par la figure 1.8. Son principe de fonctionnement est basé sur un ajustement par itération de son vecteur poids $W(k)$, d'une manière à ce que, pour un vecteur d'entrée $X(k)$, sa sortie $y_{est}(k)$ soit aussi proche que possible de la sortie désirées $y_d(k)$. Ainsi, le but recherché est de minimiser l'erreur $e(k)$ entre $y_{est}(k)$ et $y_d(k)$.

Dans le cas d'une implémentation numérique, à chaque instant k , l'ADALINE fonctionne comme suit :

1. L'ADALINE reçoit un vecteur d'entrée $X(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_m(k)]^T$.
2. Les éléments du vecteur d'entrée sont ensuite pondérées par les éléments du vecteur poids $W(k) = [w_1(k), w_2(k), \dots, w_m(k)]^T$.
3. La somme des entrées pondérées donnée par le produit scalaire $y_{est}(k) = W^T(k)X(k)$ est ensuite comparé au signal désiré $y_d(k)$.

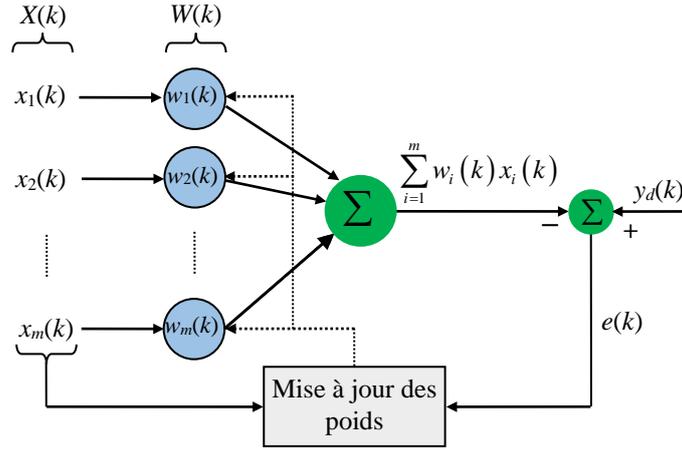


Figure 1.8 : Structure générale d'un ADALINE

4. L'erreur $e(k)$, qui est la différence entre $y_d(k)$ et $y_{est}(k)$, est alors utilisée pour mettre à jour le vecteur poids $W(k)$ selon une loi d'apprentissage prédéfinie.

La sortie de l'ADALINE $y_{est}(k)$ et l'erreur $e(k)$ au k^{eme} instant sont donnés, respectivement, par les équations (1.2) et (1.3) suivantes :

$$y_{est}(k) = \sum_{i=1}^m w_i(k) x_i(k). \quad (1.2)$$

$$e(k) = y_d(k) - y_{est}(k) = y_d(k) - \sum_{i=1}^m w_i(k) x_i(k). \quad (1.3)$$

1.3.2.2 Algorithmes d'apprentissage de l'ADALINE

L'intérêt majeur de l'ADALINE réside dans sa capacité d'effectuer un apprentissage en ligne, éliminant ainsi le besoin d'un apprentissage hors ligne répétitif. Durant le processus d'apprentissage, le vecteur poids $W(k)$ est mis à jour d'une manière itérative afin de corriger l'erreur $e(k)$. Dans ce cas, l'apprentissage par correction d'erreur consiste à minimiser une fonction de coût J , tel que [37] :

$$J(k) = \frac{1}{2} E [e^2(k)] \quad (1.4)$$

où E est l'espérance mathématique. Le facteur $1/2$ est utilisé pour simplifier l'écriture de la dérivation de J par rapport aux poids. Ainsi, la convergence de l'algorithme ne sera correcte que lorsque la fonction J , qui représente la surface de l'erreur du réseau, est minimale. Ceci est vérifié lorsque la dérivée de J par rapport au poids w_i , appelée le gradient de l'erreur surfacique, est nulle [37]. Cette dérivée est définie comme suit :

$$\nabla_{w_i} J(k) = \frac{\partial J(k)}{\partial w} = 0 \quad (1.5)$$

Afin de minimiser J , plusieurs techniques d'optimisation et algorithmes d'apprentissage ont été proposés. Parmi ces méthodes, l'algorithme de descente du gradient (*steepest descent*), l'algorithme de Newton, l'algorithme Gauss–Newton et l'algorithme des moindres carrés (*least mean square*) (LMS) peuvent être cités [17], [45].

Dans le cas de l'ADALINE, l'algorithme de descente du gradient et l'algorithme LMS sont les plus couramment utilisés [34], [36], [37]. Dans ce qui suit, nous présenterons quelques détails sur ces deux algorithmes.

a) Algorithme de descente du gradient

Cette méthode est basée sur l'hypothèse que les poids de l'ADALINE sont ajustés de façon itérative suivant l'erreur surfacique afin d'atteindre le point minimal de J . Ainsi, cet algorithme réalise un ajustement successif du vecteur poids dans la direction correspondante à la plus forte descente, qui est opposée à celle du vecteur du gradient J dont les éléments sont définis par $\nabla_{w_i} J(k)$, avec : $i = 1, 2, \dots, m$. Le principe de cette méthode est illustré par la figure 1.9. Suivant cette approche, l'adaptation apportée au poids $w_i(k)$, à l'itération k , est exprimée comme suit :

$$\Delta w_i(k) = -\mu \nabla_{w_i} J(k) \tag{1.6}$$

où μ est une constante positive appelée coefficient d'apprentissage. Finalement, la mise à jour des poids dans le cas de l'algorithme de descente du gradient se fait de la manière suivante :

$$w_i(k+1) = w_i(k) - \mu \nabla_{w_i} J(k) \tag{1.7}$$

La méthode de descente du gradient présente toutefois un inconvénient majeur, qui est la nécessité de disposer des fonctions de corrélation. Cela revient au fait que leur calcul nécessite la connaissance de la relation entre les entrées et les sorties du système [35], [37]. Afin de remédier à ce problème, une solution d'approximation, valable dans le cas d'un environnement inconnu, a été proposée. Il s'agit de l'algorithme LMS.

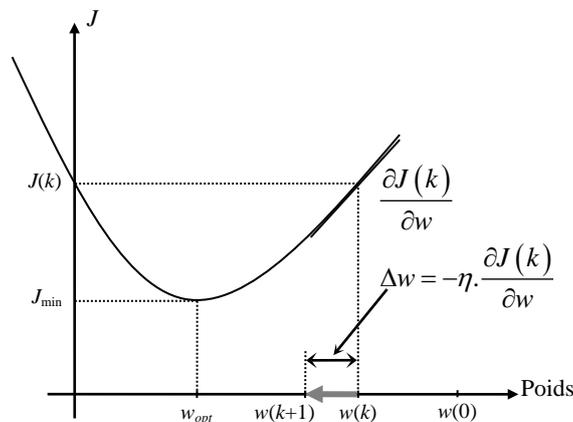


Figure 1.9 : Principe de la méthode de descente du gradient

b) Algorithme LMS

L'algorithme LMS est basé sur la minimisation de la valeur instantanée de la fonction de coût donnée par la relation suivante [45] :

$$\hat{J} = \frac{1}{2} e^2(k) \tag{1.8}$$

Dans le cas de l'algorithme LMS, un gradient instantané $\hat{\nabla}_{w_i}$, qui est une estimation du gradient réel ∇_{w_i} , est obtenu en calculant la dérivée de \hat{J} par rapport aux poids w_i , tel que :

$$\hat{\nabla}_{w_i} J(k) = e(k) \frac{\partial e(k)}{\partial w_i} \quad (1.9)$$

En exploitant (1.3), la dérivée de l'erreur par rapport aux poids est exprimée comme suit :

$$\frac{\partial e(k)}{\partial w_i} = -x_i(k) \quad (1.10)$$

Puis, en remplaçant (1.10) dans (1.9), le terme $\hat{\nabla}_{w_i} J(k)$ s'écrit sous la forme suivante :

$$\hat{\nabla}_{w_i} J(k) = -e(k)x_i(k) \quad (1.11)$$

Enfin, en remplaçant (1.11) dans l'algorithme de descente du gradient (1.7), l'algorithme LMS est déduit comme suit :

$$w_i(k+1) = w_i(k) + \mu e(k)x_i(k) \quad (1.12)$$

Sous une autre forme, en fonction du vecteur poids W , du vecteur d'entrée X et de l'erreur e , l'algorithme LMS peut-être formulé de la manière suivante :

$$W(k+1) = W(k) + \mu e(k)X(k) \quad (1.13)$$

Dans le cas des systèmes non linéaires, des variantes de cette algorithme sont utilisés afin d'améliorer la vitesse de convergence de l'ADALINE. Deux de ces variantes, utilisées dans cette thèse, sont données comme suit [35] :

$$W(k+1) = W(k) + \mu \text{sign}\{e(k)\} X(k). \quad (1.14)$$

$$W(k+1) = W(k) + \mu (e(k) + \text{sign}\{e(k)\}) X(k). \quad (1.15)$$

où l'opérateur $\text{sign}\{\cdot\}$ représente la fonction signe. Cette fonction renvoie à sa sortie $+1$ si le nombre est strictement positif, 0 si le nombre est nul, et -1 si le nombre est strictement négatif.

En résumé, l'algorithme LMS opère d'une manière itérative comme suit [34], [44] :

1. Choisir un paramètre d'apprentissage μ .
2. Initialiser le vecteur poids $W(k)$; $w_i(0)$ est généralement mis à zéro.
3. Appliquer le vecteur $X(k)$ à l'entrée du réseau.
4. Calculer l'erreur en utilisant (1.3).
5. Calculer le nouveau vecteur poids en utilisant (1.13) ou (1.14) ou (1.15).
6. Aller à l'étape 3 et refaire la même procédure : $k \rightarrow k + 1$.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, un bref état de l'art sur les SHSERS et la technique neuronale ADALINE appliquée à l'optimisation de la commande du système hybride ont été présentés. Au début, quelques explications de base nécessaires à la compréhension des systèmes hybrides de production d'EnRs ont été fournies. Pour commencer, une présentation des principales

sources d'EnRs utilisées pour la production de l'énergie électrique a été faite. Quelques notions sur les systèmes hybrides ainsi que leurs classifications ont été également données. Ensuite, la structure globale du SHSER étudié dans cette thèse a été présentée et discutée. La commande de ce système doit répondre à plusieurs exigences de fonctionnement dictées par chacune des sources d'EnRs et d'autres sous-systèmes le constituant. Dans ce sens, le RNA de type ADALINE a été choisi pour la commande et l'optimisation du SHSER étudié. Enfin, les notions de base nécessaires à la compréhension du réseau ADALINE ont été données. De plus, les deux principaux algorithmes d'apprentissage de l'ADALINE ont été mis en avant et expliqués en détail. Il s'agit de l'algorithme de descente du gradient et l'algorithme LMS.

Chapitre 2

Commandes neuronales adaptatives pour l'extraction du maximum de puissance dans les systèmes PVs

Résumé : Ce chapitre est dédié à l'optimisation du rendement énergétique d'un système PV où deux nouvelles méthodes MPPTs, basées sur l'ADALINE, sont proposées. Ces méthodes exploitent la courbe caractéristique courant-tension du panneau PV combiné avec celle du convertisseur Boost. La première méthode avec ses deux variantes, dénommée méthode INCO, utilise le concept de l'incrément de conductance. La seconde méthode, dénommée méthode INRE, utilise le concept de la résistance instantanée. Afin de vérifier la faisabilité et la robustesse de ces commandes MPPTs, des simulations et des expérimentations sont réalisées. Des comparaisons avec l'algorithme perturbation et observation sont effectuées dans les mêmes conditions. Les tests sont réalisés suivant la norme prEN 50530 qui est une norme européenne utilisée pour l'évaluation de l'efficacité des algorithmes MPPTs. L'algorithme INCO est testé dans le cas où la sortie du système PV est connectée à une charge résistive. L'algorithme INRE est testé dans le cas où le système PV est connecté à un bus continu constant. Les résultats obtenus ont montré que les méthodes proposées présentent des caractéristiques de suivi très intéressantes. En effet, l'algorithme INCO a permis d'obtenir un gain en puissance considérable et une réponse dynamique quasi-instantanée quel que soit le niveau et la dynamique de l'éclairement solaire. L'algorithme INRE a permis d'atteindre théoriquement un rendement de 100% et un fonctionnement à zéros oscillations.

Sommaire

2.1	Introduction	24
2.2	Description du système PV étudié	25
2.3	Modèle électrique d'une cellule PV	26
2.3.1	Détermination des paramètres du panneau PV exploité	27
2.3.2	Caractérisation du panneau PV	29
2.4	Extraction du maximum de puissance	29
2.4.1	Modèle du hacheur Boost	31
2.4.2	Principe de recherche du PPM	31
2.5	Algorithmes MPPTs à base de la technique ADALINE	33
2.5.1	Algorithme INCO	34
2.5.2	Algorithme INRE	48
2.6	Conclusion	56

2.1 Introduction

Un GPV présente des caractéristiques courant-tension (I-V) non linéaires. Dans des conditions homogènes d'éclairement et de la température de la cellule, ces caractéristiques admettent un seul point de fonctionnement optimal. Par ailleurs, la puissance électrique produite d'un GPV dépend de l'éclairement solaire, de la température de la cellule, et de la variation de la charge [46]. Ainsi, un algorithme de recherche du point de puissance maximale (PPM) doit être mis en œuvre pour garantir une exploitation optimale du GPV sous différentes conditions de fonctionnement [48]-[62].

Au cours de ces deux dernières décennies, plusieurs méthodes MPPTs ont été suggérées. Bien que ces méthodes aient les mêmes objectifs, elles diffèrent sur plusieurs aspects tels que la complexité, le nombre de capteurs requis, la vitesse de convergence et le rendement. Ces méthodes peuvent être réparties en deux catégories ; les méthodes MPPTs conventionnelles et les méthodes MPPTs avancées. Dans le cas des méthodes conventionnelles, la méthode perturbation et observation (P&O) (*perturb and observe*) [50], [51] et la méthode d'incrément de la conductance (*incremental conductance*) (IC) [52] sont les deux méthodes les plus populaires. Ces méthodes exploitent la courbe caractéristique puissance-tension (P-V) d'un panneau photovoltaïque (PV) [53]. Les méthodes MPPTs basées sur la tension de circuit ouvert [54] et le courant de court-circuit [55] peuvent être aussi citées. Sous des conditions de fonctionnement stables, les méthodes conventionnelles présentent certains avantages tels qu'une simplicité de mise en œuvre et des performances de suivi satisfaisantes. Cependant, sous des conditions de fonctionnement variables, ces méthodes présentent plusieurs inconvénients en termes de suivi du PPM. En outre, les méthodes conventionnelles perdent leurs capacités de fonctionnement autour du PPM, essentiellement lorsque la variation de l'irradiance solaire est supérieure à la valeur de l'échelon de perturbation appliqué [51]. Dans le but d'améliorer les méthodes conventionnelles, des méthodes MPPTs avancées ont été développées. Ces méthodes sont semblables aux méthodes conventionnelles, toutefois, elles sont basées sur des techniques d'intelligence artificielle. Les méthodes avancées sont principalement basées sur RNAs [56], [57], les algorithmes génétiques [58], [59], la logique floue [60], l'optimisation par essais particuliers (*particle swarm optimization*) et l'évolution différentielle (*differential evolution*) [61], [62]. Parmi toutes ces techniques, les RNAs sont les plus couramment utilisés car elles présentent plusieurs avantages qui augmentent l'efficacité et le rendement des systèmes PVs. Néanmoins, leur attractivité dépend de leur complexité.

Ce chapitre est dédié à l'optimisation du rendement énergétique d'un système PV. Dans le but d'assurer une meilleure poursuite du PPM, deux nouvelles méthodes MPPTs inspirées de la technique ADALINE sont proposées. Le choix de l'ADALINE revient à sa structure simple, sa rapidité de convergence et sa grande capacité de filtrage. Les méthodes MPPTs résultantes ont des structures très simples comparées à d'autres méthodes MPPTs à base de RNAs. En effet, ces méthodes ne nécessitent que l'ajustement d'un seul paramètre pour leurs réglages. En plus, comme l'ADALINE n'a qu'une seule couche, sa convergence est très rapide ce qui lui permet d'atteindre très rapidement le PPM. La grande capacité de filtrage de l'ADALINE constitue un autre avantage majeur des algorithmes MPPT proposés. Toutes ces caractéristiques permettent enfin d'avoir des grandeurs de sortie filtrées et donc moins oscillantes. Les méthodes proposées exploitent la courbe caractéristique I-V du panneau PV combiné avec l'équation du convertisseur. La première méthode avec ses deux variantes, désignées par algorithme INCO, est basée sur la connaissance de l'incrément de la conductance. La seconde méthode, désignée par

l'algorithme INRE, est basée sur la connaissance de la résistance instantanée [25].

Dans le but de vérifier la faisabilité et la robustesse des algorithmes MPPTs proposées, des simulations et des expérimentations sont réalisées. Une comparaison avec l'algorithme P&O est également effectuée sous les mêmes conditions. Les tests sont effectués suivant la norme prEN 50530 qui est une norme européenne utilisée pour l'évaluation de l'efficacité des algorithmes MPPTs [63]. Le choix de cette norme revient au fait que les séquences de tests sont très rigoureuses. Elles requièrent le suivi d'un ensemble de séquences de rampes ayant des pentes et des niveaux d'irradiance différents. Une expérimentation est initialement menée pour tester les performances de l'algorithme INCO. Ces tests sont réalisés dans le cas où le système PV est connecté à une charge résistive. Ensuite, les performances de l'algorithme INRE sont évaluées par des simulations et des expérimentations dans le cas où le système PV est connecté à un bus continu constant. Cette méthode est comparée à d'autres méthodes améliorées qui se distinguent par un fonctionnement avec zéros oscillations [64]-[67]. Les résultats obtenus par l'algorithme INCO montrent des caractéristiques de suivi du PPM très intéressantes. Cette méthode a permis d'avoir une puissance extraite plus importante et une réponse dynamique plus rapide quels que soient la dynamique et le niveau d'irradiance. Dans le cas de l'algorithme INRE, un rendement énergétique théorique de 100% est obtenu. De plus, cette méthode résout en partie les problèmes liés aux pertes et aux oscillations. En régime permanent, cette méthode présente zéros oscillations dans le courant et la tension de sortie du GPV, tandis qu'en régime transitoire les oscillations ont de très faibles amplitudes.

2.2 Description du système PV étudié

Dans le but d'extraire, à chaque instant, le maximum de puissance disponible aux bornes d'un GPV, un étage d'adaptation associé à une commande MPPT doit être utilisé. La figure 2.1 illustre le schéma de principe du système de conversion de l'énergie PV étudié dans ce chapitre.

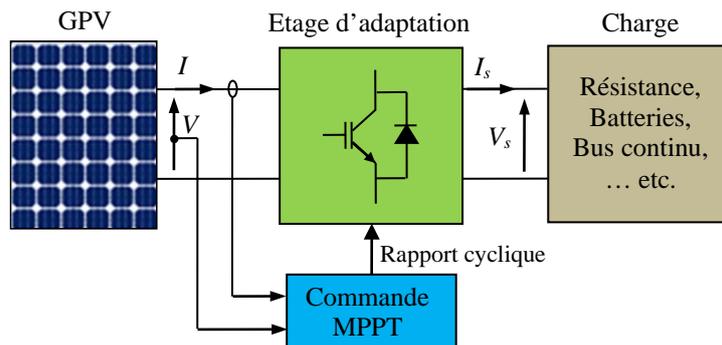


Figure 2.1 : Schéma bloc du système de conversion de l'énergie PV étudié

Pour le contrôle de l'étage d'adaptation, deux nouvelles méthodes MPPTs (INCO et INRE) sont proposées dans ce chapitre. Premièrement, la méthode INCO avec ses deux variantes est validée en connectant le système PV à une charge résistive (Section 2.5.1). Deuxièmement, la méthode INRE est testée en connectant le système PV à un bus continu constant (Section 2.5.2). Le choix de cette dernière configuration est motivé par le fait que la méthode INRE sera exploitée dans le **Chapitre 6**, où ce système PV sera intégré dans un SHSER avec un bus continu commun.

2.3 Modèle électrique d'une cellule PV

La littérature contient plusieurs modèles pour représenter une cellule PV [68]. Le modèle à une diode est le plus couramment adopté [46], [47], [68]. Ce modèle est largement utilisé grâce à sa simplicité et sa précision appropriées pour la plupart des applications telles que l'analyse de performances d'une installation PV, le dimensionnement d'un système PV, l'analyse de performances des algorithmes MPPTs et l'étude de stabilité du raccordement au réseau [68]. La figure 2.2 montre le schéma équivalent du modèle à une diode d'une cellule PV. Ce modèle représente la cellule PV comme un générateur de courant dont le comportement est équivalent à une source de courant montée en parallèle avec une diode. Deux résistances sont introduites dans ce schéma. La résistance en série R_s modélise la perte de tension et la résistance en parallèle R_p modélise le courant de fuite.

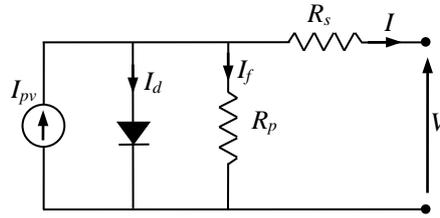


Figure 2.2 : Modèle à une diode d'une cellule PV

À partir de la figure 2.2, le modèle mathématique de la caractéristique courant-tension (I-V) d'une cellule PV est donné par la relation suivante :

$$I = I_{pv} - I_d - I_f = I_{pv} - I_o \left[\exp \left(\frac{q(V + R_s I)}{a k T} \right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (2.1)$$

où I_{pv} , I_d , I_f , I_o sont, respectivement, le courant photonique généré par la cellule PV, l'équation de la diode de *Shockley*, le courant de fuite traversant R_p et le courant de saturation inverse de la diode. q est la charge d'un électron (1.6×10^{-19} C). V est la tension de sortie de la cellule. a est la constante d'idéalité de la diode (elle varie de 1 à 2). k est la constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K). T est la température de la cellule.

Le courant photonique I_{pv} généré par une cellule PV est directement lié à l'éclairement G absorbé par la cellule, à la température T de la cellule et au courant photonique mesuré sous les conditions nominales ($T_n = 25$ °C et $G_n = 1000$ W/m²). Il est donné par l'équation suivante :

$$I_{pv} = (I_{pv-n} + K_i \Delta_T) \frac{G}{G_n} \quad (2.2)$$

où ($\Delta_T = T - T_n$). K_i est le coefficient de température en court-circuit de la cellule. I_{pv-n} est le courant photonique généré par la cellule sous les conditions de test standard (STC) (*standard test conditions*) des panneaux PV (niveau d'éclairement $G = 1000$ W/m², coefficient Air Masse : 1.5, température de la cellule $T = 25$ °C).

Aux conditions de test standard, le courant I_{pv-n} est pratiquement égal au courant de court-circuit I_{cc-n} , toutefois, il peut être estimé selon l'expression suivante [46] :

$$I_{pv-n} = \frac{R_p + R_s}{R_p} I_{cc-n} \quad (2.3)$$

Le courant de saturation de la diode varie en fonction de la température comme suit [46] :

$$I_o = \frac{I_{cc-n} + K_i \Delta T}{\exp\left(\frac{V_{co} + K_v \Delta T}{a V_t}\right) - 1} \quad (2.4)$$

où K_v est le coefficient de température en circuit ouvert. V_{co} est la tension de circuit ouvert. V_t est le potentiel thermodynamique ($V_t = kT/q$).

La température T de la cellule PV peut être estimée à partir de la température ambiante T_a et de l'ensoleillement G qu'elle reçoit en utilisant l'équation suivante [48] :

$$T = T_a + \frac{G}{800}(NOCT - 20) \quad (2.5)$$

où NOCT (*nominal operating cell temperature*) est la température de la cellule sous un éclairage de 800 W/m^2 et une température ambiante de $20 \text{ }^\circ\text{C}$.

2.3.1 Détermination des paramètres du panneau PV exploité

D'après (2.1), la modélisation d'un panneau PV nécessite la connaissance préalable des valeurs de R_s et R_p . En connaissant les valeurs de R_s , R_p , K_i , K_v et I_{cc-n} , les grandeurs I_{pv} et I_o peuvent être calculées en utilisant les équations (2.2)-(2.4). Il est à noter qu'en pratique ces paramètres ne sont pas fournis en totalité par le constructeur. Les valeurs de R_s et R_p en particulier ne sont pas fournies par les fiches techniques des panneaux PVs. Plusieurs approches ont été alors proposées pour déterminer les valeurs de R_s et R_p . Pour déterminer avec exactitude ces paramètres, des formules mathématiques sont habituellement utilisées [47]. Toutefois, ces formules reposent sur des données expérimentales. Comme solution, des auteurs ont proposé de faire varier R_s d'une manière itérative jusqu'à ce que la courbe I-V du panneau PV corresponde visuellement à celle fournie par le constructeur et ensuite refaire la même procédure pour R_p [46]. Cependant, il s'agit d'une méthode d'ajustement médiocre et imprécise, car les valeurs de R_s et R_p ne doivent jamais être ajustés séparément si l'on souhaite parvenir à un bon modèle.

Dans cette thèse, nous avons choisis d'exploiter la méthode décrite dans [46]. Cette méthode utilise un algorithme itératif basé sur la minimisation de la différence (l'erreur) entre la puissance maximale du panneau, donnée par le constructeur P_{max} , et la puissance maximale estimée P_{max-e} à partir des valeurs de R_s et R_p identifiées, tel que :

$$P_{max} = V_{ppm} \left\{ I_{pv} - I_o \left[\exp\left(\frac{q(V_{ppm} + R_s I_{ppm})}{a k T N_s}\right) - 1 \right] - \frac{V_{ppm} + R_s I_{ppm}}{R_p} \right\} \quad (2.6)$$

où V_{ppm} , I_{ppm} et P_{max} sont, respectivement, la tension, le courant et la puissance du panneau PV correspondants au PPM.

L'organigramme de cet algorithme est illustré par la figure 2.3. Son principe consiste à augmenter de manière itérative la valeur de R_s tout en comparant à chaque itération les valeurs des deux puissances P_{max-e} et P_{max} . Un seuil $\epsilon_{P_{max}}$ (avec $\epsilon_{P_{max}} = P_{max} - P_{max-e}$) est défini comme un critère d'arrêt de l'algorithme. Pour commencer, l'algorithme itératif a besoin de valeurs initiales de R_s et R_p . Alors, nous pouvons considérer $R_{s-ini} = 0$ et puis estimer R_{p-ini} à l'aide de l'équation suivante [46] :

$$R_{p-ini} = R_{p-min} = \frac{V_{ppm}}{I_{cc-n} - I_{ppm}} - \frac{V_{co-n} - V_{ppm}}{I_{ppm}} \quad (2.7)$$

Par la suite, pour chaque itération, R_p sera calculé par l'utilisation de l'expression suivante, tirée de l'équation de la puissance maximale d'un GPV (2.6) :

$$R_p = \frac{V_{ppm} (V_{ppm} + R_s I_{ppm})}{\left\{ V_{ppm} I_{pv} - V_{ppm} I_o \exp\left(\frac{q(V_{ppm} + R_s I_{ppm})}{a k T N_s}\right) + V_{ppm} I_o - P_{max-e} \right\}} \quad (2.8)$$

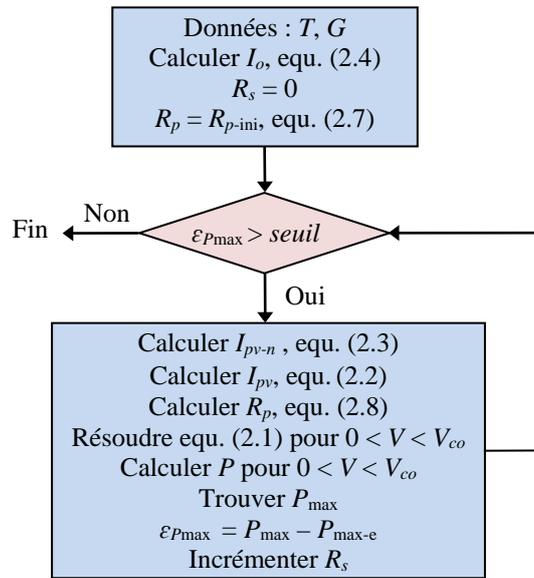


Figure 2.3 : Algorithme d'identification des paramètres R_s et R_p d'un panneau PV

Cet algorithme est appliqué pour estimer les valeurs de R_p et R_s du panneau PV (IFRI260-60 du fabricant *Ifrisol*) utilisé. Les caractéristiques électriques de ce panneau sont données dans le tableau 2.1 [69]. Les valeurs obtenues de R_s et R_p sont :

$$\begin{cases} R_s = 0.131 \Omega \\ R_p = 199.59 \Omega \end{cases} \quad (2.9)$$

Tableau 2.1 : Caractéristiques du panneau IFRI260-60 sous les conditions de test standard

Courant au PPM, I_{ppm} (A)	8.1
Tension au PPM, V_{ppm} (V)	32.05
Puissance nominale, P_{max} (W)	260
Courant de court-circuit, I_{cc} (A)	8.65
Tension de circuit ouvert, V_{co} (V)	38.1
Coefficient de température en circuit ouvert, K_v (V/K)	- 0.33
Coefficient de température en court-circuit, K_i (A/K)	0.0058
Nombre de cellules en série, N_s	60

2.3.2 Caractérisation du panneau PV

Sur la base du modèle mathématique d'une cellule PV établi dans cette section, les caractéristiques I-V et P-V du panneau IFRI260-60 sont déterminées en utilisant le logiciel MATLAB-Simulink. Les figures 2.4(a) et (b) montrent, respectivement, les caractéristiques I-V et P-V du panneau PV simulé sous une température de 25 °C et un niveau d'éclairement variable de 200 W/m² à 1000 W/m² avec un pas de 200 W/m². À partir de ces résultats, nous remarquons que la tension du circuit ouvert V_{co} varie très peu par rapport aux variations de G . Par contre, le courant de court-circuit I_{cc} varie beaucoup par la variation de G . Par ailleurs, l'augmentation de G engendre une augmentation de la puissance générée.

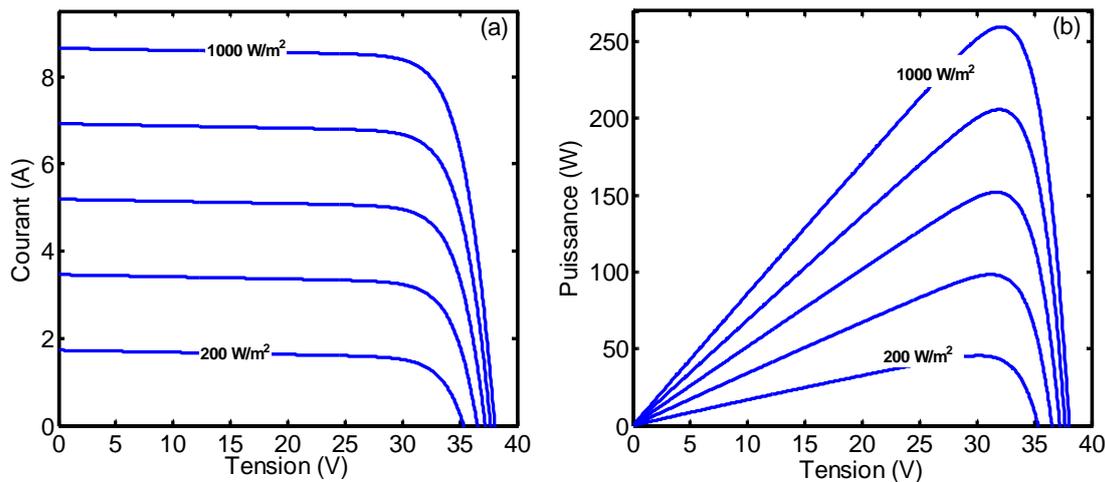


Figure 2.4 : Caractéristiques du panneau PV *IFRI260-60* pour différents niveaux d'éclairement ($T = 25$ °C) : (a) caractéristiques I-V et (b) caractéristiques P-V

Les figure 2.5(a) et (b) illustrent, respectivement, les caractéristiques I-V et P-V du panneau PV simulé sous un éclairement de $G = 1000$ W/m² et une température allant de 0 °C à 75 °C avec un pas de 25 °C. À partir de ces courbes, nous constatons que l'influence de la température est négligeable sur la valeur de I_{cc} . Néanmoins, la tension V_{co} diminue fortement en augmentant la température. L'augmentation de la température engendre une diminution de la puissance générée.

2.4 Extraction du maximum de puissance

Suivant les figures 2.4 et 2.5, il est claire que, pour un éclairement et une température donnés, un panneau PV présente des caractéristiques non linéaires qui n'admettent qu'un seul PPM. Comme illustré par la figure 2.6, lors du couplage direct d'un GPV à une charge, le point de fonctionnement ne correspond pas toujours au PPM. En effet, nous pouvons constater que les points de fonctionnement A (pour une charge résistive), B (pour une charge de type source de tension) et C (pour une charge de type source de courant) ne correspondent pas au PPM et les puissances respectives consommées P_A, P_B, P_C restent inférieures à la puissance maximale disponible P_{max} . Toutefois, le fonctionnement optimal s'obtient en déplaçant le point de fonctionnement vers la tension optimale V_{ppm} et le courant optimal I_{ppm} . Ceci montre que le GPV connecté directement à une charge ne garantit pas un fonctionnement systématique sur le PPM.

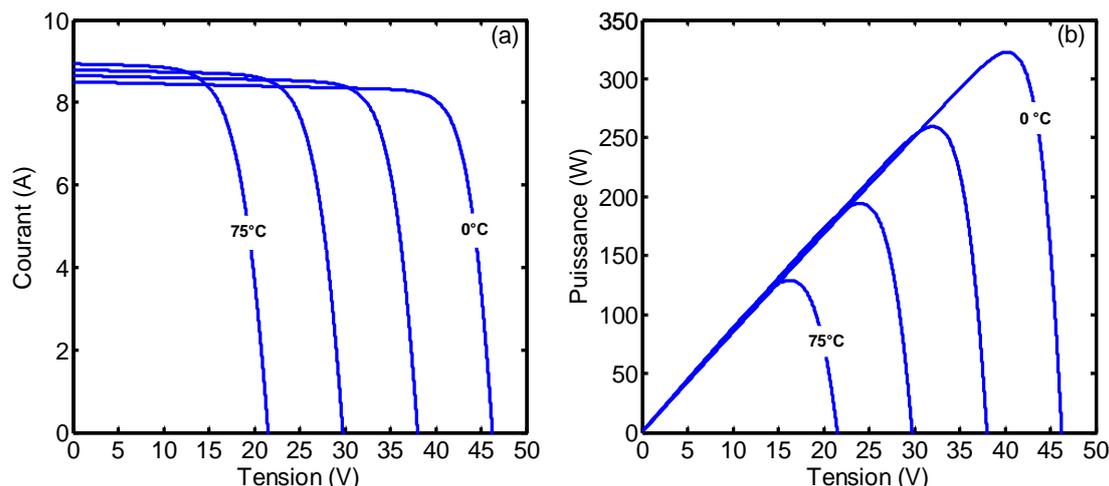


Figure 2.5 : Caractéristiques du panneau PV *IFRI260-60* pour différentes températures ($G = 1000$ W/m^2) : (a) caractéristiques I-V et (b) caractéristiques P-V

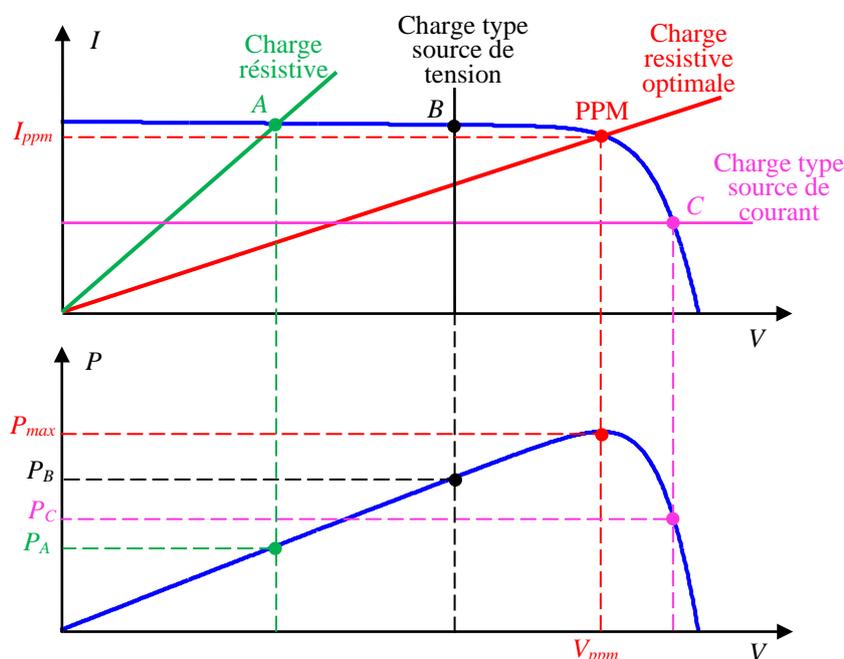


Figure 2.6 : Points de fonctionnement d'un GPV connecté directement avec différentes charges (charges résistives, charge de type source de tension, et une charge de type source de courant)

Afin d'extraire, à chaque instant, le maximum de puissance disponible dans le GPV et de la transférer à la charge (faire fonctionner le système PV sur le PPM), un étage d'adaptation associé à une commande MPPT doit être utilisé. Le choix du convertisseur de cet étage revient principalement à la nature de la charge utilisée. A titre d'exemple, il peut être un convertisseur CC/CC (hacheur) si la charge est à CC ou bien un convertisseur CC/CA (onduleur) si la charge est à CA. Le suivi du PPM est effectué au moyen d'une commande appelée MPPT qui agit sur le rapport cyclique du convertisseur utilisé pour atteindre le PPM du GPV [75].

Dans cette thèse, le système PV est destiné à être connecté à un bus continu d'un SHSER par l'intermédiaire d'un hacheur (voir **Chapitre 6**). Différentes topologies de hacheurs sont alors possibles, toutefois le hacheur élévateur (Boost) reste le plus utilisé.

Dans les sections suivantes, le modèle du hacheur Boost ainsi qu'un état des lieux des techniques MPPTs existantes seront donnés avant d'introduire notre contribution dans l'optimisation du rendement énergétique d'un système PV (Section 2.5).

2.4.1 Modèle du hacheur Boost

Un hacheur Boost, ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus grande valeur. Comme déjà discuté précédemment, ce convertisseur permet de régler la tension aux bornes du GPV afin d'extraire le maximum de puissance disponible. Le circuit de puissance d'un hacheur Boost est montré par la figure 2.7. Il est essentiellement composé d'une inductance L à son entrée, d'un interrupteur commandé à l'ouverture et à la fermeture, d'une diode et d'un condensateur C à sa sortie. La commande de l'interrupteur se fait par un signal à MLI de fréquence f_{sw} fixe et de rapport cyclique α variable.

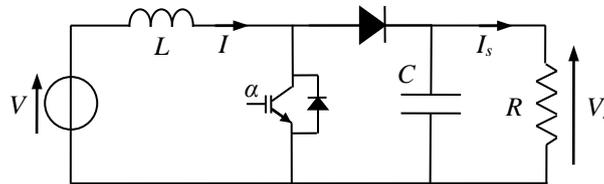


Figure 2.7 : Circuit de puissance d'un hacheur Boost

Dans le cas où la période de découpage de la MLI est très faible comparée aux constantes de temps du système, le modèle moyen du hacheur Boost peut être obtenue. Ainsi, les équations dynamiques du courant I à travers L et de la tension V_s aux bornes de C sont données comme suit :

$$\frac{dI}{dt} = \frac{V}{L} - \frac{V_s}{L}(1 - \alpha) \quad (2.10)$$

$$\frac{dV_s}{dt} = \frac{I}{C}(1 - \alpha) - \frac{V_s}{RC} \quad (2.11)$$

2.4.2 Principe de recherche du PPM

Comme expliqué précédemment, l'introduction d'un étage d'adaptation permet de fixer le point de fonctionnement du système PV au PPM, indépendamment de celui de la charge. L'ensemble (le GPV avec son étage d'adaptation) peut fonctionner d'une façon idéale si diverses boucles de contrôles en entrée et en sortie de l'étage d'adaptation sont prévues. En entrée, ces boucles de contrôle garantissent l'extraction du maximum de puissance disponible aux bornes du GPV. Les boucles spécifiques de contrôle en sortie garantissent un fonctionnement optimal pour chaque application auquel le système PV est destiné [70]. Habituellement, les boucles de contrôle en entrée consistent à associer à l'étage d'adaptation une commande MPPT qui réalise en permanence une recherche du PPM. Le principe de cette commande est d'effectuer une recherche du PPM tout en assurant un parfait échange de puissance entre le GPV et sa charge. Les commandes MPPTs sont basées sur l'ajustement du rapport cyclique du convertisseur statique utilisé de manière à transférer le maximum de puissance même durant les instabilités météorologiques ou variations brusques de charges.

Deux configurations peuvent se présenter selon les grandeurs utilisées par la commande MPPT. Dans une première, la commande MPPT exploite la tension V et le courant I de sortie du GPV (grandeurs d'entrée de l'étage d'adaptation) [51], [52], et dans une seconde, la commande MPPT utilise la tension V_s et le courant I_s de sortie de l'étage d'adaptation [58], [71]. Cette dernière est généralement conçue pour le système PV où l'exploitation de l'énergie produite n'est pas directe. Autrement dit, lors que la sortie du système PV constitue une entrée pour d'autres systèmes tels qu'un système de stockage, un système de conversion d'énergie, etc. Cependant, d'autres configurations peuvent être utilisées comme l'exploitation des mesures météorologiques (température et/ou éclaircissement) comme grandeurs d'entrée supplémentaires pour la commande MPPT [72], [73].

Plusieurs travaux scientifiques ont proposé des comparaisons entre les différentes méthodes MPPTs existants dans la littérature [49], [74], [75]. A titre d'exemple, les auteurs dans [76] ont présenté et comparé plus de trente techniques MPPTs. Dans [56], une comparaison de plusieurs méthodes MPPTs selon le nombre de paramètres utilisés dans la commande, le type d'implémentation, le coût et la complexité d'implémentation a été réalisée. En raison de sa simplicité de mise en œuvre, la méthode P&O reste l'algorithme le plus largement utilisé dans l'industrie [65]. Par conséquent, l'algorithme P&O nous servira comme un algorithme de comparaison pour les méthodes MPPTs développées dans ce chapitre. Pour une meilleure compréhension, nous allons présenter brièvement son principe de fonctionnement dans la sous-section suivante avant d'introduire notre contribution.

2.4.2.1 Principe de l'algorithme P&O

Le principe de cette méthode consiste à perturber, avec une faible amplitude, la tension de sortie du GPV et d'observer ensuite le comportement de la variation de la puissance à sa sortie [51]. Suivant cette variation, l'algorithme décide d'incrémenter ou de décrémente la tension de sortie du GPV durant la prochaine itération. Le principe de l'algorithme P&O est illustré par la figure 2.8. À partir de cette figure, nous pouvons déduire que si une incrémentation positive de V ($\Delta V > 0$) engendre une augmentation de P ($\Delta P > 0$) alors le point de fonctionnement n'a pas encore atteint le PPM. Dans le cas contraire ($\Delta V > 0$ et $\Delta P < 0$), ceci signifie que le point de fonctionnement a dépassé le PPM. Un raisonnement similaire peut être mené lors que la tension décroît ($\Delta V < 0$).

En résumé, lorsque ΔP est positif suite à une perturbation sur V , alors la direction de perturbation doit être maintenue. Dans le cas contraire, la perturbation est inversée afin de reprendre la convergence vers le PPM. La figure 2.9 montre l'organigramme de l'algorithme P&O contrôlant un système PV ayant un hacheur Boost comme un étage d'adaptation.

De par sa simplicité d'implémentation, l'algorithme P&O est aujourd'hui largement utilisé. Cependant, il présente quelques problèmes liés à son manque de précision. D'un côté, face à une variation rapide de l'irradiance solaire, l'algorithme P&O ne suit pas correctement le PPM. D'un autre côté, l'inconvénient majeur de cet algorithme est son comportement oscillatoire autour du PPM engendré même en régime permanent. Au fait, ceci revient à la procédure de recherche permanente du PPM obligeant ainsi le système à osciller constamment autour du PPM même si ce dernier est atteint. Ces oscillations peuvent être réduites en diminuant la valeur du pas d'incrémentation $\Delta\alpha$. Mais, une faible valeur de $\Delta\alpha$ ralentit la recherche du PPM. Par conséquent, le choix de ce pas est un compromis entre précision et rapidité ce qui rend le réglage de cet algorithme difficile.

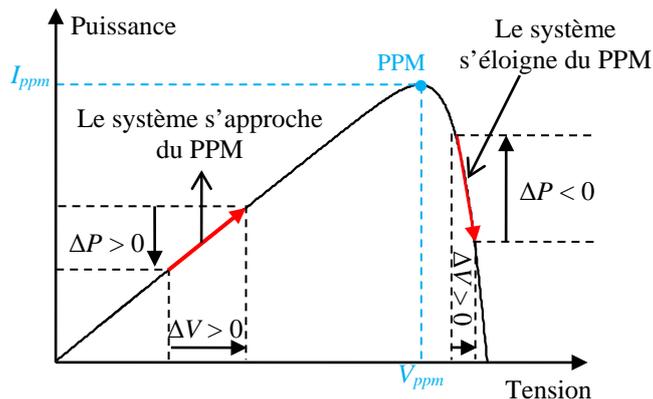


Figure 2.8 : Illustration du principe de l’algorithme P&O

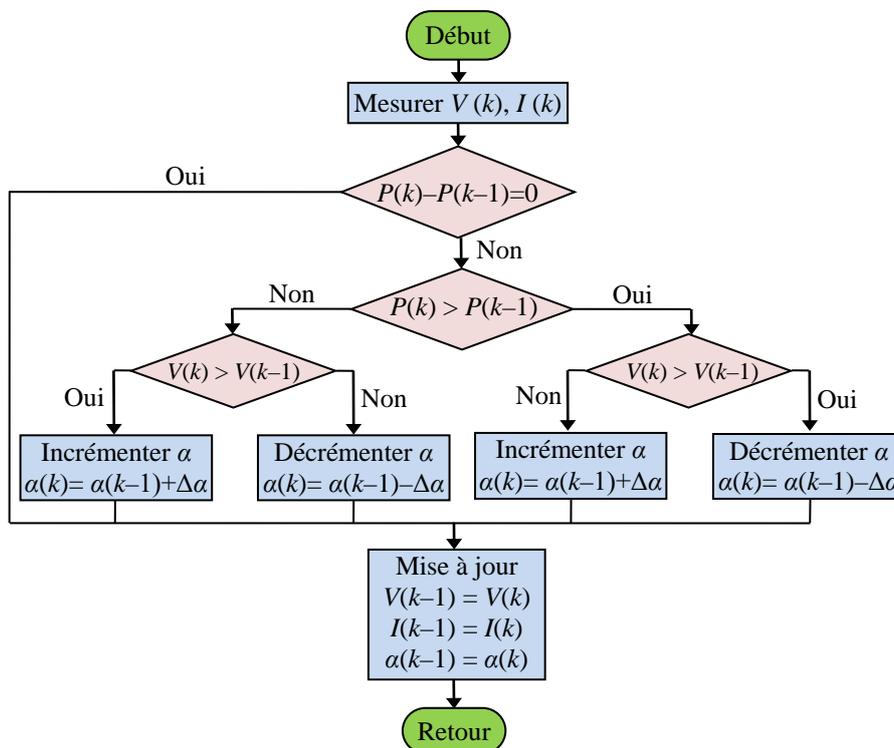


Figure 2.9 : Organigramme de l’algorithme P&O

2.5 Algorithmes MPPTs à base de la technique ADALINE

Dans cette section, nous proposons deux nouveaux algorithmes MPPTs basés sur la technique ADALINE. Ces algorithmes exploitent la caractéristique I-V du panneau PV combiné avec celle du convertisseur Boost. Le premier est l’algorithme INCO. Exposé en deux variantes, cet algorithme est basé sur la connaissance de la valeur de la conductance et de l’incrément de la conductance. Le second est l’algorithme INRE. Il est basé sur la connaissance de la résistance instantanée du panneau PV. Ces algorithmes sont en mode de contrôle direct, c’est-à-dire, le rapport cyclique qui sert de signal de commande du hacheur Boost est généré directement à partir de ces algorithmes. Il en résulte ainsi une configuration simplifiée en raison de l’absence de régulateurs. Les détails de conception

de ces algorithmes seront donnés dans les deux sous-sections suivantes.

2.5.1 Algorithme INCO

Cette sous-section est consacrée à l'algorithme INCO suggéré. Au début, nous donnerons le développement théorique et la méthodologie de conception de deux variantes de cet algorithme. Ensuite, nous présenterons le banc d'essai expérimental ainsi que les conditions de tests utilisés pour la validation de cet algorithme. A la fin, les résultats expérimentaux obtenus seront illustrés et discutés.

Comme montré sur la figure 2.10, l'analyse des performances de l'algorithme INCO se fera dans le cas où une charge résistive R est connectée à la sortie du système PV. Ce type de configuration (système PV connecté à une charge) est généralement utilisé dans le cas d'une exploitation directe de l'énergie générée.

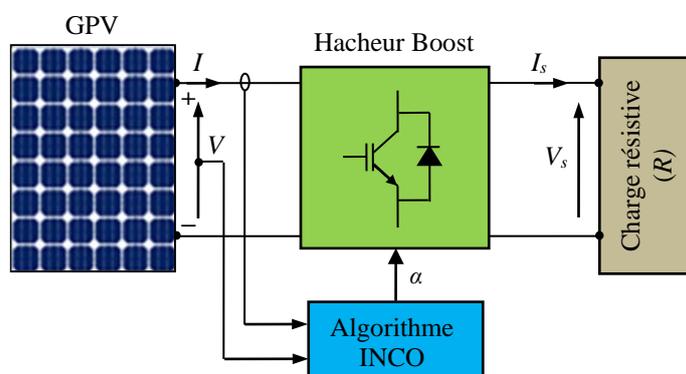


Figure 2.10 : Système PV contrôlé par l'algorithme INCO

Comme énoncé préalablement, l'algorithme INCO est basé sur la connaissance de la valeur de la conductance instantanée ($COND = I/V$) et de l'incrément de la conductance instantanée ($\Delta COND = \Delta I/\Delta V$) pour déduire le sens de la perturbation qu'il faut appliquer au GPV afin d'atteindre le PPM. La somme de ces deux conductances ($COND + \Delta COND$) est positive à droite du PPM, négative à gauche du PPM et nulle sur le PPM. Ainsi, le PPM est atteint lorsque l'égalité suivante est vérifiée :

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (2.12)$$

D'un autre côté, la conductance instantanée du hacheur Boost peut être déterminée à partir de l'équation (2.10) comme suit :

$$\frac{dI}{dV} = \frac{dt}{LdV} [V - V_s(1 - \alpha)] \quad (2.13)$$

Dans ce cas, le PPM est atteint lorsque l'incrément de la conductance instantanée du hacheur Boost, exprimé par (2.13) est égale à la conductance instantanée du panneau PV. Ainsi, pour avoir un fonctionnement du système PV à puissance maximale, l'égalité suivante doit être vérifiée :

$$\frac{dt}{LdV} [V - V_s(1 - \alpha)] = -\frac{I}{V} \quad (2.14)$$

L'égalité (2.14) peut s'écrire sous une forme discrète comme suit :

$$\frac{L}{T_s} \frac{\Delta V(k) I(k)}{V(k)} + V(k) = V_s(k) (1 - \alpha(k)) \quad (2.15)$$

où $\Delta V(k) = V(k) - V(k-1)$ est la variation de la tension de sortie du panneau PV. T_s est la période d'échantillonnage.

À partir de (2.15) et de la figure 1.8 (voir **Chapitre 1**), la structure de l'ADALINE à utiliser sera élaborée à l'aide des termes suivants :

$$V(k) + \frac{L}{T_s} \frac{\Delta V(k) I(k)}{V(k)} = y_d(k) \quad (2.16)$$

$$V_s(k) (1 - \alpha(k)) = W(k) = y_{est}(k) \quad (2.17)$$

$$x(k) = 1 \quad (2.18)$$

où $x(k)$ est l'entrée de l'ADALINE, $y_d(k)$ est la sortie désirée et $y_{est}(k)$ est la sortie estimée (sortie de l'ADALINE).

Durant le processus d'apprentissage, le vecteur poids $W(k)$ est mis à jour d'une manière itérative afin de minimiser l'erreur $e(k)$ entre $y_{est}(k)$ et $y_d(k)$. Une fois cet objectif réalisé, nous aurons $y_{est}(k) = y_d(k)$. L'égalité (2.15) est alors satisfaite et le PPM est atteint.

Dans cette optique, l'algorithme LMS donné par l'équation (1.13) est la loi d'apprentissage la plus utilisée. Toutefois, dans le cas des systèmes non linéaires, des lois d'apprentissage modifiées sont couramment utilisées [16], [44]. Parmi ces algorithmes, on peut citer la version *signe*-LMS donnée par l'équation suivante :

$$W(k+1) = W(k) + \mu \text{sign}\{e(k)\} X(k) \quad (2.19)$$

où l'opérateur $\text{sign}\{\cdot\}$ représente la fonction signe. Cette fonction renvoie à sa sortie +1 si le nombre est strictement positif, 0 si le nombre est nul, et -1 si le nombre est strictement négatif.

Avant de présenter l'algorithme d'apprentissage dans notre cas de figure, remarquons au préalable que le poids $W(k)$ est proportionnel au rapport cyclique $\alpha(k)$ utilisé pour piloter l'ouverture et la fermeture du transistor. En effet, la cadence de calcul symbolisée par la période d'échantillonnage T_s est faible devant le temps de variation de la tension V_s . Par conséquent, cette dernière peut être considérée comme constante sur plusieurs périodes d'échantillonnage. De ce fait, nous pouvons écrire :

$$W(k) = K\alpha(k) \quad (2.20)$$

où K peut être considéré comme une grandeur dont la dynamique est très lente devant $\alpha(k)$. Cette constatation simplifie amplement la méthode INCO puisque $\alpha(k)$ sera exploité directement pour la commande du transistor et par conséquent ajuster $W(k)$.

Nous donnerons à présent une première variante de l'algorithme d'apprentissage utilisé dans le cas de la méthode proposée. Bien qu'il soit loin d'être inspiré par la théorie de l'ADALINE, nous avons jugé utile de la présenter puisqu'il s'agit d'un algorithme très simple et efficace qui se résume à l'équation suivante :

$$\begin{aligned} W(k+1) &= \alpha(k+1) = \text{Hardlim} \{e(k)\} \\ &= \text{Hardlim} \{y_d(k) - \alpha(k)\} \end{aligned} \quad (2.21)$$

où *Hardlim* est la fonction d'activation à la sortie. Cette fonction renvoie à sa sortie +1 si le nombre $\{.\}$ est strictement positif ou nul, et 0 si le nombre $\{.\}$ est strictement négatif.

Le principe de fonctionnement de cet algorithme se déroule de la façon suivante : à l'instant donné k si $y_d(k) \geq \alpha(k)$ alors la sortie $\alpha(k+1)$ passe à 1 à l'instant suivant $k+1$. Dans ce cas le transistor se met à conduire et la valeur du courant augmente. Par conséquent y_d commence à diminuer puisque ΔV devient négative. Si $y_d(k) < \alpha(k)$, l'algorithme renvoi 0 en sa sortie et le transistor sera bloqué. Le courant se met à diminuer dans le panneau alors que y_d augmente du fait que ΔV devient positive.

La structure globale du système PV contrôlé par la première variante de l'algorithme INCO est donnée à la figure 2.11.

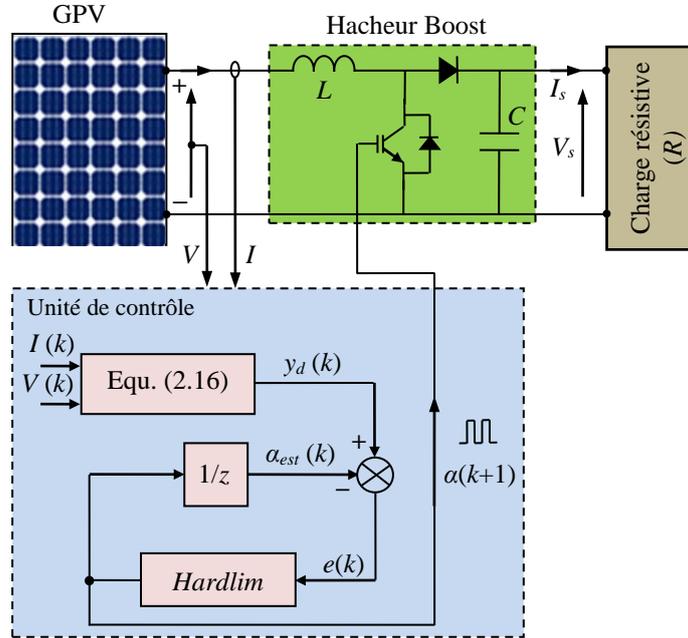


Figure 2.11 : Structure du système PV contrôlé par la première variante de l'algorithme INCO

Nous pouvons constater que cet algorithme ne nécessite aucun réglage, ce qui représente un avantage indéniable. De plus, $\alpha(k+1)$ est un signal Booléen qui peut être directement exploité pour commander le transistor sans faire appel au bloc MLI. La fréquence d'ouverture et de fermeture du transistor est liée à la constante du temps du système et ne peut dépasser la fréquence maximale $f_{max} = 1/2T_s$.

En raison de sa simplicité, cet algorithme est très intéressant pour des applications de faible puissance et où la fréquence de commutation du transistor ne présente pas une contrainte. Sa convergence avérée et immédiate a été vérifiée par simulation numérique sous différentes conditions d'éclairément et de charges résistives connectées.

En effet, dans le but d'évaluer les performances de cette première variante de l'algorithme INCO, un test de simulation sous MATLAB-Simulink est effectué. Pour se rapprocher plus du comportement réel du système PV, sa modélisation est réalisée à l'aide de la toolbox *SimPowerSystems*. Ce système PV est constitué d'un panneau PV de type

IFRI260-60, d'un hacheur Boost et d'une charge résistive d'une valeur de 220Ω . Durant ce test, l'irradiance solaire varie de 300 W/m^2 à 1000 W/m^2 avec une rampe de $1000 \text{ W/m}^2/\text{s}$. La figure 2.12 illustre les résultats obtenus.

La figure 2.12(a) montre l'allure de la puissance maximale extractible du rayonnement solaire et de la puissance extraite par le système PV contrôlé par la première variante de l'algorithme INCO. Nous constatons que les deux puissances relevées sont parfaitement superposées. Ce qui signifie que le maximum de puissance est extrait quel que soit le niveau d'irradiance (faible ou élevé). La figure 2.12(b) montre la tension de sortie du panneau PV. Nous remarquons que cette tension ne varie pas beaucoup en fonction de l'irradiance solaire. En effet, sa valeur est comprise entre 30 et 32 V. La figure 2.12(c) illustre le courant de sortie du panneau PV. Son allure suit la dynamique de l'irradiance et reste stable tout au long du fonctionnement du système PV. Enfin, la figure 2.12(d) montre un zoom sur le rapport cyclique généré à la sortie de l'algorithme INCO. Il s'agit d'un signal binaire (0 ou 1) qui agit directement sur l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur du hacheur Boost.

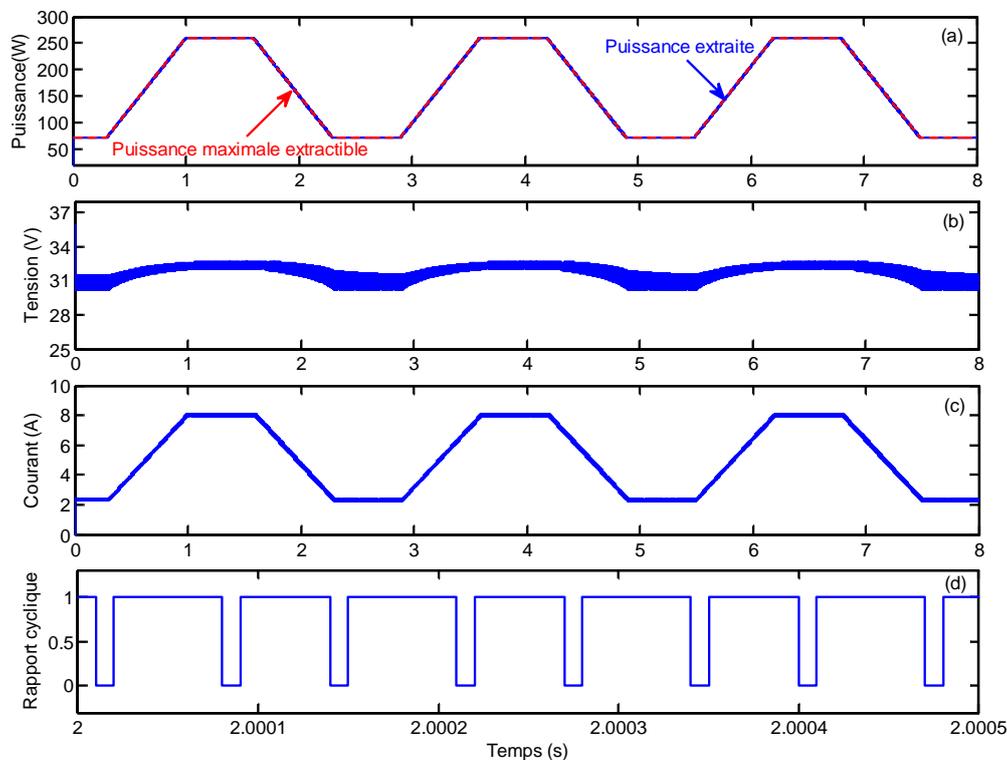


Figure 2.12 : Résultats de simulation de la première variante de l'algorithme INCO : (a) puissance, (b) tension, (c) courant, et (d) zoom sur le rapport cyclique

La deuxième variante de l'algorithme proposé pour la méthode INCO exploite la version modifiée de l'algorithme LMS. Après plusieurs tests, nous avons opté pour l'algorithme *signe*-LMS dont l'expression est donnée par (2.19) [44]. Le choix de cet algorithme est motivé par le fait qu'il permet d'avoir de meilleures performances pour des niveaux d'éclairément à la fois faibles et élevés.

En s'appuyant sur l'équation (2.20) qui stipule que le poids W peut être directement réglé par le rapport cyclique α , et en combinant avec la méthode *signe*-LMS la loi d'apprentissage permettant l'adaptation du poids du réseau ADALINE dans le cas de l'algorithme INCO est donnée comme suit :

$$\begin{aligned}\alpha(k+1) &= \alpha(k) + \mu \operatorname{sign}\{e(k)\} \\ &= \alpha(k) + \mu \operatorname{sign}\{y_d(k) - \alpha(k)\}\end{aligned}\quad (2.22)$$

Dans le but de minimiser l'erreur $e(k)$, la valeur du rapport cyclique est continuellement mise à jour. A chaque itération, la valeur de $\alpha(k)$ est modifiée en fonction du signe de $e(k)$. En effet, lorsque $y_d(k)$ est supérieure à $y_{est}(k)$, le rapport cyclique $\alpha(k)$ est renforcé de la quantité $\mu \operatorname{sign} e(k)$. Tandis que lorsque $y_d(k)$ est inférieure à $y_{est}(k)$, le rapport cyclique $\alpha(k)$ est réduit de la même quantité $\mu \operatorname{sign} e(k)$.

En choisissant un pas d'apprentissage μ relativement faible et après une phase transitoire de convergence, $\alpha(k)$ tendra vers une valeur optimale comprise entre 0 et 1 minimisant l'erreur entre $y_d(k)$ et $y_{est}(k)$. Par conséquent, le PPM sera obtenue.

La figure 2.13 montre la structure globale du système PV contrôlé par l'algorithme proposé. L'ADALINE génère en sa sortie la valeur du rapport cyclique optimal, avec laquelle le système PV atteindra le PPM. Contrairement à la première variante, ici un bloc MLI à fréquence constante est utilisé pour transformer ce rapport cyclique en un signal MLI. Il en résulte alors un signal binaire (0 ou 1) qui agit sur l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur du hacheur Boost.

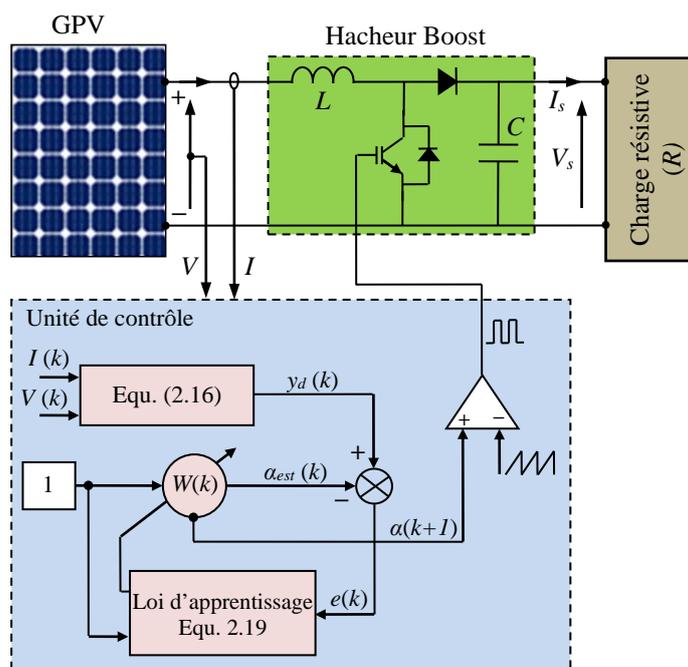


Figure 2.13 : Structure du système PV contrôlé par la deuxième variante de l'algorithme INCO

Les performances de cette deuxième variante de l'algorithme INCO sont aussi testées par simulation sous MATLAB-Simulink. Tout comme pour le premier test, l'irradiance solaire passe de 300 W/m^2 à 1000 W/m^2 avec une rampe de $1000 \text{ W/m}^2/\text{s}$. Une résistance de charge d'une valeur de 220Ω est utilisée.

La figure 2.14(a) donne l'allure de la puissance maximale extractible et de la puissance extraite par le système PV contrôlé par cette deuxième variante de l'algorithme INCO. Là encore, nous constatons que les deux puissances sont superposées. La figure 2.14(b) montre l'évolution de la tension à la sortie du panneau PV. Le courant de sortie du panneau PV est donné par la figure 2.14(c). Il présente une forme d'onde stable et non

oscillante. Enfin, le signal de commande généré par l'algorithme INCO est présenté sur la figure 2.14(d). Son allure montre que le système PV est correctement contrôlé. En effet, aucun pic ni mouvements oscillatoires ne sont à signaler.

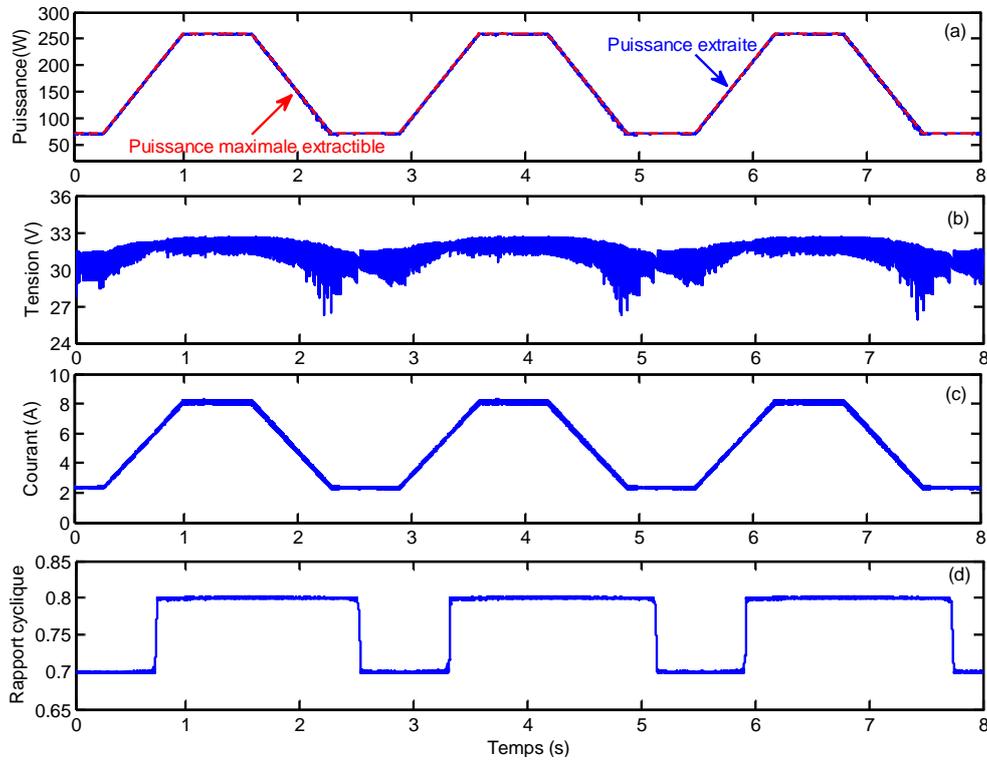


Figure 2.14 : Résultats de simulation de la deuxième variante de l'algorithme INCO : (a) puissance, (b) tension, (c) courant, et (d) rapport cyclique

Au terme de ces résultats (figures 2.12 et 2.14), nous pouvons dire que les deux variantes de l'algorithme INCO présentes de très bonnes performances de suivi du PPM. Dans ce qui suit, nous présentons les résultats d'expérimentation de la deuxième variante de l'algorithme INCO. Il est à noter que dans toute la suite de ce chapitre, l'algorithme INCO fera référence à la deuxième variante.

2.5.1.2 Validation expérimentale de l'algorithme INCO

Afin de vérifier l'efficacité et la robustesse de l'algorithme INCO, un banc d'essai expérimental est mis en œuvre et plusieurs tests expérimentaux sont réalisés. Les performances de l'algorithme INCO sont comparées aux performances de l'algorithme P&O dans les mêmes conditions. Les tests sont effectués suivant la norme prEN 50530 qui est une norme européenne de tests utilisée pour évaluer l'efficacité des algorithmes MPPTs [63]. Avant de présenter les résultats expérimentaux, une brève description du banc d'essai expérimental, de la norme prEN 50530 et du choix des paramètres d'implémentation sera présentée dans ce qui suit.

1) Description du banc d'essai expérimental

Une photo du banc d'essai expérimental, réalisé au sein du Laboratoire pour le test des algorithmes MPPTs, est montrée par la figure 2.15. Il est constitué d'un panneau PV de type IFRI260-60, d'un hacheur Boost, d'un système d'éclairage, d'un ensemble de capteurs de courant et de tension et d'une charge résistive. L'ensemble du système est contrôlé via

une carte dSPACE DS1104. Le hacheur Boost est conçu autour d'un transistor bipolaire à grille isolée (*insulated-gate bipolar transistor*) (IGBT) (module SKM75GAL063D) commandé par une carte Driver (driver SKHI 10/12 R). Le système d'éclairage est constitué de quatre lampes halogènes dont le niveau d'éclairage est régulé par un contrôleur de puissance monophasé (un gradateur de type G3PW-A245EU-C). Un capteur d'irradiance solaire de type RG100 est utilisé pour mesurer le niveau d'éclairement sur la surface du panneau PV. Deux capteurs sont utilisés pour mesurer le courant et la tension à la sortie du GPV.

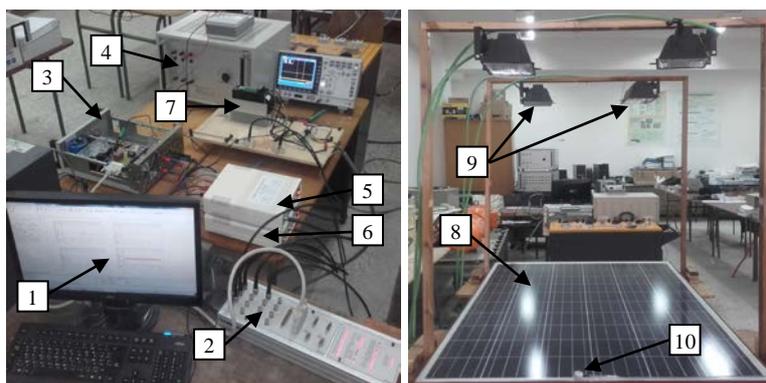


Figure 2.15 : Photo du banc d'essai : 1) PC-Pentium + carte dSPACE + ControlDesk, 2) connecteur entrée/sortie de la carte dSPACE, 3) hacheur Boost, 4) résistance de charge, 5) capteur de tension, 6) capteur de courant, 7) gradateur monophasé, 8) panneau PV, 9) lampes halogènes et 10) capteur d'irradiance solaire

Les paramètres de la plateforme expérimentale utilisés sont résumés dans le tableau 2.2.

Tableau 2.2 : Paramètres de la plateforme expérimentale utilisée pour la validation de l'algorithme INCO

Fréquence de la MLI, f_{sw} (kHz)	100
Inductance d'entrée, L (mH)	10
Condensateur de sortie, C (mF)	3.3
Résistance de charge, R (Ω)	220
Période d'échantillonnage, T_s (μs)	100

2) Norme européenne de tests des algorithmes MPPTs

La norme prEN 50530 est une norme européenne de tests utilisée pour l'évaluation des performances des algorithmes MPPTs en régimes dynamique et stationnaire [63]. Selon cette norme, les tests doivent être effectués en utilisant des séquences d'irradiance composées de n rampes consécutives (croissantes et décroissantes) et de pentes différentes (x W/m²/s). Le principe de ces séquences de tests est montré par la figure 2.16. Quatre profils peuvent ainsi être considérés selon le niveau d'irradiance G et la pente x (le taux de variation de G dans le temps) comme suit :

- Un profil rapide, d'irradiance faible à moyenne ($G_{min} = 100$ W/m², $G_{max} = 500$ W/m² et x est relativement grand),
- Un profil lent, d'irradiance faible à moyenne ($G_{min} = 100$ W/m², $G_{max} = 500$ W/m² et x est relativement petit),

- Un profil rapide, d'irradiance moyenne à élevée ($G_{min} = 300 \text{ W/m}^2$, $G_{max} = 1000 \text{ W/m}^2$ et x est relativement grand),
- Un profil lent, d'irradiance moyenne à élevée ($G_{min} = 300 \text{ W/m}^2$, $G_{max} = 1000 \text{ W/m}^2$ et x est relativement petit).

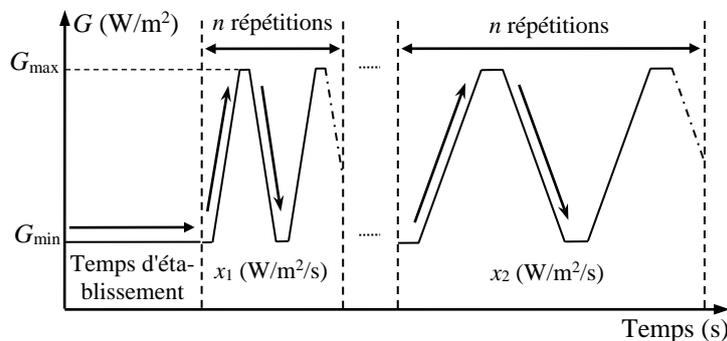


Figure 2.16 : Profils d'irradiance pour l'évaluation des algorithmes MPPTs selon la norme prEN 50530

Dans cette thèse, la norme prEN 50530 est utilisée pour la validation expérimentale de l'algorithme INCO proposé. Cependant, en raison de la limitation du nombre de lampes halogènes exploitées au laboratoire, nous avons abouti à des profils de tests légèrement modifiés. En effet, la source d'alimentation des lampes halogènes délivre un courant maximal de 20 A, ce qui permet d'alimenter uniquement quatre lampes. En conséquence, le niveau maximal d'éclairement obtenu sur la surface du panneau PV est d'environ 510 W/m^2 . Sur la base de cette constatation et les indications de la norme prEN 50530, nous avons établi quatre profils d'éclairement de niveaux et de dynamiques différents. Ces profils de tests sont montrés par la figure 2.17. Pour le niveau d'irradiance moyen à élevé, G varie entre 150 et 510 W/m^2 (figures 2.17(a) et (b)), et pour le niveau d'irradiance faible à moyen, G varie entre 30 et 270 W/m^2 (figures 2.17(c) et (d)). Pour les profils d'irradiance rapides, les pentes sont de $360 \text{ W/m}^2/\text{s}$ (figure 2.17(a)) et de $145 \text{ W/m}^2/\text{s}$ (figure 2.17(c)). Pour les profils lents, les pentes sont de $42 \text{ W/m}^2/\text{s}$ (figure 2.17(b)) et de $20 \text{ W/m}^2/\text{s}$ (figure 2.17(d)). Les différents tests sont réalisés sous une température d'environ $25 \text{ }^\circ\text{C}$.

3) Choix des paramètres d'implémentation des algorithmes INCO et P&O

a) Choix du coefficient d'apprentissage de l'ADALINE

Comme mentionné précédemment, l'algorithme *signe*-LMS est exploité pour la mise à jour du poids de l'ADALINE. Le choix du coefficient d'apprentissage μ se fait de telle sorte à avoir un bon compromis entre la stabilité et la vitesse de convergence de l'ADALINE. Par conséquent, nous avons réglé ce coefficient d'une manière à avoir un temps de réponse satisfaisant avec moins d'oscillations (un meilleur filtrage) au niveau du courant et de la tension de sortie du GPV. Après plusieurs essais expérimentaux, le coefficient d'apprentissage μ est fixé à 0.05 .

b) Choix du pas d'incrément de l'algorithme P&O

Comme nous l'avons vu précédemment, l'algorithme P&O opère d'une manière itérative, ce qui rend son optimisation difficile. Lors du choix du pas d'incrément $\Delta\alpha$, un compromis entre les performances en régime transitoire (rapidité) et en régime permanent (précision) doit être trouvé. Dans notre cas, le pas d'incrément est choisi après plusieurs essais expérimentaux. Il est défini comme suit :

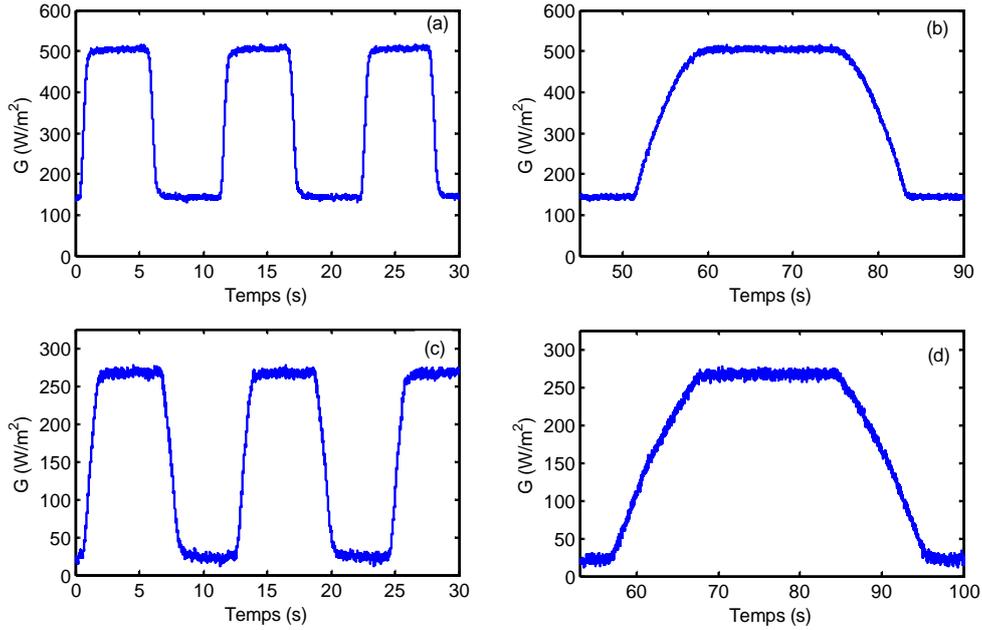


Figure 2.17 : Profils d'irradiance reproduits au laboratoire : (a) profil rapide avec G passant d'un niveau moyen à élevé, (b) profil lent avec G passant d'un niveau moyen à élevé, (c) profil rapide avec G passant d'un niveau faible à moyen et (d) profil lent avec G passant d'un niveau faible à moyen

$$\alpha(k+1) = \alpha(k) \pm \Delta\alpha = \alpha(k) \pm 0.001 \quad (2.23)$$

4) Résultats expérimentaux

Cette sous-section est dédiée à la présentation et à la discussion des résultats expérimentaux obtenus des algorithmes INCO et P&O. L'algorithme INCO est comparé à l'algorithme P&O suivant les quatre profils d'irradiance reproduit au laboratoire (voir la figure 2.17). Pour chaque test, nous avons présenté la tension V , le courant I et la puissance P à la sortie du GPV ainsi que le rapport cyclique α . Pour monter les bonnes performances de l'ADALINE, l'évolution du poids et de l'erreur d'estimation sont également données.

a) Test avec un profil rapide d'irradiance moyenne à élevée

La figure 2.18 montre les formes d'ondes des puissances, des tensions et des courants à la sortie du GPV ainsi que les rapports cycliques générés par les deux algorithmes lorsqu'un profil rapide d'irradiance moyenne à élevée est appliqué (voir figure 2.17(a)). Ces résultats confirment que le courant est considérablement affecté par le changement de l'éclairage, contrairement à la tension qui reste moins affectée. Aussi, il est clair que l'algorithme INCO présente de meilleures performances comparé à l'algorithme P&O. En effet, comme illustré sur la figure 2.18(a), la puissance générée par l'algorithme INCO est bien plus importante que celle générée par l'algorithme P&O où un retard est observé dans la poursuite du PPM durant les régimes transitoires. En termes d'oscillations, l'algorithme P&O présente beaucoup d'oscillations même aux régimes permanents. Par contre, l'algorithme INCO présente des signaux plus stables et moins oscillants (figures 2.18(b) et (c)). Les rapports cycliques sont illustrés sur la figure 2.18(d). Dans le cas de l'algorithme P&O, le rapport cyclique présente des oscillations importantes et a tendance à se saturer aux régimes transitoires. Cependant, dans le cas de l'algorithme INCO, le comportement

du rapport cyclique indique que le système est contrôlé d'une manière plus stable. Le rapport cyclique n'est pas saturé et présente beaucoup moins d'oscillations. Dans ce test, lorsque l'éclairement varie de 150 W/m^2 à 510 W/m^2 , le rapport cyclique du convertisseur varie en moyenne de 0.63 à 0.78.

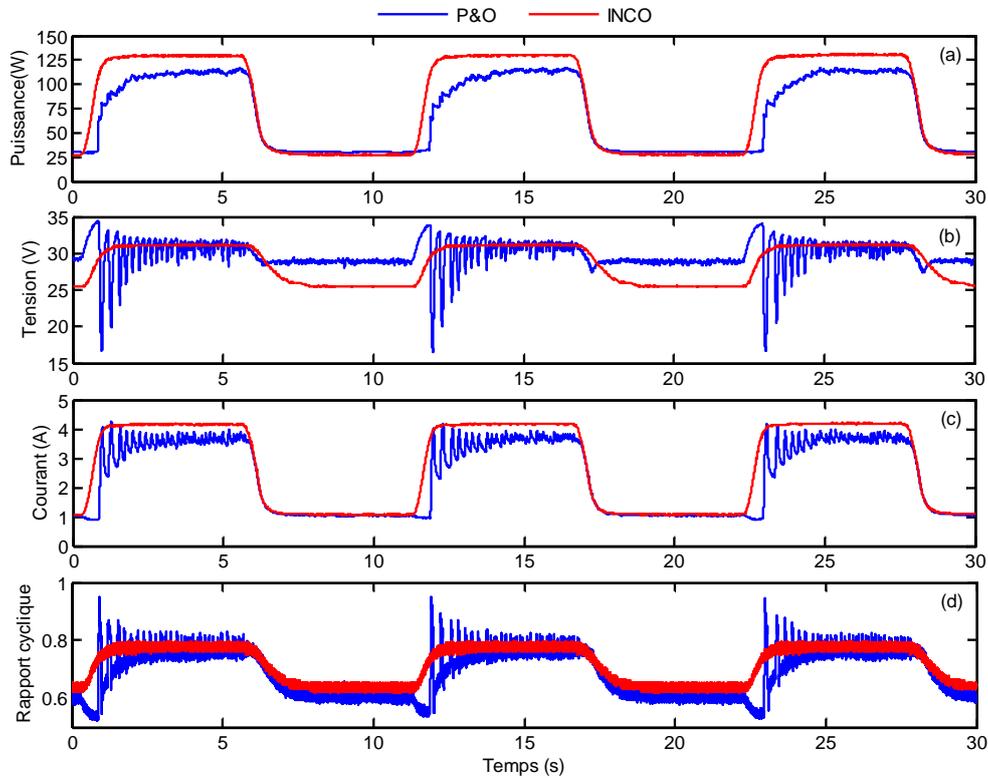


Figure 2.18 : Comparaison des résultats expérimentaux des algorithmes P&O et INCO pour un profil rapide d'irradiance moyenne à élevée : (a) puissance, (b) tension, (c) courant, et (d) rapport cyclique

La figure 2.19 présente les performances de l'ADALINE utilisé dans l'algorithme INCO. Pour ce test, il convient de noter que le poids de l'ADALINE a bien convergé vers sa valeur optimale et ce malgré la dynamique rapide de l'éclairement solaire. Son erreur d'estimation reste également très faible.

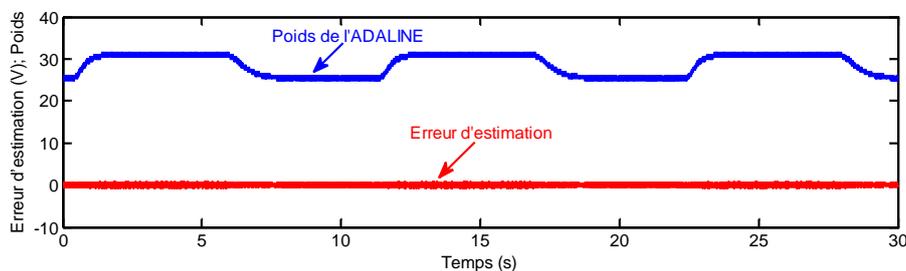


Figure 2.19 : Évolution du poids et de l'erreur d'estimation de l'ADALINE pour un profil rapide d'irradiance moyenne à élevée

b) Test avec un profil lent d'irradiance moyenne à élevée

La figure 2.20 montre les puissances, les courants et les tensions à la sortie du GPV ainsi que les rapports cycliques générés par les deux algorithmes lorsqu'un un profil lent

d'irradiance moyenne à élevée est appliqué (figure 2.17(b)). Il est clair que l'algorithme proposé présente de meilleures performances comparé à l'algorithme P&O en régimes transitoire et permanent. Les allures de la tension et du courant obtenus par l'algorithme INCO sont nettement plus stables et moins oscillants que ceux obtenus par l'algorithme P&O (voir figures 2.20(b) et (c)). En termes de puissance, l'algorithme INCO génère plus de puissance par rapport à celle extraite avec l'algorithme P&O (figures 2.20(a)). Les rapports cycliques sont tracés sur la figure 2.20(d). Il est clair que le rapport cyclique généré par l'algorithme INCO est plus stable et présente moins d'oscillations comparé à celui généré par l'algorithme P&O.

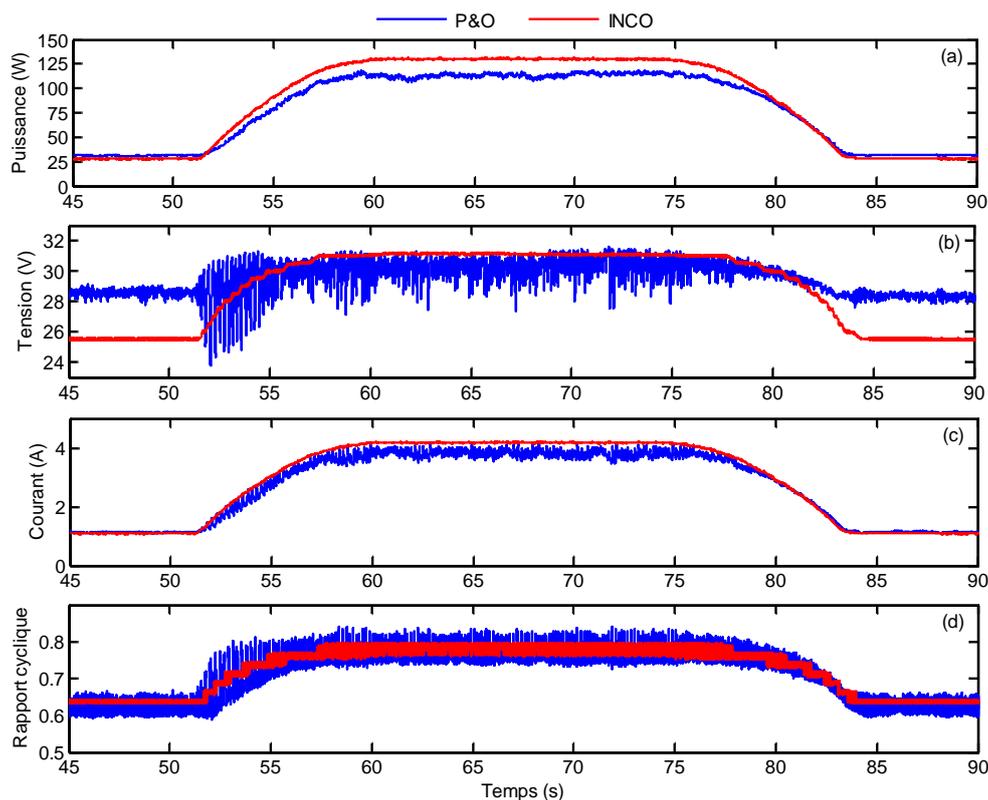


Figure 2.20 : Comparaison des résultats expérimentaux des algorithmes P&O et INCO pour un profil lent d'irradiance moyenne à élevée : (a) puissance, (b) tension, (c) courant et (d) rapport cyclique

La figure 2.21 illustre les performances de l'ADALINE pour ce deuxième test où son poids ainsi que son erreur d'estimation sont tracés. Là encore, le poids de l'ADALINE suit parfaitement l'évolution du système et converge instantanément vers sa valeur optimale. L'erreur d'estimation reste très minime.

c) Test avec un profil rapide d'irradiance faible à moyenne

La figure 2.22 montre une comparaison des résultats obtenus des deux algorithmes INCO et P&O lorsqu'un profil rapide d'irradiance faible à moyenne est appliqué (figure 2.17(c)). Comme pour les deux tests précédents, les résultats obtenus montre encore une fois la supériorité de l'algorithme proposé dans la poursuite du PPM. Par ailleurs, il est à noter que l'algorithme P&O présente un retard dans la poursuite du PPM durant le régime transitoire (figure 2.22(a)). Le rapport cyclique généré par l'algorithme P&O est instable et tend à se saturer lors des régimes transitoires (figure 2.22(d)). Tandis que le rapport cyclique généré par l'algorithme INCO présente un comportement plus stable et

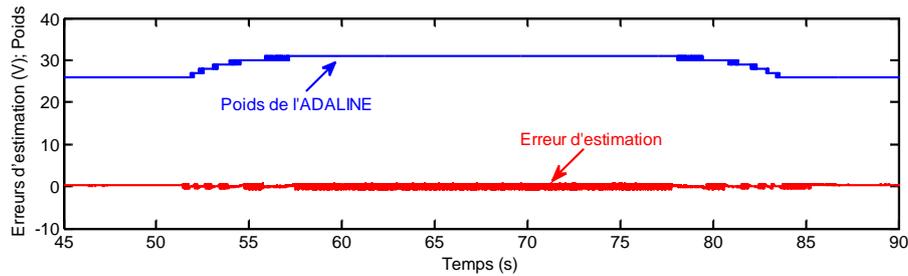


Figure 2.21 : Évolution du poids et de l’erreur d’estimation de l’ADALINE pour un profil lent d’irradiance moyenne à élevée

suit parfaitement l’évolution du profil d’irradiance appliqué.

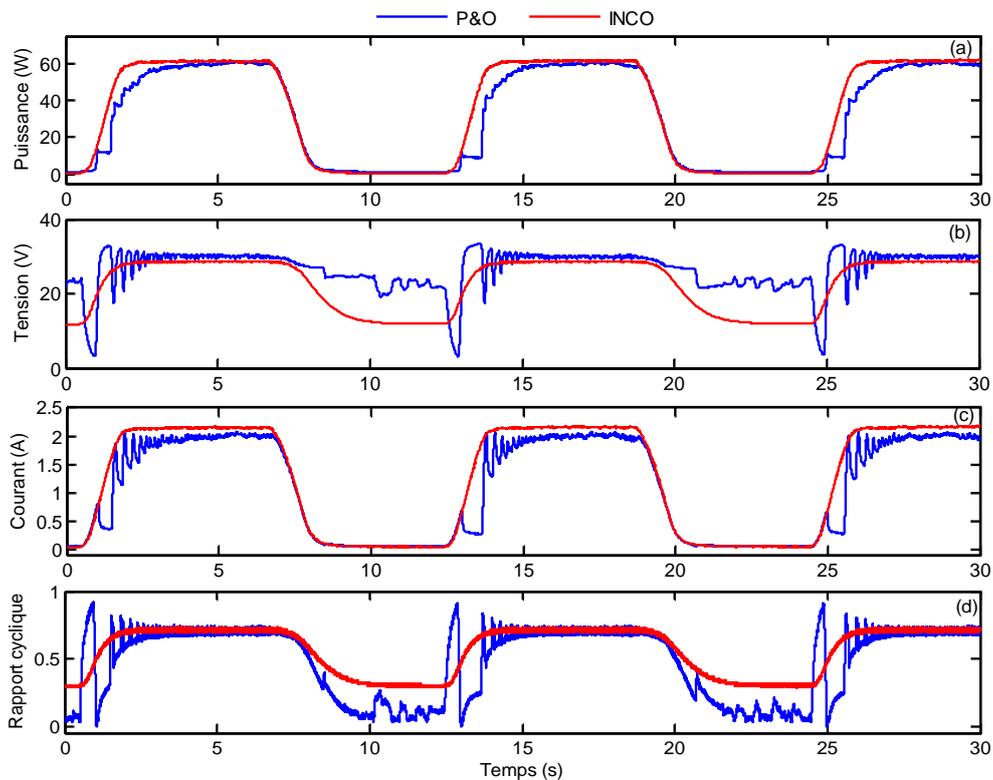


Figure 2.22 : Comparaison des résultats expérimentaux des algorithmes P&O et INCO pour un profil rapide d’irradiance faible à moyenne : (a) puissance, (b) tension, (c) courant et (d) rapport cyclique

L’évolution du poids et de l’erreur d’estimation de l’ADALINE sont tracés sur la figure 2.23. Là aussi, nous constatons une convergence rapide du poids et une erreur d’estimation quasi-nulle.

d) Test avec un profil lent d’irradiance faible à moyenne

La figure 2.24 illustre les résultats expérimentaux obtenus lorsque les deux algorithmes INCO et P&O sont testées sous un profil lent d’irradiance faible à moyenne (figure 2.17(d)). Ces résultats montrent que l’algorithme INCO suit correctement le PPM et que le maximum de puissance est toujours atteint. Tandis qu’avec l’algorithme P&O, les signaux obtenus sont moins stables et présentent beaucoup d’oscillations notamment aux régimes transitoires. Le rapport cyclique généré par l’algorithme INCO est plus stable et suit la dynamique du système (voir la figure 2.24(d)). Le rapport cyclique généré par l’al-

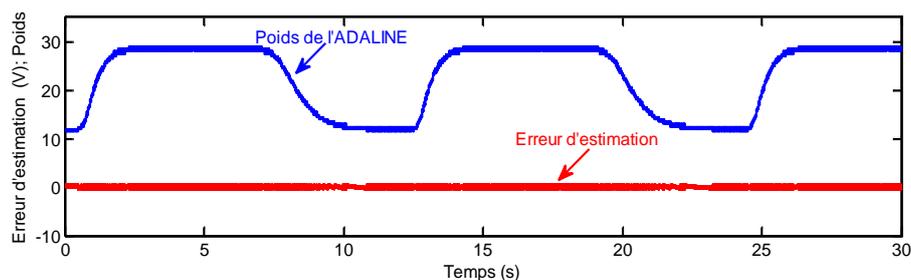


Figure 2.23 : Évolution du poids et de l'erreur d'estimation de l'ADALINE pour un profil rapide d'irradiance faible à moyenne

gorithme P&O présente des pics et des oscillations aux régimes transitoires et ce malgré la dynamique lente du profil d'irradiance appliqué.

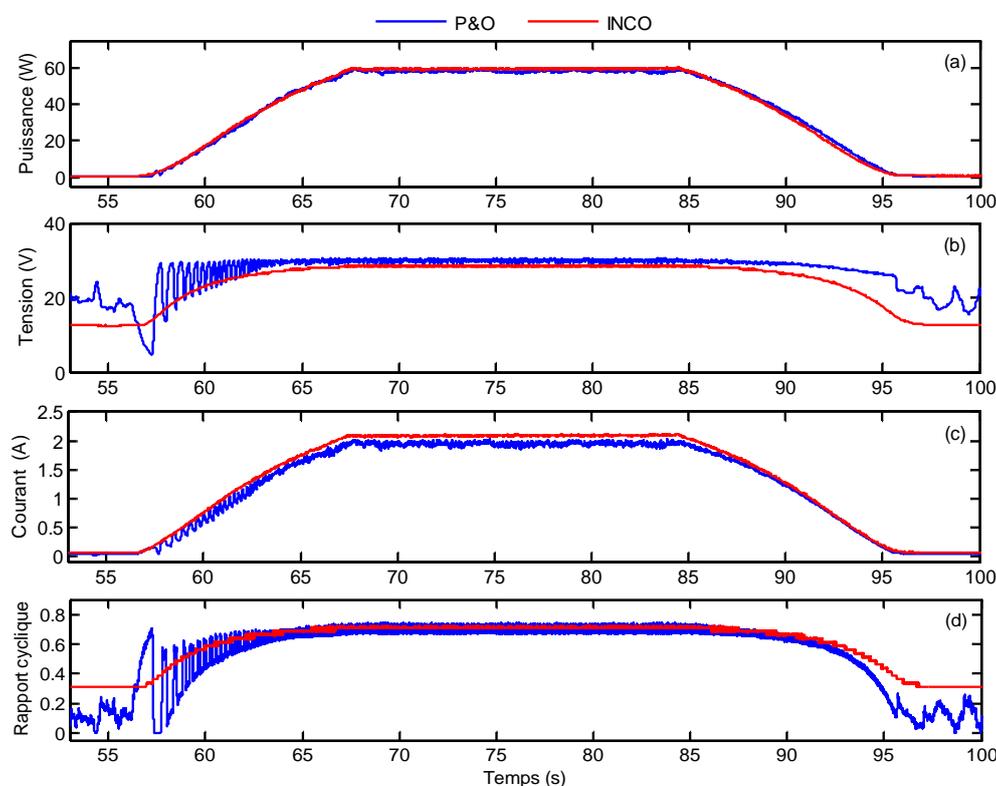


Figure 2.24 : Comparaison des résultats expérimentaux des algorithmes P&O et INCO pour un profil lent d'irradiance faible à moyenne : (a) puissance, (b) tension, (c) courant et (d) rapport cyclique

La figure 2.25 présente les performances de l'ADALINE où le poids et l'erreur d'estimation sont tracés. Le poids de l'ADALINE suit parfaitement l'évolution du profil d'irradiance. Concernant l'erreur d'estimation, là encore, les résultats obtenus montrent que sa valeur moyenne est très faible, ce qui explique la bonne convergence du poids de l'ADALINE.

Pour bien illustrer la rapidité de convergence de l'algorithme proposé, un dernier test est réalisé pour comparer le temps de convergence de chacun des deux algorithmes P&O et INCO. Les performances de ces deux algorithmes sont testés en utilisant deux profils d'irradiance de type échelon montant. Les figure 2.26 et 2.27 montres les formes d'ondes des puissances à la sortie du GPV pour deux profils allants, respectivement, de 145 W/m^2

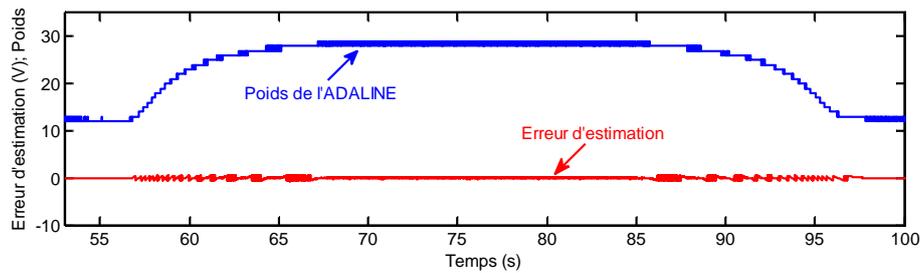


Figure 2.25 : Évolution du poids et de l’erreur d’estimation de l’ADALINE pour un profil lent d’irradiance faible à moyenne

à 511 W/m^2 et de 24 W/m^2 à 260 W/m^2 . Pour le premier profil d’irradiance (figure 2.26), le temps de convergence du système utilisant l’algorithme proposé est 3.5 fois plus rapide que le système utilisant l’algorithme P&O. Pour le deuxième profil d’irradiance (figure 2.27), le système utilisant l’algorithme INCO est 2.5 fois plus rapide que le système utilisant l’algorithme P&O.

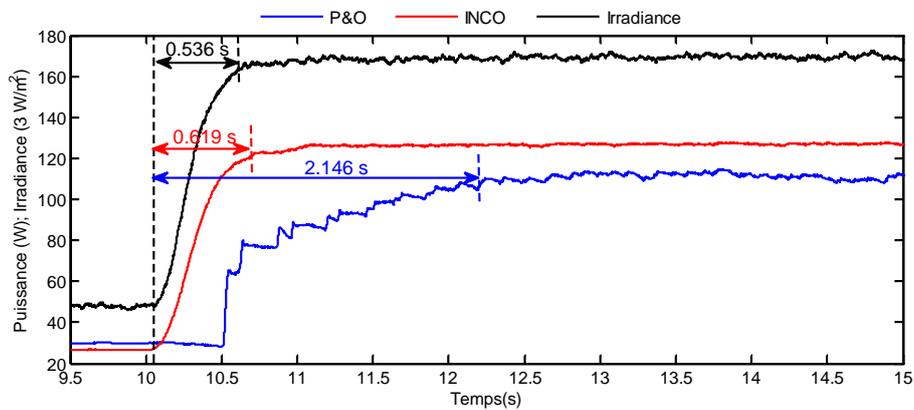


Figure 2.26 : Comparaison des temps de convergence des deux algorithmes INCO et P&O pour une variation en échelon d’irradiance (d’un niveau moyen à un niveau élevé) : puissances PVs extraites et profil d’irradiance

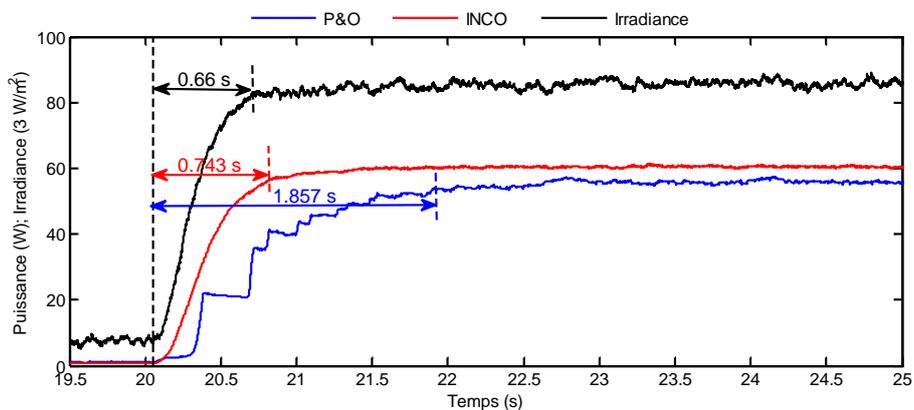


Figure 2.27 : Comparaison des temps de convergence des deux algorithmes INCO et P&O pour une variation en échelon d’irradiance (d’un niveau faible à un niveau moyen) : puissances PVs extraites et profil d’irradiance

Il est à noter également que l’algorithme P&O a présenté beaucoup d’oscillations, et

en termes de puissance extraite, il est moins efficace. En effet, en utilisant l'algorithme proposé, une puissance de 125 W est générée lorsque l'irradiance est de 511 W/m², tandis qu'avec l'algorithme P&O, la puissance générée ne dépasse pas les 115 W. Lorsque l'irradiance est de 260 W/m², une puissance de 60 W est extraite avec l'algorithme suggéré, tandis qu'avec l'algorithme P&O, la puissance extraite est d'environ 55 W.

2.5.2 Algorithme INRE

Cette sous-section est réservée à l'algorithme INRE développé. Au début, nous présenterons le développement théorique de cet algorithme. Ensuite, nous donnerons et discuterons les résultats de simulations et d'expérimentations obtenus. Comme montré sur la figure 2.28, le test de l'algorithme INRE se fera dans le cas où la sortie du système PV est raccordée à un bus continu. Une telle configuration est généralement utilisée dans le cas où l'exploitation de l'énergie fournie par le système PV est indirecte. Dans cette thèse, cette configuration ainsi que l'algorithme INRE seront retenus pour connecter ce système PV au bus continu d'un SHSER (voir **Chapitre 6**).

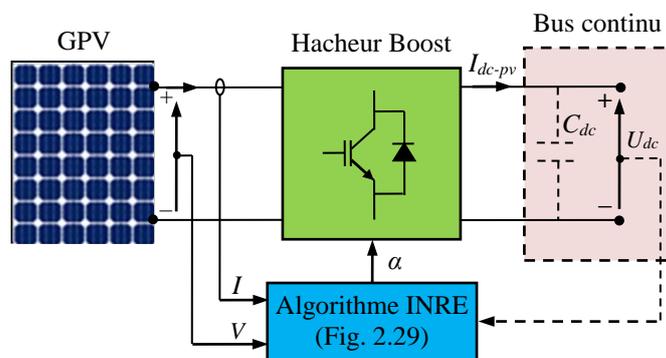


Figure 2.28 : Système PV contrôlé par l'algorithme INRE

Le principe de fonctionnement de l'algorithme INRE est basé sur l'égalisation de la tension à l'entrée du hacheur Boost avec la tension optimale de sortie du panneau PV. La tension optimale du panneau PV peut être déduite à partir de la résistance instantanée d'un panneau PV. Cette résistance instantanée est calculée par

$$\frac{V}{I} = -\frac{dV}{dI} \quad (2.24)$$

Ainsi, la tension optimale de sortie du panneau PV est déduite comme suit :

$$V = -I \frac{dV}{dI} \quad (2.25)$$

D'un autre côté, la tension d'entrée du hacheur Boost est déduite de (2.10) de la manière suivante :

$$V = L \frac{dI}{dt} + U_{dc}(1 - \alpha) \quad (2.26)$$

où U_{dc} est la tension du bus continu, autrement dit, la tension de sortie du hacheur Boost.

Le PPM est atteint lorsque la tension d'entrée du hacheur Boost (2.26) et la tension optimale de sortie du panneau (2.25) sont égales. C'est-à-dire :

$$L \frac{dI}{dt} + U_{dc}(1 - \alpha) = -I \frac{dV}{dI} \quad (2.27)$$

La quantité LdI/dt peut être négligée et elle est nulle au régime permanent. En pratique, la variation de l'irradiance solaire est souvent lente. Ainsi, la variation du courant dans le temps est très faible. En plus, l'algorithme INRE se révèle plus rapide devant la dynamique de changement du courant. Suivant cette hypothèse et (2.27), le rapport cyclique optimal permettant un fonctionnement sur le PPM est déduit de la manière suivante :

$$\alpha = \frac{IdV}{U_{dc}dI} + 1 \quad (2.28)$$

Sous sa forme discrète, l'équation (2.28) peut se réécrire comme suit :

$$\alpha(k) = \frac{I(k)\Delta V(k)}{U_{dc}(k)\Delta I(k)} + 1 \quad (2.29)$$

où $\Delta V(k) = V(k) - V(k-1)$ et $\Delta I(k) = I(k) - I(k-1)$ sont, respectivement, la variation de la tension et du courant à la sortie du panneau PV.

À ce stade, un ADALINE peut être introduit pour résoudre l'équation (2.29) en vue de chercher le rapport cyclique optimal. Pour ce faire, les équivalences suivantes sont posées :

$$\frac{I(k)\Delta V(k)}{U_{dc}(k)\Delta I(k)} + 1 = y_d(k) \quad (2.30)$$

$$\alpha(k) = w(k) = y_{est}(k) \quad (2.31)$$

$$x(k) = 1 \quad (2.32)$$

Dans le cas de l'algorithme INRE, la loi d'apprentissage α -LMS est utilisée pour l'adaptation du poids de l'ADALINE. En fonction du vecteur poids $w(k)$, du vecteur d'entrée $x(k)$ et de l'erreur d'estimation $e(k) = y_d(k) - y_{est}(k)$, la loi d'apprentissage α -LMS est donnée sous la forme suivante :

$$w(k+1) = w(k) + 2\mu e(k)x(k) \quad (2.33)$$

Finalement, à partir de (2.30)-(2.33), l'algorithme INRE peut être déduit comme suit :

$$\begin{aligned} \alpha(k+1) &= \alpha(k) + 2\mu e(k) \\ &= \alpha(k) + 2\mu \left[\frac{I(k)\Delta V(k)}{U_{dc}(k)\Delta I(k)} + 1 - \alpha(k) \right] \end{aligned} \quad (2.34)$$

Après convergence de l'ADALINE, l'erreur d'estimation $e(k)$ devient faible et le rapport cyclique optimal peut alors être déduit. La figure 2.29 présente le schéma topologique de l'algorithme INRE obtenu à partir de (2.34).

Comme nous pouvons le constater dans (2.30), l'évaluation de la sortie désirée $y_d(k)$ requiert la connaissance de la valeur de la tension U_{dc} à chaque instant k . Cette dernière peut être mesurée par un capteur de tension où bien estimée au régime permanent à partir de (2.26) comme suit :

$$U_{dc}(k) = \frac{V(k)}{1 - \alpha(k)} \quad (2.35)$$

Par conséquent, l'algorithme INRE proposé ne nécessite pas l'utilisation d'un troisième capteur.

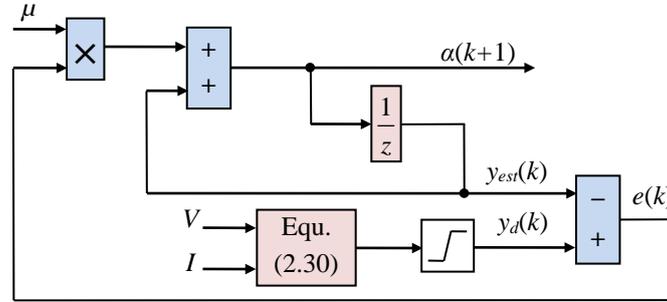


Figure 2.29 : Schéma topologique de l'algorithme INRE

1) Résultats de simulations

Dans l'objectif de vérifier l'efficacité et la robustesse de l'algorithme INRE, des tests en simulation sont effectués sous MATLAB-Simulink. Sous les mêmes conditions, les résultats obtenus sont comparés à ceux obtenus avec l'algorithme P&O. Deux tests sont réalisés suivant une variation de l'irradiance solaire et une variation de la tension du bus continu. Dans un premier temps, les performances de l'algorithme INRE sont testées dans le cas où la tension de sortie du hacheur Boost est maintenue constante ($U_{dc} = 300$ V), tandis que l'irradiance solaire varie. Ici, selon deux dynamiques (rapide et lente), l'irradiance solaire passe de 200 W/m^2 à 1000 W/m^2 . Pour la dynamique rapide, une rampe de $200 \text{ W/m}^2/\text{s}$ est considérée et pour la dynamique lente, une rampe de $20 \text{ W/m}^2/\text{s}$ est considérée. Un tel scénario est susceptible de se produire dans le cas où le système PV est utilisé pour charger des batteries ou pour alimenter un bus continu. Dans un second temps, l'algorithme INRE est testé dans le cas où l'irradiance solaire est fixe ($G = 1000 \text{ W/m}^2$), tandis que la tension du bus continue varie entre 250 V et 350 V. Une telle situation peut survenir, par exemple, dans le cas où le bus continu alimente un onduleur connecté au réseau. Dans ce cas, l'injection de la puissance au réseau électrique pourra provoquer des perturbations dans la tension du bus continu. La figure 2.30 illustre l'évolution du profil d'irradiance solaire considéré dans le premier test (figure 2.30(a)) et l'évolution de la tension du bus continu considérée dans le second test (figure 2.30(b)).

Tout comme pour le test de l'algorithme INCO, un panneau PV de type IFRI260-60, dont les caractéristiques sont résumées par le tableau 2.1, est utilisé. Les paramètres de simulations utilisés sont les mêmes que ceux utilisés dans la sous-section 2.5.1 (voir le tableau 2.2). Le choix des paramètres d'implémentation des algorithmes P&O et INRE est effectué en suivant la même procédure que celle décrite dans la sous-section 2.5.1. Un taux d'apprentissage $\mu = 0.015$ est choisi pour l'algorithme INRE et un pas d'incrément $\Delta\alpha$ de 0.0025 est choisi pour l'algorithme P&O.

a) Performances de l'algorithme INRE sous G variable et U_{dc} constant

La figure 2.31 montre l'allure des puissances générées par le système PV dans le cas où le profil d'irradiance donné par la figure 2.30(a) est appliqué sous une tension du

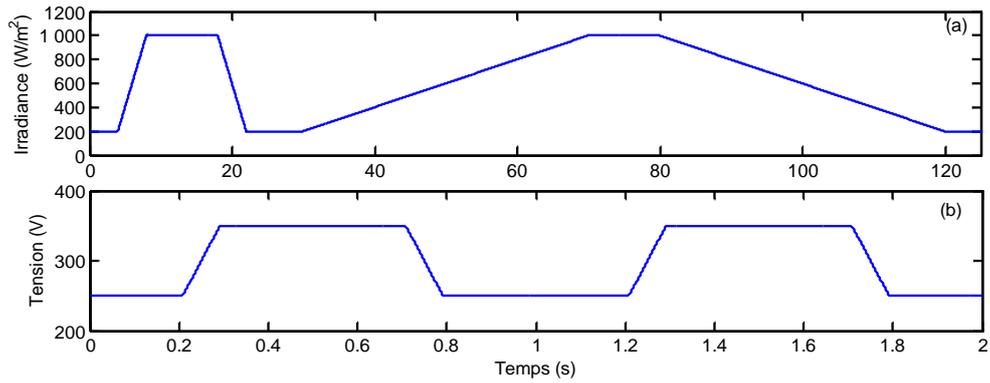


Figure 2.30 : Séquences des profils utilisés en simulation : (a) profil d'irradiance solaire rapide et lent sous un bus continu constant ($U_{dc} = 300$ V) et (b) évolution de la tension du bus continu pour une irradiance solaire fixe ($G = 1000$ W/m²)

bus continu constante ($U_{dc} = 300$ V). À partir de la figure 2.31(a), nous constatons que le PPM est correctement suivie par les deux algorithmes. Toutefois, le zoom au régime permanent, montré par la figure 2.31(b), révèle que l'algorithme INRE est nettement plus performant que l'algorithme P&O. En effet, la puissance extraite par l'algorithme proposé ne présente aucun mouvement oscillatoire. De plus, il permet d'atteindre un rendement de 100% puisque la puissance générée au régime permanent est de 258.90 W. Cette valeur correspond exactement à la puissance maximale théorique ($P_{max} = 258.90$ W). Un zoom au régime transitoire des puissances produites est donné à la figure 2.31(c). La supériorité de l'algorithme INRE apparaît également pendant le régime transitoire (lors du changement de l'irradiation solaire). Là encore, la méthode proposée permet d'atteindre un rendement de 100%, alors que la méthode P&O présente des oscillations et une perte de puissance.

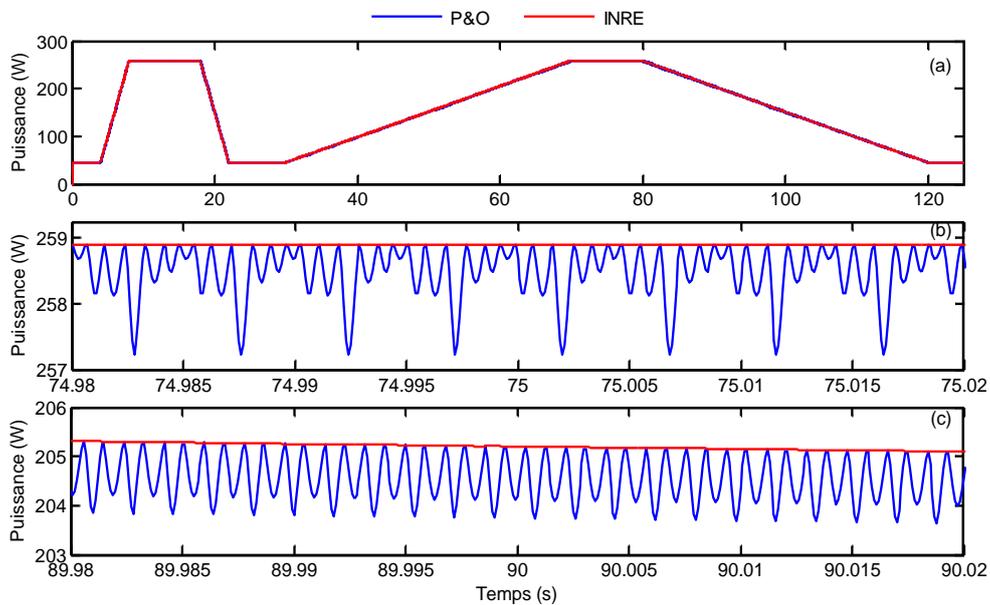


Figure 2.31 : Comparaison des performances des algorithmes P&O et INRE pour un profil d'irradiation rapide et lent sous une tension du bus continu constante ($U_{dc} = 300$ V) : (a) puissances extraites, (b) zoom sur les puissances extraites au régime permanent et (c) zoom sur les puissances extraites au régime transitoire

La figure 2.32 illustre l'allure des courants de sortie générés avec les deux algorithmes

MPPTs sous une variation de l'irradiance solaire et une tension du bus continu constante (figure 2.30(a)). À partir de la figure 2.32(a), il est clair que les deux courants de sortie suivent rapidement et correctement l'évolution du profil d'irradiance. Toutefois, le zoom au régime permanent donné par la figure 2.32(b) montre que l'algorithme INRE présente de meilleures performances comparé à l'algorithme P&O. Les taux des oscillations du courant ($\Delta I/I$) pour les algorithmes P&O et INRE sont, respectivement, de 4% et 0%. En conséquence, l'algorithme proposé élimine entièrement les oscillations du courant. Lors du régime transitoire (variation de l'irradiance solaire), les oscillations du courant pour la P&O et l'INRE sont, respectivement, de 4% et $< 0.5\%$ (figure 2.32(c)).

La figure 2.33 montre l'allure des tensions à la sortie du panneau PV pour les deux algorithmes dans le cas où le profil d'irradiance donné par la figure 2.30(a) est appliqué. Nous pouvons constater sur la figure 2.33(a) que l'algorithme INRE est bien meilleur que l'algorithme P&O en termes d'oscillations. Le zoom au régime permanent (figure 2.33(b)) révèle une absence totale des oscillations dans la tension de sortie du système contrôlé par l'algorithme INRE ($\Delta V/V = 0\%$). En revanche, dans le cas de l'algorithme P&O, le taux d'oscillation de la tension est de 2.3%. Dès lors, l'algorithme proposé résout de manière définitive les problèmes liés aux pertes et aux oscillations au régime permanent. Durant le régime transitoire (figure 2.33(c)), les oscillations de la tension pour les algorithmes P&O et INRE sont, respectivement, de 2.4% et $< 0.5\%$.

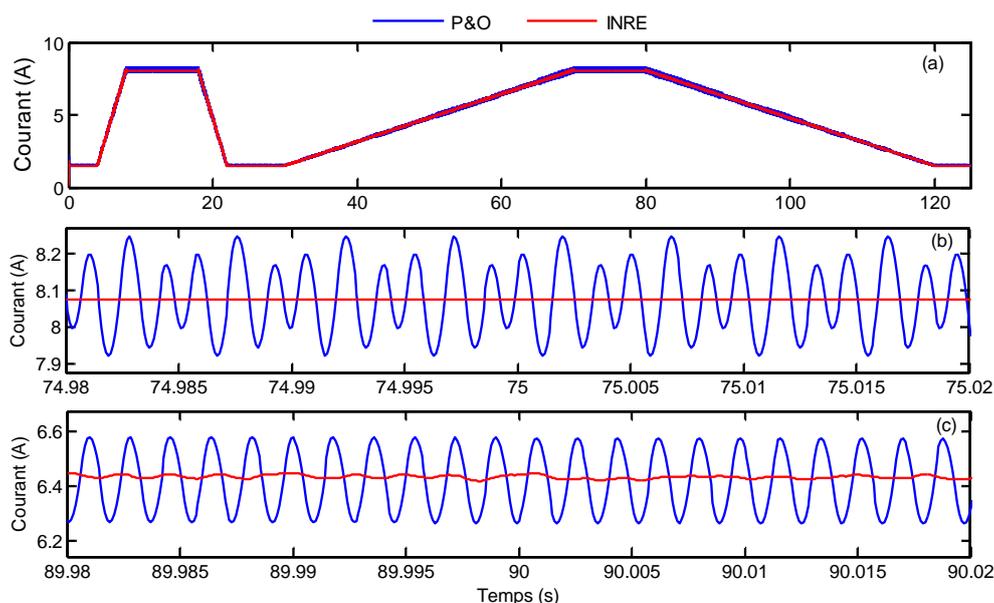


Figure 2.32 : Comparaison des performances des algorithmes P&O et INRE pour un profil d'irradiation rapide et lent sous une tension du bus continu constante ($U_{dc} = 300$ V) : (a) courants de sortie du panneau PV, (b) zoom sur les courants de sortie au régime permanent et (c) zoom sur les courants de sortie au régime transitoire

b) Performances de l'algorithme INRE sous U_{dc} variable et G constant

La figure 2.34 présente une comparaison des performances des deux algorithmes P&O et INRE sous un profil irradiance fixe ($G = 1000$ W/m²) et une tension du bus continu variable (figure 2.30(b)). Nous constatons que, lorsque la tension du bus continu varie, l'algorithme INRE présente des formes d'ondes (puissance, courant et tension) plus stables que celles obtenues en utilisant l'algorithme P&O. La puissance électrique produite en utilisant l'algorithme suggéré est toujours maximale, et ce, en dépit de la variation de la

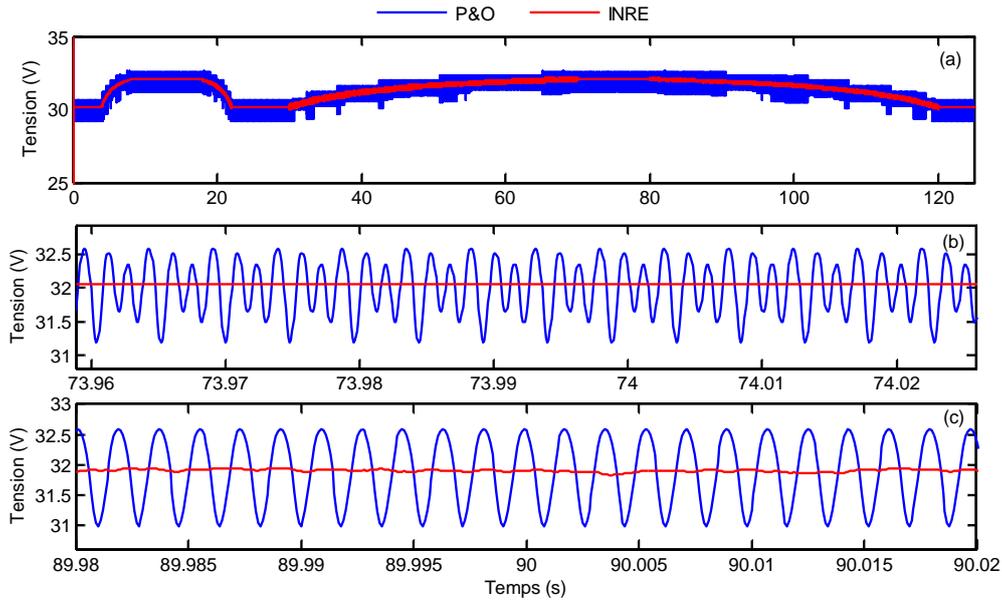


Figure 2.33 : Comparaison des performances des algorithmes P&O et INRE pour un profil d’irradiation rapide et lent sous une tension du bus continu constante ($U_{dc} = 300 \text{ V}$) : (a) tensions de sortie du panneau PV, (b) zoom sur les tensions de sortie au régime permanent et (c) zoom sur les tensions de sortie au régime transitoire

tension du bus continu (figure 2.34(a)). Les figures 2.34(b) et (c) illustrent, respectivement, les courants et les tensions de sortie du GPV. Au régime permanent, les formes d’ondes du courant et de la tension mesurés à la sortie du panneau PV contrôlé par l’algorithme INRE ne présentent aucun mouvement oscillatoire. Tandis que, dans le cas du système contrôlé avec l’algorithme P&O, d’importantes oscillations sont à signaler.

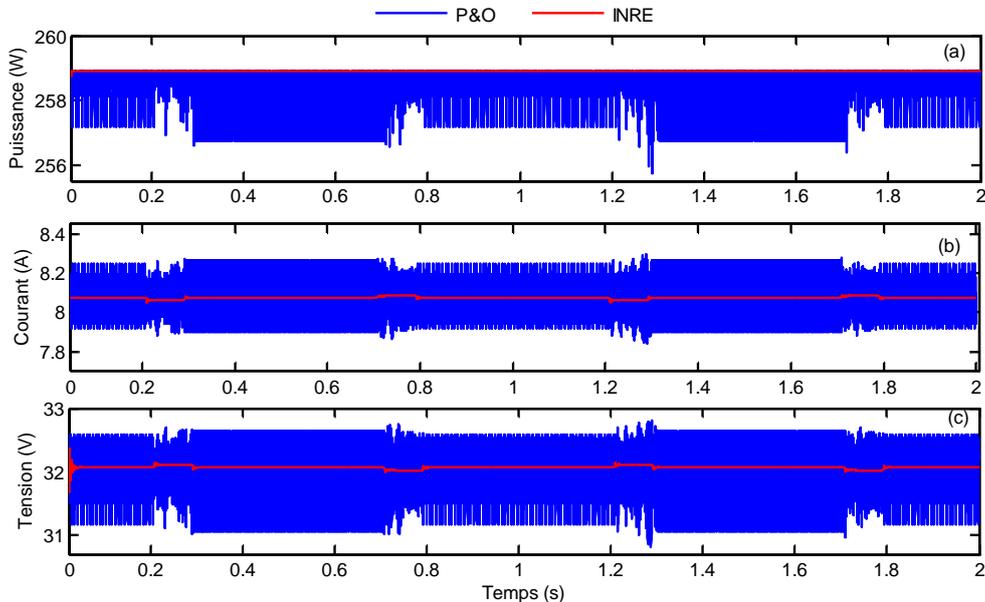


Figure 2.34 : Comparaison des performances des algorithmes P&O et INRE dans le cas d’une variation de la tension du bus continu (G constant) : (a) Puissances extraites, (b) courants de sortie du panneau PV et (c) tensions de sortie du panneau PV

c) Étude comparative

Jusqu'à présent, la comparaison des performances de l'algorithme INRE est faite par rapport à l'algorithme P&O conventionnel. Dans le tableau 2.3, une étude comparative est présentée entre l'algorithme INRE et d'autres algorithmes MPPTs de type zéro-oscillations (*zero-oscillations based MPPT algorithms*), c'est-à-dire, des algorithmes fonctionnant sans oscillations [64]-[67]. Les algorithmes retenus pour cette comparaison ont été choisis en raison de leurs efficacités élevées et leurs fonctionnements avec zéro oscillations. Dans [64], les auteurs ont proposé une méthode de type IC basée sur le principe de la détection des ondulations de commutation (*switching ripple detection*). Dans [65], un algorithme P&O modifié, basé sur le principe du pas adaptatif, associé à une condition aux limites dynamique (*dynamic boundary condition*) est développé. Cette approche permet de minimiser les pertes de puissance liées à la perte de direction (direction de la perturbation appliquée à chaque itération). Dans [66], un algorithme MPPT amélioré avec zéro oscillations est présenté. Sa mise en œuvre se fait en deux étapes. La première étape est basée sur un facteur d'échelle adaptatif bêta (*adaptive scaling factor beta*) pour améliorer la réponse transitoire. La seconde étape est basée sur un algorithme P&O modifiée qui permet d'éliminer les erreurs de suivi aux régimes permanents. Dans [67], trois techniques sont associées. La première permet d'annuler les oscillations en régime permanent. La deuxième permet d'identifier les changements d'irradiance. La troisième est une technique de suivi adaptative à plusieurs niveaux, utilisée pour assurer un suivi précis du PPM.

Les méthodes décrites ci-dessus donnent d'assez bons résultats. Toutefois, certains de ces algorithmes présentent des structures complexes [64]-[66]. De plus, leurs performances n'ont été validées qu'à l'aide d'émulateurs de GPV [64]-[67], et non avec des panneaux PVs réels. Le tableau 2.3 présente les résultats de cette étude comparative. Le rendement au régime permanent, le rendement au régime transitoire, la vitesse de suivi, ainsi que quelques remarques sont mentionnées pour chacune des six méthodes (algorithme P&O, algorithmes proposés dans [64]-[67] et l'algorithme INRE).

Tableau 2.3 : Étude comparative entre l'algorithme P&O, les algorithmes proposés dans [64]-[67], et l'algorithme INRE

	Rendement au régime permanent	Rendement au régime transitoire	Vitesse de suivi	Remarques
P&O	99%	99%	Lente	- Algorithme de base utilisé pour la comparaison
[64]	99%	98%	Rapide	- Méthode IC basée sur la détection des ondulations - La validation est faite avec un émulateur PV
[65]	99.4%	98.2%	Rapide	- P&O modifiée basée sur un pas adaptatif - La validation est faite avec un émulateur PV
[66]	99.98%	99.83%	Moyenne	- Structure complexe (combinaison de deux méthodes) - La validation est faite avec un émulateur PV
[67]	≈ 100%	99.3%	Rapide	- Structure complexe (combinaison de trois méthodes) - La validation est faite avec un émulateur PV
INRE	100%	100%	Très rapide	- Basée sur un réseau ADALINE de structure simple - La validation est faite avec un GPV réel

2) Résultats expérimentaux

En plus des simulations numériques, une validation expérimentale de l'algorithme

INRE est mise en œuvre. Une comparaison avec l’algorithme P&O est également réalisée. Les tests expérimentaux sont accomplis en utilisant le banc d’essai expérimental réalisé dans le cadre de cette thèse (voir la figure 2.15). L’implémentation des deux algorithmes sur la carte dSPACE est effectuée en utilisant les mêmes paramètres que ceux utilisés en simulations ($\mu = 0.015$ et $\Delta\alpha = 0.0025$). Tout comme les simulations, un profil d’irradiance avec deux dynamiques (rapide et lente) est considéré. Toutefois, en raison de la limitation du nombre de lampes utilisés, le niveau maximal d’éclairement obtenu à la surface du panneau PV est d’environ 500 W/m^2 . Le profil d’irradiance reproduit au laboratoire est montré sur la figure 2.35(a). Une charge résistive d’une valeur de 330Ω est connectée à la sortie du hacheur Boost. Par conséquent, un changement simultané de G et de U_{dc} est obtenu durant l’expérience. Les performances de l’algorithme INRE sont testées simultanément sous une variation de l’irradiance et de la tension U_{dc} . L’évolution de la tension U_{dc} induite par la variation de l’irradiance solaire est illustrée par la figure 2.35(b).

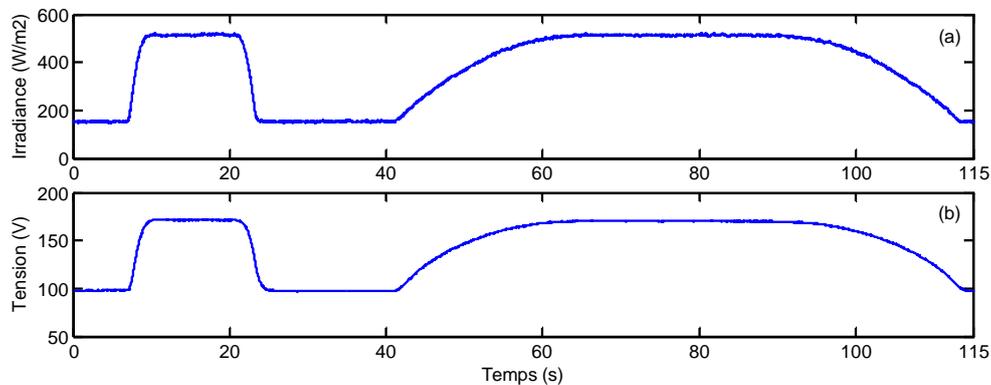


Figure 2.35 : Séquences des profils utilisés en expérimentation : (a) profil d’irradiance reproduit au laboratoire et (b) variation de la tension U_{dc} induite par la variation de l’irradiance

La figure 2.36 montre l’allure de la puissances de sortie du panneau PV lorsque les profils illustrés par la figure 2.35 sont appliqués. À partir de la figure 2.36(a), nous constatons que l’algorithme INRE suit parfaitement la dynamique du profil d’irradiance et présente des performances supérieures à celles de l’algorithme P&O. En effet, pour un niveau d’éclairement élevé ($G \approx 500 \text{ W/m}^2$), les puissances générées au régime permanent par les algorithmes INRE et P&O sont, respectivement, de 128 W et 120 W (figure 2.36(b)). Ainsi, l’algorithme INRE permet de réaliser un gain en puissance de 6.67%. Dans le cas d’un faible niveau d’irradiance, les puissances extraites au régime permanent pour les algorithmes INRE et P&O sont, respectivement, de 39 W et 36 W. Dans ce cas, l’algorithme proposé permet un accroissement de 8.33% de la puissance générée. En régime transitoire (figure 2.36(c)), la supériorité de l’algorithme proposé est encore une fois démontrée. En outre, les résultats obtenus montrent clairement que l’algorithme INRE présente des signaux avec des formes d’onde plus stables et des oscillations beaucoup moins importantes que l’algorithme P&O.

La figure 2.37 donne l’évolution des tensions et des courants mesurés à la sortie du panneau PV pour les deux algorithmes. Comparés aux signaux obtenus avec l’algorithme P&O, des signaux avec des formes d’onde plus stables avec moins d’oscillations sont obtenus par l’algorithme proposé. Il est à noter que la présence de ces oscillations à basses

fréquences dans le courant et la tension est principalement due aux bruits de mesure (figures 2.37(c) et (d)). Toutefois, dans le cas du système commandé par l'algorithme INRE, les bruits et les fluctuations sont mieux rejetés autour du PPM.

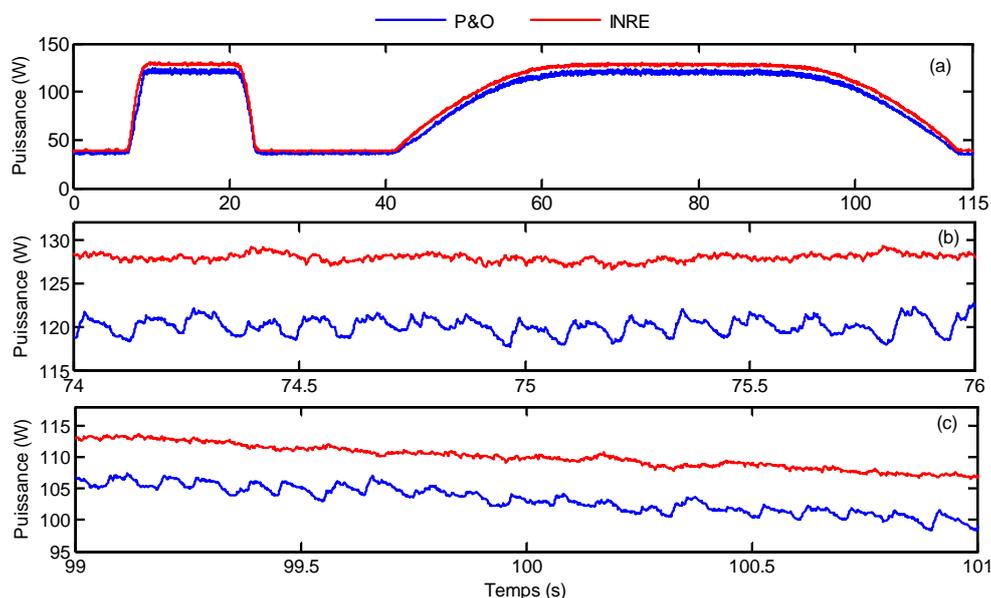


Figure 2.36 : Comparaison expérimentale des performances des algorithmes P&O et INRE : (a) puissances extraites, (b) zoom sur les puissances extraites au régime permanent et (c) zoom sur les puissances extraites au régime transitoire

Au terme des simulations et des expérimentations réalisées, nous pouvons dire que l'algorithme INRE présente de très bonnes performances de suivi du PPM. Ces performances sont résumées par les points suivants :

- 1) 100% de rendement énergétique aux régimes permanent et transitoire,
- 2) Zéro oscillations dans le courant et la tension de sortie du panneau PV aux régimes permanents,
- 3) Oscillations mineures dans le courant et la tension de sortie du panneau PV aux régimes transitoires,
- 4) Plus facile à mettre en œuvre que l'algorithme P&O,
- 5) Une mise en œuvre analogique de la méthode est possible avec des circuits de base.

De plus, contrairement à beaucoup d'autres algorithmes qu'on retrouve dans la littérature, l'algorithme proposé est tout aussi efficace pour des niveaux d'irradiance très faibles ou lors de changements soudains du niveau d'irradiance. L'algorithme proposé peut être ainsi utilisé dans le cas où les variations de l'irradiance solaire sont particulièrement rapides, notamment dans le cas des applications solaires-mobiles. Enfin, en raison de la réduction et de l'absence de calculs complexes dans sa structure, elle constitue de ce fait une excellente alternative pour accroître la fiabilité des systèmes PVs commerciaux.

2.6 Conclusion

Deux nouveaux algorithmes MPPTs pour la commande d'un système PV ont été proposés dans ce chapitre. Inspirés de la technique ADALINE, ces algorithmes exploitent la

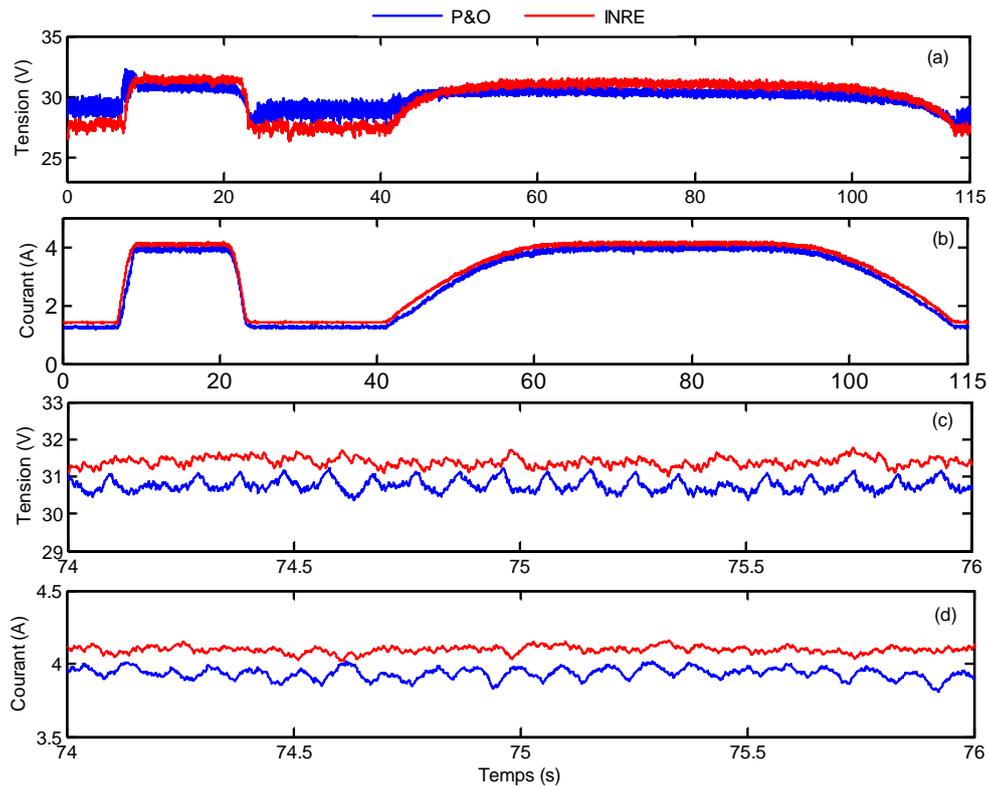


Figure 2.37 : Comparaison expérimentale des performances des algorithmes P&O et INRE : (a) tensions de sortie du panneau PV, (b) courants de sortie du panneau PV, (c) zoom sur les tensions de sortie au régime permanent et (d) zoom sur les courants de sortie au régime permanent

courbe caractéristique I-V d'un panneau PV combinée avec celle du convertisseur Boost. Ces algorithmes présentent des structures extrêmement simples et de très bonnes performances de suivi du PPM. L'algorithme INCO est basé sur la connaissance de l'incrément de conductance et l'algorithme INRE est basé sur la connaissance de la résistance instantanée. Dans le but de vérifier la faisabilité et la robustesse des algorithmes suggérés, des simulations et des expérimentations ont été réalisées. Des comparaisons avec l'algorithme P&O ont été également effectuées. Les tests ont été menés suivant la norme prEN 50530 qui est une norme européenne destinée à l'évaluation de l'efficacité des algorithmes MPPTs. Cette norme requiert aux algorithmes MPPT le suivi d'un ensemble de séquences de rampes ayant des pentes et des niveaux d'irradiance différents. Initialement, l'algorithme INCO est testé expérimentalement dans le cas où la sortie du système PV est connectée à une charge résistive. Ensuite, des essais en simulation et une validation expérimentale ont été menés pour tester les performances de l'algorithme INRE. Dans ce cas, le système PV est connecté à un bus continu. Une étude comparative de l'algorithme INRE avec d'autres algorithmes a été également réalisée. Les résultats obtenus ont démontré que les algorithmes proposés permettent d'optimiser le rendement énergétique du système PV. L'algorithme INCO a permis d'avoir une puissance extraite plus importante et une réponse dynamique très rapide même sous des niveaux d'irradiance faibles. L'algorithme INRE a permis d'avoir un rendement énergétique théorique de 100% et a résolu de manière définitive les problèmes liés aux pertes et aux oscillations. En effet, en régime permanent, cet algorithme a permis d'aboutir à un fonctionnement sans oscillations, tandis qu'en régime transitoire, les oscillations ont de très faibles amplitudes. Ceci augmente donc considérablement le gain en énergie au cours du cycle de vie du panneau PV.

Chapitre 3

Commande d'une éolienne à base d'une MSAP

Résumé : Ce chapitre est consacré à la modélisation et à la commande d'un système de conversion de l'énergie éolienne de petite puissance en vue de son intégration dans un SHSER. Ce système est constitué d'une turbine éolienne à base d'une MSAP connectée à un redresseur triphasé à MLI. Ce dernier est directement raccordé à un bus continu dont la tension est supposée constante. Le choix de cette topologie est motivé par sa structure simple et son rendement élevé. Afin d'extraire le maximum de puissance disponible dans le vent, une stratégie de contrôle est mise en œuvre. Ce contrôle comporte principalement une commande MPPT de la turbine et une commande vectorielle de la MSAP. Dans le but d'évaluer les performances du système éolien étudié, une simulation de l'ensemble de la chaîne de conversion de l'énergie est réalisée sous MATLAB-Simulink. Les résultats obtenus ont montré que le système éolien a présenté un fonctionnement correct où toutes les grandeurs de commande suivent parfaitement leurs références. Ainsi, le maximum de puissance disponible dans le vent est extrait quel que soit le point de fonctionnement du système éolien.

Sommaire

3.1	Introduction	60
3.2	Système de conversion de l'énergie éolienne	61
3.3	Configuration globale du système éolien étudié	62
3.4	Modélisation aérodynamique et mécanique de la turbine	62
3.4.1	Modélisation aérodynamique	62
3.4.2	Modélisation mécanique	64
3.5	Maximisation de la puissance d'une turbine éolienne	65
3.5.1	Commande MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation	66
3.5.2	Commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation	68
3.6	Modélisation de la MSAP	71
3.6.1	Modèle électrique de la MSAP dans le repère (abc)	72
3.6.2	Modèle électrique de la MSAP dans le repère (dq)	72
3.6.3	Expressions des puissances active et réactive statoriques	73
3.6.4	Expression du couple électromagnétique	74
3.7	Modélisation du redresseur triphasé à MLI	75
3.8	Commande du système de conversion de l'énergie éolienne	76
3.8.1	Commande vectorielle de la MSAP	76
3.8.2	Génération des rapports cycliques	79
3.9	Résultats de simulation	79
3.10	Conclusion	84

3.1 Introduction

Un aérogénérateur, appelé également une éolienne, est un dispositif qui convertit une partie de l'énergie cinétique du vent en une énergie mécanique disponible sur son arbre. Cette énergie est ensuite transformée en une énergie électrique au moyen d'une génératrice électrique [80]. La puissance mécanique disponible sur l'arbre d'une éolienne dépend de la vitesse du vent. De plus, pour chaque vitesse du vent, il existe un seul point de fonctionnement optimal qui permet d'en extraire le maximum de puissance. Ce point de fonctionnement peut être atteint par le biais d'un contrôle de vitesse de la génératrice. Ce procédé de maximisation de puissance est appelé commande MPPT [81]-[84]. La commande sans asservissement de la vitesse de rotation [82] et la commande avec asservissement de la vitesse de rotation [83], [84] sont les deux stratégies de contrôle les plus couramment utilisées pour garantir la maximisation de la puissance électrique extraite.

Différents types de machines électriques sont utilisées pour la conversion de l'énergie mécanique disponible sur l'arbre de la turbine en énergie électrique [85], [86]. Parmi elles, les MSAPs sont les plus utilisées [87], [88]. La prédominance de ces dernières sur les autres machines revient principalement à leur caractéristique d'auto excitation par aimants permanents. Cette auto excitation permet à la MSAP de fonctionner à un bon rendement et avec un facteur de puissance élevé. De plus, l'éolienne à base d'une MSAP peut fonctionner à des faibles vitesses, de ce fait elle ne nécessite pas un multiplicateur. Ceci améliore donc la fiabilité du système en réduisant ses coûts de fabrication et d'entretien [89]. Du point de vue commande, la littérature contient plusieurs méthodes et approches pour la commande de la MSAP [90], [91]. Parmi elles, la commande vectorielle à flux orienté (*field-oriented control*) reste la plus couramment utilisée [92], [93].

En raison de la fluctuation de la vitesse du vent, les tensions induites au stator de la MSAP sont variables à la fois en fréquence et en amplitude. Ceci rend donc impossible leur exploitation directe. Pour y remédier, le stator de la MSAP est connecté à des convertisseurs de puissance [94]. Plusieurs modes d'exploitation de la puissance électrique produite sont alors possibles [95], [96]. En effet, l'énergie produite peut être injectée au réseau électrique ou exploitée dans un système isolé du réseau. L'utilisation d'un redresseur à MLI en cascade avec un onduleur à MLI reste la topologie la plus couramment utilisée pour l'adaptation de la puissance générée par la MSAP [94], [97].

Ce chapitre est consacré à la modélisation et à la commande d'un système éolien à base d'une MSAP triphasée en vue de son intégration dans un SHSER avec un bus continu. Ce système est constitué d'une turbine éolienne couplée au rotor d'une MSAP. Le stator de la MSAP est connecté à un redresseur triphasé à MLI. Ce dernier est raccordé à un bus continu dont la tension est supposée constante. Afin d'extraire le maximum de puissance disponible dans le vent, une commande MPPT est mise en œuvre où un couple électromagnétique de référence est généré. Ce couple de référence est ensuite appliqué à la MSAP via une commande vectorielle. Dans le but de montrer l'efficacité du système éolien étudié, la chaîne de conversion est simulée sous MATLAB-Simulink. Compte tenu des résultats obtenus en termes de rendement, de temps de réponse et de stabilité, le système éolien mis en œuvre peut facilement être intégré dans le SHSER considéré dans cette thèse.

3.2 Système de conversion de l'énergie éolienne

Un système de conversion de l'énergie éolienne est composé principalement de trois éléments [89] :

- **Turbine** : Il s'agit de l'élément principal du système de conversion. Son rôle est d'assurer la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique.
- **Générateur électrique** : C'est l'élément qui effectue la conversion de l'énergie mécanique disponible sur l'arbre de la turbine en énergie électrique.
- **Étage électronique de puissance** : Cette partie assure le conditionnement de l'énergie électrique générée. Le type de convertisseurs utilisés au niveau de cet étage diffèrent d'un système à un autre en fonction du mode d'exploitation de la puissance électrique produite. A titre d'exemples, dans le cas où cette énergie est destinée à être stockée, des redresseurs à MLI peuvent être utilisés. Par ailleurs, des redresseurs à MLI et des onduleurs à MLI, mis en cascade, sont souvent requis pour l'alimentation de sites isolés ou pour l'injection au réseau.

Les éoliennes peuvent être classées sous différents critères. Elles peuvent être classées selon le type de l'éolienne, le mode d'exploitation de l'énergie aérodynamique, la puissance de l'éolienne, le type de la machine électrique utilisée et le mode d'exploitation de la puissance électrique générée. Ainsi :

Selon le type de l'éolienne ; les éoliennes peuvent être classées principalement en deux grandes familles [98] :

- Éoliennes à axe horizontal.
- Éoliennes à axe vertical.

Selon le mode d'exploitation de l'énergie aérodynamique ; les éoliennes peuvent être classées en deux catégories [99] :

- Éoliennes à vitesse fixe.
- Éoliennes à vitesse variable.

Selon la puissance de l'éolienne ; les éoliennes peuvent être classées en trois groupes [100] :

- Éoliennes de petites puissances (pour les puissances inférieures à 50 kW).
- Éoliennes de moyennes puissances (pour les puissances comprises entre 50 kW et 1 MW).
- Éoliennes de grandes puissances (pour les puissances supérieures à 1 MW).

Selon le type de la machine électrique exploitée ; deux types de machine sont principalement utilisées pour la conversion de l'énergie mécanique [85], [86] :

- Machines synchrones.
- Machines asynchrones.

Selon le mode d'exploitation de la puissance électrique extraite ; deux configurations sont principalement utilisées [95], [96] :

- Éoliennes isolées du réseau électriques.
- Éoliennes raccordées au réseau électriques.

3.3 Configuration globale du système éolien étudié

Le système éolien étudié dans ce chapitre, dont l'architecture globale est illustrée par la figure 3.1, est destiné à être intégré dans un SHSER avec un bus continu. Il est principalement composé d'une turbine raccordée au rotor d'une MSAP. Le stator de cette génératrice est connecté à un redresseur triphasé à MLI. La sortie du redresseur est raccordée à un bus continu de tension U_{dc} constante. Il est à préciser que la tension U_{dc} est supposée régulée et maintenue constante grâce à un système de stockage (voir le **Chapitre 4**).

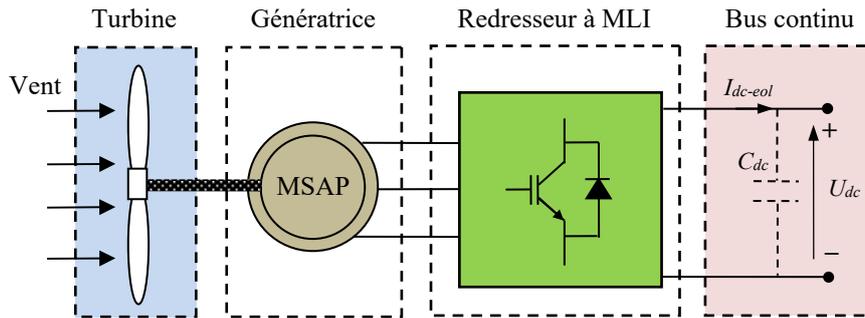


Figure 3.1 : Configuration globale du système éolien étudié

3.4 Modélisation aérodynamique et mécanique de la turbine

3.4.1 Modélisation aérodynamique

La puissance cinétique du vent peut être exprimée par l'équation (3.1) suivante :

$$P_v = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 \quad (3.1)$$

où ρ est la masse volumique de l'air (approximativement 1.225 kg/m^3 à la pression atmosphérique et à 25°C), v est la vitesse du vent (m/s) et R est la longueur d'une pale (m).

En pratique, une éolienne ne peut récupérer qu'une partie de la puissance cinétique du vent P_v . Ainsi, un coefficient de puissance $C_p(\lambda)$, qui représente le rendement aérodynamique, est défini. Ce coefficient de puissance $C_p(\lambda)$ s'écrit, en fonction de la puissance aérodynamique apparaissant sur l'arbre de la turbine P_{eol} et la puissance cinétique du vent P_v , de la manière suivante :

$$C_p(\lambda) = \frac{P_{eol}}{P_v} \quad (3.2)$$

où λ est la vitesse relative de l'éolienne. Elle est définie comme étant le rapport entre la vitesse linéaire des pales $R\Omega$ et la vitesse du vent v comme suit :

$$\lambda = \frac{R\Omega}{v} \quad (3.3)$$

où Ω est la vitesse mécanique de la turbine (rad/s). À partir de (3.1) et (3.2), l'expression de la puissance aérodynamique de l'éolienne P_{eol} est déduite comme suit :

$$P_{eol} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_p(\lambda) \quad (3.4)$$

Enfin, le couple mécanique C_m sur l'arbre de la turbine peut être calculé comme suit :

$$C_m = \frac{P_{eol}}{\Omega} \quad (3.5)$$

3.4.1.1 Coefficient de puissance

Théoriquement, le coefficient de puissance C_p présente une valeur limite de 0.593, appelée « limite de Betz ». Cependant, cette limite n'est jamais atteinte en pratique. Dans le but de modéliser ce coefficient, plusieurs approximations numériques ont été développées dans la littérature. Ci-après, nous donnons les trois formes les plus couramment utilisées dans différents travaux scientifiques [101]-[103] :

1)

$$C_p = \frac{1}{2} (\gamma - 0.022\beta^2 - 5.6) e^{-0.17\gamma} \quad (3.6)$$

où $\gamma = \frac{9}{4} \frac{v}{\Omega_t}$ est le rapport de vitesse périphérique et β est l'angle d'orientation des pales (degré).

2)

$$C_p = 0.73 \left(\frac{151}{\lambda'} - 0.58\beta - 0.002\beta^{2.14} - 13.2 \right) e^{\frac{-18}{\lambda'}}, \quad (3.7)$$

avec $\frac{1}{\lambda'} = \frac{1}{\lambda - 0.002\beta} - \frac{0.003}{\beta^3 + 1}$.

3)

$$C_p = 0.22 \left(\frac{116}{\lambda'} - 0.4\beta - 5 \right) e^{\frac{-12.5}{\lambda'}} \quad (3.8)$$

avec $\frac{1}{\lambda'} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$.

Cette dernière expression de C_p sera maintenue dans la modélisation aérodynamique de la turbine éolienne étudiée dans cette thèse. Comme cette turbine est de petite puissance, l'angle d'orientation des pales sera maintenu nul ($\beta = 0$). Par conséquent, l'équation (3.8) peut être simplifiée comme suit :

$$C_p(\lambda) = 0.22 \left(\frac{116}{\lambda} - 9.06 \right) e^{\frac{-12.5}{\lambda} + 0.4375} \quad (3.9)$$

La courbe de C_p obtenue en utilisant (3.9) est tracée sur la figure 3.2. Nous pouvons constater que cette courbe possède un coefficient de puissance maximal C_{p-max} de 0.4382 correspondant à une vitesse relative optimale de $\lambda_{opt} = 6.339$. Ce point maximal $C_p(\lambda_{opt})$ correspond bien au rendement maximal de notre turbine éolienne.

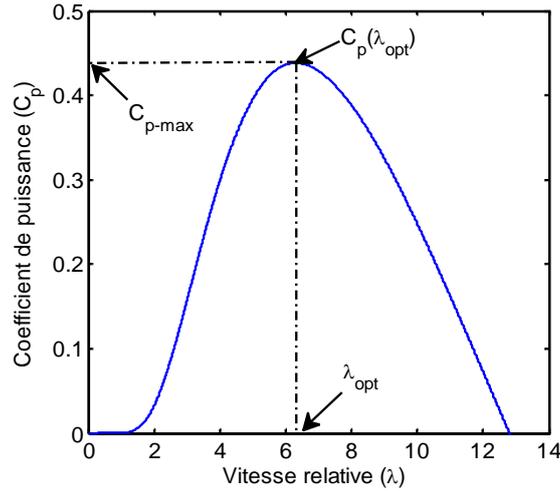


Figure 3.2 : Coefficient de puissance de la turbine éolienne étudiée

En remplaçant (3.3) et (3.9) dans (3.4), les caractéristiques statiques de la puissance aérodynamique P_{eol} en fonction de la vitesse mécanique de la turbine Ω peuvent être déterminées pour différentes valeurs de la vitesse du vent v . Les caractéristiques obtenues sont montrées par la figure 3.3 où la vitesse du vent varie de 8 m/s à 12 m/s.

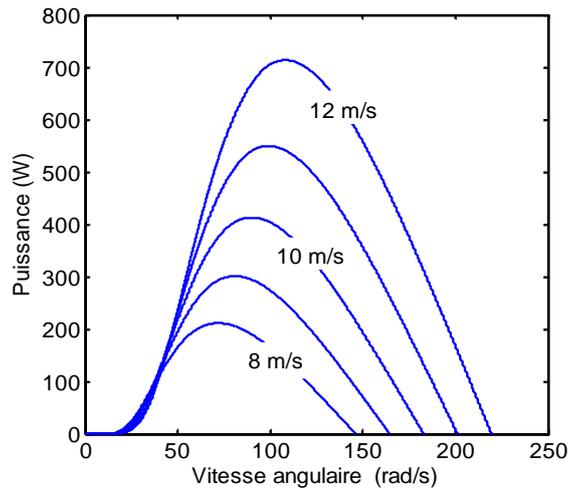


Figure 3.3 : Puissance aérodynamique de la turbine éolienne étudiée en fonction de la vitesse mécanique pour différentes vitesses du vent

3.4.2 Modélisation mécanique

Le modèle mécanique d'un système éolien (turbine et MSAP) peut s'écrire sous la forme de l'équation différentielle suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_{em} - f\Omega \quad (3.10)$$

où J est le moment d'inertie total du système (turbine + MSAP), f est le coefficient de frottement total du système (turbine + MSAP), C_m est le couple mécanique de la turbine et C_{em} est le couple électromagnétique de la MSAP.

En exploitant la modélisation établie précédemment, nous avons construit un schéma bloc du modèle aérodynamique et mécanique de notre éolienne. La figure 3.4 illustre le schéma bloc obtenu. À partir de ce schéma, nous pouvons constater que la vitesse du vent v et le couple électromagnétique C_{em} développé par la MSAP constituent les deux entrées du système, tandis que le couple mécanique C_m de la turbine et la vitesse mécanique Ω de la MSAP représentent ses sorties.

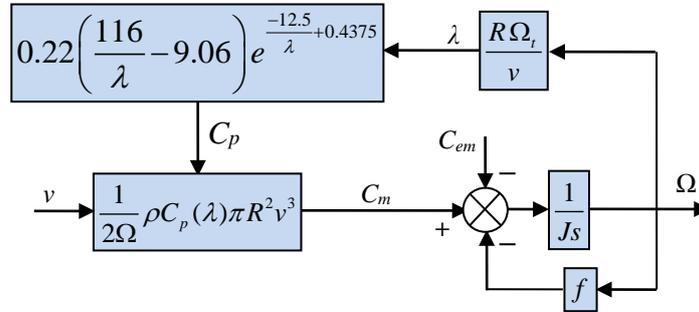


Figure 3.4 : Schéma bloc du modèle aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne

3.5 Maximisation de la puissance d'une turbine éolienne

À partir de la figure 3.3, nous pouvons constater que les caractéristiques de puissance aérodynamique d'une éolienne sont fortement non linéaires et, pour chaque vitesse du vent, il existe un seul point où la puissance est maximale. Par ailleurs, selon l'équation (3.4), cette puissance peut être maximisée en ramenant le coefficient C_p à sa valeur maximale. Pour ce faire, plusieurs stratégies de commande ont été développées dans la littérature pour maximiser la puissance électrique générée par une éolienne à vitesse variable [81]-[84], [104]. Le contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation [82], [104] et le contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation [83], [84] sont les deux stratégies de commande les plus couramment utilisées. Pour l'étude de ces deux commandes, nous supposons que, quelle que soit la puissance mécanique transmise par la turbine, le couple électromagnétique C_{em} développé par la MSAP est tout le temps égal à sa valeur de référence imposée par la commande ($C_{em} = C_{em-ref}$). Ainsi, la boucle de régulation des courants statoriques de la MSAP est modélisée par un gain unitaire.

Généralement, une turbine éolienne à vitesse variable fonctionne selon quatre zones. La figure 3.5 illustre les quatre zones de fonctionnement délimitées par les vitesses du vent v_d , v_n et v_m , où :

- v_d est la vitesse du vent correspondant à la vitesse de démarrage de la turbine. v_d varie entre 2.5 m/s et 4 m/s en fonction des technologies.
- v_n est la vitesse du vent correspondant au fonctionnement nominal de la génératrice. v_n varie entre 11.5 m/s et 15 m/s.
- v_m est la vitesse du vent au-delà de laquelle l'éolienne doit être arrêtée afin d'éviter toute détérioration de celle-ci. Pour la grande majorité des éoliennes, $v_m \approx 25$ m/s.

1) **Zone 1** ($0 < v < v_d$) : Dans cette zone, la vitesse du vent est très faible. Elle est insuffisante pour faire démarrer l'éolienne.

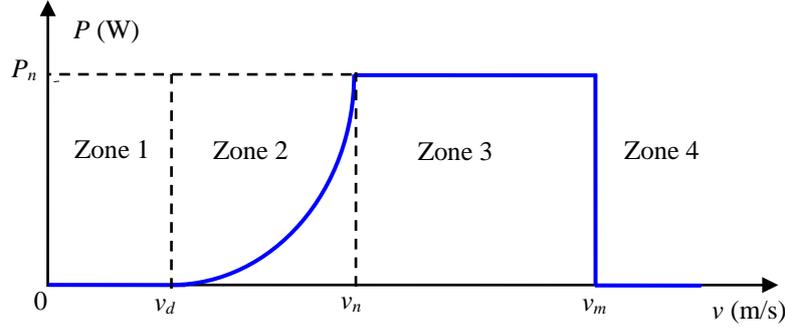


Figure 3.5 : Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable

- 2) **Zone 2** ($v_d \leq v < v_n$) : Dans cette zone, le fonctionnement de l'éolienne est optimal. Pour chaque vitesse du vent, le maximum de puissance est extrait.
- 3) **Zone 3** ($v_n < v < v_m$) : Dans cette zone, le vent atteint des vitesses élevées. La puissance de la turbine est maintenue à sa valeur nominale par le contrôle de l'angle d'orientation des pales.
- 4) **Zone 4** ($v \geq v_m$) : Dans cette zone, la vitesse du vent atteint sa valeur maximale. Pour éviter toute destruction, une procédure d'arrêt de l'éolienne est alors déclenchée. Cet arrêt est généralement effectué en mettant les pales de la turbine en drapeau ($\beta = 90^\circ$).

Dans le cadre de cette thèse, nous supposons que l'éolienne fonctionne toujours dans la zone 2 ($v_d < v < v_n$) où la turbine est tout le temps pilotée par un algorithme MPPT.

3.5.1 Commande MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation

Afin de maximiser la puissance d'une turbine éolienne, sa vitesse relative λ doit être maintenue à sa valeur optimale λ_{opt} correspondant au coefficient de puissance maximal C_{p-max} . À partir de (3.3), la vitesse du vent peut être estimée comme suit :

$$v_{est} = \frac{R\Omega}{\lambda_{opt}} \quad (3.11)$$

En remplaçant (3.11) dans (3.4), l'expression de la puissance aérodynamique maximale extractible du vent peut être calculée de la manière suivante :

$$P_{eol-max} = \left(\frac{\rho C_{p-max} \pi R^5}{2\lambda_{opt}^3} \right) \Omega^3 \quad (3.12)$$

Ainsi, en utilisant (3.5), l'expression du couple mécanique optimal peut être déduite comme suit :

$$C_{m-opt} = \left(\frac{\rho C_{p-max} \pi R^5}{2\lambda_{opt}^3} \right) \Omega^2 \quad (3.13)$$

La commande MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation de la turbine éolienne repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent et par conséquent la vitesse de rotation

3.5 Maximisation de la puissance d'une turbine éolienne

de la turbine varie lentement [82]. Ainsi, à partir de (3.10), l'expression du couple électromagnétique au régime permanent peut être obtenue comme suit :

$$C_{em} = C_m - f\Omega \quad (3.14)$$

En remplaçant, (3.13) dans (3.14), l'expression du couple électromagnétique de référence qui doit être appliqué à la MSAP pour produire le maximum de puissance au niveau de son stator est

$$C_{em-ref} = \left(\frac{\rho C_{p\max} \pi R^5}{2\lambda_{opt}^3} \right) \Omega^2 - f\Omega \quad (3.15)$$

Le schéma bloc de la commande d'extraction du maximum de puissance sans asservissement de la vitesse de rotation est donné par la figure 3.6.

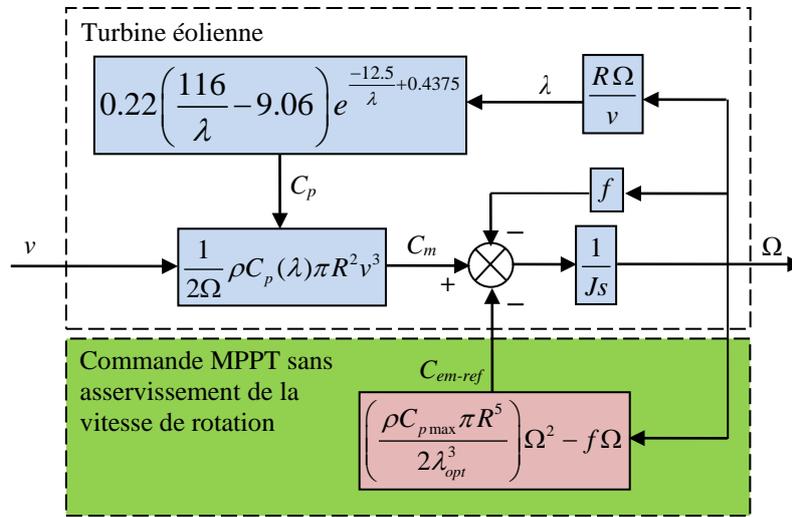


Figure 3.6 : Schéma bloc de la commande MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation

Dans le but de tester les performances de la commande MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation, le schéma bloc de la figure 3.6 a été implémenté sous MATLAB-Simulink. Un profil de vent d'une valeur moyenne de 10 m/s est appliqué. Le modèle du vent est décrit par l'équation 3.16 et son allure est illustrée par la figure 3.7.

$$v(t) = 10 + \sin(0.1047t) + 2 \sin(0.2665t) + \sin(1.2930t) + 0.2 \sin(3.6645t) \quad (3.16)$$

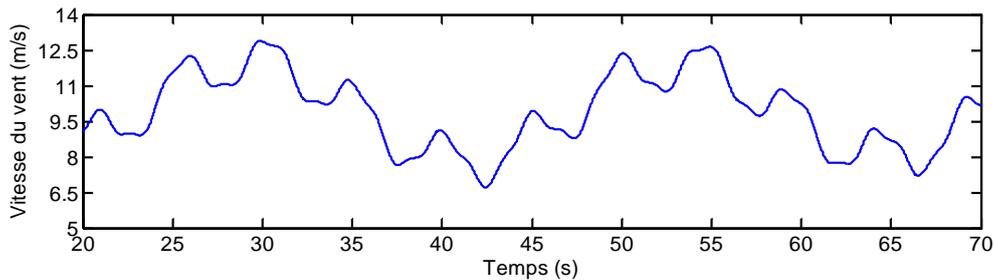


Figure 3.7 : Profil du vent appliqué

La figure 3.8 montre les résultats de simulation obtenus par la commande MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation. La figure 3.8(a) montre la puissance aérodynamique maximale extractible du vent et la puissance mécanique de la turbine extraite. Les deux puissances relevées sont presque superposées. Cependant, un léger écart entre ces deux courbes subsiste. Cet écart est dû au fait que le couple inertiel de la turbine n'a pas été tenu en compte dans la synthèse de cette commande (voir l'équation (3.15)). La figure 3.8(b) montre la vitesse mécanique de la turbine. La vitesse relative λ est illustrée par la figure 3.8(c). Nous constatons que λ oscille légèrement au tour de sa valeur optimale λ_{opt} à cause de l'effet inertiel de la turbine. Par conséquent, le coefficient de puissance C_p n'arrive pas à se maintenir à sa valeur maximale C_{p-max} (voir la figure 3.8(d)).

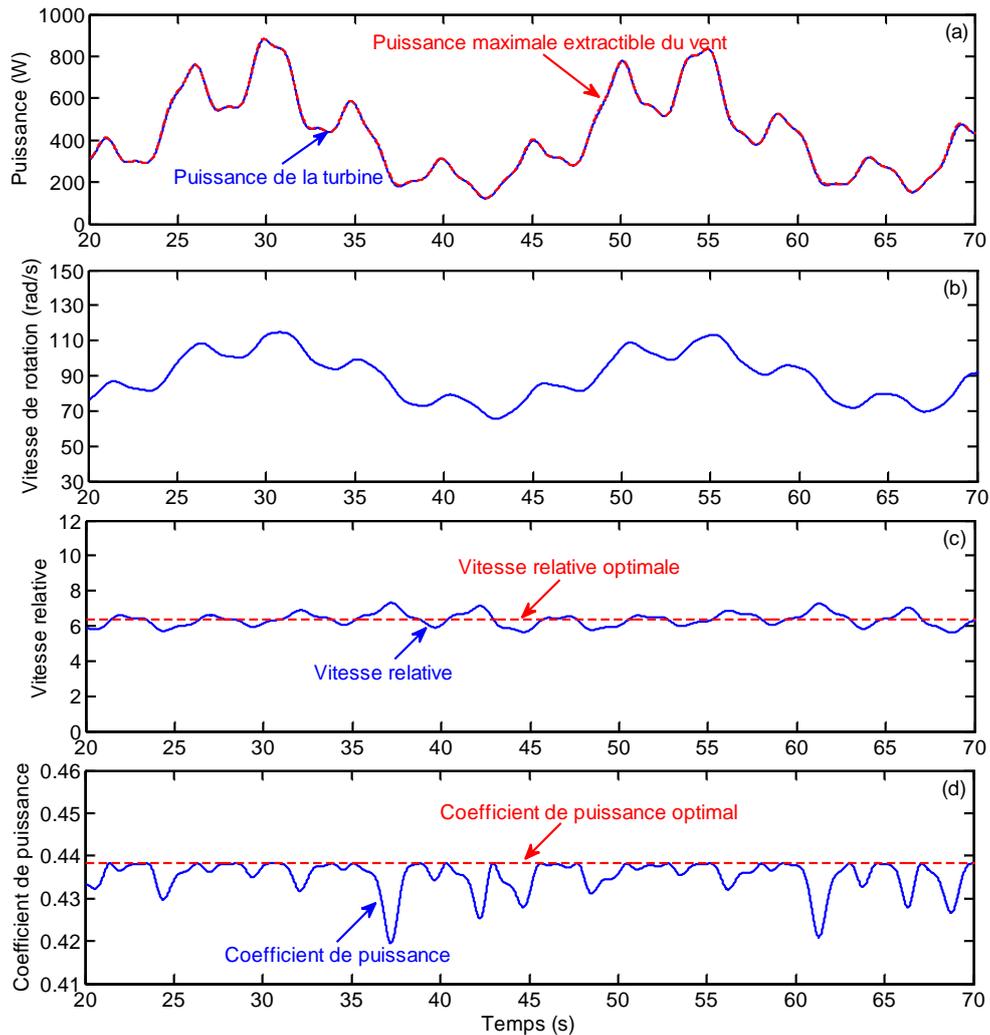


Figure 3.8 : Résultats de simulation de la commande MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation : (a) puissance mécanique, (b) vitesse mécanique, (c) vitesse relative et (d) coefficient de puissance

3.5.2 Commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation

Contrairement à la commande précédente, cette deuxième stratégie permet d'extraire le maximum de puissance en tenant compte de la variation continue de la vitesse du vent (ou de la vitesse de rotation). Son principe de fonctionnement est basé sur le maintien

de la vitesse de rotation de la MSAP à une vitesse de référence correspondant au PPM. Comme son nom l'indique, cette commande intègre une boucle de régulation de la vitesse de rotation.

Comme expliqué précédemment, pour chaque vitesse du vent, la puissance extraite peut être maximisée en ramenant C_p à sa valeur maximale. Cette condition n'est atteinte que lorsque λ est égale à λ_{opt} . Ainsi, la vitesse de référence Ω_{ref} de la MSAP peut être déduite à partir de (3.3) comme suit :

$$\Omega_{ref} = \frac{\lambda_{opt}}{R} v \quad (3.17)$$

Le couple électromagnétique de référence C_{em-ref} à appliquer à la MSAP est calculé par un régulateur placé dans une boucle qui asservit la vitesse de rotation Ω à sa référence Ω_{ref} [105]. La figure 3.9 montre le schéma bloc de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation. Le couple mécanique C_m constitue une perturbation externe à la boucle de régulation.

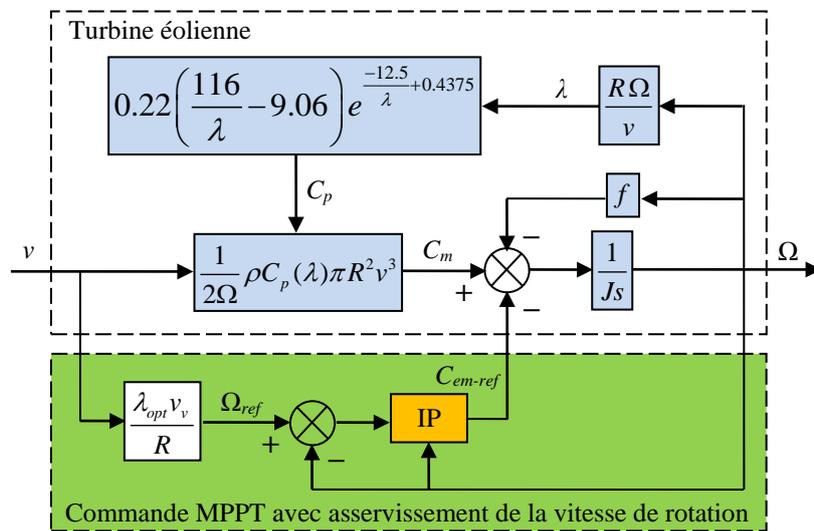


Figure 3.9 : Schéma bloc de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation

3.5.2.1 Synthèse du régulateur de vitesse

Comme montré sur la figure 3.9, le couple électromagnétique de référence C_{em-ref} est calculé par un régulateur de type intégral-proportionnel (IP). Ce régulateur utilise comme entrées la vitesse de rotation Ω et la différence entre Ω et sa référence Ω_{ref} . Le choix du régulateur IP et non d'un régulateur proportionnel-intégral (PI) revient au fait que la dynamique de la boucle de régulation du système mécanique est lente en raison de la forte inertie de la turbine éolienne. En effet, l'utilisation d'un régulateur PI sur un système de premier ordre fait apparaître un zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée. Souvent, ce zéro est responsable de comportements oscillants mal amortis. Par contre, l'utilisation d'un régulateur IP permet de filtrer ce zéro en boucle fermée [80]. La figure 3.10 montre le schéma bloc de la boucle régulation de la vitesse de rotation de la turbine en utilisant un régulateur IP.

Comme le système asservi est linéaire, le théorème de superposition peut donc être appliqué. En vertu de ce dernier, la fonction de transfert du système peut être écrite sous la forme suivante :

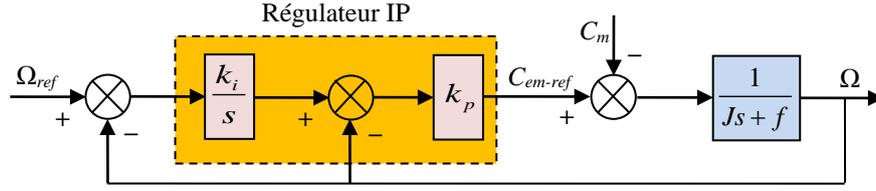


Figure 3.10 : Schéma bloc de la régulation de la vitesse de rotation

$$\Omega(s) = F(s) \Omega_{ref}(s) - P(s) C_m(s) \quad (3.18)$$

où

$$F(s) = \frac{k_p k_i}{Js^2 + (f + k_p)s + k_i k_p} \quad (3.19)$$

$$P(s) = \frac{s}{Js^2 + (f + k_p)s + k_i k_p} \quad (3.20)$$

En raison de la présence d'une dérivation dans $P(s)$, l'erreur statique en réponse à une perturbation C_m est nulle en régime permanent. En régime transitoire, une perturbation en échelon du couple C_m se traduit par un pic sur la vitesse de rotation dont l'amplitude dépend du choix des paramètres du régulateur IP (k_p et k_i).

Dans le cas de notre étude, nous nous intéressons au problème de poursuite de la vitesse de référence Ω_{ref} . Pour satisfaire les exigences de la MPPT, l'effet de la perturbation du couple C_m est supposé nul. Ainsi, la fonction de transfert du système peut être donnée sous la forme simplifiée suivante :

$$\Omega(s) = F(s) \Omega_{ref}(s) \quad (3.21)$$

Il est à noter que la fonction de transfert obtenue dans (3.19) est de second ordre. Ainsi, par identification avec un système ayant une pulsation propre ω_n et un coefficient d'amortissement ξ_n désirés, les paramètres du régulateur IP peuvent être déduit de la manière suivante :

$$k_p = (2\xi_n J \omega_n) - f \quad (3.22)$$

$$k_i = \frac{J \omega_n^2}{k_p} \quad (3.23)$$

En choisissant un coefficient d'amortissement $\xi_n = 1$ et un temps de réponse $t_{r-v} = 0.3$ s, les valeurs des paramètres k_p et k_i , sont, respectivement, 3.1998 et 8.

La figure 3.11 montre les résultats de simulation obtenus par la commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation. La puissance mécanique de la turbine et la puissance maximale de référence extractible du vent sont tracées sur la figure 3.11(a). Nous pouvons constater que les deux puissances relevées sont parfaitement superposées. Ce qui signifie que la turbine arrive à extraire le maximum de puissance. La figure 3.11(b) montre la vitesse mécanique de rotation ainsi que sa référence. Là encore, la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence. La vitesse relative ainsi que sa valeur optimale sont données par la figure 3.11(c). Nous pouvons aisément constater que la vitesse relative

est égale à sa valeur optimale. Par conséquent, le coefficient de puissance C_p reste égal à sa valeur maximale C_{p-max} (voir la figure 3.11(d)).

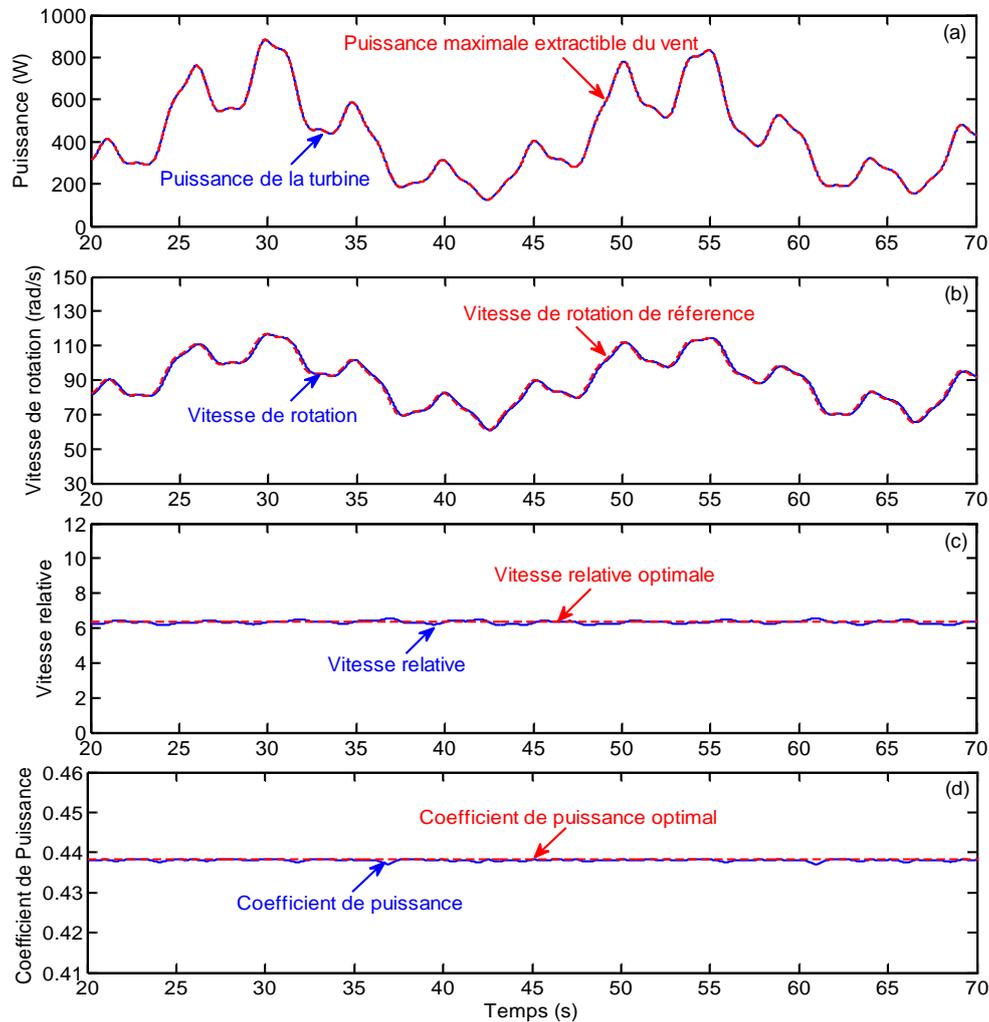


Figure 3.11 : Résultats de simulation de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation : (a) puissance mécanique, (b) vitesse mécanique, (c) vitesse relative et (d) coefficient de puissance

Au terme de ces résultats, nous pouvons dire que les deux stratégies présentent de bons résultats. Cependant, la commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation permet d'extraire plus de puissance comparée à la commande MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation.

3.6 Modélisation de la MSAP

Dans cette sous-section, nous allons décrire les équations électriques et magnétiques régissant le fonctionnement de la MSAP. Initialement, nous allons donner le modèle de la MSAP dans le repère stationnaire (abc). Ensuite, nous allons déduire le modèle de la MSAP dans le repère tournant (dq) (repère de Park). Il est à noter que la MSAP est modélisée en mode de fonctionnement moteur.

3.6.1 Modèle électrique de la MSAP dans le repère (abc)

Le modèle électrique de la MSAP, dans le repère fixe lié au stator (abc) , est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

où v_a , v_b et v_c sont, respectivement, les tensions statoriques des phases a , b et c . i_a , i_b et i_c sont, respectivement, les courants statoriques des phases a , b et c . ψ_a , ψ_b et ψ_c sont, respectivement, les flux statoriques des phases a , b et c . R_s est la résistance de l'enroulement d'une phase statorique.

Les flux statoriques ψ_a , ψ_b et ψ_c peuvent s'écrire sous la forme explicite suivante :

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_r \cos \theta_r \\ \psi_r \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \psi_r \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

où L_{aa} , L_{bb} et L_{cc} sont, respectivement, les inductances propres des phases a , b et c . M_{ab} , M_{bc} et M_{ac} sont, respectivement, les inductances mutuelles des phases a , b et c . ψ_r est la valeur crête du flux crée par l'aimant permanent à travers les enroulements statoriques. θ_r est la position angulaire électrique du rotor.

3.6.2 Modèle électrique de la MSAP dans le repère (dq)

Le modèle de la MSAP le plus couramment utilisé est basé sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie exploite la transformation de Park pour le passage du repère triphasé (abc) au repère biphasé (dq) . Le modèle résultant a l'avantage d'être plus simple à manipuler vu que les grandeurs électriques dans ce repère évoluent comme des grandeurs continues.

Le modèle de la MSAP (3.24), donné dans le repère stationnaire (abc) , peut être exprimé dans le repère de Park (dq) , comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

où v_d et v_q sont, respectivement, les composantes des axes d et q des tensions statoriques. i_d et i_q sont, respectivement, les composantes des axes d et q des courants statoriques. ψ_d et ψ_q sont, respectivement, les composantes des axes d et q des flux statoriques. ω est la vitesse angulaire électrique du rotor.

De même pour les flux statoriques (3.25), leurs expressions dans le repère de Park (dq) peuvent être mises sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

où L_d et L_q sont, respectivement, les inductances des axes d et q . Dans le repère de Park, ces inductances sont indépendantes de la position rotorique θ_r . Ainsi, les grandeurs L_d ,

L_q et ψ_r deviennent des grandeurs invariantes dans le temps. Ceci facilite grandement l'analyse, la modélisation et le contrôle de la MSAP.

En remplaçant (3.27) dans (3.26) et après arrangement, nous obtenons le système d'équations des tensions statoriques suivant :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_r \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

À partir de l'équation (3.28), nous constatons que les termes relatifs au flux statorique sont complètement éliminés dans les dynamiques des tensions statoriques. Ceci conduit à un modèle plus simplifié de la MSAP. Ce modèle peut être représenté par deux circuits électriques couplés, l'un suivant l'axe d et l'autre suivant l'axe q . Ainsi, le circuit équivalent de la MSAP dans le repère (dq) est illustré par la figure (3.12).

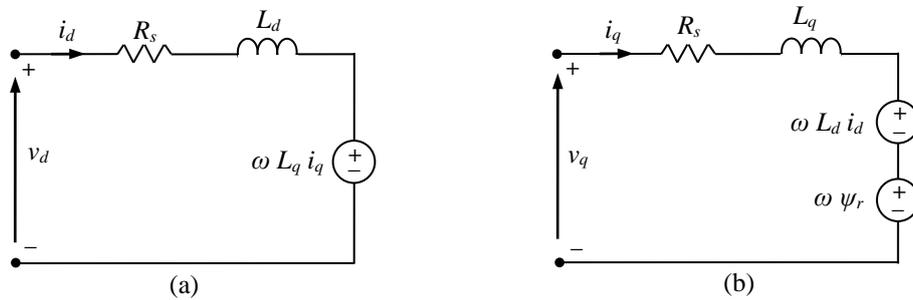


Figure 3.12 : Circuit équivalent de la MSAP dans le repère de Park : (a) suivant l'axe d et (b) suivant l'axe q

A la fin, à partir de (3.28), le modèle des courants statoriques de la MSAP dans le repère (dq) est déduit de la manière suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega \psi_r}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

3.6.3 Expressions des puissances active et réactive statoriques

L'expression de la puissance apparente totale S fournie par la MSAP peut s'écrire dans le repère (dq) comme suit :

$$S = \frac{3}{2} (v_d + j v_q) (i_d - j i_q) \quad (3.30)$$

À partir de (3.30), les puissances active P et réactive Q statoriques peuvent être déduites comme suit :

$$P = \text{Re} (S) = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (3.31)$$

$$Q = \text{Im} (S) = \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) \quad (3.32)$$

En remplaçant (3.26) dans (3.31) et après réarrangement, la puissance active statorique peut se mettre sous la forme suivante :

$$P = \frac{3}{2}R_s (i_d^2 + i_q^2) + \frac{3}{2} \left(i_d \frac{d\psi_d}{dt} + i_q \frac{d\psi_q}{dt} \right) + \frac{3}{2}\omega (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3.33)$$

De la même manière, la puissance réactive statorique peut se mettre aussi sous la forme suivante :

$$Q = \left(i_d \frac{d\psi_q}{dt} - i_q \frac{d\psi_d}{dt} \right) + \frac{3}{2}\omega (\psi_d i_d - \psi_q i_q) \quad (3.34)$$

Lors de la conversion de l'énergie mécanique extraite du vent en énergie électrique, des pertes de puissance surviennent dans la MSAP. Ces pertes sont principalement dues au frottement et à l'effet Joule.

- **Perte mécanique :** Une grande partie des pertes totales dans la MSAP est due aux frottements. Ces pertes sont dépendantes de la vitesse de rotation de la machine. Ainsi, la puissance perdue par frottements s'écrit comme suit :

$$p_f = f\Omega^2 \quad (3.35)$$

- **Pertes Joules :** Les pertes Joules dans la MSAP sont engendrées par la résistance statorique. En négligeant l'effet thermique sur les résistances statoriques, la puissance perdue par effet Joule peut être calculée de la façon suivante :

$$p_J = \frac{3}{2}R_s (i_d^2 + i_q^2) \quad (3.36)$$

La puissance inertielle est une puissance qui apparaît lors des variations de la vitesse de rotation (variation de la vitesse du vent). Deux cas de figures sont alors possibles. Cette puissance est considérée comme une perte lors de l'accélération. Elle est considérée comme un gain lors de la décélération. En outre, cette puissance peut être exprimée en fonction de la variation de la vitesse de rotation par :

$$p_{inert} = J \frac{d\Omega}{dt} \Omega \quad (3.37)$$

3.6.4 Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique dans le repère de Park est donnée par [86] :

$$C_{em} = \frac{3p_p}{2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3.38)$$

où p_p est le nombre de paires de pôles dans le rotor. En remplaçant ψ_d et ψ_q par leurs expressions données par (3.27) dans (3.38), l'expression du couple électromagnétique devient comme suit :

$$C_{em} = \frac{3p_p}{2} [\psi_r i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3.39)$$

3.7 Modélisation du redresseur triphasé à MLI

La connexion de la turbine éolienne au bus continu est réalisée à l'aide d'un redresseur triphasé à MLI. L'utilisation de ce type de convertisseur dans un système de conversion de l'énergie éolienne offre plusieurs avantages par rapport à d'autres types de redresseurs classiques (à diodes ou à thyristors). En effet, le redresseur à MLI permet la circulation des courants dans les deux sens, ce qui permet la réversibilité des puissances. En plus du contrôle de la puissance active, la puissance réactive peut aussi être contrôlée, ce qui permet d'obtenir un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. La commande à base de la technique MLI réduit les distorsions harmoniques dans les courants statoriques de la MSAP. La technique MLI permet donc la génération de courants quasi-sinusoïdaux. La figure 3.13 illustre la structure du redresseur triphasé à MLI utilisé dans ce chapitre.

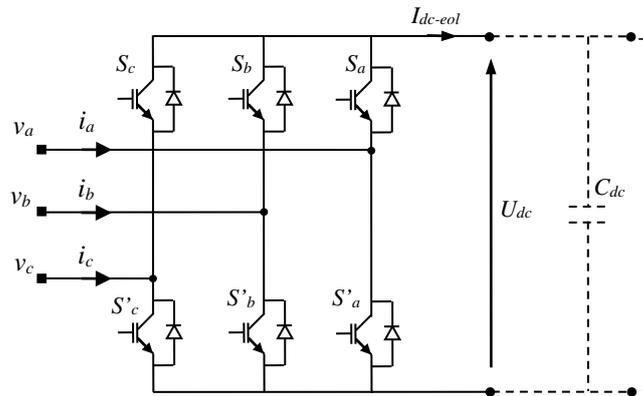


Figure 3.13 : Schéma de puissance du redresseur triphasé à MLI

Les tensions simples à l'entrée du redresseur v_a , v_b et v_c s'expriment en fonction des états de commutations des interrupteurs (S_a , S_b et S_c) et la tension du bus continu U_{dc} comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} U_{dc} \quad (3.40)$$

où S_a , S_b , et S_c sont les états de commutations des interrupteurs du haut des trois bras (phases). Il est à signaler que les états de commutations S_i ($i=a, b, c$) sont complémentaires avec les états de commutations des interrupteur en bas S'_i ($i=a, b, c$), respectivement. $S_i = 1$ ($i=a, b, c$) signifie que l'interrupteur du haut de la phase i est fermé, et l'interrupteur du bas est ouvert. Tandis que $S_i = 0$ ($i=a, b, c$) signifie l'état opposé des interrupteurs.

Lorsque la fréquence de découpage de la MLI est assez importante devant la fréquence des trois modulantes β_a , β_b et β_c , la moyenne glissante des fonctions de commutation est considérée égale à la modulante des signaux MLI [107]. Ainsi, l'état moyen de chacun des interrupteurs ($\langle S_a \rangle$, $\langle S_b \rangle$ et $\langle S_c \rangle$) peut être exprimé par [105] :

$$\langle S_a \rangle = \frac{1 + \beta_a}{2} \quad (3.41)$$

$$\langle S_b \rangle = \frac{1 + \beta_b}{2} \quad (3.42)$$

$$\langle S_c \rangle = \frac{1 + \beta_c}{2} \quad (3.43)$$

En remplaçant (3.41)-(3.43) dans (3.40) et après application de la transformation de Park, les tensions statoriques v_d et v_q peuvent être exprimées en fonction des composantes des axes d et q des modulantes (β_d et β_q) comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{2} \begin{bmatrix} \beta_d \\ \beta_q \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

En supposant que la tension U_{dc} du bus continu est fixe, le courant redressé I_{dc-eol} peut être exprimée en fonction des courants statoriques i_d et i_q et des modulantes β_d et β_q comme suit :

$$I_{dc-eol} = \frac{3}{4}(\beta_d i_d + \beta_q i_q) \quad (3.45)$$

3.8 Commande du système de conversion de l'énergie éolienne

La structure générale de la commande du système de conversion de l'énergie éolienne est représentée sur la figure 3.14. La commande du système comprend principalement la commande MPPT pour l'extraction du maximum de puissance, la commande vectorielle de la MSAP et un bloc de génération des rapports cycliques.

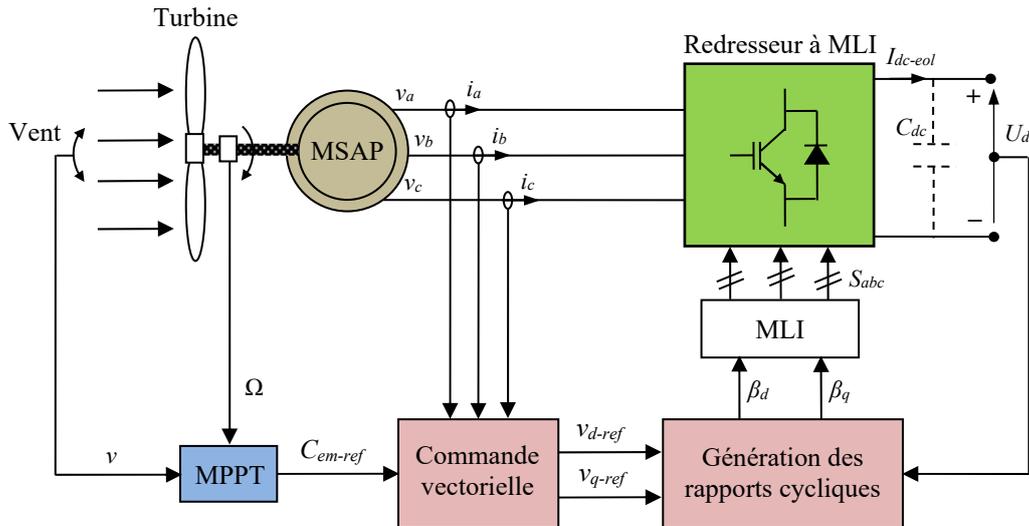


Figure 3.14 : Schémas blocs de la commande du système éolien

3.8.1 Commande vectorielle de la MSAP

Il existe plusieurs méthodes pour la commande de la MSAP. Parmi ces techniques, la commande vectorielle [89], [105] et la commande scalaire [108], [109] restent les plus couramment utilisées. Dans ce chapitre, la commande vectorielle à flux orienté est utilisée pour le contrôle de la MSAP. Le principe de cette technique consiste à orienter et à maintenir le vecteur flux des aimants permanents suivant l'axe d . Dans cette commande, le courant d'axe direct i_d est souvent régulé à une valeur nulle (i_{d-ref}), tandis que le courant d'axe quadratique i_q est régulé à une référence i_{q-ref} qui est calculée par une

boucle externe de régulation de vitesse. L'annulation du courant d'axe direct ($i_d = 0$) permet d'avoir une expression du couple électromagnétique dépendante uniquement de la composante en quadrature du courant (i_q). Ainsi, l'expression du couple électromagnétique (3.39) se simplifie en une expression linéaire donnée comme suit :

$$C_{em} = \frac{3p_p}{2} \psi_r i_q \quad (3.46)$$

L'expression du courant de référence suivant l'axe quadratique i_{q-ref} peut être déduit de (3.46) en fonction du couple électromagnétique de référence C_{em-ref} de la façon suivante :

$$i_{q-ref} = \frac{2C_{em-ref}}{3p_p \psi_r} \quad (3.47)$$

À partir de (3.28), nous constatons que les courants i_d et i_q dépendent simultanément des grandeurs d'entrée v_d et v_q , respectivement. Cependant, il existe un couplage entre les deux axes d et q . Afin de réaliser une régulation des deux courants i_d et i_q séparément, un découplage entre les deux axes d et q doit être mis en œuvre. Une fois le découplage réalisé, le modèle de la MSAP devient similaire à celui d'une machine à CC à excitation séparée [105].

3.8.1.1 Compensation des tensions

Nous définissons tout d'abord les deux termes de découplages e_d et e_q des deux axes d et q , respectivement. Par ailleurs, à partir de (3.28), l'équation électrique de la MSAP suivant l'axe d peut être réécrite comme suit :

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \Rightarrow v_d + \omega L_q i_q = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (3.48)$$

Posons les égalités suivantes :

$$\begin{cases} e_d = -\omega L_q i_q \\ v_d^* = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \end{cases} \quad (3.49)$$

Ainsi, à partir de (3.48) et (3.49), une nouvelle entrée v_d^* peut être définie comme suit :

$$v_d^* = v_d - e_d \quad (3.50)$$

De même pour l'axe q , à partir de (3.28), l'équation électrique suivant l'axe q peut être réécrite comme suit :

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \psi_r \Rightarrow v_q - \omega L_d i_d - \omega \psi_r = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \quad (3.51)$$

Posons les égalités suivantes :

$$\begin{cases} e_q = \omega L_d i_d + \omega \psi_r \\ v_q^* = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (3.52)$$

À partir de (3.51) et (3.52), une nouvelle entrée peut être définie comme suit :

$$v_q^* = v_q - e_q \quad (3.53)$$

A la fin, avec les nouvelles entrées v_d^* et v_q^* , nous obtenons les deux fonctions de transferts mono-variables suivantes :

$$\frac{i_d(s)}{v_d^*(s)} = \frac{1}{R_s + L_d s} \quad (3.54)$$

$$\frac{i_q(s)}{v_q^*(s)} = \frac{1}{R_s + L_q s} \quad (3.55)$$

3.8.1.2 Régulation des courants statoriques

Pour contrôler les courants statoriques i_d et i_q , nous proposons de mettre en œuvre deux régulateurs PI pour chacun des deux axes. La figure 3.15 illustre les deux boucles de régulation des deux courants statoriques i_d et i_q .

En utilisant la méthode de compensation de pôles, les paramètres des régulateurs PI sont déterminés comme suit :

$$\begin{cases} k_{pd} = 3L_d/t_r \\ k_{id} = 3R_s/t_r \end{cases} \quad (3.56)$$

$$\begin{cases} k_{pq} = 3L_q/t_r \\ k_{iq} = 3R_s/t_r \end{cases} \quad (3.57)$$

où t_r est le temps de réponse à imposer à la boucle de régulation. En choisissant un temps de réponse $t_r = 0.001$ s et en utilisant les paramètres de la MSAP donnés plus loin dans le tableau 3.1, les valeurs des paramètres des deux régulateurs sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} k_{pd} = k_{pq} = 8.1 \\ k_{id} = k_{iq} = 3390 \end{cases} \quad (3.58)$$

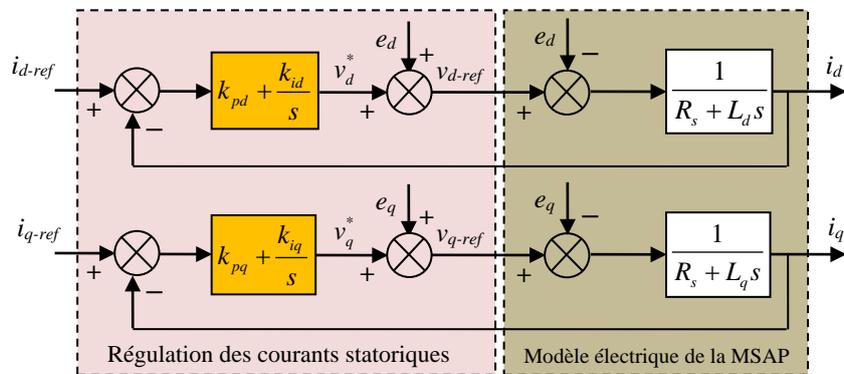


Figure 3.15 : Schémas bloc des boucles de régulation des courants statoriques i_d et i_q

3.8.2 Génération des rapports cycliques

La génération des rapports cycliques consiste à calculer les modulant β_d et β_q à appliquer au redresseur à partir des tensions de commande v_{d-ref} et v_{q-ref} générées par la commande vectorielle. Ainsi, en exploitant l'équation (3.44), les modulant β_d et β_q sont, respectivement, obtenues à partir de v_{d-ref} et v_{q-ref} . Leurs expressions sont données comme suit :

$$\begin{cases} \beta_d = \frac{2}{U_{dc}} v_{d-ref} \\ \beta_q = \frac{2}{U_{dc}} v_{q-ref} \end{cases} \quad (3.59)$$

Le schéma bloc détaillé de la commande du système de conversion de l'énergie éolienne est illustré par la figure 3.16. La commande du système comporte deux boucles internes de régulation des courants et une boucle externe (la commande MPPT) qui fournit le couple électromagnétique de référence permettant d'extraire le maximum de puissance disponible dans le vent.

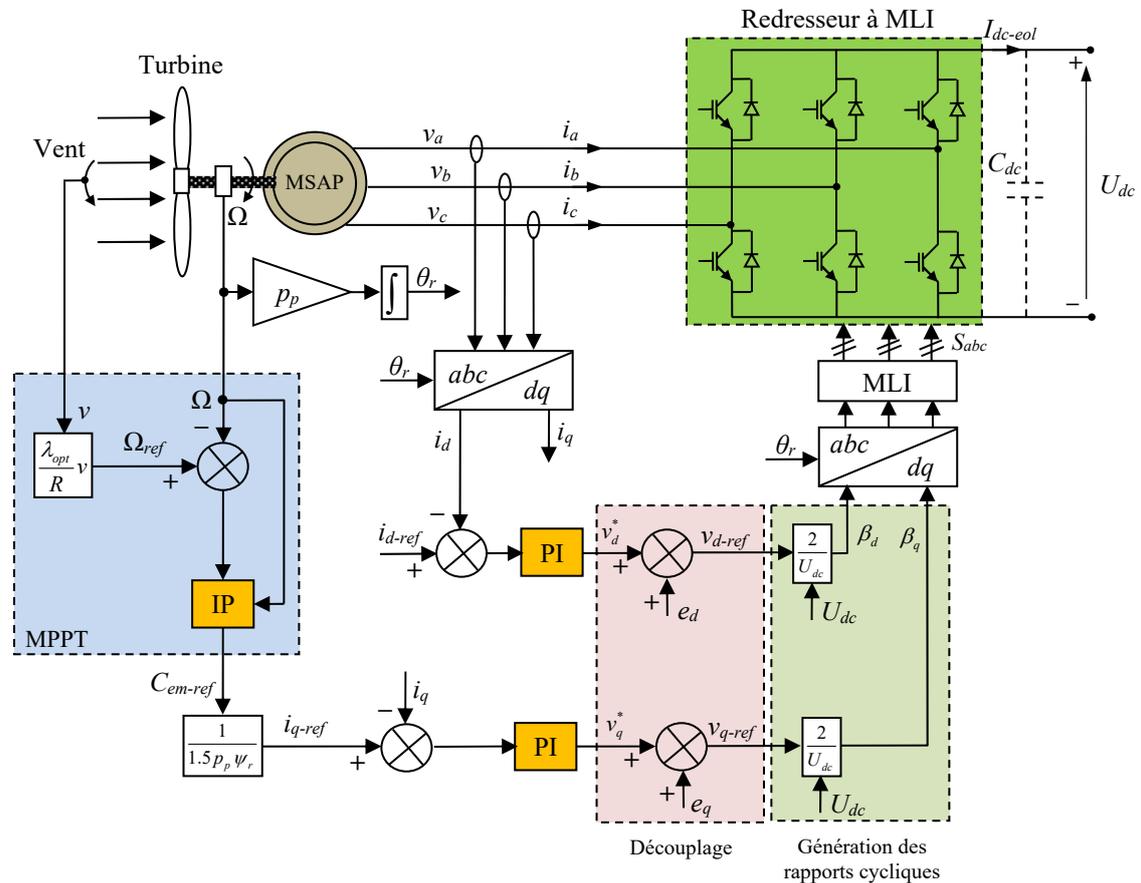


Figure 3.16 : Schéma bloc détaillé de la commande du système éolien

3.9 Résultats de simulation

Dans l'objectif de valider tout le système éolien étudié ainsi la stratégie de commande MPPT développée, le schéma bloc donné par la figure 3.16 a été implémenté sous

MATLAB-Simulink. Les paramètres du système éolien utilisés dans la simulation sont résumés dans le tableau 3.1. Les tests de simulation sont obtenus pour un vent variant de 8 m/s à 12 m/s. Le profil du vent est illustré par la figure 3.17. Contrairement aux tests précédents (voir la Section 3.5), ce profil de vent permet de prendre en considération le fonctionnement du système en régime transitoire (vitesse du vent variable) et en régime permanent (vitesse du vent constante). Les résultats obtenus sont montrés par les figures 3.18-3.23.

Tableau 3.1 : Paramètres du système éolien utilisés dans la simulation

Masse volumique de l'air, ρ (Kg/m ³)	1.225
Rayon de l'éolienne, R (m)	0.7
Moment d'inertie total (turbine+MSAP), J (Kg.m ²)	0.1
Coefficient de frottements total (turbine+MSAP), f (Nm.s/rad)	0.0002
Résistance statorique, R_s (Ω)	1.13
Inductance statorique d'axe d , L_d (H)	0.0027
Inductance statorique d'axe q , L_q (H)	0.0027
Flux des aimants permanents, ψ_r (Wb)	0.15
Nombre de paires de pôles, p_p	4
Tension nominale du bus continu, U_{dc} (V)	350

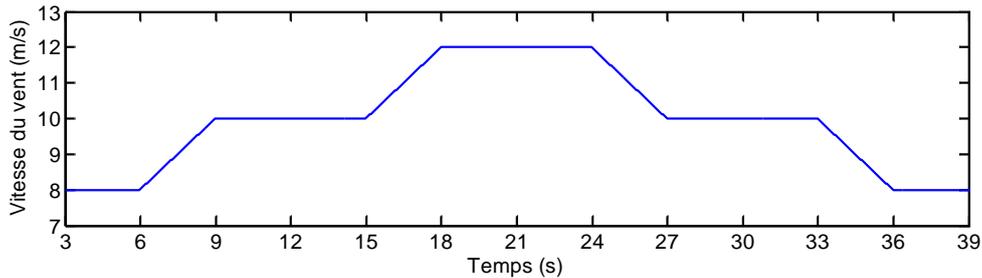


Figure 3.17 : Profil du vent appliqué

La figure 3.18 montre les performances obtenues du système éolien. À partir de la figure 3.18(a), nous constatons que l'éolienne arrive à extraire le maximum de puissance où la puissance mécanique extraire se superpose avec sa référence. La vitesse de rotation de la turbine suit parfaitement sa valeur de référence, hormis les régimes transitoires, où une légère erreur de trainage est observée (figure 3.18(b)). La vitesse relative suit parfaitement sa valeur optimale de 6.339 (figure 3.18(c)). Le coefficient de puissance est constamment égal à sa valeur maximale de 0.4382 (figure 3.18(d)). De très bonnes performances sont ainsi atteintes grâce aux performances de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation appliquée.

La figure 3.19 montre l'allure du couple électromagnétique développé par la MSAP. Nous constatons que ce couple suit parfaitement sa référence où aucun dépassement ni retard de suivi ne sont à signaler. Par ailleurs, le couple électromagnétique développé reste négatif, ce qui prouve que la MSAP est en mode de fonctionnement génératrice. Il est à rappeler que la MSAP est modélisée ici en mode de fonctionnement moteur.

La figure 3.20 montre les puissances active et réactive statoriques fournies par la MSAP. Lors des phases d'accélération du vent ($6 \text{ s} \leq t \leq 9 \text{ s}$ et $15 \text{ s} \leq t \leq 18 \text{ s}$), nous constatons une chute des deux puissances. Cela est dû au fait que, durant ces phases, la

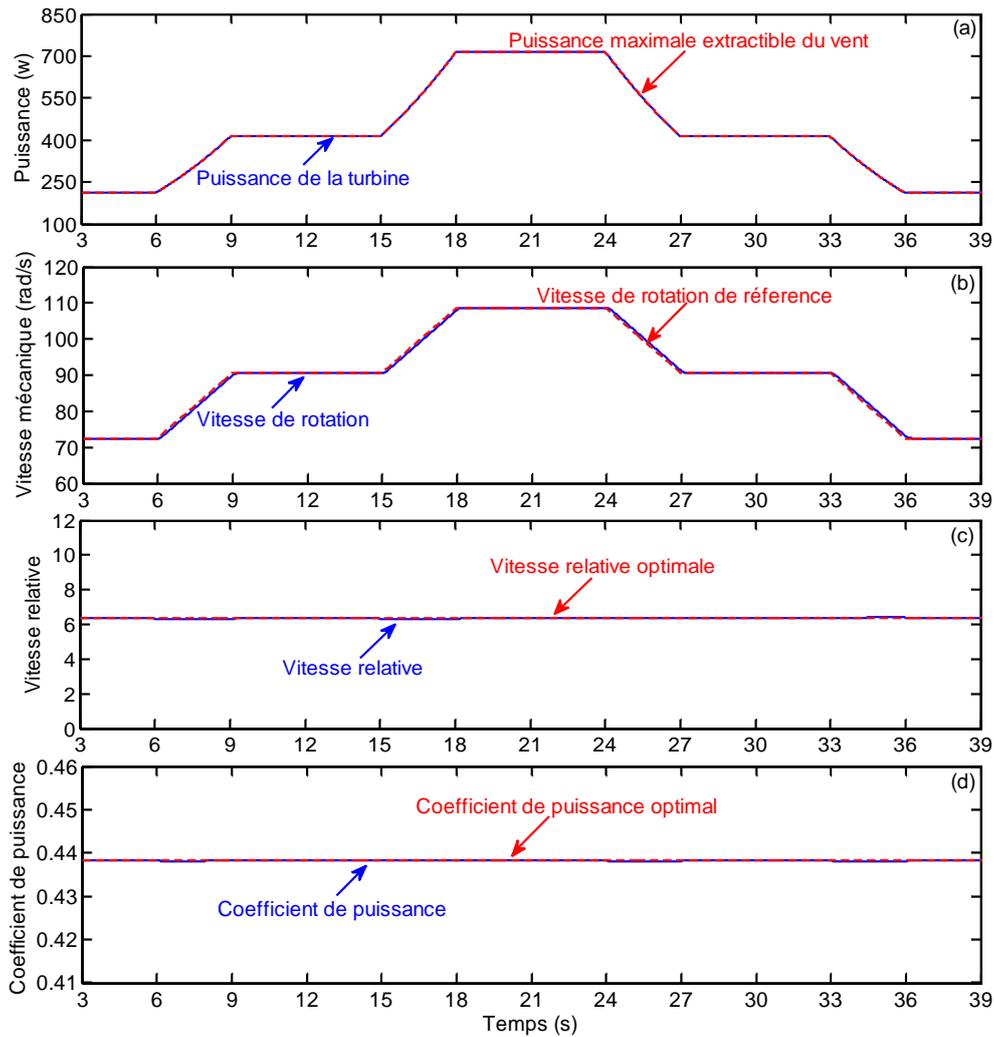


Figure 3.18 : Performances du système éolien : (a) puissance mécanique, (b) vitesse mécanique, (c) vitesse relative et (d) coefficient de puissance

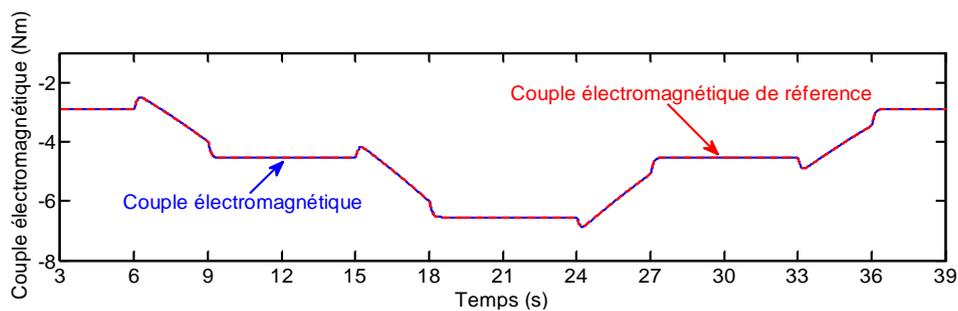


Figure 3.19 : Couple électromagnétique de la MSAP

chaîne éolienne consomme une puissance inertielle (voir l'équation (3.37)). Cependant, la puissance inertielle est restituée au système lors des phases de décélération ($24 \text{ s} \leq t \leq 27 \text{ s}$ et $33 \text{ s} \leq t \leq 36 \text{ s}$).

La figure 3.21 montre la tension statorique, le courant statorique et le rapport cyclique suivant l'axe d . Nous constatons que le courant i_d est effectivement maintenu nul par la commande (figure 3.21(b)). La tension v_d (figure 3.21(a)) et le rapport cyclique (figure

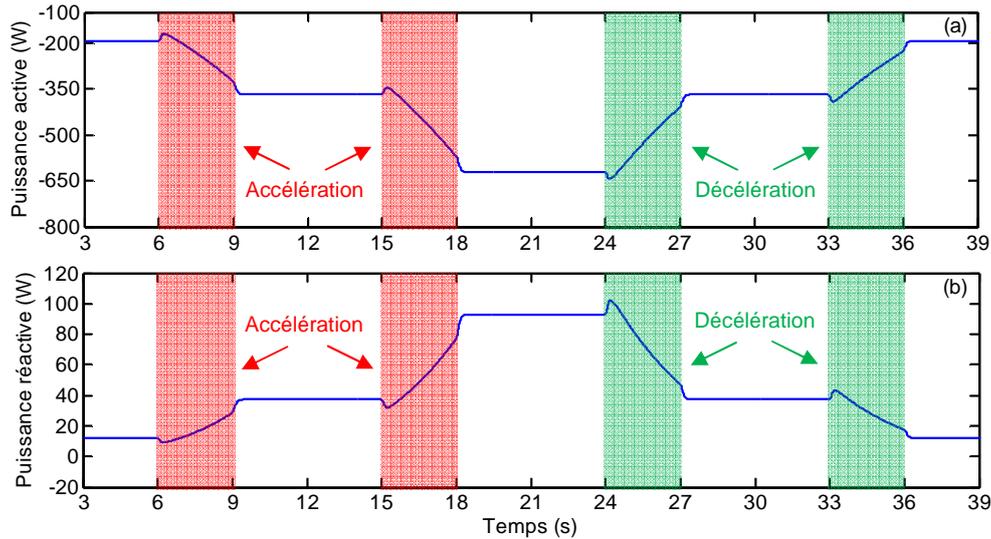


Figure 3.20 : Puissances statoriques fournies par la MSAP : (a) puissance active et (b) puissance réactive

3.21(c)) présente la même forme. La tension v_d est positive, toutefois elle ne dépasse pas les 9 V.

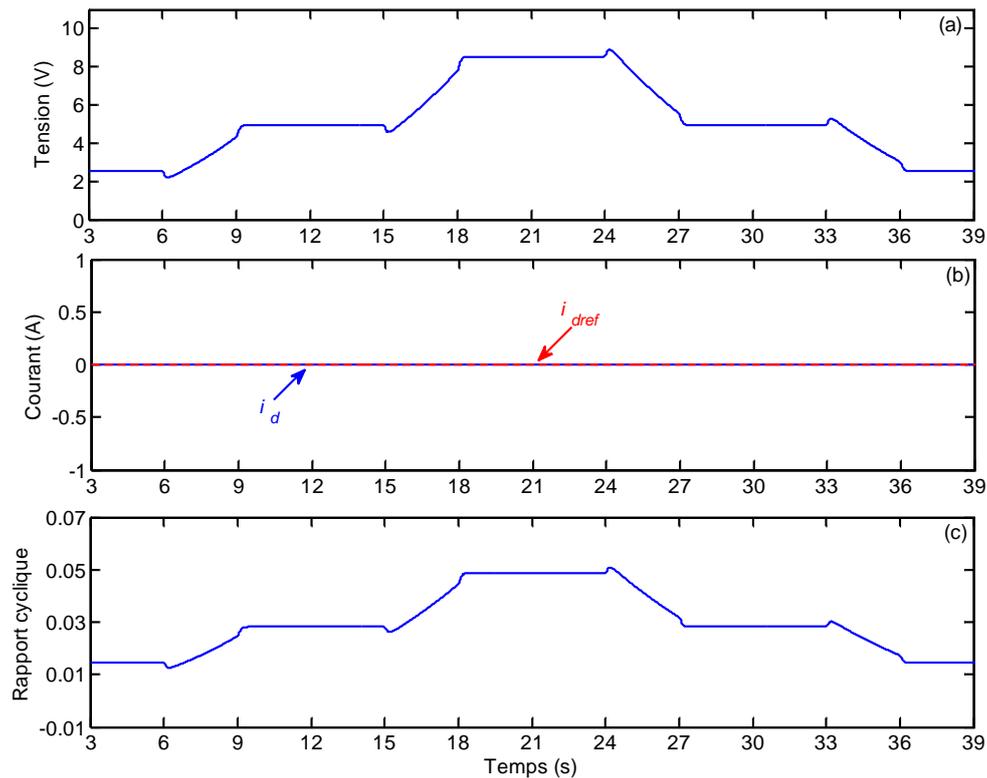


Figure 3.21 : Grandeurs électriques de la MSAP suivant l'axe d : (a) tension statorique, (b) courant statorique et (c) rapport cyclique

La figure 3.22 donne l'allure de la tension statorique, du courant statorique et du rapport cyclique suivant l'axe q . Les trois grandeurs présentent la même forme et suivent la même évolution que celle du profil du vent. Toutefois, le courant i_q est négatif. En vertu des relations (3.46) et (3.47), la référence du courant statorique suivant l'axe q (i_{q-ref})

est obtenue en fonction du couple électromagnétique.

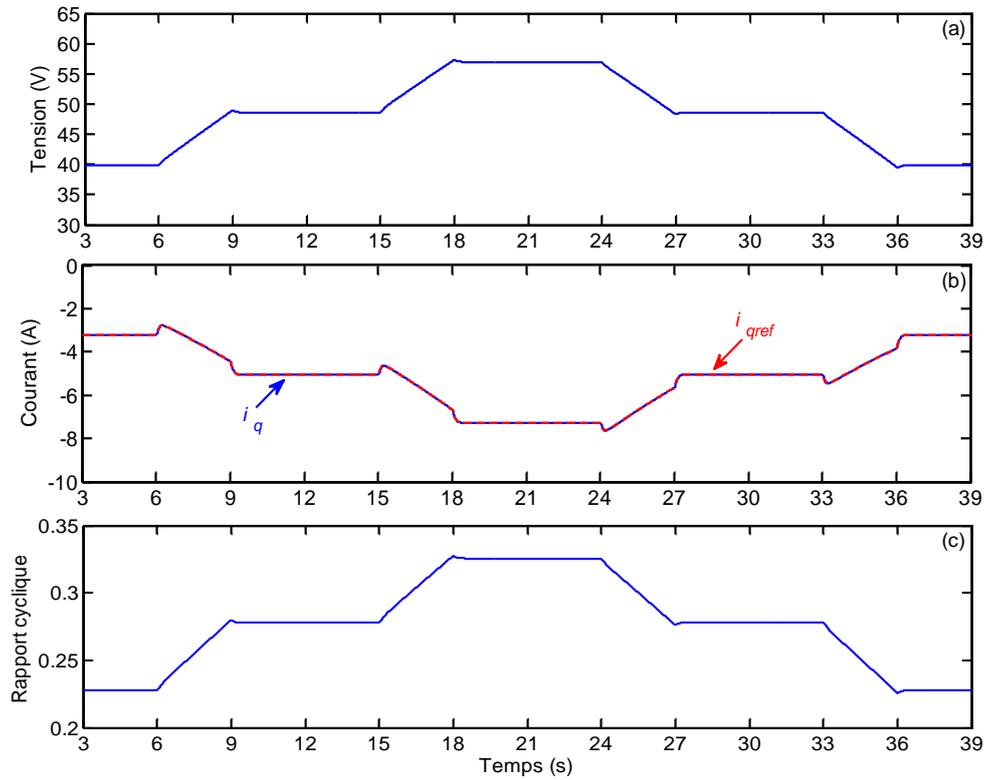


Figure 3.22 : Grandeurs électriques de la MSAP suivant l'axe q : (a) tension statorique, (b) courant statorique et (c) rapport cyclique

Afin de réaliser une comparaison entre la puissance statorique et la puissance mécanique de la turbine, les deux courbes sont tracés sur la figure 3.23. Pour faciliter cette comparaison, la courbe de puissance de la turbine a été multipliée par un -1 . À partir de ces courbes, nous constatons de légers écarts entre les deux puissances. Le premier écart, apparaissant au régime permanent, est lié aux pertes de puissance dans la chaîne éolienne. Le second concerne les régimes transitoires où une perte (un gain) en puissance est à signaler lors de l'accélération (la décélération) du vent.

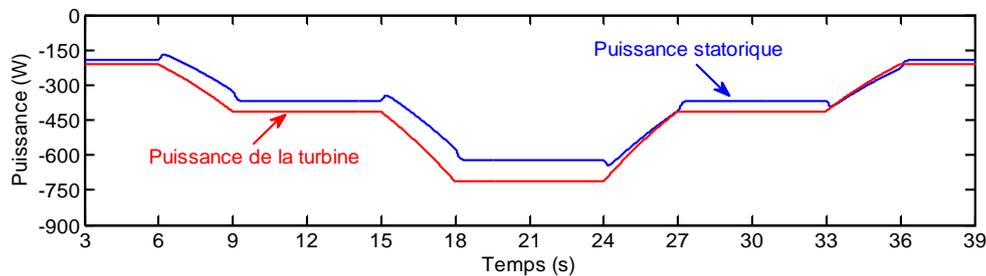


Figure 3.23 : Puissance active statorique et puissance mécanique de la turbine

Au régime permanent, une perte en puissance d'environ 11% est observée. Cette perte est due au frottement et à l'effet Joule. Si l'on prend l'exemple des deux puissances où le vent est à une vitesse de 12 m/s ($18 \text{ s} \leq t \leq 24 \text{ s}$), une perte d'environ 92 W est à déplorer. Le bilan des pertes de puissances peut être effectué comme suit :

- Pour une vitesse du vent de 12 m/s, $\Omega = 108.7$ rad/s (figure 3.18(b)) et $i_q = -7.272$ A (figure 3.22(b)). Les pertes dues au frottement et à l'effet Joule peuvent être calculé en utilisant, respectivement, les équations (3.35) et (3.36) de la façon suivante :

$$\begin{aligned} p &= p_f + p_J \\ &= 0.0002 \times 108.7^2 + 1.5 \times 1.13 \times (-7.272)^2 = 91.99 \text{ W} \end{aligned} \quad (3.60)$$

La perte de 92 W est ainsi justifiée.

Au régime transitoire, deux cas de figure se présentent, le premier lors de l'accélération du vent ($6 \text{ s} \leq t \leq 9 \text{ s}$ et $15 \text{ s} \leq t \leq 18 \text{ s}$), le second lors de la décélération du vent ($24 \text{ s} \leq t \leq 27 \text{ s}$ et $33 \text{ s} \leq t \leq 36 \text{ s}$). En plus des pertes dues au frottement et à l'effet Joule, une troisième perte survient lors de l'accélération du vent, cette perte est due à l'inertie du système. Si l'on prend l'exemple des deux puissances lorsque le vent est à une vitesse de 11 m/s ($t = 16.5 \text{ s}$), une perte de 112.4 W dans la MSAP est à noter. Le bilan des puissances peut être effectué comme suit :

- Pour une vitesse du vent de 11 m/s, $\Omega = 99.67$ rad/s (figure 3.18(b)) et $i_q = -5.44$ A (figure 3.22(b)). Les pertes dues au frottement, à l'effet Joule et à l'inertie peuvent être calculées en utilisant, respectivement, les équations (3.35), (3.36) et (3.37) de la manière suivante :

$$\begin{aligned} p &= p_f + p_J + p_{inert} \\ &= 0.0002 \times 99.67^2 + 1.5 \times 1.13 \times (-5.44)^2 + 0.1 \times 6.038 \times 99.67 \\ &= 112.32 \text{ W} \end{aligned} \quad (3.61)$$

La perte de 112.4 W est ainsi justifiée.

- De la même façon, le bilan des pertes de puissances pour la même vitesse (11 m/s à $t = 25.5 \text{ s}$) où une perte d'environ 19.9 W est constatée, peut être calculé comme suit :

$$\begin{aligned} p &= p_f + p_J + p_{inert} \\ &= 0.0002 \times 99.59^2 + 1.5 \times 1.13 \times (-6.78)^2 + 0.1 \times (-6.035) \times 99.59 \\ &= 19.79 \text{ W} \end{aligned} \quad (3.62)$$

La perte de 19.9 W est ainsi justifiée.

3.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la modélisation et à la commande d'un système éolien à base d'une MSAP destiné à être intégré dans un SHSER. La sortie du système éolien (le stator de la MSAP) est connectée à un bus continu via un redresseur triphasé à MLI. Dans le but d'extraire le maximum de puissance disponible dans le vent, une stratégie de contrôle a été mise en œuvre. Ce contrôle comporte une commande MPPT

3.10 Conclusion

avec asservissement de la vitesse de rotation et une commande vectorielle à flux orienté de la MSAP. Afin de montrer l'efficacité du système de conversion étudié, l'ensemble de la chaîne éolienne a été simulée sous MATLAB-Simulink sous différents profils de la vitesse du vent. Il a été constaté que la commande proposée a permis au système éolien d'extraire le maximum de puissance disponible dans le vent. Ceci garantit donc un rendement maximal du système.

Au terme des résultats obtenus, nous pouvons conclure que ce système éolien peut bien être intégré dans le SHSER étudié dans cette thèse.

Chapitre 4

Étude du système de stockage d'énergie et régulation de la tension du bus continu

Résumé : L'énergie électrique fournie par les sources d'EnRs est très fluctuante et dépend des conditions météorologiques. Pour remédier à ce caractère aléatoire, on fait appel à des systèmes de stockage qui garantissent un approvisionnement continu et sans interruption en énergie électrique. Dans ce chapitre, le système de stockage étudié est principalement conçu autour d'un hacheur Buck-Boost et d'un pack de batteries au plomb-acide. La topologie de ce type de hacheur offre l'avantage de pouvoir fonctionner en mode Buck lors de la charge des batteries et en mode Boost lors de leurs décharges. La commande de ce système de stockage est réalisée d'une manière à contrôler l'intensité du courant délivré ou consommé par les batteries tout en assurant une régulation de la tension du bus continu à une valeur constante. Pour ce faire, deux boucles de régulation imbriquées, contenant des régulateurs PI, sont mises en œuvre. Afin de montrer l'efficacité du système de stockage, des tests de simulation sont effectués dans le cas d'une variation de la puissance fournie ou emmagasinée dans les batteries. Les résultats obtenus ont montré que le système de stockage accomplit parfaitement sa fonction et peut ainsi être intégré dans le SHSER étudié dans cette thèse.

Sommaire

4.1	Introduction	88
4.2	Architecture du système de stockage étudié	89
4.3	Stockage de l'énergie dans les systèmes hybrides	89
4.3.1	Stockage électrochimique	90
4.3.2	Batteries au plomb-acide	91
4.4	Modélisation électrochimique et électrique de la batterie	92
4.4.1	Modèle électrochimique	92
4.4.2	Modèles électriques	92
4.5	Modèle du hacheur Buck-Boost	95
4.6	Régulation de la tension du bus continu	97
4.6.1	Mise en œuvre de la boucle interne de régulation du courant	98
4.6.2	Mise en œuvre de la boucle externe de régulation de la tension	99
4.7	Résultats de simulation	101
4.8	Conclusion	103

4.1 Introduction

L'utilisation d'un dispositif de stockage dans un SHSER permet de garantir un approvisionnement continu et sans interruption en énergie. L'énergie produite par le système peut être ainsi mise à disposition de l'utilisateur de façon différée dans le temps et même éventuellement dans l'espace [110]-[113]. La présence d'un dispositif de stockage dans un SHSER permet d'introduire un degré de liberté énergétique. Il permet également de découpler le fonctionnement énergétique des sources et des charges en fournissant le déficit ou en absorbant l'excédent de puissance. Par conséquent, des stratégies de gestion de l'énergie peuvent être mises en œuvre dans le but d'optimiser le fonctionnement des SHSERs via l'intégration des systèmes de stockage [6].

Parmi la panoplie de dispositifs de stockage utilisés dans les SHSERs, la batterie reste le dispositif de stockage d'énergie le plus exploité [114]-[118]. Il s'agit d'une forme de stockage électrochimique qui utilise le même vecteur que l'énergie électrique ; l'électron. Cette caractéristique permet de limiter les pertes liées à la conversion de l'énergie lors du stockage [113]. Au cours de ces dernières décennies, la batterie a connu un essor considérable. Selon le type d'application, plusieurs technologies de batteries, de caractéristiques différentes, ont été développées. Les batteries au plomb, au lithium et au nickel sont principalement les trois types de technologies les plus couramment utilisées [117], [118]. Connue depuis plus d'un siècle, la batterie au plomb-acide est très utilisée dans les SHSERs, en particulier, dans les SHSERs en mode de fonctionnement isolé du réseau électrique [6], [101], [110]. Ses principaux avantages sont son faible coût et sa durée de vie importante. En plus, il s'agit d'une technologie de batteries mûre, fiable et bien maîtrisée vu qu'elle a été étudiée et améliorée depuis plus de cent ans.

Ce chapitre est consacré à l'étude et à la commande d'un système de stockage en vue de son intégration dans un SHSER. Ce système est construit autour d'un convertisseur statique de type hacheur Buck-Boost [102], [119]. Ce convertisseur offre ainsi la possibilité de fonctionner en mode Buck lors de la charge des batteries et la possibilité de fonctionner en mode Boost lors de la décharge des batteries. La commande du hacheur Buck-Boost permet le contrôle du courant délivré (ou stocké) par la batterie lors d'un déficit (ou surplus) de production d'énergie électrique par les sources d'EnRs. Par ailleurs, le contrôle du système de stockage doit être réalisé de façon à maintenir une tension constante au niveau du bus continu auquel il sera raccordé, quel que soit le mode de fonctionnement du système (débitur ou consommateur d'énergie). Pour ce faire, la commande par deux boucles de régulation mises en cascade reste la technique la plus exploitée en raison de sa simplicité de mise en œuvre et les résultats satisfaisants qu'elle offre [102], [120]. Dans cette commande, la boucle de régulation interne contrôle le courant des batteries et la boucle de régulation externe régule la tension du bus continu.

Afin de vérifier la faisabilité d'intégrer ce système de stockage dans un SHSER, plusieurs tests de simulation sont réalisés. Dans un premier temps, les performances du système sont testées par rapport aux changements de la tension de référence du bus continu. Dans un second temps, les deux modes de fonctionnements du hacheur (Buck-Boost) sont mis en évidence où le système de stockage est testé dans le cas d'une variation (positive ou négative) du courant à sa sortie. En particulier, ce dernier test est réalisé dans le but de prévoir le comportement du système de stockage face aux différentes sollicitations qui peuvent avoir lieu dans un SHSER. Les résultats obtenus ont montré que le système de stockage accomplit correctement sa fonction. En effet, par le contrôle du courant dans les batteries, le système de stockage a prouvé son aptitude à répondre favorablement aux

besoins énergétiques de la charge. De plus, grâce à la boucle de régulation externe, la tension du bus continu suit correctement sa référence tout au long du fonctionnement du système, et ce malgré les variations de la puissance en sortie.

4.2 Architecture du système de stockage étudié

La figure 4.1 illustre l'architecture globale du système de stockage étudié dans ce chapitre. Dans le but d'assurer le transfert d'énergie dans les deux sens, un hacheur Buck-Boost est inséré entre les batteries et le bus continu. Le rôle assigné à la commande de ce convertisseur est le contrôle du courant I_b dans les batteries tout en gardant une régulation parfaite de la tension U_{dc} du bus continu. Cette tension doit être maintenue fixe à une valeur prédéfinie tout au long du fonctionnement du système.

Dans ce qui suit, nous nous intéresserons tout d'abord au stockage de l'énergie dans un SHSER où le choix de la batterie comme élément de stockage sera justifié. Par la suite, une modélisation électrochimique et électrique de la batterie sera introduite. Le modèle du hacheur Buck-Boost et sa commande développée seront également donnés. Enfin, des tests de simulation seront présentés en vue de montrer le bon fonctionnement du système et la faisabilité de son intégration dans le SHSER.

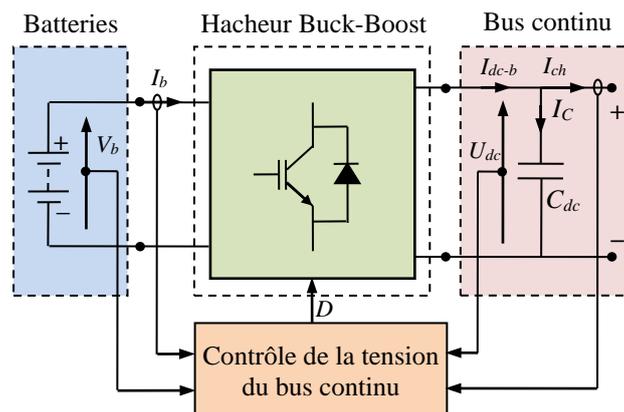


Figure 4.1 : Architecture globale du système de stockage étudié (configuration correspondante à la décharge des batteries)

4.3 Stockage de l'énergie dans les systèmes hybrides

Par définition, le stockage de l'énergie consiste à conserver une quantité d'énergie provenant d'une source en un lieu donné sous une forme aisément utilisable pour une exploitation ultérieure. Ce processus permet de mettre à disposition l'énergie produite de façon différée dans le temps et même éventuellement dans l'espace tout comme dans le cas du stockage embarqué. Selon l'usage que l'on fait de cette énergie stockée, cinq formes de stockage peuvent être utilisés [117], [118], [121]-[123] :

- **Stockage mécanique :** Cette forme de stockage permet de conserver l'énergie électrique sous une forme cinétique. Cette dernière est généralement utilisée pour faire tourner des turbines, qui à leur tour entraînent des générateurs électriques en vue de créer une énergie électrique. Cette catégorie de stockage regroupe principalement les voies de

stockage à grande échelle, comme le stockage hydraulique, stockage à air comprimé et les volants d'inertie.

- **Stockage thermique** : Il s'agit d'une technologie qui stocke l'énergie thermique (la chaleur ou le froid) en chauffant ou en refroidissant un support de stockage afin que l'énergie stockée puisse être restituée ultérieurement pour chauffer, refroidir ou produire de l'énergie. Cette forme de stockage est principalement utilisée dans les bâtiments et les installations industrielles.
- **Stockage électromagnétique** : Cette forme de stockage consiste à conserver l'énergie sous forme d'un champ magnétique généré par la circulation d'un courant électrique dans une bobine. Ces bobines sont généralement réalisées en matériau supraconducteur pour éviter la dissipation de cette énergie.
- **Stockage électrochimique** : Dans le cas du stockage électrochimique, l'énergie électrique est conservée sous une forme chimique. Le stockage s'effectue grâce à des réactions électrochimiques qui consistent à faire circuler des ions et des électrons entre deux électrodes. Le stockage électrochimique tire profit du fait que l'énergie électrique et chimique partage le même vecteur qui est l'électron. Cet avantage permet de limiter les pertes liées à la conversion de l'énergie d'une forme à une autre.

Dans le cas des SHSERS, le stockage électrochimique est nécessairement la forme de stockage la plus couramment utilisée. Dans les deux sous-sections suivantes, nous présenterons, en détaille, le principe de fonctionnement de cette forme de stockage et les différents dispositifs qui en découlent en fonction du composant chimique utilisé.

4.3.1 Stockage électrochimique

En génie électrique, un accumulateur électrochimique est un dispositif permettant de convertir, durant la phase de charge, l'énergie électrique en une énergie potentielle chimique et de convertir, lors de la phase de décharge, l'énergie potentielle chimique en énergie électrique. L'énergie électrique est ainsi accumulée puis restituée en majeure partie. L'accumulateur est généralement utilisé par association de plusieurs accumulateurs en batterie. Une batterie d'accumulateurs ou simplement une batterie est donc un ensemble d'accumulateurs reliés entre eux de façon à créer un générateur de courant, de tension et de capacité désirés. Le succès des batteries de stockage s'explique en grande partie par l'atout considérable qui les caractérise par rapport à d'autres formes de stockage, celui de la portabilité. Ainsi, elles revêtent une importance particulière pour les systèmes embarqués. De plus leur cyclabilité élevée, c'est-à-dire leur capacité de stocker puis restituer l'énergie pendant plusieurs centaines de cycles, est un autre atout non négligeable de cette forme de stockage. Enfin, les batteries présentent un rendement énergétique d'environ 97% [120], ce qui les rend extrêmement attractives comme solution de stockage dans des applications stationnaires comme le stockage d'énergie électrique dans les SHSERS, [124], [125].

Vu l'intérêt grandissant porté aux batteries d'accumulateurs pour le stockage de l'énergie, plusieurs types de batteries ont été développés. La différence entre un accumulateur et un autre réside principalement dans la nature des produits chimiques utilisés dans leur couple oxydant-réducteur [117]. Parmi les types de batteries existantes de nos jours, les plus utilisées sont [117], [125], [126] :

- **Batteries au plomb-acide** : Il s'agit du premier type de batteries inventé par l'homme. Peu coûteuse, cette technologie est utilisée dans des applications embarquées, tout

comme dans des applications stationnaires. Bien que ces batteries soient les plus matures en termes de développement, elles restent parmi les moins résistantes au cyclage.

- **Batteries Li-ion et Li-Po (aux ions de lithium et lithium polymère) :** Bien plus récente que celle au plomb-acide, cette technologie présente l'avantage d'une énergie massique élevée et un nombre acceptable de cycle de vie. Paradoxalement, leurs durées de vie est assez faible. De plus, d'un point de vue sécuritaire, la surchauffe de ce type de batteries entraîne l'explosion.
- **Batteries Ni-Cd (au nickel cadmium) :** Ce type de batteries possède plusieurs avantages. Les plus importants sont les pertes de puissance minimales et leurs capacités à réaliser un grand nombre de cycles et à se charger très rapidement. Toutefois, cette technologie possède une faible densité énergétique et se décharge assez rapidement. De plus, les batteries au Ni-Cd présentent un coût relativement élevé.
- **Batteries NiMH (aux hydrures métalliques de nickel) :** Ce type de batteries exploite pratiquement la même technologie et les mêmes matériaux utilisés dans les batteries Ni-Cd. Toutefois, il présente de meilleures performances, en termes de quantité d'énergie emmagasinée. Les deux principaux inconvénients de ce type de batteries sont sa durée de vie plus courte en nombre de cycle et sa détérioration rapide en cas de surcharge répétée.

Bien que les batteries au plomb-acide soient moins résistantes au cyclage comparé à d'autres technologies telles que les batteries aux ions de lithium, elles restent néanmoins la technologie de stockage d'énergie la plus couramment exploitée. Elles sont utilisées dans diverses applications, tels que l'industrie, l'équipement des véhicules (automobiles et ferroviaires) et pour le stockage d'énergies issues des sources renouvelables, en particulier l'énergie PV et éolienne. D'une part, les batteries au plomb-acide présentent des avantages tels que leur coût relativement faible, longue durée de vie (avec un entretien approprié) et large disponibilité sur le marché. De plus, cette technologie, étudiée et améliorée depuis plus de cent ans, est maintenant arrivée à maturité. D'autre part, du haut de leurs vingt années de développement, les batteries aux ions de lithium, tendent à se positionner sur le marché des EnRs. Toutefois, leur coût assez élevé et le manque de retour d'expérience sur leurs utilisations à long terme constituent les deux freins majeurs à leurs utilisations.

L'inconvénient des batteries au plomb-acide revient principalement à leur faible énergie massique (de l'ordre de 50 Wh/kg), ce qui peut induire un encombrement important. Par conséquent, pour le marché des batteries portables, d'autres technologies comme les batteries aux Li-ion ou aux NiMH (énergies massiques d'environ de 110 Wh/kg) sont plus couramment utilisées [117]. Pour les domaines peu regardants au niveau de l'encombrement, comme le cas des installations de production d'EnRs, les batteries au plomb-acide restent les plus exploitées [125], [126]. Ainsi, dans le cadre de cette thèse, les batteries électrochimique de type plomb-acide seront exploitées.

4.3.2 Batteries au plomb-acide

Une batterie au plomb-acide est un ensemble d'accumulateurs dont la tension nominale d'un accumulateur est d'environ 2.1 V. Ces accumulateurs sont généralement raccordés en série et réunis dans un même boîtier pour obtenir la tension désirée. Un accumulateur se caractérise tout d'abord par un couple « oxydant-réducteur », échangeant des électrons. Ainsi, à l'intérieure d'une batterie au plomb-acide, chaque accumulateur est composé d'un

ensemble de couples d'électrodes positives et négatives montés en parallèle. Ces couples d'électrodes baignent dans une solution électrolytique sous forme liquide ou de gel.

Dans le cas des batteries au plomb-acide, c'est les réactions entre la solution chimique et les électrodes qui sont à l'origine du déplacement des électrons et des ions dans la solution. Un isolant poreux (séparateur) est placé au milieu de chaque couple afin de séparer les deux électrodes tout en autorisant le passage des ions. Dans le cas des batteries au plomb-acide, ces échanges sont basés sur la réaction d'oxydoréduction suivante [118], [127] :



4.4 Modélisation électrochimique et électrique de la batterie

La modélisation de l'élément de stockage est une étape importante dans l'étude et la réalisation d'un SHSER. Cette modélisation permet de simuler les performances de la batterie et d'estimer ses paramètres de charge (tension à ses bornes, état de charge (*state of charge*) (SoC), etc.). De plus, une bonne modélisation contribue fortement à l'optimisation de la gestion de l'énergie dans l'élément de stockage. Selon la littérature, il existe principalement deux types de modèles pour représenter le comportement temporel de la batterie ; à savoir les modèles électrochimiques et les modèles électriques [127]-[133].

4.4.1 Modèle électrochimique

La modélisation électrochimique [127], [128] est l'une des premières approches utilisées pour représenter le comportement temporel d'une batterie. Le modèle électrochimique d'une batterie est généralement utilisé pour décrire, en utilisant les lois électrochimique, les phénomènes de masse, d'énergie et de dynamique des électrons dans la solution chimique, et ce pour chaque phase et chaque composant de la cellule.

Ce concept de modélisation, associant la chimie à la physique, permet de comprendre les mécanismes fondamentaux de la génération de l'énergie dans la batterie. Il est généralement utilisé pour identifier les phénomènes qui limitent la performance des cellules de la batterie. En outre, il permet d'avoir de très bonnes prédictions de fonctionnement qui sont exploitées pour optimiser leurs conceptions. Cependant, à cause de la représentation détaillée des mécanismes chimiques liés à la génération de l'énergie, le modèle résultant est assez complexe. Souvent, il aboutit à un système d'équations aux dérivées partielles couplées qu'il faut résoudre pour chaque dimension de l'espace. De plus, ces modèles nécessitent la connaissance d'un certain nombre de paramètres de la batterie difficiles à déterminer comme la concentration de l'électrolyte, la géométrie des électrodes et le coefficient de transfert de charges.

4.4.2 Modèles électriques

En faisant analogie entre le domaine de l'électrochimie et celui de l'électricité, les différents phénomènes électrochimiques qui modélisent la batterie peuvent être représentés par de simples circuits électriques. Les modèles électriques résultants sont privilégiés dans la modélisation et le contrôle des systèmes de stockage. Dans ce sens, plusieurs modèles

électriques ont été développés. Ces modèles diffèrent selon qu'ils tiennent compte ou pas de tous les paramètres (température, âge, etc.) et de certains phénomènes physiques et/ou chimiques qui se manifestent à l'intérieur de l'accumulateur. Dans [129], une étude détaillée de la plupart des modèles électriques d'une batterie est présentée. Parmi ces modèles, le modèle simplifié et le modèle de Thévenin et ses variantes restent les plus adoptés [114], [118], [130], [131].

4.4.2.1 Modèle électrique simplifié

Le modèle électrique simplifié d'une batterie est montré par la figure 4.2. Il est constitué d'une source de tension idéale E_0 (tension à vide) en série avec une résistance interne R_0 [118], [129]. V_b est la tension de sortie aux bornes de la batterie. Dans ce modèle, E_0 et R_0 sont considérées constantes.

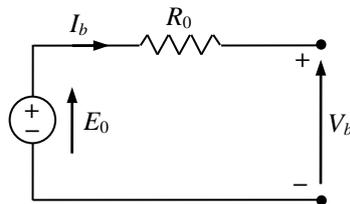


Figure 4.2 : Modèle électrique simplifié de la batterie

Pour un courant I_b débité, la tension de sortie aux bornes de la batterie V_b est donnée par l'équation suivante :

$$V_b = E_0 - R_0 I_b \quad (4.2)$$

Il s'agit d'un modèle de base, simple et facile à mettre en application. Par ailleurs, il ne tient pas compte de la variation de la résistance interne de l'accumulateur par rapport ni au SoC ni à la température. Même si ce modèle ne reflète pas le comportement dynamique précis de l'accumulateur, il reste suffisant pour un premier dimensionnement par exemple.

4.4.2.2 Modèle de Thévenin

Le modèle de Thévenin, représenté par la figure 4.3, reste le modèle le plus couramment utilisé. Il contient une source idéale E_0 , une résistance interne R_i , un condensateur C , représentant la polarisation des plaques métalliques de l'accumulateur, et une résistance de surtension R_0 modélisant le contact des électrodes avec l'électrolyte [118], [129].

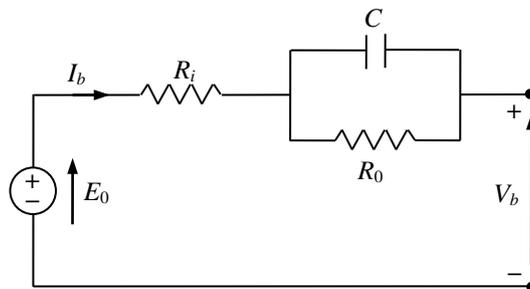


Figure 4.3 : Modèle de Thévenin de l'accumulateur

Dans le modèle de Thévenin, tous les éléments du circuit équivalent sont supposés

constants. Par conséquent, ce modèle reste exclusivement valable autour d'un point de fonctionnement où l'ensemble des paramètres sont fixes.

En vue de prendre en considération l'influence du SoC et du courant de charge et de décharge dans le modèle de Thévenin, plusieurs améliorations de ce modèle ont été proposées. Certains travaux ont proposé d'exprimer les paramètres du modèle (E_0 , R_i , E_0 et C) en fonction du SoC, de la température et/ou du courant [114], [115], [129]. D'autres travaux comme dans [116], ont proposé une loi de décroissance linéaire de la tension E_0 et de la résistance R_0 en fonction de la profondeur de décharge de l'accumulateur.

Dans le cas des batteries au plomb-acide, un modèle dynamique non linéaire est proposé. Il s'agit d'une variante du modèle de Thévenin qui tient compte de la non-linéarité des paramètres de la batterie [129]. Dans ce modèle, des diodes idéales, ayant pour objectif de séparer le fonctionnement en charge de celui en décharge, sont insérées. En effet, il a été constaté que le comportement de la batterie (donc des paramètres de son modèle) est différent entre la phase de charge et la phase de décharge [114], [129], [131]. Par conséquent, R_0 est remplacée par un bloc antiparallèle ayant une résistance et une diode par branche comme le montre la Figure 4.4. Le modèle résultant comprend une résistance R_{sd} , modélisant les pertes par autodécharge, deux résistances R_{ch} et R_{dch} pour décrire, respectivement en charge et en décharge, les chutes de tensions d'origines ohmique et électrochimique. Il comporte également un condensateur C , représentant la polarisation des plaques métalliques de l'accumulateur.

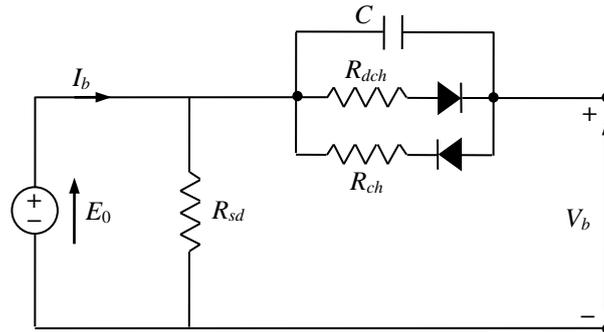


Figure 4.4 : Modèle dynamique de l'accumulateur [131]

Comme le montre la figure 4.4, le courant I_b passe par R_{ch} pendant la charge et passe par R_{dch} pendant la décharge. Pour une batterie de type plomb-acide, les tensions de charge ($V_{b\text{-charge}}$) et de décharge ($V_{b\text{-decharge}}$) aux bornes de la batterie sont exprimées comme suit [114], [131] :

$$V_{b\text{-charge}} = E_0 + R_{ch}I_b \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{R_{ch}C}\right) \right) \quad (4.3)$$

$$V_{b\text{-decharge}} = E_0 - R_{dch}I_b \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{R_{dch}C}\right) \right) \quad (4.4)$$

Il est à noter que dans cette thèse, nous avons exploité le modèle de batterie fourni dans la librairie *SimPowerSystems* du logiciel MATLAB-Simulink. Ce modèle est essentiellement basé sur le modèle dynamique représenté sur la figure 4.4.

4.5 Modèle du hacheur Buck-Boost

Le pack de batteries utilisé pour le stockage de l'énergie est relié au bus continu à travers un hacheur Buck-Boost (réversible en courant) comme montré par la figure 4.5. Le rôle de ce convertisseur est d'assurer le transfert de l'énergie dans les deux sens (la charge et la décharge des batteries) tout en maintenant la tension du bus continu U_{dc} constante, et ce quelle que soit la puissance fournie par les sources ou celle consommée par la charge.

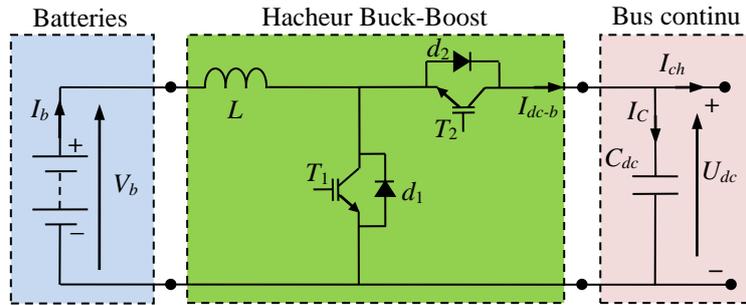


Figure 4.5 : Raccordement des batteries au bus continu via un hacheur Buck-Boost (configuration correspondante à la décharge des batteries)

Le hacheur Buck-Boost est constitué d'une inductance L à son entrée, de deux interrupteurs (T_1 et T_2) commandés à l'ouverture et à la fermeture et d'un condensateur C_{dc} à sa sortie. Chacun des deux interrupteurs est constitué d'un IGBT et d'une diode antiparallèle (d_1 et d_2). Selon l'état des deux interrupteurs T_1 et T_2 , deux phases de fonctionnement peuvent être identifiées (avec T et D sont, respectivement, la période de découpage et le rapport cyclique) :

- **Dans l'intervalle de temps $[0; DT]$** , l'interrupteur T_1 est fermé et l'interrupteur T_2 est ouvert. Durant cette séquence, le courant I_b traversant l'inductance L augmentera linéairement et par conséquent une énergie sera stockée dans l'inductance. Le condensateur C_{dc} fournit de l'énergie à la charge extérieure. Les équations décrivant le fonctionnement du hacheur dans cet intervalle sont :

$$V_b = L \frac{dI_b}{dt} \quad (4.5)$$

$$I_C + I_{ch} = C_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} + I_{ch} = 0 \quad (4.6)$$

où V_b est la tension aux bornes des batteries, I_b est le courant des batteries, I_C est le courant dans le condensateur et I_{ch} est le courant de charge.

- **Dans l'intervalle de temps $[DT; T]$** , l'interrupteur T_1 est ouvert et l'interrupteur T_2 est fermé. Durant cette séquence, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est restituée au condensateur et à la charge extérieure par l'intermédiaire de la diode d_2 . Dans cet intervalle, le hacheur est décrit par les deux équations suivantes :

$$V_b = L \frac{dI_b}{dt} + U_{dc} \quad (4.7)$$

$$I_b = I_{dc-b} = I_C + I_{ch} = C_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} + I_{ch} \quad (4.8)$$

où I_{dc-b} est le courant de sortie du hacheur Buck-Boost.

Le fonctionnement du hacheur décrit ci-dessus est relatif au mode Boost. Dans ce cas, le transfert de l'énergie s'effectue des batteries vers l'extérieur et ces dernières subissent le cycle de décharge. En mode Buck, la commande complémentaire des interrupteurs est toujours maintenue, mais le transfert d'énergie s'inverse. Les batteries se charge en emmagasinant de l'énergie reçue de l'extérieure.

Dans le cas où la période de découpage T est très faible comparée aux constantes de temps caractéristique du système, le modèle moyen du hacheur Buck-Boost peut être décrit par les deux équations suivantes :

$$\frac{dI_b}{dt} = \frac{V_b}{L} - \frac{U_{dc}}{L}(1 - D) \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} \frac{dU_{dc}}{dt} &= \frac{I_b}{C_{dc}}(1 - D) - \frac{1}{C_{dc}}I_{ch} \\ &= \frac{I_{dc-b}}{C_{dc}} - \frac{1}{C_{dc}}I_{ch} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Le schéma fonctionnel du modèle moyen du hacheur Buck-Boost est présenté par la figure 4.6.

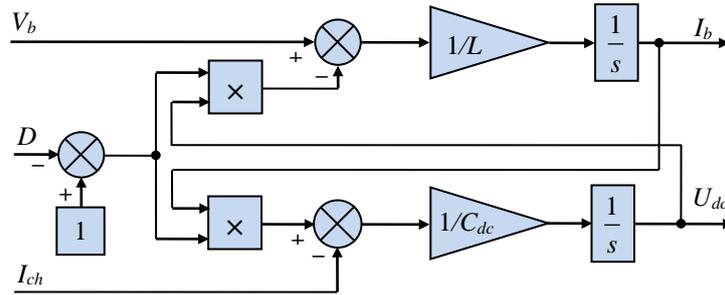


Figure 4.6 : Schéma fonctionnel du hacheur Buck-Boost

L'inductance de lissage L et le condensateur de filtrage C_{dc} sont soumis aux mêmes contraintes dans les deux modes de fonctionnement Buck et Boost. Ils sont dimensionnés suivant une fréquence de découpage f et des taux d'ondulation du courant et de la tension souhaités.

L'inductance minimale est calculée en fonction de f et de l'ondulation maximale du courant $\Delta I_{b_{\max}}$ admissible. Sa valeur minimale est donnée par la relation suivante :

$$L_{\min} = \frac{U_{dc}}{4\Delta I_{b_{\max}}f} \quad (4.11)$$

Le condensateur C_{dc} joue son rôle dans l'amélioration de la qualité de la tension de sortie (tension du bus continu). Sa valeur minimale est calculée en fonction de f et de l'ondulation maximale $\Delta U_{dc_{\max}}$ de la tension. Elle est donnée par la relation suivante :

$$C_{dc-\min} = \frac{I_b}{4\Delta U_{dc_{\max}}f} \quad (4.12)$$

4.6 Régulation de la tension du bus continu

L'objectif principal de cette régulation est de maintenir la tension du bus continu constante quelles que soient les perturbations qui pourront affecter le fonctionnement du système. Ces perturbations, qui sont généralement non quantifiables, peuvent être de nature externe (erreur de mesure, variation de la charge, etc.) ou interne au système (erreur de modélisation, variation paramétrique, etc.) [112]. Pour s'affranchir de ces perturbations, on fait appel à des algorithmes de contrôle dont l'objectif est d'imposer des performances au système commandé en termes d'amortissement, de dépassement et de rapidité.

La synthèse des régulateurs exige une modélisation sous formes de fonctions de transfert du système à contrôler. Cependant, la modélisation du hacheur Buck-Boost présente des difficultés liées à la nature même de ses équations. Ces dernières sont non linéaires et à structures variables, puisqu'elles présentent plusieurs états possibles à un instant donné. Plusieurs algorithmes pour contrôler la tension de sortie du hacheur ont été développés dans la littérature. Parmi ces méthodes, la commande prédictive [111], la commande par hystérésis [112], la commande par mode glissant, et la commande par *backstepping* [130] peuvent être mentionnées. Bien que ces approches présentent de bonnes performances, leurs structures sont généralement assez complexes. Le contrôle par le régulateur PI reste probablement la méthode la plus utilisée en raison de sa simplicité de mise en œuvre et ses performances dynamique satisfaisantes. Néanmoins, le modèle du système doit être bien identifié et les paramètres des régulateurs doivent être bien calculés. Généralement, il y a deux méthodes pour ce type de contrôle, la première est appelée la régulation en tension (*voltage mode control*), ou bien le contrôle direct du rapport cyclique. Cette méthode contient une seule boucle de régulation et calcule directement le rapport cyclique. La deuxième est une régulation en courant (*current mode control*), appelée aussi le contrôle du courant injecté. Cette méthode contient deux boucles en cascade ; une boucle de courant interne et une boucle de tension externe [112]. Ce type de contrôle, très répandu dans l'industrie, rentre dans la classe des commandes linéaires qui se basent sur un modèle linéaire du système pour le calcul des paramètres des régulateurs.

Dans le cadre de cette thèse, nous retenons la structure à deux boucles dont la configuration est représentée sur la figure 4.7.

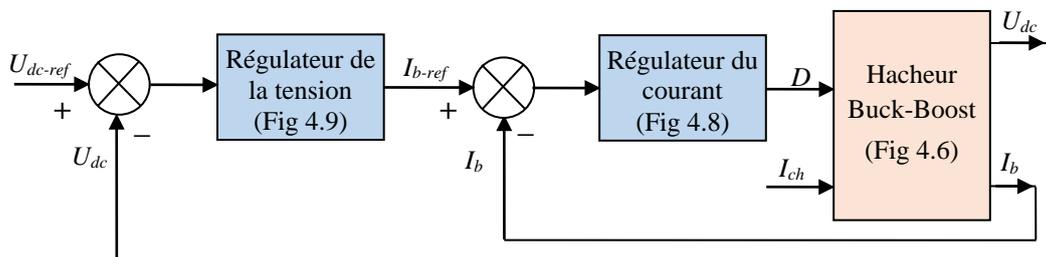


Figure 4.7 : Structure de la commande adoptée contenant deux boucles de régulation

Comme illustré par la figure 4.7, il y a un régulateur pour chaque variable contrôlée dans ce système à deux boucles imbriquées. La variable principale asservie, qui est la tension U_{dc} , est régulée par la boucle externe. La sortie du régulateur de la tension U_{dc} servira de référence pour la boucle de régulation du courant I_b (la boucle interne). Par ailleurs, la saturation de la sortie du régulateur de la tension U_{dc} à une valeur déterminée permettra de limiter le courant dans le hacheur.

4.6.1 Mise en œuvre de la boucle interne de régulation du courant

Lors de la mise en œuvre d'une régulation à boucles multiples, on commence de la boucle la plus interne et on dimensionne successivement les régulateurs de chaque boucle et cela en progressant de l'intérieur vers l'extérieur. Pour garantir la stabilité de cette régulation et avoir un fonctionnement satisfaisant, il faut s'assurer que la bande passante des régulateurs diminue au fur et à mesure que l'on progresse vers la boucle la plus externe. En pratique, une boucle de régulation est calculée de façon à être au moins dix fois moins rapide que la boucle qui lui est directement inférieure. Ainsi, une séparation des caractéristiques statiques et dynamiques des boucles mises en cascade est garantie.

La conception du régulateur de la boucle du courant du hacheur Buck-Boost nécessite la linéarisation de son modèle moyen. Pour ce faire, deux solutions peuvent être utilisées ; la première consiste à compenser les termes non linéaires en introduisant un changement de variable, et la seconde consiste à travailler sur le modèle du petit signal (petite perturbation) en linéarisant le hacheur autour d'un point de fonctionnement. Ici, nous avons opté pour le premier cas. Ainsi, pour calculer les paramètres du régulateur du courant, nous proposons d'introduire le changement de variable dans (4.9) de la manière suivante :

$$\frac{dI_b}{dt} = \frac{V_b}{L} - \frac{U_{dc}}{L}(1 - D) = D' \quad (4.13)$$

avec

$$D' = \frac{V_b}{L} - \frac{U_{dc}}{L}(1 - D) \quad (4.14)$$

Avec ce changement de variable, la fonction de transfert en boucle ouverte liant le courant I_b à la variable D' est représentée simplement par un intégrateur pur comme suit :

$$\frac{dI_b}{dt} = D' \Rightarrow \frac{I_b(s)}{D'(s)} = \frac{1}{s} \quad (4.15)$$

De ce fait, pour régler la dynamique de la boucle interne du courant, un régulateur proportionnel de gain K_i est suffisant puisque la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit de la façon suivante :

$$\frac{I_b(s)}{I_{bref}(s)} = \frac{1}{\frac{s}{K_i} + 1} \quad (4.16)$$

La relation (4.16) montre que la fonction de transfert en boucle fermée du courant est de premier ordre ayant un gain statique égal à 1. Par conséquent, l'erreur statique est nulle en régime permanent. La constante de temps τ_i de cette boucle fermée est donnée par $\tau_i = 3t_r = 1/K_i$. Le gain K_i du régulateur de la boucle interne du courant peut donc être déterminé une fois le temps de réponse t_r est fixé à une valeur désirée. Ce régulateur agit en fonction de l'erreur et génère un signal de référence D' . Ce signal sera exploité pour calculer le terme de compensation correspondant puis déduire le rapport cyclique réel D de la manière suivante :

$$D' = \frac{V_b}{L} - \frac{U_{dc}}{L}(1 - D) \Rightarrow D = \frac{L}{U_{dc}}D' - \frac{V_b}{U_{dc}} + 1 \quad (4.17)$$

La structure générale de la boucle de régulation interne du courant est donnée par la figure 4.8.

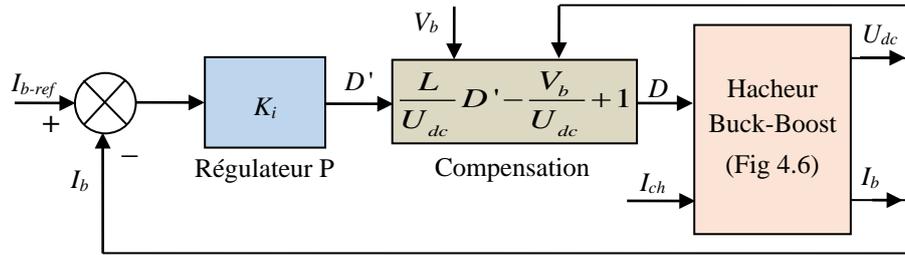


Figure 4.8 : Structure générale de la boucle interne de régulation du courant

4.6.2 Mise en œuvre de la boucle externe de régulation de la tension

La boucle de contrôle externe est mise en place pour assurer une bonne régulation de la tension du bus continu en la maintenant à une valeur de référence U_{dc-ref} constante. De plus, l'objectif de cette régulation porte sur deux aspects ; l'un est le suivi de la tension de sortie désirée (U_{dc-ref}), et l'autre est le rejet de toute perturbation venant de la tension de la source d'entrée ou de la charge. La boucle de contrôle de U_{dc} contient un régulateur PI qui agit en fonction de l'erreur $U_{dc-ref} - U_{dc}$ en vue de générer le courant de référence I_{b-ref} qui sera ensuite exploité par la boucle interne.

Pour garantir le bon fonctionnement du système, le régulateur de la boucle externe doit être dimensionné d'une façon à avoir la bande passante de la boucle de tension inférieure à celle du courant. De cette manière, la séparation des dynamiques des boucles est assurée, et vis à vis de la boucle externe, les grandeurs de la boucle interne seront considérées comme étant toujours en régime permanent. Par conséquent, les grandeurs de la boucle interne prennent leurs valeurs de références et les égalités suivantes sont alors satisfaites :

$$I_b = I_{b-ref} \quad (4.18)$$

$$D = D_{ref} = 1 - \frac{V_b}{U_{dc}} \quad (4.19)$$

L'équation de charge du condensateur, donnée par (4.10), devient :

$$\begin{aligned} \frac{dU_{dc}}{dt} &= \frac{I_{b-ref}}{C_{dc}} (1 - D_{ref}) - \frac{1}{C_{dc}} I_{ch} \\ &= \frac{I_{b-ref}}{C_{dc}} \frac{V_b}{U_{dc}} - \frac{1}{C_{dc}} I_{ch} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Dans le but de calculer les paramètres du régulateur de la boucle externe, de neutraliser les non-linéarités dans le système et ainsi appliquer les principes de la régulation linéaire, nous introduisons le changement de variable suivant :

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = I'_{b-ref} \quad (4.21)$$

avec

$$I'_{b-ref} = \frac{I_{b-ref}}{C_{dc}} \frac{V_b}{U_{dc}} - \frac{1}{C_{dc}} I_{ch} \quad (4.22)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle externe est ainsi donnée comme suit :

$$\frac{U_{dc}(s)}{I'_{b-ref}(s)} = \frac{1}{s} \quad (4.23)$$

Afin de garantir de bonnes performances statiques et dynamiques de la boucle externe et dans le souci de parer aux erreurs de modélisations, nous optons pour un régulateur PI dont la fonction de transfert est donnée sous la forme :

$$R(s) = K_v + \frac{1}{\tau_v s} \quad (4.24)$$

Après l'introduction du régulateur PI et arrangement de la fonction de transfert obtenue en boucle fermée, nous avons abouti à l'expression suivante :

$$\frac{U_{dc}(s)}{U_{dc-ref}(s)} = \frac{K_v \tau_v s + 1}{\tau_v s^2 + K_v \tau_v s + 1} \quad (4.25)$$

En choisissant une constante de temps $\tau_v = 1$ s, nous constatons que dans un très large domaine de fréquences telles que $K_v s \gg 1$, l'équation (4.25) se réduit à la fonction de transfert de premier ordre suivante :

$$\frac{U_{dc}(s)}{U_{dc-ref}(s)} = \frac{1}{\frac{1}{K_v} s + 1} \quad (4.26)$$

En vue de séparer la dynamique des deux boucles, le gain K_v (boucle externe) doit être choisi largement inférieur au gain K_i de la boucle du courant (boucle interne). Son ajustement, à l'aide de tests en simulation, a montré qu'une valeur de $K_v = 6K_i$ constitue un bon compromis entre la rapidité, la stabilité et la précision.

Le régulateur PI agit en fonction de l'erreur entre U_{dc-ref} et U_{dc} et génère un signal de référence I'_{b-ref} . Le courant de référence réel I_{b-ref} sera alors déduit de la relation (4.22) de la manière suivante :

$$I_{b-ref} = \frac{U_{dc}}{V_b} (C_{dc} I'_{b-ref} + I_{ch}) \quad (4.27)$$

La structure globale de la boucle externe de régulation de la tension U_{dc} est donnée par la figure 4.9.

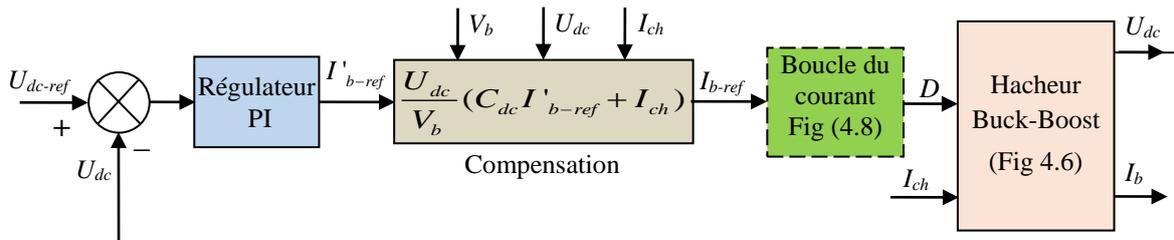


Figure 4.9 : Structure globale de la boucle externe de régulation de la tension

4.7 Résultats de simulation

Afin de vérifier les performances de la commande élaborée, des tests de simulation sont effectués sous MATLAB-Simulink. Le modèle moyen du convertisseur et la commande à deux boucles, donnés par les figures 4.6 et 4.9, respectivement, sont implémentés. Vu la constante de temps très grande des batteries, ces dernières seront remplacées par une source de tension constante réversible en courant. Les paramètres du circuit électrique ainsi que les données de la commande utilisées sont mentionnés dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1 : Paramètres de simulation du système de stockage

Tension du bus continu, U_{dc} (V)	350
Tension nominale du pack de batteries, V_b (V)	12.5x6
Condensateur du bus continu, C_{dc} (μF)	2200
Inductance du Buck-Boost, L (mH)	5
Période d'échantillonnage, T_s (μs)	100
Gain proportionnel de la boucle interne, K_i	1000
Gain proportionnel de la boucle externe, K_v	150
Constante d'intégration de la boucle externe, τ_v (s)	1

Les performances du système de stockage ont été évaluées suivant trois cas de figures (trois tests). Le premier test est réalisé dans le cas d'un essai de poursuite de la tension du bus continu où un échelon d'une valeur de 350 V est appliqué à l'instant $t = 0$ s comme une tension de référence (U_{dc-ref}) (voir la figure 4.10(a)). Le second teste est réalisé dans le cas d'une application d'un courant de charge positif de +5 A à l'instant $t = 0.1$ s et son annulation à l'instant $t = 0.2$ s (voir la figure 4.10(b)). Ce phénomène survient lors de la connexion et la déconnexion d'une charge linéaire à la sortie du hacheur. Dans cet intervalle ($0.1 \text{ s} \leq t \leq 0.2 \text{ s}$), le hacheur fonctionne en mode Boost. Le troisième test concerne l'application d'un courant négative de -5 A à l'instant $t = 0.3$ s et son annulation à l'instant $t = 0.4$ s (voir la figure 4.10(b)). Dans cet intervalle ($0.3 \text{ s} \leq t \leq 0.4 \text{ s}$), les batteries se chargent, donc le hacheur fonctionne en mode Buck.

Les chronogrammes de l'échelon de la tension de référence U_{dc-ref} et les différents courants de charge appliqués sont, respectivement, représentés par les figures 4.10(a) et (b).

La figure 4.11 montre l'allure de la tension U_{dc} du bus continu ainsi que sa valeur de référence U_{dc-ref} appliquée à l'instant $t = 0$ s. Dans cet essai, le condensateur est initialement déchargé et donc sa tension est nulle. Il est à noter que, dès l'application de l'échelon de U_{dc-ref} , le condensateur commence à se charger et la tension U_{dc} augmente presque linéairement pour rattraper la référence sans engendrer ni dépassement ni erreur statique. Nous constatons que le temps de réponse est d'environ 15 ms ce qui représente le temps minimal nécessaire pour l'établissement du courant dans l'inductance puis la charge de la capacité de filtrage. À partir de ce résultat, nous pouvons dire que la commande proposée permet de poursuivre la tension de référence d'une manière très correcte et ce quels que soient les points de fonctionnements initiaux et finaux du hacheur.

La figure 4.12 montre un zoom sur la tension U_{dc} et de sa référence U_{dc-ref} . L'analyse de ce résultat permet d'évaluer les performances de la commande proposée en termes de régulation. Nous constatons que malgré l'application d'un courant de charge positif ($0.1 \text{ s} \leq t \leq 0.2 \text{ s}$) et négative ($0.3 \text{ s} \leq t \leq 0.4 \text{ s}$), la tension du bus continu reste pratiquement constante. En effet, les chutes de tension lors de l'application de ces échelons de courants sont insignifiantes. Elles sont de l'ordre de 3 V en fonctionnement Boost et moins de 1

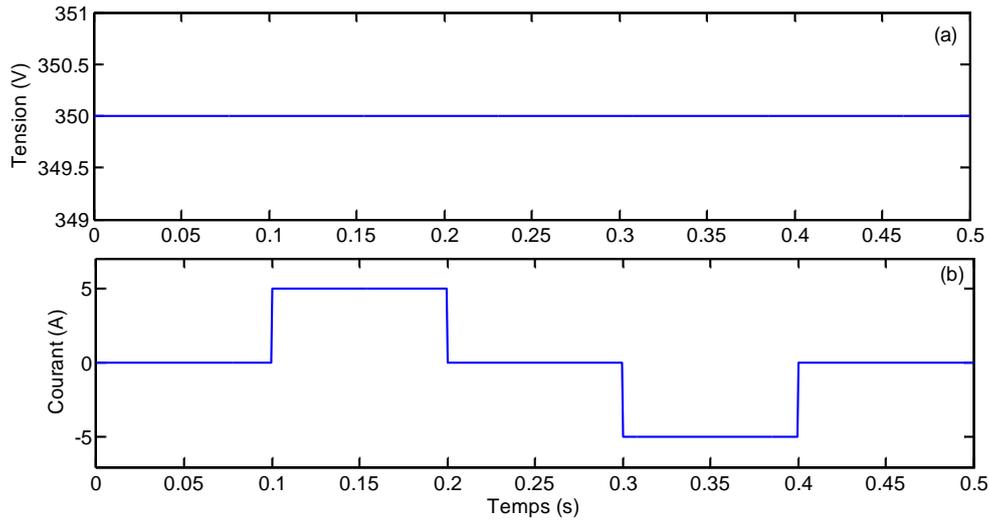


Figure 4.10 : Chronogrammes de tests : (a) échelon de la tension de référence U_{dc-ref} et (b) courant de charge

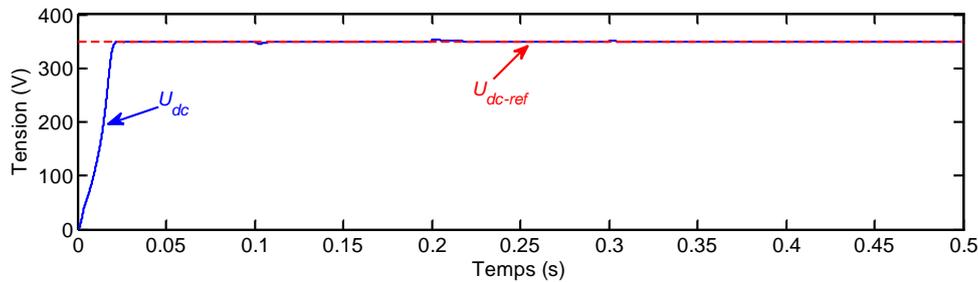


Figure 4.11 : Réponse de la tension U_{dc} à un échelon de tension de référence U_{dc-ref}

V en fonctionnement Buck, ce qui ne représente, respectivement, que 0.8% et 0.2% de la tension de référence. Par ailleurs, le temps de réponse à la perturbation est moins de 10 ms et l'erreur statique reste toujours nulle.

Au terme de ces résultats, nous pouvons dire que le contrôle proposé rejette rapidement la perturbation quel que soit le flux de puissance positif ou négative à la sortie du système de stockage.

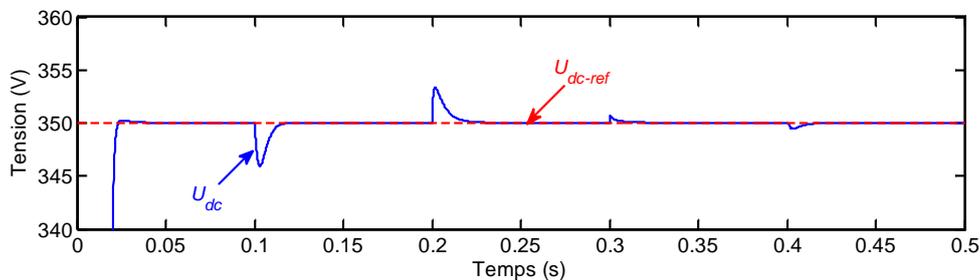


Figure 4.12 : Réponse de la tension U_{dc} suivant l'évolution du courant de charge (zoom)

La figure 4.13 montre l'allure du courant mesuré et celui de référence dans le pack de batteries. Nous constatons que ces deux courants sont presque identiques et ce durant tous les régimes de fonctionnement. Ceci permet de dire que le dimensionnement de la

4.8 Conclusion

boucle interne du courant est correct du point de vue rapidité et stabilité. Le temps de réponse à la perturbation est très faible et ne dépasse pas 1 ms comme prévu par le dimensionnement du régulateur de la boucle interne.

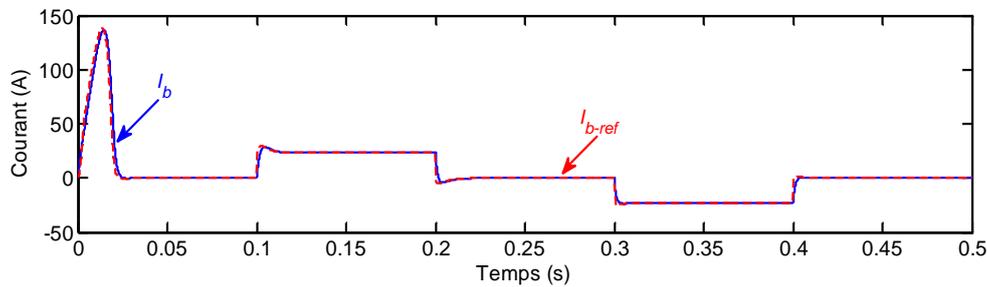


Figure 4.13 : Courant mesuré I_b et celui de référence I_{b-ref} dans les batteries suivant l'évolution du courant de charge

La figure 4.14 montre l'allure du rapport cyclique durant les différentes phases de fonctionnement du système. Aux régimes permanents, ce rapport est proche de 0.8. Aux régimes transitoires, sa valeur reste loin de la saturation hormis les instant $t = 0.1$ s et $t = 0.4$ s où nous avons des chutes de tension aux bornes du condensateur de filtrage.

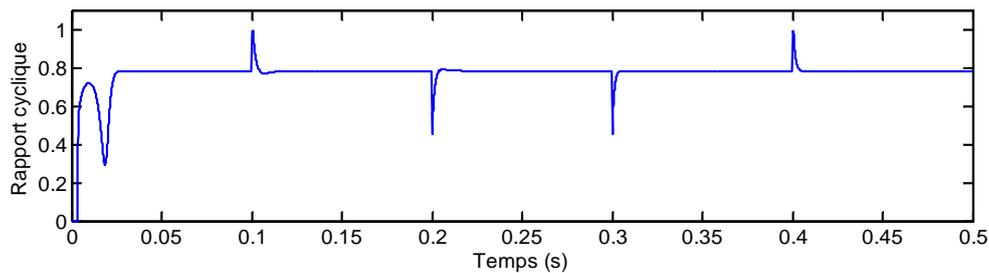


Figure 4.14 : Rapport cyclique du hacheur Buck-Boost durant les différentes phases de fonctionnement

4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés au stockage de l'énergie électrique produite dans un SHSER. Ainsi, une étude d'un système de stockage, conçu autour d'un pack de batteries au plomb-acide et d'un hacheur Buck-Boost, a été proposée. Ce système de stockage permet d'assurer un approvisionnement continu et sans interruption en énergie électrique. Le choix du hacheur Buck-Boost est principalement motivé par le fait qu'il peut fonctionner selon deux modes. Un fonctionnement en mode Buck lors de la charge des batteries et un fonctionnement en mode Boost lors de leur décharge. Le rôle du système de stockage proposé est de contrôler le transfert bidirectionnel de l'énergie dans le système (du bus continu vers les batteries et des batteries vers le bus continu), tout en garantissant une bonne régulation de la tension du bus continu. Pour ce faire, la commande adoptée a été basée sur deux boucles de régulation montées en cascade. Une boucle de régulation interne pour contrôler le courant des batteries et une boucle de régulation externe pour la régulation de la tension du bus continu. Afin de montrer la faisabilité d'intégrer ce système de stockage dans un SHSER, plusieurs tests de simulation ont été réalisés. Les performances du système ont été testées dans le cas de la poursuite

de la tension du bus continu et dans le cas de variations positive et négative du courant à sa sortie. Le système de stockage a montré sa capacité à répondre aux besoins énergétiques de la charge en contrôlant l'intensité du courant délivré par les batteries. De plus, la tension du bus continu a été maintenue constante tout au long du fonctionnement du système, et cela malgré les variations de la puissance positive ou négative en sa sortie.

Au vu des résultats obtenus, nous pouvons conclure que le système de stockage dimensionné dans ce chapitre peut facilement être intégré dans un SHSER.

Chapitre 5

Conversion continu-alternatif dans les SHSERs

Résumé : Ce chapitre traite la conversion continu-alternatif destinée aux SHSERs où deux nouvelles stratégies de commande d'onduleurs sont développées. La première stratégie est proposée pour la commande d'un onduleur monophasé isolé du réseau et la seconde stratégie est destinée à la commande d'un onduleur triphasé connecté au réseau électrique. Initialement, une commande dans le repère de Park (dq), nommée commande dq , d'un onduleur monophasé à MLI isolé du réseau est développée. Cette commande est considérablement améliorée par l'intégration d'un nouveau OSG robuste dans sa structure. En plus de la génération de la composante orthogonale, l'OSG proposé permet de filtrer le signal réel d'entrée et le signal orthogonal; générer directement les composantes des axes d et q ; et identifier le résidu harmonique. Ensuite, une commande PDPC basée sur le concept du FV, nommée PDPC-FV, est mise en œuvre pour la commande d'un onduleur triphasé à MLI connecté au réseau. Cette commande est améliorée par l'introduction de la théorie des puissances active et réactive étendue et par l'insertion d'un nouvel estimateur du FV basé sur un FNA. Cette approche a permis d'immuniser le système contre des tensions du réseau déséquilibrées et/ou distordues. Dans le but de valider les deux commandes proposées, plusieurs simulations et tests expérimentaux sont réalisés. Les performances obtenues sont comparées à celles obtenues avec des méthodes classiques et avancées. Les résultats obtenus confirment l'efficacité et la robustesse des différentes stratégies de commande suggérées.

Sommaire

5.1	Introduction	107
5.2	Commande dq d'un onduleur monophasé à MLI isolé du réseau	108
5.2.1	Modèle de l'onduleur monophasé à MLI	108
5.2.2	Principe de la commande dq d'un onduleur monophasé	109
5.2.3	Principe de l'OSG proposé	110
5.2.4	Modèle dq de l'onduleur monophasé	114
5.2.5	Régulation de la tension de sortie de l'onduleur monophasé	115
5.2.6	Validation expérimentale	118
5.3	Commande PDPC-FV d'un onduleur triphasé à MLI connecté au réseau	124
5.3.1	Commande PDPC conventionnelle	125
5.3.2	Concept du FV	128
5.3.3	Estimation du FV	129
5.3.4	Estimateur FV-FNA proposé	130
5.3.5	Commande PDPC-FV pour un fonctionnement dans des conditions non équilibrées du réseau	134
5.3.6	Validation expérimentale	138
5.4	Conclusion	147

5.1 Introduction

L'électronique de puissance est au cœur des SHSERs. Les convertisseurs utilisés pour l'exploitation de ces énergies ont un impact majeur sur la sécurité des installations, le rendement des systèmes et la qualité de l'énergie produite. La commande des onduleurs, réalisant la conversion continu-alternatif, doit être correctement dimensionnée pour satisfaire les différentes exigences. Dans le cas d'un SHSER isolé du réseau électrique, l'onduleur monophasé à MLI est souvent utilisé pour l'alimentation des équipements domestiques. Des exigences relatives à ses performances dynamiques et à la qualité de sa tension de sortie doivent être satisfaites. La tension de sortie doit en effet être sinusoïdale avec un faible THD [132], [133]. L'onduleur doit aussi avoir une réponse dynamique rapide face à toute variation de la source d'entrée ou de la charge appliquée à sa sortie. Ces exigences doivent être satisfaites également dans le cas de charges non linéaires. Dans le cas d'un SHSER connecté au réseau, l'étage de sortie est souvent constitué d'un onduleur triphasé à MLI avec injection de courants sinusoïdaux dans le réseau. Cet onduleur est alimenté par un bus continu comme une source de tension d'entrée. L'amélioration des commandes des onduleurs triphasés à MLI est une piste intéressante pour satisfaire les exigences imposées par les distributeurs d'énergie. Un fonctionnement approprié dans le cas d'un réseau déséquilibré et/ou distordu, une bonne qualité (un faible THD) des courants injectés dans le réseau et une réponse dynamique rapide sont les principaux critères à satisfaire pour l'amélioration de la commande des onduleurs [134], [135]. De plus, la réduction des coûts des installations électriques reste un autre challenge auquel l'ingénieur doit faire face.

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'étude de la conversion continu-alternatif où deux nouvelles commandes sont proposées. La première est une commande dans le repère de Park (dq), nommée commande dq . Elle concerne un onduleur monophasé à MLI isolé du réseau. La seconde est une commande directe de puissance prédictive (PDPC) (*predictive direct power control*) basée sur le concept du flux virtuel (FV), nommée commande PDPC-FV. Elle concerne un onduleur triphasé à MLI connecté au réseau. Ce chapitre est ainsi constitué de deux parties principales.

La première partie propose une commande dq d'un onduleur monophasé isolé du réseau [137], [138], [142]-[144]. Cette commande est améliorée par l'insertion dans sa structure d'un nouveau générateur de signal orthogonal (OSG) (*orthogonal signal generator*) basé sur l'ADALINE [16]-[20]. En plus de la génération du signal orthogonal, l'OSG proposé permet de filtrer le signal réel d'entrée et le signal orthogonal, de générer directement les composantes des axes d et q , et d'identifier le résidu harmonique. Ce dernier est utilisé pour compenser les distorsions harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur. Contrairement à la plupart des OSGs disponibles dans la littérature [136]-[141], celui proposé n'introduit aucune dynamique supplémentaire. De plus, il rend la commande dq indépendante de la fréquence de fonctionnement et des paramètres du système. Dans le but de valider la commande dq , un banc d'essai expérimental est mis en œuvre où plusieurs tests expérimentaux sont réalisés. L'OSG proposé est d'abord comparé à d'autres OSGs récents [136], [140], [142]. Ensuite, différents tests expérimentaux de la commande dq sont accomplis sous des charges linéaires et non linéaires. Les bonnes performances de la commande dq développée au démarrage, lors d'une chute de la tension de référence et lors de la déconnexion des charges sont clairement démontrées.

La seconde partie développe une commande PDPC-FV d'un onduleur triphasé à MLI connecté au réseau. Cette commande est améliorée par l'introduction de la théorie des puissances active et réactive (PQ) étendue [146], [148] et par l'insertion d'un nouvel

estimateur du FV basé sur un filtre neuronal adaptatif (FNA), nommé estimateur FV-FNA. La commande PDPC-FV permet d'avoir un fonctionnement correct dans le cas d'un réseau déséquilibré et/ou distordu. De plus, elle permet un contrôle sans installer des capteurs de tensions du côté réseau. Il en résulte ainsi une commande robuste et sans capteurs des tensions du réseau [163], [174]. Des tests expérimentaux sont réalisés afin de prouver la faisabilité et la robustesse de la commande PDPC-FV développée. L'estimateur FV-FNA est comparé à un estimateur de FV basé sur un intégrateur généralisé de second ordre (SOGI) (*second-order generalized integrator*), nommé FV-SOGI [154]. Un démarrage rapide et sans dépassement est effectué avec succès. Ceci est dû essentiellement à la rapidité de convergence de l'estimateur FV-FNA et aux hautes performances de régulation de la commande PDPC-FV. Une comparaison avec la commande PDPC conventionnelle [145]-[147] est aussi réalisée. Les résultats de cette comparaison ont montré que les performances de la commande proposée sont largement supérieures. La commande PDPC-FV a présenté de très bonnes performances dans le cas d'un réseau déséquilibré et distordu.

5.2 Commande dq d'un onduleur monophasé à MLI isolé du réseau

Comme l'onduleur monophasé à MLI est un élément essentiel dans les SHSERs isolé du réseau, sa commande doit être parfaitement conçue. Pour toute variation de la source d'entrée ou de la charge, la commande doit assurer à la fois une tension de sortie avec un faible THD, une réponse dynamique rapide et une faible erreur au régime permanent [132]. De plus, ces performances doivent être garanties dans le cas de charges non linéaires.

Pour satisfaire ces exigences, plusieurs commandes ont été proposées. Habituellement, une structure de commande en cascade comprenant une boucle externe de régulation de la tension de sortie et une boucle interne de régulation du courant est utilisée [155], [156]. Sous des charges linéaires, cette commande présente de bonnes performances. Cependant, sous des charges non linéaires, ses performances se détériorent. Le développement continu de microprocesseurs a permis la mise en œuvre de nouvelles techniques de commandes plus puissantes. Parmi elles, la commande à mode glissant [157] et la commande prédictive [158] sont les plus exploitées. Bien qu'elles améliorent les performances du système, leur erreur de suivi reste importante en régime permanent. La commande dq est une alternative intéressante [136]-[144]. Cette commande est principalement appliquée à la commande des onduleurs triphasés à MLI. Cependant, l'application de cette commande à un système monophasé nécessite la génération de la composante orthogonale. Pour ce faire, plusieurs OSGs ont été rapportés dans la littérature. Parmi ces OSGs, les OSGs basés sur le retard temporel (RT) (*time delay*) [136], [137], la différenciation [138], la transformée de Hilbert (TH) [142]-[144], les filtres passe-tout (FPT) (*all-pass filters*) du premier et second ordre [139]-[141], et les SOGIs [159], [160] peuvent être mentionnés.

5.2.1 Modèle de l'onduleur monophasé à MLI

Selon le nombre d'interrupteurs utilisés, les onduleurs monophasés peuvent être classifiés en onduleurs en demi-pont ou en onduleurs en pont complet (pont en H). De plus, suivant la nature de la source d'entrée (source de tension ou source de courant), on distingue les onduleurs de tension et les onduleurs de courant. Dans notre thèse, nous avons opté pour un onduleur de tension monophasé en pont complet (pont en H). En raison

de sa simplicité et de sa grande efficacité, cet onduleur reste le plus maîtrisé et le plus présent dans la plupart des systèmes industriels [133].

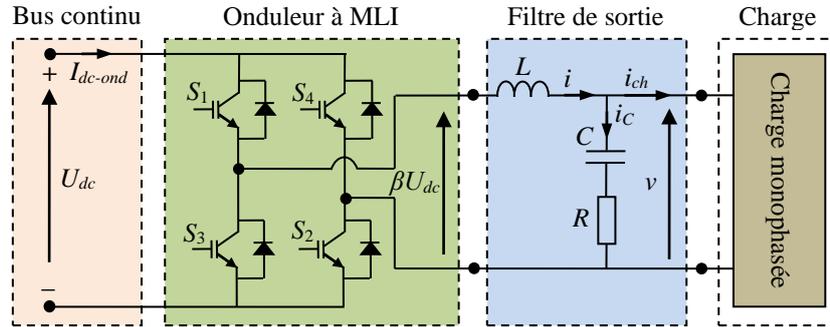


Figure 5.1 : Structure générale d'un onduleur de tension monophasé en pont complet connecté à une charge monophasée à travers un filtre LC

Le schéma simplifié d'un onduleur de tension monophasé en pont complet, connecté à une charge à travers un filtre LC , est illustré par la figure 5.1. L'entrée de l'onduleur est connectée à une source de tension continue U_{dc} (bus continu), tandis que sa sortie est connectée à une charge monophasée à travers un filtre de sortie LC . Les symboles S_1 , S_2 , S_3 et S_4 désignent les signaux de commande (états de commutations) de chaque interrupteur. Ils prennent une valeur de 1 pour un état fermé et une valeur de 0 pour un état ouvert. Il faut noter que, pour chaque bras, les deux interrupteurs sont à commande complémentaire ($S_1 + S_3 = 1$ et $S_4 + S_2 = 1$). Ceci est imposé dans le but d'éviter un court-circuit front de la source. Le filtre de sortie LC , constitué d'une inductance L et d'un condensateur C , est utilisé pour avoir un courant et une tension de sortie sinusoïdaux. Par ailleurs, une résistance d'amortissement R de faible valeur est montée en série avec le condensateur C pour amortir les oscillations durant les régimes transitoires.

Suivant le schéma donné par la figure 5.1, le comportement dynamique de l'onduleur monophasé peut être décrit par les équations suivantes :

$$L \frac{di}{dt} = \beta U_{dc} - v \quad (5.1)$$

$$C \frac{dv}{dt} = i_C + RC \frac{di_C}{dt} \quad (5.2)$$

$$i = i_C + i_{ch} \quad (5.3)$$

où β est le signal de commande compris dans l'intervalle $[-1, 1]$. v et i_{ch} sont, respectivement, la tension de sortie et le courant de charge de l'onduleur. i est le courant traversant l'inductance L . En utilisant les équations différentielles ci-dessus, le modèle équivalent de l'onduleur considéré est schématisé par la figure 5.2.

5.2.2 Principe de la commande dq d'un onduleur monophasé

La transformée de Park est largement utilisée dans la commande des convertisseurs triphasés. Dans le repère dq , les variables d'état de ces convertisseurs deviennent continues (invariantes dans le temps) en régime permanent. Il est ainsi plus facile d'analyser et de concevoir des contrôleurs. Cependant, pour créer le modèle dq d'un convertisseur, il faut

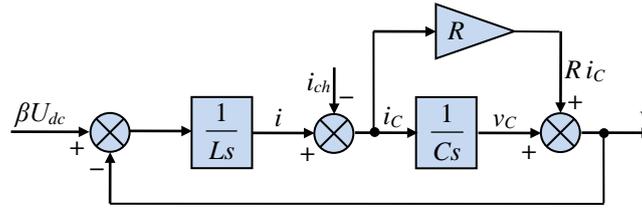


Figure 5.2 : Modèle moyen de l'onduleur monophasé étudié

au moins deux phases indépendantes. Ce concept est donc le plus souvent appliqué aux convertisseurs triphasés et beaucoup moins aux convertisseurs monophasés en raison de la limitation à une seule phase.

La génération d'un signal orthogonal à partir du signal monophasé réel est préconisée comme une solution. Dans ce sens, plusieurs OSGs ont été suggérés dans la littérature. L'OSG basé sur le RT (OSG-RT) est le plus exploité en raison de sa simplicité de mise en œuvre [136], [137]. Il génère le signal orthogonal en retardant le signal réel de 90 degré. Cependant, ce retard dégrade la réponse dynamique de l'onduleur qui ne peut pas réagir en temps réel aux perturbations dans le système. Les auteurs dans [138] proposent un OSG basé sur la différenciation des variables d'état du circuit réel de l'onduleur. Cet OSG reste très sensible aux bruits et ne permet pas de générer un signal purement orthogonal. De plus, il nécessite un temps de calcul relativement important. Certains travaux ont proposé un OSG basé sur la TH (OSG-TH) [142]-[144]. Comme la TH ne s'applique qu'aux signaux à bande étroite, dans de nombreuses situations, les signaux bruités issus de l'onduleur monophasé ne peuvent pas satisfaire les exigences de la TH. Les OSGs basés sur les FPTs (OSG-FPTs) de premier ordre et de second ordre sont également utilisés dans certains travaux. Ils sont simples à mettre en œuvre, cependant, leur temps de réponse ne peut en aucun cas être amélioré, car sa valeur est égale à l'inverse de la fréquence du signal d'entrée [139].

La figure 5.3 montre la structure générale d'une commande dq d'un onduleur monophasé en utilisant l'OSG-RT pour la génération du signal orthogonal.

5.2.3 Principe de l'OSG proposé

La figure 5.4 montre la structure générale de la commande dq de l'onduleur monophasé en utilisant l'OSG proposé. Cette sous-section présente les détails de conception de cet OSG. Conçu autour d'un ADALINE, l'OSG proposé permet non seulement de générer la composante orthogonale sous une forme sinusoïdale, mais aussi de déduire directement les composantes d'axes d et q du signal réel à partir des poids de l'ADALINE. Autrement dit, il est capable de fournir les composantes des axes d et q sans passer par la transformation de Park.

Le choix de l'ADALINE revient à sa grande capacité de filtrage, sa rapidité de convergence et sa simplicité de mise en œuvre [16]-[20]. Les principaux avantages de l'OSG proposé dans cette thèse sont :

- Il fournit directement les composantes d'axes d et q sans passer par la transformée de Park.
- Il filtre le signal réel (supposé être la composante directe d'axe α) ainsi que le signal orthogonal (la composante d'axe β) généré.

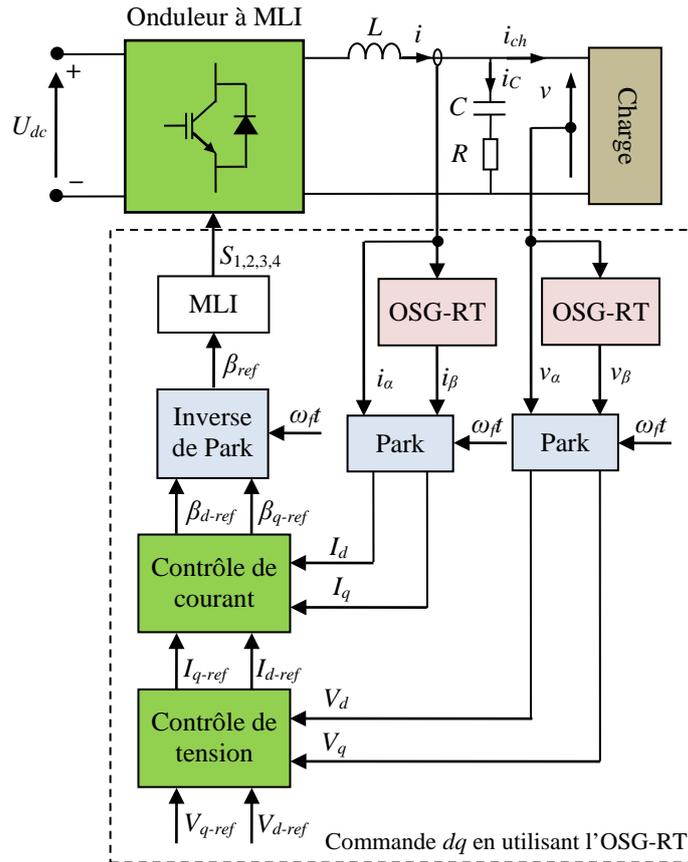


Figure 5.3 : Structure générale d'une commande dq d'un onduleur monophasé en utilisant l'OSG-RT

- Il estime le résidu harmonique dans la tension de sortie.
- En raison de sa dynamique rapide, l'OSG proposé induit un retard insignifiant dans la génération du signal orthogonal ou dans le calcul des composantes d'axes d et q .
- Il simplifie le schéma de commande en se surpassant de la transformée de Park.

La figure 5.5 illustre le schéma bloc de l'OSG proposé basé sur un seul ADALINE. Il possède une structure assez simple et permet de générer à la fois les composantes $\alpha\beta$ (x_α et x_β) et les composantes dq (X_d et X_q). L'ADALINE possède deux poids à mettre à jour (W_1 et W_2). Le vecteur d'entrée est composé de deux sinusoides $A(k) = [\cos(\omega_f k T_s) \quad -\sin(\omega_f k T_s)]$. Le signal réel est pris comme étant le signal de sortie désiré x . Dans cette application, l'ADALINE est utilisé plutôt en tant que filtre. Par conséquent, ses deux poids sont mis à jour d'une manière à avoir un signal estimé x_{est} égal à la composante fondamentale du signal réel x . La mise à jour des poids est effectuée, en utilisant l'algorithme LMS, de la manière suivante :

$$W(k+1) = W(k) + 2\eta e(k) A(k) \quad (5.4)$$

où η est le coefficient d'apprentissage.

Après convergence de l'ADALINE, la composante fondamentale $x_\alpha(kT_s)$ du signal réel peut être extraite puisqu'elle correspond directement à la sortie estimée $x_{est}(kT_s)$ par l'ADALINE. En effet, dans le domaine discret, cette composante fondamentale $x_\alpha(kT_s)$ est calculée comme suit :

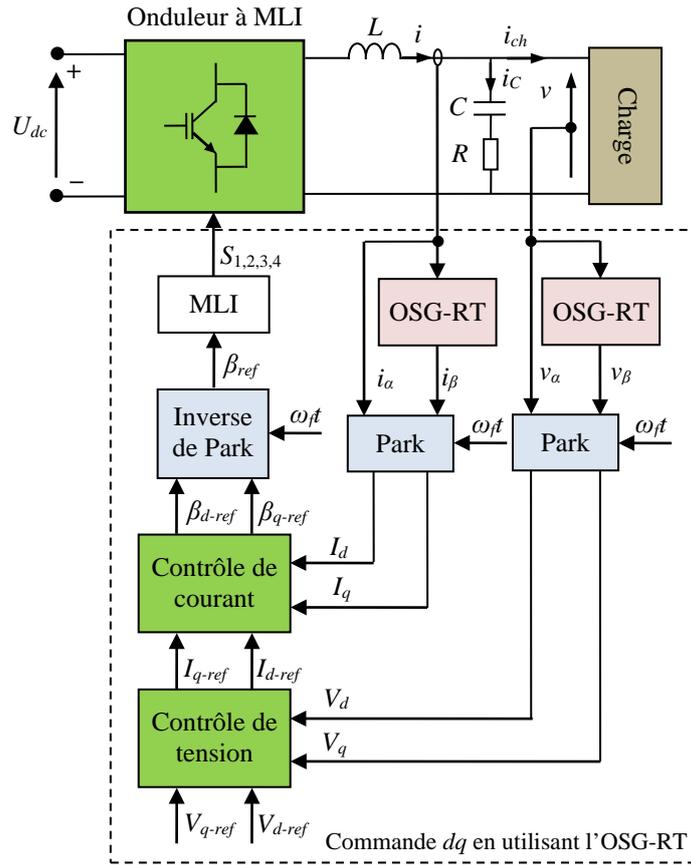
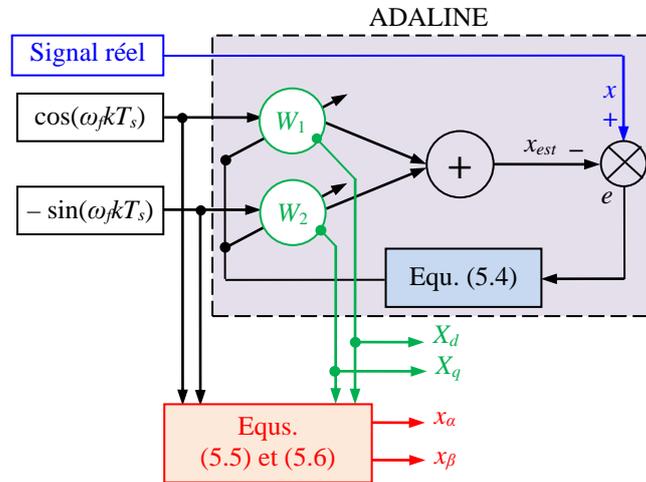

 Figure 5.4 : Structure générale de la commande dq en utilisant l'OSG proposé


Figure 5.5 : Schéma bloc de l'OSG proposé basé sur un ADALINE

$$\begin{aligned}
 x_\alpha(kT_s) &= X_m \cos(\omega_f k T_s + \varphi) \\
 &= \underbrace{X_m \cos \varphi}_{W_1} \cos(\omega_f k T_s) - \underbrace{X_m \sin \varphi}_{W_2} \sin(\omega_f k T_s) \\
 &= W_1 \cos(\omega_f k T_s) - W_2 \sin(\omega_f k T_s) \\
 &= x_{est}(kT_s)
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

où X_m , φ et ω_f sont, respectivement, l'amplitude, la phase initiale et la pulsation de la composante fondamentale du signal réel. T_s est la période d'échantillonnage. À partir de (5.5), il est clair que l'ADALINE est capable d'extraire la composante fondamentale $x_\alpha(kT_s)$ du signal réel. De la même manière, la composante orthogonale $x_\beta(kT_s)$ peut être générée à partir du même ADALINE comme suit :

$$\begin{aligned} x_\beta(kT_s) &= X_m \sin(\omega_f kT_s + \varphi) \\ &= \underbrace{X_m \sin \varphi}_{W_2} \cos(\omega_f kT_s) + \underbrace{X_m \cos \varphi}_{W_1} \sin(\omega_f kT_s) \\ &= W_2 \cos(\omega_f kT_s) + W_1 \sin(\omega_f kT_s) \end{aligned} \quad (5.6)$$

D'un autre côté, ce même ADALINE peut également déduire les composantes $X_d(kT_s)$ et $X_q(kT_s)$ dans le repère de Park dq . Cette déduction est faite sans avoir recouru à la transformée de Park. Ainsi, la composante directe $X_d(kT_s)$ est déduite de la manière suivante :

$$\begin{aligned} X_d(kT_s) &= x_\alpha(kT_s) \cos(\omega_f kT_s) + x_\beta(kT_s) \sin(\omega_f kT_s) \\ &= (W_1 \cos(\omega_f kT_s) - W_2 \sin(\omega_f kT_s)) \cos(\omega_f kT_s) \\ &\quad + (W_2 \cos(\omega_f kT_s) + W_1 \sin(\omega_f kT_s)) \sin(\omega_f kT_s) \\ &= W_1 \end{aligned} \quad (5.7)$$

La composante en quadrature $X_q(kT_s)$ peut aussi être déduite de la façon suivante :

$$\begin{aligned} X_q(kT_s) &= x_\beta(kT_s) \cos(\omega_f kT_s) - x_\alpha(kT_s) \sin(\omega_f kT_s) \\ &= (W_2 \cos(\omega_f kT_s) + W_1 \sin(\omega_f kT_s)) \cos(\omega_f kT_s) \\ &\quad - (W_1 \cos(\omega_f kT_s) - W_2 \sin(\omega_f kT_s)) \sin(\omega_f kT_s) \\ &= W_2 \end{aligned} \quad (5.8)$$

À partir de (5.7) et (5.8), nous constatons que l'OSG proposé est effectivement capable de fournir directement les composantes $X_d(kT_s)$ et $X_q(kT_s)$ sans avoir recouru à la transformée de Park. Les composantes $X_d(kT_s)$ et $X_q(kT_s)$ correspondent, respectivement, à W_1 et W_2 . Cette particularité permet de gagner en temps de calcul et simplifie la mise en œuvre de la commande.

L'OSG proposé permet également d'estimer le résidu harmonique, nommés h , présents dans le signal réel. Ce résidu harmonique est constitué de l'erreur e qui est la différence entre le signal réel et le signal estimé par l'ADALINE. Ainsi, ils sont estimés comme suit :

$$h = e = x - x_{est} \quad (5.9)$$

Le résidu harmonique estimé est réinjectés en opposition de phase dans la commande dq proposée pour compenser la distorsion de la tension de sortie de l'onduleur. Par conséquent, la combinaison de cette compensation avec la commande dq permettra d'améliorer considérablement la forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur.

5.2.4 Modèle dq de l'onduleur monophasé

Une fois les composantes orthogonales du courant et de la tension de l'onduleur monophasé sont générées, les circuits réel et imaginaire de l'onduleur monophasé peuvent être établis. Le modèle $\alpha\beta$, exprimé dans le repère stationnaire $(\alpha\beta)$, de l'onduleur monophasé peut être décrit par le système d'équations suivant :

$$L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = \beta_{\alpha\beta} U_{dc} - v_{\alpha\beta} \quad (5.10)$$

$$C \frac{dv_{\alpha\beta}}{dt} = i_{C\alpha\beta} + RC \frac{di_{C\alpha\beta}}{dt} \quad (5.11)$$

$$i_{\alpha\beta} = i_{C\alpha\beta} + i_{ch\alpha\beta} \quad (5.12)$$

où les grandeurs écrites sous la forme $(.)_{\alpha\beta}$ représente un vecteur $[(.)_{\alpha} \quad (.)_{\beta}]^T$ de dimension (2×1) . Le modèle dq , donné dans le repère de Park, peut être déduit à partir du modèle $\alpha\beta$ en utilisant la transformée de Park suivante :

$$\begin{cases} X_d = x_{\alpha} \cos(\omega_f t) + x_{\beta} \sin(\omega_f t) \\ X_q = x_{\beta} \cos(\omega_f t) - x_{\alpha} \sin(\omega_f t) \end{cases} \quad (5.13)$$

En appliquant la transformation (5.13) aux équations (5.10), (5.11) et (5.12), le modèle dq résultant de l'onduleur monophasé est le suivant :

$$L \frac{dI_{dq}}{dt} = \beta_{dq} U_{dc} - L\omega_f \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} I_{dq} - V_{dq} \quad (5.14)$$

$$C \frac{dV_{dq}}{dt} = I_{Cdq} - C\omega_f \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} V_{dq} + RC \frac{dI_{Cdq}}{dt} + RC\omega_f \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} I_{Cdq} \quad (5.15)$$

$$I_{dq} = I_{Cdq} + I_{chdq} \quad (5.16)$$

où les grandeurs écrites sous la forme $(.)_{dq}$ représente un vecteur $[(.)_d \quad (.)_q]^T$ de dimension (2×1) . Pour un onduleur de faible puissance où le courant de sortie ne dépasse pas 20 A, les termes de couplage peuvent être négligés [138]. Leurs effets peuvent être facilement compensés par des régulateurs. Ainsi, le modèle dq de l'onduleur sans termes de couplage peut être réécrit comme suit :

$$L \frac{dI_{dq}}{dt} = \beta_{dq} U_{dc} - V_{dq} \quad (5.17)$$

$$C \frac{dV_{dq}}{dt} = I_{Cdq} + RC \frac{dI_{Cdq}}{dt} \quad (5.18)$$

$$I_{dq} = I_{Cdq} + I_{chdq} \quad (5.19)$$

5.2.5 Régulation de la tension de sortie de l'onduleur monophasé

Une fois le modèle dq de l'onduleur monophasé est obtenu, une commande dq peut être mise en œuvre. La conception de cette dernière se fait de la même manière que pour les onduleurs triphasés. Cette commande est composée de deux canaux ; un pour l'axe d et un autre pour l'axe q . Chaque axe contient une boucle interne de régulation du courant et une boucle externe de régulation de la tension.

5.2.5.1 Mise en œuvre de la boucle interne de régulation du courant

Une boucle interne de régulation du courant est souvent utilisée dans la commande des convertisseurs pour garantir un meilleur temps de réponse et un faible THD du courant. Elle assure également la protection de l'onduleur par la saturation du courant de référence. La figure 5.6 montre le schéma bloc de la boucle interne de régulation du courant. La conception de cette boucle interne de régulation consiste à identifier des termes de compensation C_{idq} et à ajuster un rapport cyclique de référence β'_{dq} en utilisant un régulateur approprié. En réécrivant (5.17), l'équation suivante peut être obtenue :

$$\frac{L}{U_{dc}} \frac{dI_{dq}}{dt} = \beta_{dq} - \frac{V_{dq}}{U_{dc}} = \beta_{dq} - C_{idq} = \beta'_{dq} \quad (5.20)$$

où $C_{idq} = V_{dq}/U_{dc}$.

Pour les deux axes d et q , la fonction de transfert du courant dans l'inductance par rapport au rapport cyclique β'_{dq} est donnée comme suit :

$$\frac{I_{dq}(s)}{\beta'_{dq}(s)} = \frac{U_{dc}}{sL} \quad (5.21)$$

En utilisant un régulateur de type proportionnel K_i , la structure de la boucle interne de régulation du courant devient une fonction de transfert du premier ordre. Elle est exprimée comme suit :

$$\frac{I_{dq}(s)}{I_{dq-ref}(s)} = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (5.22)$$

où $\tau_i = L/(K_i U_{dc})$. Le gain proportionnel K_i est choisi d'une manière à ce que le temps de réponse de la boucle interne de régulation du courant soit plus rapide que celui de la boucle externe de régulation de la tension. Dans notre cas, la boucle interne se stabilise même au bout de cinq périodes d'échantillonnage ($5T_s$). En choisissant $\tau_i = 5T_s$, il est ainsi possible de déterminer la valeur du gain K_i .

Comme mentionné précédemment, la boucle interne sert à générer le rapport cyclique de référence. En utilisant la transformée de Park inverse, le rapport cyclique de référence β_{ref} est représenté uniquement par la composante réel β_α . Il est déduit comme suit :

$$\beta_{ref} = \beta_{d-ref} \cos(\omega_f t) - \beta_{q-ref} \sin(\omega_f t) \quad (5.23)$$

5.2.5.2 Mise en œuvre de la boucle externe de régulation de la tension

Pour assurer un bon contrôle de la tension de sortie de l'onduleur, une boucle externe de régulation de la tension de sortie est mise en œuvre comme ceci est montré par la figure 5.7. Cette boucle externe utilise un régulateur qui agit en fonction de l'erreur entre V_{dq-ref} et V_{dq} . La sortie du régulateur constitue le courant de référence dans la capacité

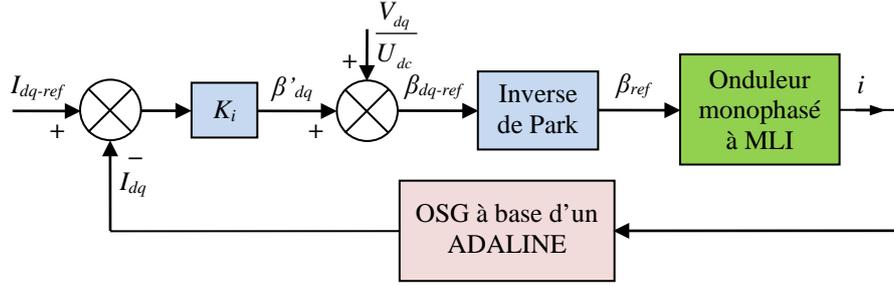


Figure 5.6 : Schéma bloc de la boucle interne de régulation du courant

$I_{Cdq-ref}$. Pour déterminer le régulateur de tension, l'équation suivante est établie à partir de (5.18) :

$$\frac{V_{dq}(s)}{I_{Cdq}(s)} = \frac{(1 + RCs)}{Cs} \quad (5.24)$$

À partir de (5.24), en raison de la présence d'une intégration, un régulateur proportionnel peut être utilisé pour annuler l'erreur statique et régler la dynamique de la boucle externe. Dans ce cas, la fonction de transfert de la boucle externe de régulation incluant un régulateur proportionnel K_v est donnée par :

$$\frac{V_{dq}(s)}{V_{dq-ref}(s)} = \frac{1}{\tau_v s + 1} + \frac{RCs}{\tau_v s + 1} \quad (5.25)$$

où $\tau_v = RC + C/K_v$. À partir de (5.25), nous constatons que la réponse de la boucle externe de régulation est équivalente à celle d'un système du premier ordre. En régime permanent, le terme avec un zéro au numérateur n'a aucune influence. En régime transitoire, il introduit un pic dont la valeur est négligeable du fait de la faible valeur de RC . Par conséquent, la dynamique de la boucle externe peut être ajustée en choisissant une constante de temps τ_v appropriée. En fixant τ_v , le gain proportionnel K_v peut être déduit de la manière suivante :

$$K_v = \frac{C}{\tau_v - RC} \quad (5.26)$$

Dans notre cas, la boucle externe se stabilise en choisissant $\tau_v = 0.05$ s.

Le régulateur K_v agit en fonction de l'erreur entre V_{dq-ref} et V_{dq} et génère le courant de référence $I_{Cdq-ref}$. Le courant de référence réel I_{dq-ref} , sera alors déduit de la relation (5.19) de la manière suivante :

$$I_{dq-ref} = I_{Cdq-ref} + I_{chdq} \quad (5.27)$$

Il est à noter que dans ce chapitre, la mise en œuvre de la commande dq de l'onduleur monophasé est réalisée d'une manière à avoir le vecteur de la tension de sortie de l'onduleur aligné sur l'axe d . Autrement dit, la tension de référence suivant l'axe q (V_{q-ref}) est maintenue nulle.

5.2.5.3 Compensation des harmoniques

De nombreux appareils électroniques de faible puissance constituent des charges non linéaires et perturbent ainsi la tension d'alimentation. Ceci entraîne une dégradation de la

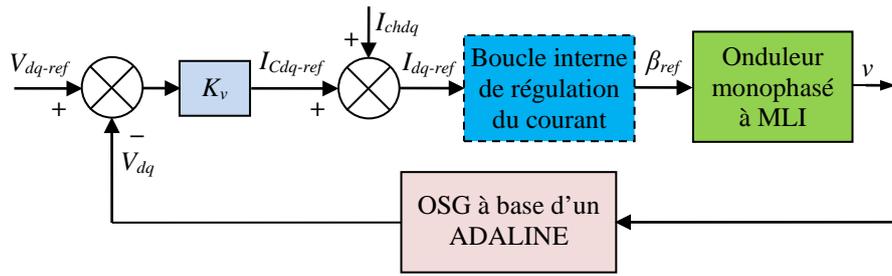


Figure 5.7 : Schéma bloc de la boucle externe de régulation de la tension

qualité de la tension, l'apparition de distorsions harmoniques, des pertes en puissance et des risques accrus de détérioration de ces appareils. Afin d'y remédier, l'ADALINE permet d'estimer les termes relatifs aux harmoniques dans la tension de sortie. Ces termes sont ensuite utilisés pour calculer un rapport cyclique qui sera injecté en opposition dans la commande de l'onduleur pour annuler les distorsions harmoniques dans la tension de sortie.

Enfin, le rapport cyclique de référence β''_{ref} , assurant la commande dq de l'onduleur et la suppression des distorsions harmoniques, est donné par :

$$\beta''_{ref} = \beta_{ref} - k_h h = \beta_{d-ref} \cos(\omega_f t) - \beta_{q-ref} \sin(\omega_f t) - k_h h \quad (5.28)$$

Le gain proportionnel k_h est réglé à travers plusieurs tests visant à assurer une compensation optimale des harmoniques. Le schéma global de la commande dq proposée est montré par la figure 5.8. Dans son ensemble, cette commande peut être subdivisée en trois parties ; la commande dq de l'amplitude de la tension de sortie de l'onduleur, la compensation des distorsions harmoniques et la génération des composantes d'axes d et q du courant et de la tension de sortie de l'onduleur au moyen de l'OSG proposé.

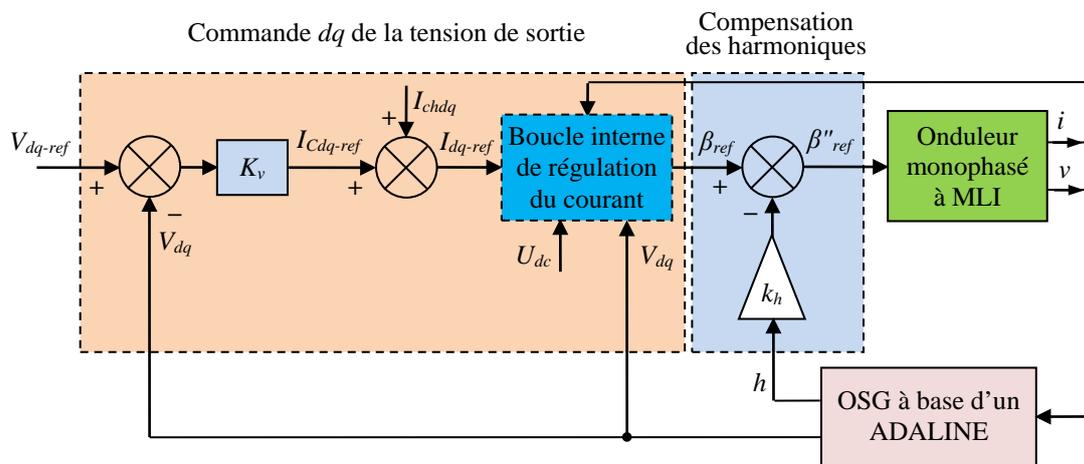


Figure 5.8 : Schéma globale de la commande dq proposée de l'onduleur monophasé

5.2.6 Validation expérimentale

5.2.6.1 Description du banc d'essai expérimental

Afin de vérifier la faisabilité et la robustesse de la commande dq , schématisée par la figure 5.8, un banc d'essai expérimental est mis en œuvre. La figure 5.9 montre une photo du banc d'essai expérimental réalisé. Il est constitué d'un onduleur monophasé à base de deux modules IGBTs (référence : SKM 100GB123D) et de deux cartes drivers (référence : SKHI 23/12 (R)) ; un filtre de sortie LC comprenant une inductance L et un condensateur C ; une source de tension continue ; deux capteurs de tension pour la mesure de la tension du bus continu et la tension de sortie de l'onduleur ; deux capteurs de courant pour la mesure du courant i dans l'inductance et le courant de charge i_{ch} . Une carte dSPACE DS1104 est utilisée pour implémenter la commande développée sous MATLAB-Simulink en utilisant la méthode de résolution d'Euler.

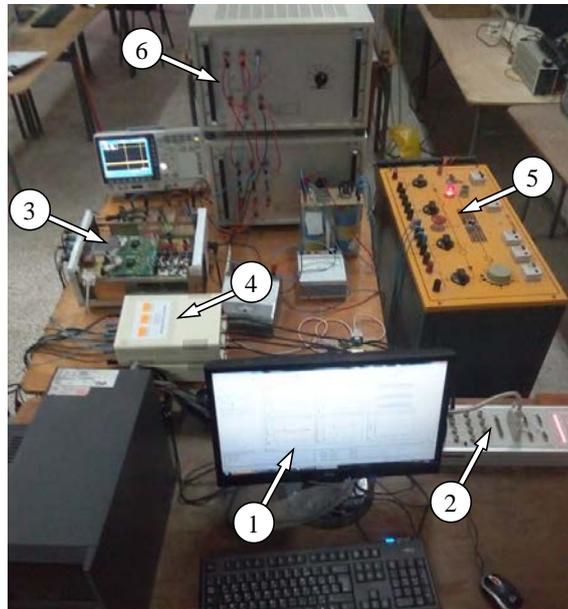


Figure 5.9 : Photo du banc d'essai : 1) PC-Pentium + carte dSPACE + ControlDesk, 2) connecteur entrée/sortie de carte dSPACE, 3) onduleur monophasé, 4) capteurs de tensions et du courant, 5) sources de tension continue et 6) charge monophasée

Les paramètres du circuit électrique ainsi que les données de la commande utilisées sont mentionnés dans le tableau 5.1.

Tableau 5.1 : Paramètres de la plateforme expérimentale de test de la commande dq de l'onduleur monophasé

Valeur efficace de la tension de sortie, (V)	110
Fréquence de la tension de sortie, f (Hz)	50
Inductance nominale du filtre de sortie, L (mH)	5
Capacité nominale du filtre de sortie, C (μ F)	5
Résistance d'amortissement, R (Ω)	8
Période d'échantillonnage, T_s (μ s)	95
Fréquence de la MLI (kHz)	10

Dans ce qui suit, nous allons tout d'abord vérifier les performances de l'OSG proposé où une étude comparative avec d'autres OSGs sera réalisée. Ensuite, différents tests

seront effectués sous une charge linéaire. Les performances de la commande dq suggérée seront testées au démarrage, lors d'une variation dans la tension de référence et lors de la déconnexion de la charge. Enfin, les mêmes tests seront refaits sous une charge non linéaire.

5.2.6.2 Étude comparative

Dans cette sous-section, nous comparons expérimentalement l'OSG proposé à l'OSG-RT [136], [137], à l'OSG-FPT de second ordre [140], [141] et à l'OSG-TH [142]-[144]. Les fonctions de transferts du FPT de second ordre et de la TH sont données dans le tableau 5.2. Les commandes dq incluant les quatre OSGs sont testées dans les mêmes conditions. Une charge non linéaire est appliquée à la sortie de l'onduleur. Les résultats obtenus sont illustrés par la figure 5.10.

Tableau 5.2 : Fonctions de transferts du FPT de second ordre et de la TH

TH [142]-[144]	FPT du second ordre [140], [141]
$G(s) = \frac{\omega_b - s}{\omega_b + s}$	$G(s) = \frac{-(s^2 - 2\omega_n s + \omega_n^2)}{s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2}$
$\omega_b = 2\pi f, \omega_n = (\sqrt{2} - 1)\omega_b$	

La figure 5.10 présente les résultats expérimentaux de comparaison obtenus au régime permanent. Les tensions et les courants suivent l'axe d obtenus montrent clairement la supériorité de l'OSG proposé. En effet, des signaux nettement plus filtrés et plus stables sont obtenus avec la méthode proposée. Sa supériorité revient en grande partie à la grande capacité de filtrage de l'ADALINE. Par ailleurs, des oscillations et d'importants pics de tension sont à signaler dans le cas des trois autres OSGs.

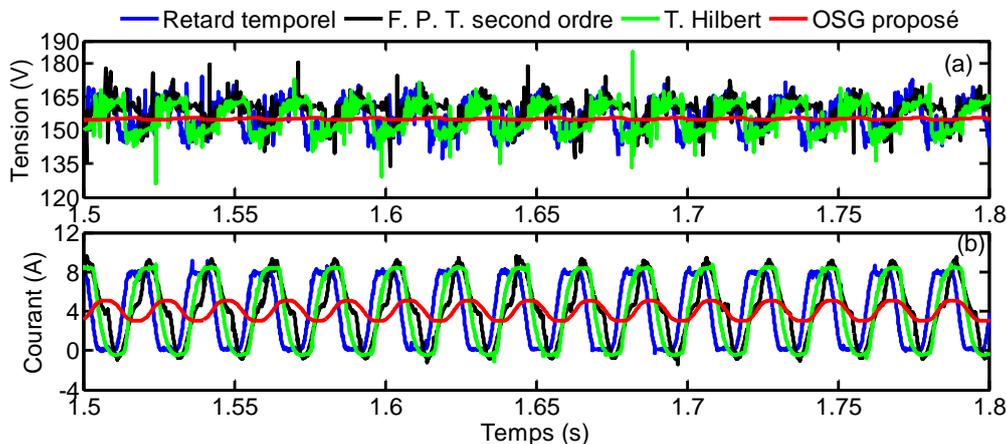


Figure 5.10 : Comparaison des performances de l'OSG proposé avec trois autres OSGs : (a) tension de sortie suivent l'axe d et (b) courant de sortie suivent l'axe d

Dans un second test, les performances de la commande dq proposée sont comparées à la commande dq basée sur un OSG-RT, appelée commande conventionnelle [136], [137]. Les deux commandes sont testées à vide. Les figures 5.11 et 5.12 montrent les tensions de sortie et leurs analyses spectrales des deux commandes en régime permanent.

D'après la figure 5.11(a) et la figure 5.12(a), nous constatons que la forme d'onde de la tension générée par la commande proposée est nettement plus stable et présente moins d'oscillations comparée à celle obtenue avec la commande conventionnelle. En termes de

THD, la commande proposée permet une atténuation des harmoniques plus importante que la commande conventionnelle. Des THDs de 3.94% et 0.98% sont, respectivement, obtenus avec la commande conventionnelle et la commande proposée. Des erreurs en régime permanent de 2.19% et 0.20% sont, respectivement, obtenues avec la commande conventionnelle et la commande proposée. Ainsi, la commande proposée présente de meilleures performances en termes de forme d'onde, de THD et d'erreur statique.

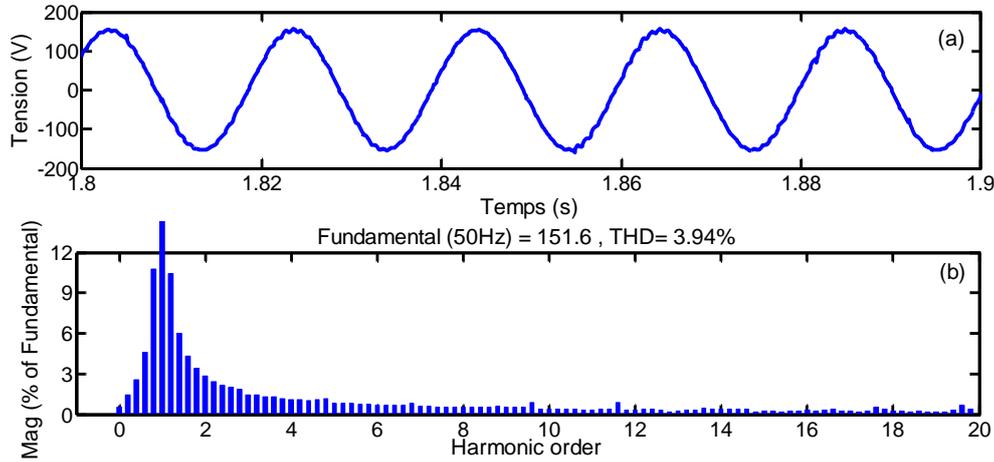


Figure 5.11 : Performances de la commande dq conventionnelle (fonctionnement à vide) : (a) tension de sortie et (b) spectre harmonique de la tension de sortie

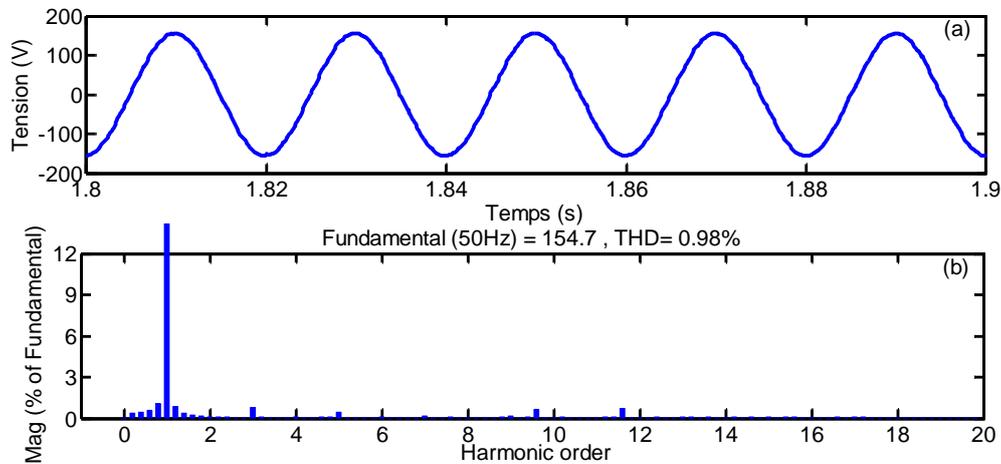


Figure 5.12 : Performances de la commande dq proposée (fonctionnement à vide) : (a) tension de sortie et (b) spectre harmonique de la tension de sortie

5.2.6.3 Performances de la commande dq proposée sous une charge linéaire

Dans cette sous-section, nous donnons les résultats expérimentaux de la commande dq proposée dans le cas d'une charge résistive.

La figure 5.13 illustre la tension de sortie et le courant de charge mesurés durant le processus de démarrage. A l'instant $t = 0.686$ s, l'amplitude maximale de la tension de sortie de référence $|v_{ref}|$ passe de 0 à 155 V. Il est clair que des formes d'ondes sinusoïdales, stables et sans dépassements sont rapidement générées. En effet, comme nous pouvons le voir sur la figure 5.13(a), l'amplitude $|v|$ de la tension de sortie et sa référence $|v_{ref}|$ se

superpose en moins d'un cycle de fonctionnement. Le temps d'établissement est estimé à environ 14 ms.

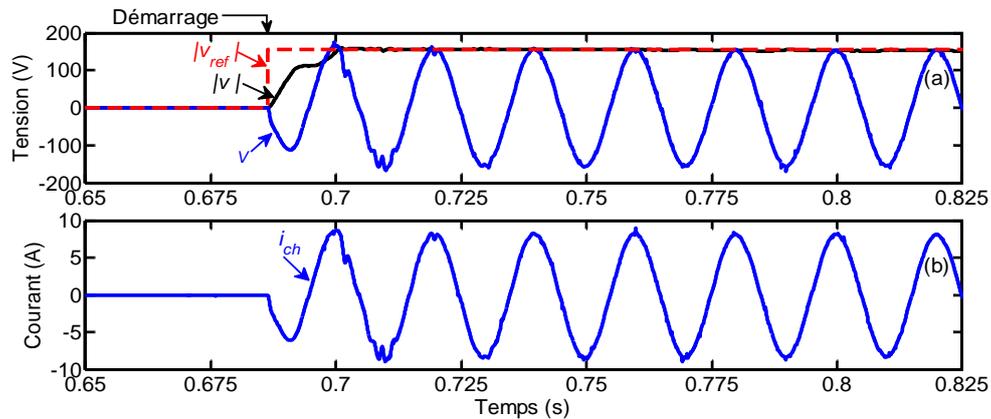


Figure 5.13 : Performances de la commande dq proposée durant le démarrage (charge résistive) : (a) tension de sortie et (b) courant de charge

Pour mieux évaluer la qualité de la commande dq proposée sous une charge résistive, la figure 5.14 illustre la tension de sortie de l'onduleur ainsi que son analyse spectrale au régime permanent. À partir de la figure 5.14(a), une tension de forme sinusoïdale, stable et sans dépassement est générée à la sortie de l'onduleur. Le THD de cette tension est de seulement 2.83% (voir la figure 5.14(b)). Cette valeur reste relativement faible.

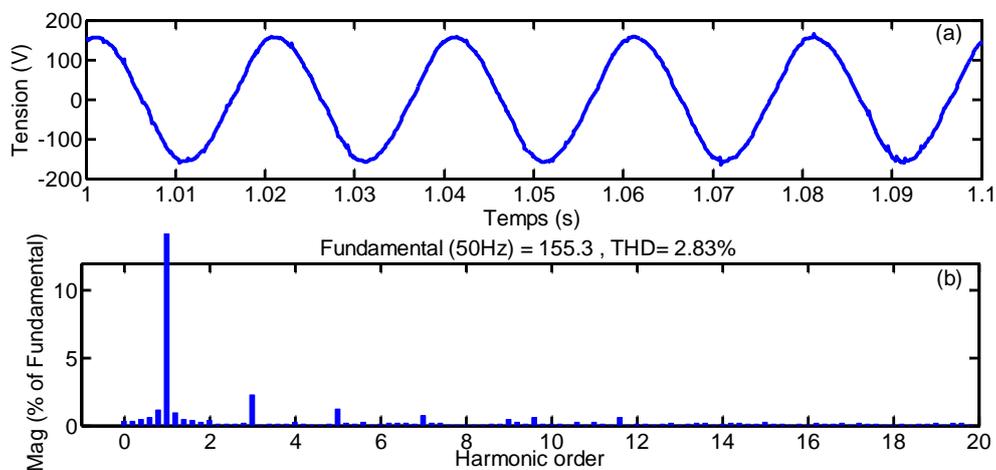


Figure 5.14 : Performances de la commande dq proposée en régime permanent (charge résistive) : (a) tension de sortie et (b) spectre harmonique de la tension de sortie

Dans un autre test, nous proposons de vérifier les performances en régime transitoire de la commande dq proposée dans le cas d'une charge résistive. Lors de ce test, à l'instant $t = 1.95$ s, la charge résistive, initialement connectée à la sortie de l'onduleur, est déconnectée et puis reconnectée à l'instant $t = 2.12$ s. La figure 5.15 montre les résultats obtenus. À partir de la tension (figure 5.15(a)) et du courant (figure 5.15(b)) mesurés, il est clair que la réponse dynamique du système est instantanée, la tension reste sinusoïdale et le courant ne présente aucun dépassement à la connexion ou à la déconnexion de la charge résistive. Ceci confirme encore une fois que le régulateur de courant est bien dimensionné.

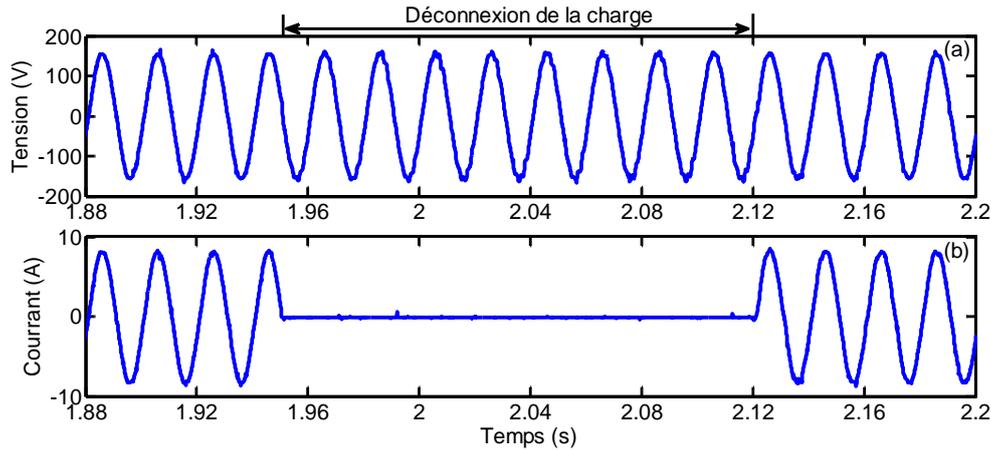


Figure 5.15 : Performances dynamiques de la commande dq proposée lors de la déconnexion et la reconnexion d'une charge résistive : (a) tension de sortie et (b) courant de charge

Les performances de poursuite de la commande développée sont également vérifiées dans le cas d'un changement en échelon de la tension de sortie de référence sous une charge résistive. Durant ce test, une chute de tension de 50% est appliquée à la tension de sortie de référence. L'amplitude de la tension de référence $|v_{ref}|$ passe d'une valeur de 155 V à 77.5 V. Les figures 5.16(a) et (b) présentent, respectivement, la tension de sortie et le courant de charge mesurés durant ce test. Le résultat obtenu montre que le temps de réponse du système est assez rapide. Il est d'environ un demis cycle. L'amplitude $|v|$ de la tension de sortie se superpose sur l'amplitude $|v_{ref}|$ de la tension de sortie de référence au bout de 9 ms (figure 5.16(a)). Dans le même sens, le courant présente la même dynamique que la tension de sortie (figure 5.16(b)).

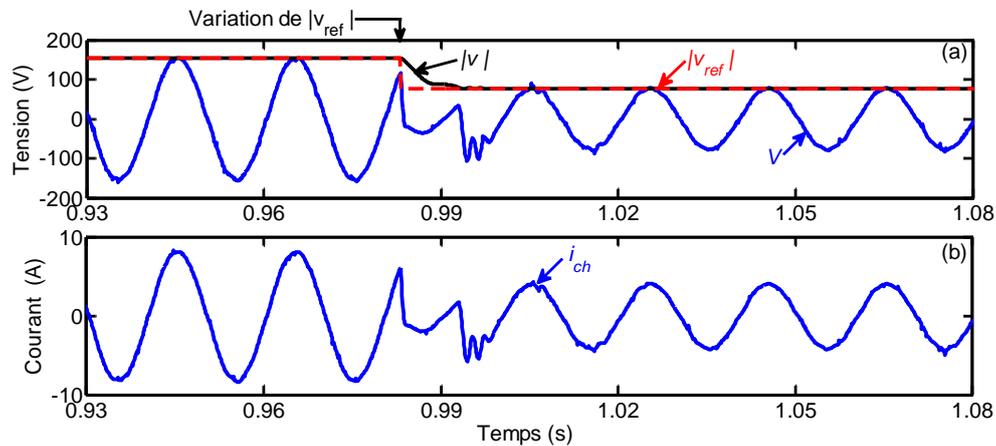


Figure 5.16 : Performances dynamiques de la commande dq proposée lors d'une chute de 50% de la tension de sortie de référence : (a) tension de sortie et (b) courant de charge

5.2.6.4 Performances de la commande dq proposée sous une charge non linéaire

Dans cette sous-section, nous discutons les résultats expérimentaux de la commande dq proposée dans le cas d'une charge non linéaire constituée par une résistance de 18 Ω en série avec une diode.

La figure 5.17 montre les résultats expérimentaux obtenus durant le processus de

démarrage. A l'instant $t = 0.713$ s, la tension de sortie de référence passe de 0 V à 155 V. Une tension de sortie sinusoïdale, stable et sans dépassement est générée avec un temps de stabilisation assez court. En effet, l'amplitude $|v|$ de la tension de sortie et l'amplitude $|v_{ref}|$ de la tension de sortie de référence se superposent après deux cycles de fonctionnement (figure 5.17(a)). Ainsi, la stabilité du système sous une charge non linéaire est garantie au démarrage.

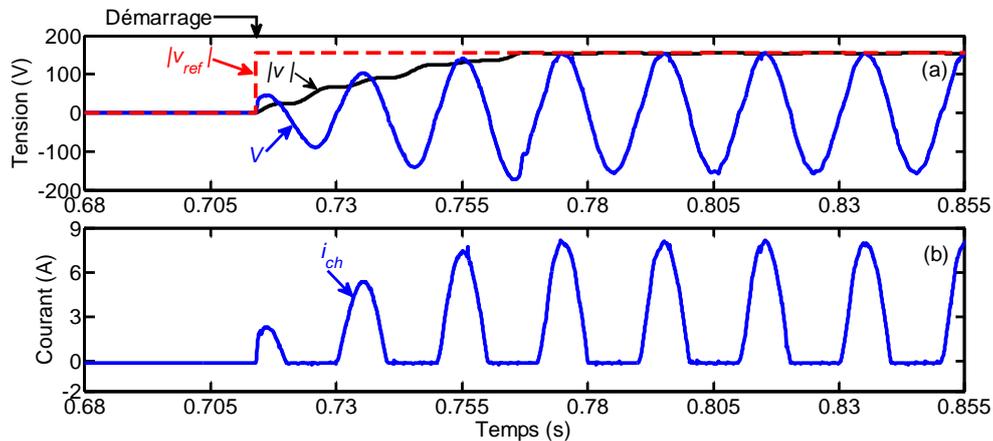


Figure 5.17 : Performances de la commande dq proposée durant la procédure de démarrage (charge non linéaire) : (a) tension de sortie et (b) courant de charge

La figure 5.18 montre la tension mesurée à la sortie de l'onduleur ainsi que son analyse spectrale en régime permanent lorsqu'une charge non linéaire est appliquée. Une tension sinusoïdale, stable et sans dépassement est alors générée (figure 5.18(a)). Sur la figure 5.18(b), le spectre harmonique de cette tension de sortie en régime permanent est donné. Il est à noter qu'un THD de tension de seulement 3.90% est obtenu.

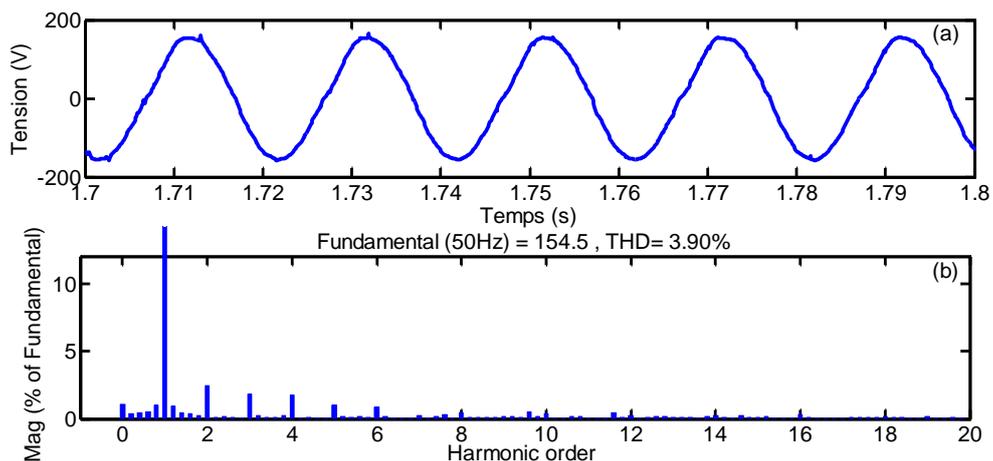


Figure 5.18 : Performances de la commande dq proposée en régime permanent (charge non linéaire) : (a) tension de sortie et (b) spectre harmonique de la tension de sortie

Dans un autre test, les performances en régime transitoire de la commande proposée sont vérifiées dans le cas d'une charge non linéaire. Durant ce test, à l'instant $t = 2.1$ s, la charge non linéaire est déconnectée et puis reconnectée à l'instant $t = 2.2$ s. La figure 5.19 montre la tension de sortie et le courant de charge mesurés à la sortie de l'onduleur. Lors

de la déconnexion et la reconnexion de la charge, la tension de sortie reste sinusoïdale et aucun dépassement n'est à signaler. De plus, la réponse dynamique du système est instantanée.

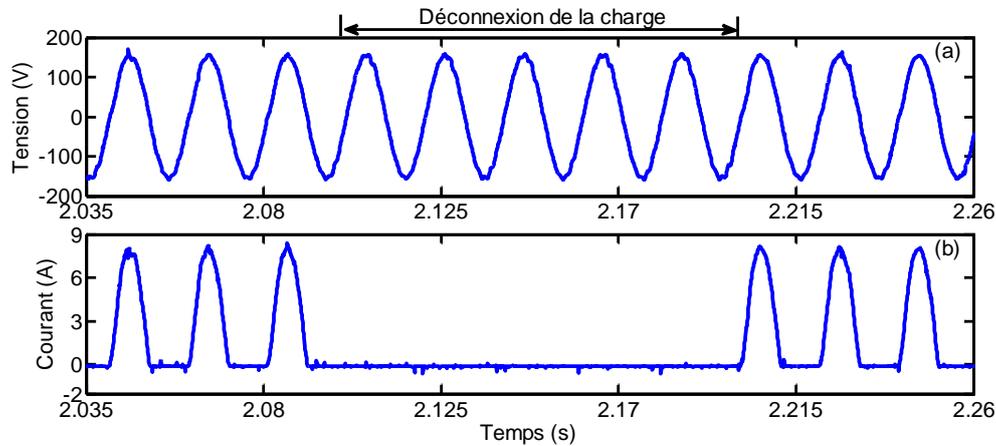


Figure 5.19 : Performances dynamiques de la commande dq proposée lors de la déconnexion et la reconnexion d'une charge non linéaire : (a) tension de sortie et (b) courant de charge

La figure 5.20 montre les résultats obtenus dans le cas d'une variation en échelon de la tension de sortie de référence sous une charge non linéaire. Durant ce test, une chute de tension de 50% est appliquée à la tension de sortie de référence. Ainsi, à l'instant $t = 0.95$ s, l'amplitude de cette tension passe de 155 V à 77.5 V. Les formes d'ondes obtenues montrent que le temps de réponse du système est assez rapide, il est d'environ un demi cycle. Ainsi, l'amplitude $|v|$ de la tension de sortie se superpose sur l'amplitude $|v_{ref}|$ de la tension de référence au bout de 9.5 ms.

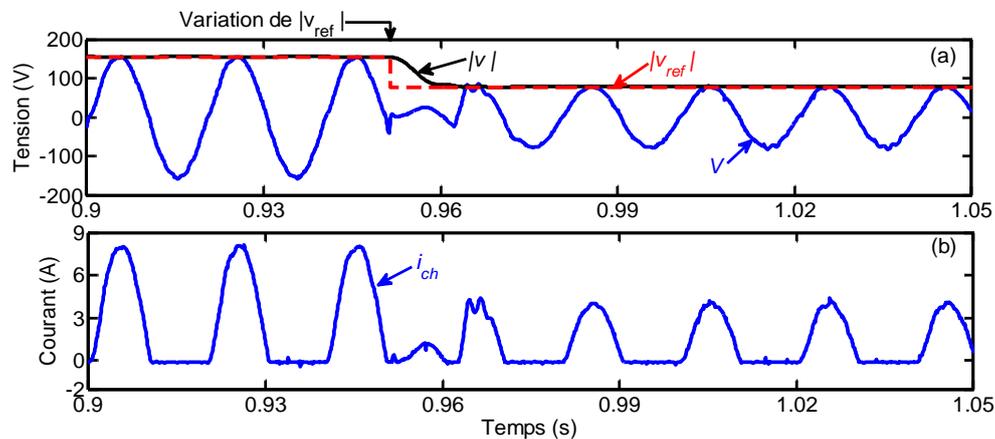


Figure 5.20 : Performances dynamiques de la commande dq proposée durant une chute de 50% de la tension de sortie de référence : (a) tension de sortie et (b) courant de charge

5.3 Commande PDPC-FV d'un onduleur triphasé à MLI connecté au réseau

La commande par orientation du vecteur de tension (*voltage-oriented control*) (VOC) et la commande directe de puissance (*direct power control*) (DPC) sont les deux tech-

riques les plus utilisées pour la commande des onduleurs triphasés à MLI connecté au réseau [161], [162]. Dans le cas de la commande VOC, une boucle de régulation des courants est utilisée pour un contrôle indirect des puissances instantanées. Toutefois, cette boucle nécessite un découplage et une boucle à verrouillage de phase est requise pour la synchronisation au réseau. D'un autre côté, la commande DPC réalise un contrôle direct des puissances instantanées. Elle présente une structure simples, une réponse dynamique rapide et une grande robustesse face aux variations paramétriques [163]. Néanmoins, une fréquence d'échantillonnage élevée est nécessaire pour obtenir des performances acceptables [164], [165]. Pour y remédier, la commande PDPC a été proposée comme une alternative intéressante [145]-[153].

5.3.1 Commande PDPC conventionnelle

La commande prédictive est appliquée dans divers domaines tels que l'automatique, les systèmes d'entraînements électriques et les convertisseurs statiques [166]. Le principe de cette commande est d'utiliser le modèle dynamique du système afin de prédire son comportement futur. À partir d'un critère d'optimisation prédéfini et des informations obtenues lors de cette prédiction, un signal de commande optimal est appliqué au système. Les commandes prédictives peuvent être classées en cinq catégories ; la commande DPC à réponse pile (*Deadbeat*) (PDPC), la commande par hystérésis, la commande par poursuite de trajectoire, la commande prédictive à modèle de référence (*model predictive control*) (MPC) [166], et plusieurs commandes prédictives qui diffèrent en fonction du critère d'optimisation choisi. Parmi toutes ces techniques, la commande PDPC reste la plus couramment utilisée. Son principe de base consiste à calculer le signal de commande qui permet d'annuler, à chaque période d'échantillonnage, l'erreur entre la grandeur à contrôler et sa référence [151], [165]. La grandeur contrôlée atteint ainsi sa référence à la fin de chaque période d'échantillonnage (réponse pile) [165]. La commande PDPC est principalement utilisée en raison de sa précision et de sa rapidité. Dans ce sens, elle a été largement appliquée aux convertisseurs à MLI en mode redresseur [145]-[151] et en mode onduleur [145], [152], [153].

La figure 5.21 montre le schéma bloc de la commande PDPC conventionnelle d'un onduleur de tension triphasé à MLI connecté au réseau. La commande PDPC conventionnelle est basée sur la théorie PQ originale [168] où les puissances active P et réactive Q sont calculées à partir de l'équation (5.30). Les tensions de référence de l'onduleur (v_α , v_β) sont calculées d'une manière que, à la fin de chaque période d'échantillonnage (T_s), les puissances active P et réactive Q seront, respectivement, égales à leurs références P_{ref} et Q_{ref} . La référence P_{ref} est déterminée à partir d'une boucle externe de régulation de la tension du bus continu U_{dc} . Cette boucle externe utilise un régulateur PI pour réguler U_{dc} à sa référence U_{dc-ref} . La MLI vectorielle (*space vector modulation*) est utilisées pour la génération des séquences S_{abc} des états de commutations des interrupteurs, sous une fréquence de commutation constante.

Le modèle de l'onduleur triphasé dans le repère stationnaire ($\alpha\beta$) est exprimé par les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} e_\alpha = v_\alpha - Ri_\alpha - L\frac{di_\alpha}{dt} \\ e_\beta = v_\beta - Ri_\beta - L\frac{di_\beta}{dt} \end{cases} \quad (5.29)$$

où L et R sont, respectivement, l'inductance et la résistance du filtre de sortie (filtre côté alternatif). i_α , i_β , e_α et e_β sont, respectivement, les composantes d'axes α et β des courants et des tensions du réseau. Sous des tensions du réseau idéales, les puissances active P et réactive Q sont calculées comme suit [168] :

$$\begin{cases} P = 1.5 (e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) \\ Q = 1.5 (e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta) \end{cases} \quad (5.30)$$

À partir de (5.29) et (5.30), la forme discrète des tensions de référence à appliquer à l'onduleur peut être déduite de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha(k) \\ v_\beta(k) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -R & \omega L \\ -\omega L & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} \\ &\quad - \frac{L}{1.5T_s (e_\alpha^2 + e_\beta^2)} \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref} - P(k) \\ Q_{ref} - Q(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.31)$$

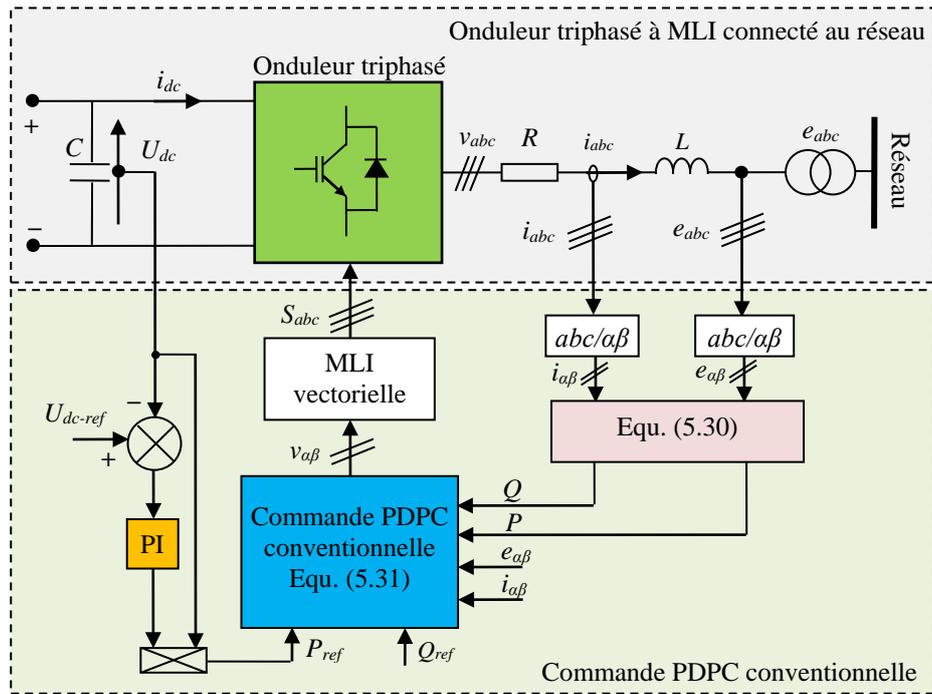


Figure 5.21 : Commande PDPC conventionnelle d'un onduleur triphasé à MLI connecté au réseau

Dans le cas d'un réseau équilibré, la commande PDPC conventionnelle présente une bonne réponse dynamique et une atténuation harmonique satisfaisante. Par contre, dans le cas d'un réseau déséquilibré, elle présente des performances médiocres telles que des ondulations de puissance importantes et des THDs de courants importants. Afin d'améliorer cette commande, certains auteurs ont exploités la théorie PQ étendue [146], [148]. Initialement proposée dans [168], cette approche est basée sur le calcul d'une nouvelle puissance réactive en utilisant des tensions décalées de 90 degrés par rapport aux tensions réelles du réseau. Ainsi, la commande résultante permet d'éliminer les ondulations dans la puissance active tout en injectant des courants sinusoïdaux dans le réseau. Toutefois,

dans le cas de tensions distordues, ses performances en termes de rejet d'harmoniques ne sont pas satisfaisantes [170].

Dans le but de remédier à tous ces inconvénients, certains auteurs se sont orientés vers le développement de commandes PDPCs sans capteurs de tensions du réseau. Dans ce cas, les capteurs de tensions du réseau sont remplacés par des estimateurs. Ce concept permet d'éliminer l'effet des tensions déséquilibrées et/ou distordues sur les performances de la commande.

5.3.1.1 Commande PDPC sans capteurs de tensions du réseau

A cours de ces dernières années, plusieurs estimateurs des tensions du réseau ont été proposés pour une commande PDPC sans capteur [145], [148]-[151], [170]. Les capteurs de tensions du réseau sont généralement utilisés à des fins de synchronisation. Ils peuvent être facilement remplacés par des algorithmes d'estimation des tensions du réseau. Par ailleurs, la réduction du nombre de capteurs présente une multitude d'avantages [149], [150], [171]-[182]. En effet, la suppression des capteurs permet d'éliminer les erreurs dues aux bruits et aux retards de mesures, diminuer la complexité du système et réduire son coût. Cette approche permet aussi d'éliminer l'effet des distorsions et des déséquilibres qui peuvent apparaître dans les tensions du réseau. Différentes méthodes ont été suggérées pour l'estimation des tensions du réseau. Les méthodes d'estimation basées sur les filtres de Kalman [171], les observateurs adaptatifs d'ordre entier (*adaptive full-order observer*) [150], les observateurs parallèles hybrides (*hybrid parallel observer*) [172], les observateurs à modèle de référence (*model reference observers*) [149], les observateurs de perturbations (*disturbance observers*) [173], les observateurs à mode glissant (*sliding-mode observers*) [174] peuvent être mentionnés. Bien que ces méthodes présentent de bonnes performances, certaines d'entre elles ont une structure complexe et nécessitent des charges de calcul importantes ce qui complique leurs implémentations.

Au cours de ces deux dernières décennies, des estimateurs basés sur le concept du FV ont émergé comme une meilleure alternative pour l'estimation des tensions du réseau [150], [151], [160], [174]-[182]. Dans la commande PDPC-FV, les capteurs de tensions du réseau sont remplacés par un estimateur du FV. Le concept du FV est basé sur l'intégration des tensions du réseau. Cependant, l'utilisation d'un intégrateur pur induit une saturation et un offset dans le FV estimé. Comme solutions, plusieurs approches ont été proposées pour l'intégration des tensions du réseau. Parmi elles, on peut citer le filtre passe-bas (FPB) de premier ordre [174], le FPB de second ordre, le FPB adaptatif du premier ordre [150], le filtre à base du mode glissant (*sliding mode-based filter*) [151], [175], et le SOGI [176]. Certains de ces approches restent peu efficaces dans le cas d'un réseau déséquilibrée [150], [176], alors que d'autres n'ont été vérifiés que dans le cas d'un réseau idéal [151], [174]. Le concept du FV dans le cas d'un réseau déséquilibré a été initialement considéré dans [164] où les composantes des séquences positives du FV sont estimées à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase (PLL) (*phase locked loop*). Les auteurs dans [178] ont combiné un FPB avec une PLL pour l'extraction des composantes du FV. Toutefois, cette approche se heurte aux limitations du FPB. Dans [179], les auteurs ont proposé une technique basée sur un FPB de second ordre pour estimer séparément les composantes positives et négatives du FV. Son principal inconvénient est l'utilisation d'un grand nombre de FPB de second ordre, ce qui accroît la complexité du système. Des SOGIs, exploités en tant qu'OSGs, ont été utilisés dans [180]. Cette approche permet d'améliorer la réponse dynamique du système, toutefois, elle présente des limitations concernant le rejet d'harmoniques.

Les RNAs sont préconisés pour être une meilleure alternative en raison de leur préci-

sion, leur vitesse de convergence et leur capacité d'apprentissage en ligne. Certains chercheurs ont exploité les RNAs pour l'estimation du flux dans les machines à CA [181], [182]. Néanmoins, l'estimation du FV à l'aide des RNAs pour la commander des convertisseurs connectés au réseau électrique reste un domaine moins exploité [177]. Dans ce sens, nous proposons dans cette sous-section un nouvel estimateur du FV pour une commande robuste de l'onduleur triphasé à MLI connecté à un réseau déséquilibré et distordu.

5.3.2 Concept du FV

Nous proposons dans cette sous-section d'exploiter le concept du FV pour éliminer la mesure des tensions du réseau et améliorer les performances de la commande PDPC dans le cas d'un réseau déséquilibré et distordu. L'estimation du FV consiste à calculer le FV à partir de l'intégration des tensions du réseau. Cette approche considère les tensions du réseau et le filtre de sortie comme les grandeurs d'une machine électrique virtuelle. Comme le montre la figure 5.22, L et R sont assimilés, respectivement, à l'inductance et à la résistance du stator d'une machine électrique virtuelle. Les tensions du réseau e_a , e_b et e_c sont induites par un flux magnétique virtuel [176].

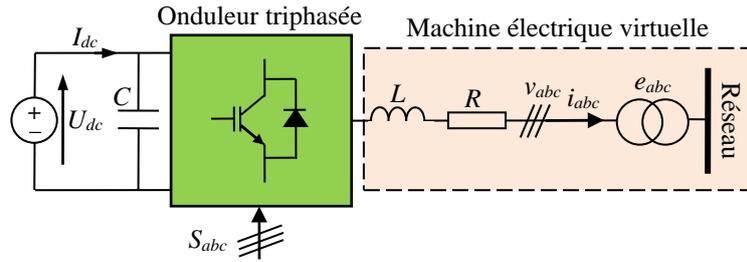


Figure 5.22 : Concept du FV dans le cas d'un onduleur triphasé connecté au réseau

Dans le repère stationnaire $(\alpha\beta)$, les tensions e_α et e_β du réseau seront induites par un FV. Les composantes ψ_α et ψ_β de ce FV dans le repère $(\alpha\beta)$ peuvent être obtenues en intégrant, respectivement, les tensions e_α et e_β comme suit :

$$\begin{cases} \psi_\alpha = \int e_\alpha dt \\ \psi_\beta = \int e_\beta dt \end{cases} \quad (5.32)$$

Ainsi, à partir de (5.29) et (5.32), le vecteur du FV est exprimé comme suit :

$$\begin{cases} \psi_\alpha = \int (v_\alpha - Ri_\alpha) dt - Li_\alpha \\ \psi_\beta = \int (v_\beta - Ri_\beta) dt - Li_\beta \end{cases} \quad (5.33)$$

où e_α et e_β sont les composantes d'axes α et β des tensions du réseau, v_α et v_β sont les composantes d'axes α et β des tensions à la sortie de l'onduleur et ψ_α et ψ_β sont les composantes d'axes α et β du FV.

5.3.3 Estimation du FV

Comme défini précédemment, l'estimation du FV se fait par un intégrateur pur. Néanmoins, l'intégrateur pur utilisé dans (5.33) ne peut pas être mis en œuvre pratiquement en raison des deux inconvénients suivants [180], [182] :

- En pratique, la condition initiale du signal d'entrée de l'intégrateur, qui n'est généralement pas nulle, est susceptible d'induire un offset dans le signal de sortie.
- La présence d'une composante continue dans le signal d'entrée de l'intégrateur conduit à une saturation du signal de sortie et une instabilité de l'intégrateur.

Afin d'éviter ces problèmes, plusieurs techniques ont été développées pour remplacer l'intégrateur pur dans l'estimation du FV. Elles peuvent être scindées en deux groupes :

1) *Techniques à base de filtres*

L'utilisation d'un FPB du premier ordre est connue pour être la solution la plus simple pour remplacer l'intégrateur pur [183], [184], [185]. La fréquence de coupure de ce filtre est choisie beaucoup plus faible que la fréquence nominale du réseau. Cette technique induit un retard et une atténuation significative d'amplitude du FV estimé ce qui réduit considérablement les performances du système. Plusieurs variantes du filtre passe bande [174], [185] ont été proposés. Cette approche permet d'émuler l'intégrateur pur, cependant, une atténuation significative de l'amplitude et un léger retard dans le FV estimé sont observés. Des FPBs de second ordre ont été aussi utilisés pour l'estimation du FV [176], [179]. Cette approche est basée sur l'utilisation de deux FPBs de premier ordre en cascade ayant une pulsation de coupure égale à la pulsation nominale du réseau. Même si elle présente un temps de réponse rapide, l'offset dans le signal d'entrée est multiplié par deux [179], [180].

Dans le cas d'un réseau idéal, l'ensemble de ces techniques présente de bonnes performances. Cependant, dans le cas d'un réseau déséquilibré et distordu, les performances de ces techniques sont fortement détériorées. Dans ce sens, de nouvelles techniques pour l'estimation du FV ont été développées. Ci-après, nous discutons quelques-unes d'entre elles.

2) *Techniques à base de méthodes d'intégration adaptatives avancées*

Ces techniques sont essentiellement basées sur l'utilisation des méthodes d'intégration plus avancées et plus adaptatives. Pour la plupart, elles ont été proposées au début pour être appliquée dans la commande des machines électriques. Par la suite ces méthodes ont été étendues à l'estimation du FV en particulier dans les redresseurs triphasés à MLI.

Initialement, une méthode de compensation de l'amplitude et du déphasage du FV estimé par un FPB de premier ordre a été proposée [186], [187]. Les termes de compensation ont été calculés en fonction du rapport entre la pulsation de coupure choisie pour le FPB et la pulsation du réseau. Un filtre à base d'un SOGI a également été proposé [180], [188]. Il est configuré en filtre passe-bande avec une pulsation de coupure égale à la pulsation du réseau. Même si cette méthode présente de bons résultats, elle reste sensible à la variation de la fréquence du réseau et à l'offset présent dans le signal d'entrée. Des estimateurs basés sur les RNAs ont été également développées mais seulement pour l'estimation du flux dans la commande des machines électriques [187], [189].

Dans la sous-section suivante, nous présentons une nouvelle méthode d'estimation du FV basée sur un FNA.

5.3.4 Estimateur FV-FNA proposé

Dans cette sous-section, nous présentons la méthode proposée pour l'estimation du FV dans le cas d'un réseau déséquilibré et/ou distordu. Le schéma bloc de cet estimateur est illustré par la figure 5.23. Il est constitué d'un intégrateur pur émulé permettant d'estimer les composantes $\psi_{\alpha\beta-i}$ FV en série avec un FNA.

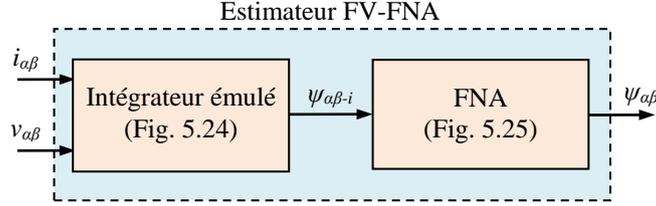


Figure 5.23 : Structure générale de l'estimateur FV-FNA proposé

5.3.4.1 Émulation d'un intégrateur pur

L'intégration d'un signal sinusoïdal par un intégrateur pur induit une atténuation d'amplitude de $1/\omega$ (ω étant la pulsation) et un déphasage de 90 degrés. Ces caractéristiques seront émulées afin de construire un intégrateur pur permettant l'estimation du FV. La figure 5.24 montre l'architecture détaillée de cet intégrateur émulé. Le raisonnement ainsi que le développement mathématique qui nous a permis d'émuler cet intégrateur est décrit ci-dessous. Pour commencer, un vecteur FV, nommé $\chi_{\alpha\beta}$, correspondant aux tensions de sortie de l'onduleur triphasé et aux chutes de tension dans R , est défini comme suit :

$$\chi_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \chi_{\alpha} \\ \chi_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega} \begin{bmatrix} v_{\alpha} - Ri_{\alpha} \\ v_{\beta} - Ri_{\beta} \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

À partir de (5.34), l'amplitude χ et l'angle de phase γ de $\chi_{\alpha\beta}$ sont déduits comme suit :

$$\chi = \frac{1}{\omega} \sqrt{(v_{\alpha} - Ri_{\alpha})^2 + (v_{\beta} - Ri_{\beta})^2} \quad (5.35)$$

$$\gamma = a \tan 2((v_{\beta} - Ri_{\beta}), (v_{\alpha} - Ri_{\alpha})) \quad (5.36)$$

Afin d'inclure l'effet de l'intégration dans l'angle de $(v_{\alpha\beta} - Ri_{\alpha\beta})$, un angle de $\pi/2$ radians est soustrait de l'angle de phase γ . Ainsi, le vecteur FV $\chi_{\alpha\beta}$ peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\chi_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \chi_{\alpha} \\ \chi_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \chi \cos(\phi) \\ \chi \sin(\phi) \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

où $\phi = \gamma - \pi/2$. Enfin, le vecteur FV $\psi_{\alpha\beta-i}$ reconstruit par l'intégrateur pur émulé est défini comme suit :

$$\psi_{\alpha\beta-i} = \begin{bmatrix} \psi_{\alpha-i} \\ \psi_{\beta-i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \chi_{\alpha} - Li_{\alpha} \\ \chi_{\beta} - Li_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_i \cos(\theta) \\ \psi_i \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

avec $\psi_i = \sqrt{(\chi_{\alpha} - Li_{\alpha})^2 + (\chi_{\beta} - Li_{\beta})^2}$ et $\theta = a \tan 2((\chi_{\beta} - Li_{\beta}), (\chi_{\alpha} - Li_{\alpha}))$.

Dans le cas où les tensions du réseau sont de formes d'ondes sinusoïdales, cette méthode d'intégration donne des résultats satisfaisants. Cependant, dans le cas d'un réseau distordu et/ou déséquilibré, un filtre doit être utilisé pour la suppression des harmoniques. Cet intégrateur a été exploité dans [176] où des FPBs de second ordre ont été utilisés pour la suppression des harmoniques. Toutefois, ces filtres induisent un déphasage et un offset qui nécessitent une compensation. Pour éviter ceci, nous présentons dans ce qui suit l'ajout des FNAs proposés pour le filtrage de $\psi_{\alpha\beta-i}$. Ces filtres assurent une estimation adaptative des composantes fondamentales du FV dans le cas d'un réseau déséquilibré et/ou distordu, et ce, sans induire de déphasage ou d'offset.

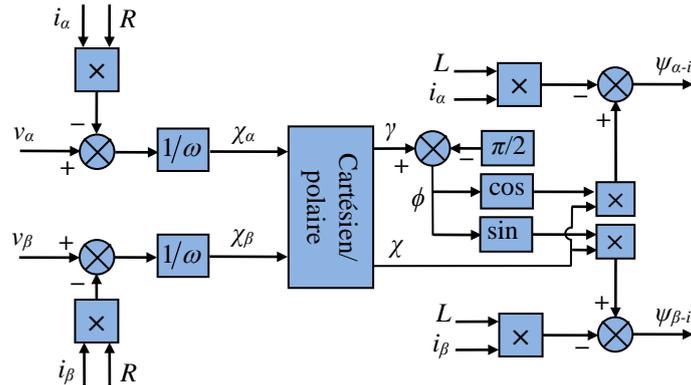


Figure 5.24 : Structure détaillée de l'intégrateur pur émulé

5.3.4.2 Principe du FNA

Afin de garantir un bon fonctionnement de la PDPC-FV sous des tensions distordues et/ou déséquilibrées, les composantes fondamentales du FV doivent être estimées avec précision. Pour ce faire, nous utilisons deux FNAs basés sur l'ADALINE pour filtrer les composantes $\psi_{\alpha\beta-i}$ du FV estimées. La structure de ce FNA est donnée par la figure 5.25.

Le FNA est basé sur une décomposition adéquate des composants $\psi_{\alpha\beta-i}$ du FV estimées par l'intégrateur émulé et ensuite extraire uniquement leurs composantes fondamentales. Ces composantes fondamentales seront par la suite mises sous une forme appropriée afin qu'elles puissent être estimées par deux FNAs (figure 5.25).

Dans le cas d'un réseau avec des tensions déséquilibrées et distordues, la forme générale et discrète des flux $\psi_{\alpha\beta-i}$ est exprimée sous une forme explicite comme suit :

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha-i}(k) \\ \psi_{\beta-i}(k) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{\alpha-i1} \cos(\omega k T_s + \lambda_1) \\ \psi_{\beta-i1} \sin(\omega k T_s + \lambda_1) \end{bmatrix}}_{\text{Composantes Fondamentales}} + \sum_{n=2}^{\infty} \underbrace{\left(\begin{bmatrix} \psi_{\alpha-in} \cos(n\omega k T_s + \lambda_n) \\ \psi_{\beta-in} \sin(n\omega k T_s + \lambda_n) \end{bmatrix} \right)}_{\text{Composantes Harmoniques}} \quad (5.39)$$

où $\psi_{\alpha-in}$ et $\psi_{\beta-in}$ sont les amplitudes du n^{eme} harmonique de $\psi_{\alpha-i}$ et $\psi_{\beta-i}$, respectivement. ω_n leurs pulsation. λ_n leur phase initiale. T_s est la période d'échantillonnage.

À partir de (5.39), les composantes fondamentales de $\psi_{\alpha-i}$ et $\psi_{\beta-i}$, nommés respectivement ψ_{α} et ψ_{β} , peuvent être exprimées sous forme d'un vecteur comme suit :

$$\psi_{\alpha\beta}(k) = \begin{bmatrix} \psi_{\alpha}(k) \\ \psi_{\beta}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{\alpha-i1} \cos(\omega k T_s + \lambda_1) \\ \psi_{\beta-i1} \sin(\omega k T_s + \lambda_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_{\alpha} \\ N_{\beta} \end{bmatrix} X(k) \quad (5.40)$$

avec $N_\alpha = [\psi_{\alpha-i1} \cos(\lambda_1) \quad -\psi_{\alpha-i1} \sin(\lambda_1)]$, $N_\beta = [\psi_{\beta-i1} \sin(\lambda_1) \quad \psi_{\beta-i1} \cos(\lambda_1)]$ et $X(k) = [\cos(\omega k T_s) \quad \sin(\omega k T_s)]^T$.

Ainsi, l'équation (5.40) est une combinaison linéaire qui peut être apprise par deux ADALINEs. $X(k)$ étant le vecteur d'entrée de l'ADALINE. Il est constitué de deux sinusoides d'amplitudes unitaires et de fréquence $f_1 = \omega_1/2\pi$ (fréquence du réseau). $W_\alpha = [w_{\alpha1} \quad w_{\alpha2}]$ et $W_\beta = [w_{\beta1} \quad w_{\beta2}]$ sont les deux vecteurs poids du FNA qui seront continuellement mis à jour en ligne pour filtrer, respectivement, les composantes α et β du FV.

Après le processus d'apprentissage, les vecteurs poids W_α et W_β convergeront respectivement, vers N_α et N_β . Ainsi, pour l'axe α , le vecteur poids W_α est mise à jour en ligne en utilisant l'algorithme LMS [17], [19], [20] d'une manière récursive comme suit :

$$W_\alpha(k+1) = W_\alpha(k) + \eta \sigma_\alpha(k) X^T(k) \quad (5.41)$$

et pour l'axe β , le vecteur poids W_β est également mis à jour en ligne comme suit :

$$W_\beta(k+1) = W_\beta(k) + \eta \sigma_\beta(k) X^T(k) \quad (5.42)$$

où η est le coefficient d'apprentissage. $\sigma_\alpha = (\psi_{\alpha-i} - \psi_\alpha)$ et $\sigma_\beta = (\psi_{\beta-i} - \psi_\beta)$ sont les erreurs d'estimation.

Après la convergence des poids de l'ADALINE, les composantes fondamentales du FV sont finalement estimées comme suit :

$$\psi_{\alpha\beta}(k) = \begin{bmatrix} \psi_\alpha(k) \\ \psi_\beta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{\alpha1} \cos(\omega k T_s) + w_{\alpha2} \sin(\omega k T_s) \\ w_{\beta1} \cos(\omega k T_s) + w_{\beta2} \sin(\omega k T_s) \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

À noter que les composantes du FV estimées et données dans (5.43) seront exploitées dans (5.78) pour un fonctionnement correct dans le cas d'un réseau distordu et/ou déséquilibré.

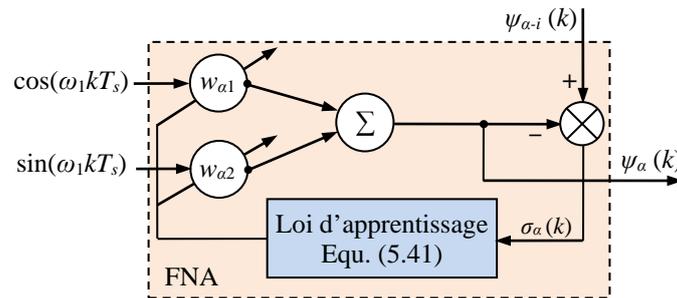


Figure 5.25 : Structure du FNA proposé pour le filtrage de $\psi_{\alpha-i}$ [le FNA implémenté pour le filtrage de $\psi_{\beta-i}$ peut être déduit en remplaçant l'indice α par β et en utilisant (5.42)]

5.3.4.3 Choix du coefficient d'apprentissage du FNA

L'étude de convergence du FNA est présentée dans cette sous-section. Le critère de convergence de Lyapunov [31] est utilisé pour déterminer les limites du coefficient d'apprentissage qui garantissent la convergence du FNA.

Comme vu précédemment, une convergence parfaite du FNA est atteinte lorsque W_α est égal à N_α . Pour étudier la convergence, une fonction candidate de Lyapunov est définie comme suit :

$$V_\alpha(k) = \left\| \tilde{W}_\alpha(k) \right\|^2 \quad (5.44)$$

où $\tilde{W}(k)$ est l'erreur d'estimation de l'FNA, exprimée comme suit :

$$\tilde{W}_\alpha(k) \equiv N_\alpha(k) - W_\alpha(k) \quad (5.45)$$

L'équation suivante donne la condition à remplir pour que le critère de convergence de Lyapunov soit satisfait :

$$V_\alpha(k) \Delta V_\alpha(k) < 0 \quad (5.46)$$

où la variation de la fonction de Lyapunov $\Delta V_\alpha(k)$ est obtenue comme suit :

$$\Delta V_\alpha(k) = V_\alpha\left(\tilde{W}_\alpha(k+1)\right) - V_\alpha\left(\tilde{W}_\alpha(k)\right) \quad (5.47)$$

À partir (5.44), nous déduisons que $V_\alpha(k)$ est définie positif. Ainsi, la condition de convergence donné par (5.46) n'est satisfaite que lorsque $\Delta V_\alpha(k) < 0$.

À partir de (5.41), (5.44), (5.45) et (5.47), $\Delta V_\alpha(k)$ peut être exprimé sous la forme simplifiée suivante :

$$\Delta V_\alpha(k) = \left\| (1 - \eta) \tilde{W}_\alpha(k) \right\|^2 - \left\| \tilde{W}_\alpha(k) \right\|^2 = \eta(\eta - 2) \left\| \tilde{W}_\alpha(k) \right\|^2 \quad (5.48)$$

Par conséquent, la condition de convergence de (5.46) est vérifiée lorsque le terme entre parenthèses dans (5.48) est négatif. Ceci est garanti lorsque η satisfait la condition suivante :

$$0 < \eta < 2 \quad (5.49)$$

En utilisant la loi d'apprentissage donnée dans (5.42) et en suivant la procédure décrite précédemment, la condition de convergence du FNA relative à l'axe β peut être facilement déduite. Il est bien clair que la condition de convergence sera la même que celle obtenue dans (5.49).

Afin d'assurer la convergence de l'estimateur proposé, le coefficient d'apprentissage η doit être choisi en fonction de l'intervalle donné par (5.49). De plus, les deux considérations suivantes doivent être prises en compte :

- Une valeur élevée de η permet d'avoir une vitesse de convergence élevée au détriment de la stabilité et de la précision de l'estimateur. Ceci provoque principalement un comportement oscillatoire, des dépassements pendant les transitoires et une faible atténuation harmonique. Donc, l'estimation correcte des composantes fondamentales du FV ne pourra pas être atteinte.
- D'autre part, une faible valeur de η permet d'augmenter la stabilité et la précision au détriment de la vitesse de convergence qui sera plus lente.

En conséquence, un choix judicieux de η consiste à trouver un bon compromis entre la stabilité, l'atténuation harmonique, et la vitesse de convergence du FNA. Sur la base de ces considérations, le coefficient d'apprentissage utilisé pour les deux FNAs est ajusté expérimentalement. Les deux FNAs sont implémentés avec un coefficient d'apprentissage $\eta = 0.028$.

5.3.5 Commande PDPC-FV pour un fonctionnement dans des conditions non équilibrées du réseau

Une fois que les composantes fondamentales du FV sont correctement estimées, elles seront utilisées dans la commande PDPC-FV basée sur la théorie PQ étendue. Dans cette commande, une nouvelle puissance réactive est définie. Elle est obtenue en utilisant un FV décalé de 90 degrés électriques par rapport au FV réel [146].

Dans ce qui suit, nous démontrerons qu'en maintenant cette nouvelle puissance réactive proche de zéro, les termes oscillants dans la puissance active seront annulés naturellement. Il sera ainsi possible d'obtenir des courants sinusoïdaux. En outre, le modèle de la commande PDPC-FV, incluant la théorie PQ étendue et la compensation du temps de retard dû à l'implémentation, est formulé pour un fonctionnement correct sous un réseau déséquilibré.

5.3.5.1 Analyse des puissances active et réactive formulées en fonction du FV sous un réseau déséquilibré

Nous présentons ici l'analyse des puissances active et réactive formulées en fonction du FV dans le cas d'un réseau déséquilibré. Afin de simplifier cette analyse, la représentation par les composantes des séquences positive et négative est adoptée. Le vecteur FV et le vecteur des courants du réseau seront ainsi écrits comme la somme des composantes des séquences positives et des séquences négatives comme suit :

$$\psi_{\alpha\beta} = \psi^+ e^{j(\omega t + \varphi^+)} + \psi^- e^{-j(\omega t + \varphi^-)} \quad (5.50)$$

$$i_{\alpha\beta} = i^+ e^{j(\omega t + \delta^+)} + i^- e^{-j(\omega t + \delta^-)} \quad (5.51)$$

où ψ^+ et φ^+ sont, respectivement, l'amplitude et l'angle de phase de la composante de la séquence positive du FV. ψ^- et φ^- sont, respectivement, l'amplitude et l'angle de phase de la composante de la séquence négative du FV. i^+ et δ^+ sont, respectivement, l'amplitude et l'angle de phase de la composante de la séquence positive des courants du réseau. i^- et δ^- sont, respectivement, l'amplitude et l'angle de phase de la composante de la séquence négative des courants du réseau.

À partir de (5.32) et (5.50), les vecteurs de tension du réseau suivants peuvent être exprimés en fonction du FV de la façon suivante :

$$e_{\alpha\beta} = \frac{d\psi_{\alpha\beta}}{dt} = -\omega\psi'_{\alpha\beta} = -\omega \left(\psi^+ e^{j(\omega t + \varphi^+ - \frac{\pi}{2})} + \psi^- e^{-j(\omega t + \varphi^- - \frac{\pi}{2})} \right) \quad (5.52)$$

$$e'_{\alpha\beta} = \frac{d\psi'_{\alpha\beta}}{dt} = \omega\psi_{\alpha\beta} = \omega \left(\psi^+ e^{j(\omega t + \varphi^+)} + \psi^- e^{-j(\omega t + \varphi^-)} \right) \quad (5.53)$$

où les vecteurs $e'_{\alpha\beta}$ et $\psi'_{\alpha\beta}$ sont en retard de 90 degrés électriques par rapport à $e_{\alpha\beta}$ et $\psi_{\alpha\beta}$, respectivement.

À partir de (5.50)-(5.52), la puissance complexe S du côté réseau peut être exprimée dans la théorie PQ originale [168] comme suit :

$$S = -\frac{3\omega}{2} (i_{\alpha\beta}^* \psi'_{\alpha\beta}) \quad (5.54)$$

où (*) désigne le conjugué d'un vecteur complexe. Ainsi, la puissance active P et la puissance réactive Q peuvent être exprimées comme suit

$$P = -\frac{3\omega}{2} \operatorname{Re} (i_{\alpha\beta}^* \psi'_{\alpha\beta}) = \bar{P} + \tilde{P}_{c2} \cos(2\omega t) + \tilde{P}_{s2} \sin(2\omega t) \quad (5.55)$$

$$Q = -\frac{3\omega}{2} \operatorname{Im} (i_{\alpha\beta}^* \psi'_{\alpha\beta}) = \bar{Q} + \tilde{Q}_{c2} \cos(2\omega t) + \tilde{Q}_{s2} \sin(2\omega t) \quad (5.56)$$

où \bar{P} , \tilde{P}_{c2} et \tilde{P}_{s2} sont, respectivement, la composante moyenne et les composantes oscillantes de la puissance active. \bar{Q} , \tilde{Q}_{c2} et \tilde{Q}_{s2} sont, respectivement, la composante moyenne et les composantes oscillantes de la puissance réactive. Leurs expressions explicites sont les suivantes :

$$\bar{P} = \frac{3\omega}{2} (\psi^+ i^+ \sin(\delta^+ - \varphi^+) + \psi^- i^- \sin(\delta^- - \varphi^-)) \quad (5.57)$$

$$\tilde{P}_{c2} = -\frac{3\omega}{2} (\psi^+ i^- \sin(\delta^- + \varphi^+) + \psi^- i^+ \sin(\delta^+ + \varphi^-)) \quad (5.58)$$

$$\tilde{P}_{s2} = -\frac{3\omega}{2} (\psi^+ i^- \cos(\delta^- + \varphi^+) + \psi^- i^+ \cos(\delta^+ + \varphi^-)) \quad (5.59)$$

$$\bar{Q} = \frac{3\omega}{2} (\psi^+ i^+ \cos(\delta^+ - \varphi^+) + \psi^- i^- \cos(\delta^- - \varphi^-)) \quad (5.60)$$

$$\tilde{Q}_{c2} = \frac{3\omega}{2} (\psi^+ i^- \cos(\delta^- + \varphi^+) - \psi^- i^+ \cos(\delta^+ + \varphi^-)) \quad (5.61)$$

$$\tilde{Q}_{s2} = -\frac{3\omega}{2} (\psi^+ i^- \sin(\delta^- + \varphi^+) - \psi^- i^+ \sin(\delta^+ + \varphi^-)) \quad (5.62)$$

De (5.55) à (5.62), on observe que les composantes positives et négatives du FV et des courants du réseau contribuent aux puissances moyennes réelle et imaginaire. Par ailleurs, les puissances active et réactive instantanée contiennent des composantes oscillantes dues, respectivement, au produit entre les composantes des séquences positive et négative du FV et le produit entre les composantes des séquences négative et positive du courant du réseau. Par conséquent, on peut conclure que même les tensions du réseau sans harmoniques peuvent provoquer des oscillations dans les puissances actives et réactives [168].

Comme la théorie PQ originale n'est pas appropriée dans le cas d'un réseau déséquilibré, la théorie PQ étendue est proposée dans [146], [168] comme une alternative. Sur la base de cette théorie, une nouvelle puissance réactive Q_n est définie de la manière suivante :

$$Q_n = \frac{3\omega}{2} \operatorname{Re} (i_{\alpha\beta}^* \psi_{\alpha\beta}) = \bar{Q}_n + \tilde{Q}_{nc2} \cos(2\omega t) + \tilde{Q}_{ns2} \sin(2\omega t) \quad (5.63)$$

où \bar{Q}_n , \tilde{Q}_{nc2} et \tilde{Q}_{ns2} sont, respectivement, la composante moyenne et les composantes oscillantes de la nouvelle puissance réactive. Elles sont exprimées comme suit :

$$\bar{Q}_n = \frac{3\omega}{2} (\psi^+ i^+ \cos(\delta^+ - \varphi^+) + \psi^- i^- \cos(\delta^- - \varphi^-)) \quad (5.64)$$

$$\tilde{Q}_{nc2} = \frac{3\omega}{2} (\psi^+ i^- \cos(\delta^- + \varphi^+) + \psi^- i^+ \cos(\delta^+ + \varphi^-)) \quad (5.65)$$

$$\tilde{Q}_{ns2} = -\frac{3\omega}{2} (\psi^+ i^- \sin(\delta^- + \varphi^+) + \psi^- i^+ \sin(\delta^+ + \varphi^-)). \quad (5.66)$$

Il faut noter que dans (5.63), la nouvelle puissance réactive est obtenue à partir d'une puissance complexe qui utilise un vecteur FV décalé de 90 degrés électriques par rapport au vecteur original utilisé dans (5.56). À partir de (5.58), (5.59), (5.65) et (5.66), nous constatons que $\tilde{P}_{c2} = \tilde{Q}_{ns2}$ et $\tilde{P}_{s2} = -\tilde{Q}_{nc2}$. Cela signifie que les composantes d'ondulation dans les puissances P et Q_n ont les mêmes amplitudes. Par conséquent, l'élimination des termes d'oscillation dans Q_n conduit à une annulation des ondulations dans P . D'autre part, en soustrayant (5.63) de (5.56) et après réarrangement, on obtient l'égalité suivante :

$$Q = Q_n - 3\omega\psi^- i^+ \cos(2\omega t + \delta^+ + \varphi^-) \quad (5.67)$$

D'après (5.67), nous pouvons constater que lorsque Q_n est fixée à zéro (pour annuler les termes d'oscillations dans P) la puissance réactive réelle Q oscille à deux fois la fréquence du réseau avec une amplitude de $(3\omega\psi^- i^+)$. Il s'agit donc d'une compensation par la puissance réactive pour annuler les harmoniques dans les courants du réseau. Dans le cas d'un réseau équilibré, les termes d'oscillations dans (5.56), (5.63) et (5.67) sont annulés et donc les deux puissances Q et Q_n sont égales.

À partir de cette analyse, il est clair que la théorie PQ originale n'est vraiment pas adaptée pour fonctionner dans le cas d'un réseau déséquilibré. L'utilisation de la nouvelle puissance réactive Q_n entraîne l'annulation des composantes oscillantes dans P lorsque Q_n est fixée à zéro. Il est donc possible d'obtenir des courants de réseau sinusoïdaux. Dans le cas d'un réseau équilibré, la nouvelle puissance réactive se comporte comme la puissance réactive originale et n'affecte pas la commande du système.

5.3.5.2 Formulation de la commande PDPC-FV en utilisant la théorie PQ étendue

La dérivée temporelle du vecteur des courants du réseau peut être obtenue à partir de (5.33) et (5.52) comme suit :

$$\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L} (v_{\alpha\beta} + \omega\psi'_{\alpha\beta} - Ri_{\alpha\beta}) \quad (5.68)$$

En remplaçant (5.68) dans (5.55) et (5.63), les dérivées temporelles de la puissance active et de la nouvelle puissance réactive peuvent être exprimées, respectivement, comme suit :

$$\frac{dP}{dt} = -\frac{3\omega}{2L} \left[\omega \|\psi'_{\alpha\beta}\|^2 + \text{Re}(v_{\alpha\beta}^* \psi'_{\alpha\beta}) \right] - \frac{R}{L} P - \omega Q_n \quad (5.69)$$

$$\frac{dQ_n}{dt} = \frac{3\omega}{2L} \text{Re} [(v_{\alpha\beta}^* + \omega(\psi'_{\alpha\beta})^*) \psi_{\alpha\beta}] + \omega P - \frac{R}{L} Q_n \quad (5.70)$$

En utilisant la méthode de discrétisation d'Euler de premier ordre et en suivant le principe de la commande *Deadbeat* [165], à savoir, $P(k+1) = P_{ref}$ et $Q_n(k+1) = Q_{ref}$, les équations (5.69) et (5.70) peuvent être écrites sous la notation explicite suivante :

$$\frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} P_{ref} - P(k) \\ Q_{ref} - Q_n(k) \end{bmatrix} = -\frac{3\omega^2}{2L} \begin{bmatrix} \psi'_\alpha(k) \psi'_\alpha(k) + \psi'_\beta(k) \psi'_\beta(k) \\ -\psi_\alpha(k) \psi'_\alpha(k) - \psi_\beta(k) \psi'_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (5.71)$$

$$-\frac{3\omega}{2L} \begin{bmatrix} \psi'_\alpha(k) & \psi'_\beta(k) \\ -\psi_\alpha(k) & -\psi_\beta(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha(k) \\ v_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(k) \\ Q_n(k) \end{bmatrix}$$

À partir de (5.71), les tensions de référence de l'onduleur peuvent être calculées de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(k) \\ v_\beta(k) \end{bmatrix} = -\omega \begin{bmatrix} \psi'_\alpha(k) \\ \psi'_\beta(k) \end{bmatrix} - \frac{2}{3\omega\Delta} \begin{bmatrix} -R\psi_\beta(k) + \omega L\psi'_\beta(k) & -R\psi'_\beta(k) - \omega L\psi_\beta(k) \\ R\psi_\alpha(k) - \omega L\psi'_\alpha(k) & R\psi'_\alpha(k) + \omega L\psi_\alpha(k) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} P(k) \\ Q_n(k) \end{bmatrix} - \frac{2L}{3\omega T_s \Delta} \begin{bmatrix} -\psi_\beta(k) & -\psi'_\beta(k) \\ \psi_\alpha(k) & \psi'_\alpha(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref} - P(k) \\ Q_{ref} - Q_n(k) \end{bmatrix} \quad (5.72)$$

avec $\Delta = \psi_\alpha(k) \psi'_\beta(k) - \psi'_\alpha(k) \psi_\beta(k)$.

5.3.5.3 Compensation du temps de retard dû à l'implémentation pratique

Dans le cas d'une implémentation numérique, un retard d'une période d'échantillonnage (un pas de calcul) est induit par la commande PDPC-FV. En effet, le vecteur de la tension de référence $v_{\alpha\beta}$ calculé au k -ème instant ne sera appliqué qu'au $(k+1)$ -ème instant [145]. Pour éliminer l'influence négative de ce retard sur la commande, le vecteur de la tension de référence au $(k+1)$ -ème instant doit être appliqué au k -ème instant. Autrement dit, dans la partie droite de (5.72), le k -ème instant doit être remplacé par le $(k+1)$ -ème instant. Le vecteur du courant du réseau est alors prédit à partir de (5.68) comme suit :

$$i_{\alpha\beta}(k+1) = \frac{T_s}{L} [v_{\alpha\beta}(k) + \omega \psi'_{\alpha\beta}(k) - Ri_{\alpha\beta}(k)] + i_{\alpha\beta}(k) \quad (5.73)$$

Dans un système triphasé équilibré, les vecteurs des FVs $\psi_{\alpha\beta}$ et $\psi'_{\alpha\beta}$ sont prédits de la manière suivante :

$$\psi_{\alpha\beta}(k+1) = e^{j\omega T_s} \psi_{\alpha\beta}(k) \approx (1 + j\omega T_s) \psi_{\alpha\beta}(k) \quad (5.74)$$

$$\psi'_{\alpha\beta}(k+1) = e^{j\omega T_s} \psi'_{\alpha\beta}(k) \approx (1 + j\omega T_s) \psi'_{\alpha\beta}(k) \quad (5.75)$$

Les puissances active et réactive prédites sont alors déduites en utilisant (5.73), (5.74) et (5.75) comme suit :

$$P(k+1) = -\frac{3\omega}{2} \text{Re} [(i_{\alpha\beta}(k+1))^* \psi'_{\alpha\beta}(k+1)] \quad (5.76)$$

$$Q_n(k+1) = \frac{3\omega}{2} \text{Re} [(i_{\alpha\beta}(k+1))^* \psi_{\alpha\beta}(k+1)] \quad (5.77)$$

Enfin, les tensions de référence à appliquer à l'onduleur au $(k+1)$ -ème instant peuvent être calculées en remplaçant (5.73)-(5.77) dans (5.72) de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha(k+1) \\ v_\beta(k+1) \end{bmatrix} &= -\omega \begin{bmatrix} \psi'_\alpha(k+1) \\ \psi'_\beta(k+1) \end{bmatrix} - \frac{2L}{3\omega T_s \Delta} \begin{bmatrix} -\psi_\beta(k+1) & -\psi'_\beta(k+1) \\ \psi_\alpha(k+1) & \psi'_\alpha(k+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref} - P(k+1) \\ Q_{ref} - Q_n(k+1) \end{bmatrix} \\ &- \frac{2}{3\omega \Delta} \begin{bmatrix} -R\psi_\beta(k+1) + \omega L\psi'_\beta(k+1) & -R\psi'_\beta(k+1) - \omega L\psi_\beta(k+1) \\ R\psi_\alpha(k+1) - \omega L\psi'_\alpha(k+1) & R\psi'_\alpha(k+1) + \omega L\psi_\alpha(k+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(k+1) \\ Q_n(k+1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.78)$$

avec $\Delta = \psi_\alpha(k+1)\psi'_\beta(k+1) - \psi'_\alpha(k+1)\psi_\beta(k+1)$.

5.3.6 Validation expérimentale

Dans le but de montrer la faisabilité et la robustesse de la commande PDPC-FV proposée, un banc d'essai expérimental a été mis en œuvre. Plusieurs tests expérimentaux (figures 5.28-5.35) et de simulation (figures 5.36 et 5.37) sont réalisés dans le cas d'un réseau déséquilibré et/ou distordu.

Dans cette section, la commande PDPC-FV proposée est testée expérimentalement au démarrage. Par la suite, cette commande est comparée avec la commande PDPC conventionnelle. L'estimateur FV-FNA est comparé, dans le cas d'un réseau déséquilibré, à un estimateur FV-SOGI qui utilise la mesure des tensions de réseau [154]. Un test de robustesse de la commande PDPC-FV face à un changement en échelon de la tension du bus continu est également réalisé. Pour terminer, la robustesse de la commande PDPC-FV avec l'estimateur FV-FNA est testée par simulation dans le cas d'un réseau distordu et déséquilibré.

5.3.6.1 Conditions de tests et description du banc d'essai expérimental

Nous allons décrire maintenant le montage expérimental mis en œuvre pour le test de la commande PDPC-FV proposée. La figure 5.26 illustre un schéma général du banc d'essai mis en œuvre ainsi que de la commande PDPC-FV implémentée. Sur ce schéma, on peut distinguer une partie puissance et une partie commande. La partie puissance est composée d'une source de tension continue E_0 en série avec une résistance R_s . Un condensateur C est utilisé pour filtrer la tension U_{dc} du bus continu. Afin de protéger ce condensateur des forts courants susceptibles d'apparaître au démarrage, une diode antiretour est insérée à l'entrée de l'onduleur. Du côté alternatif, l'onduleur est raccordé au réseau via un filtre RL (des résistances R en série avec des inductances L) et un transformateur élévateur triphasé. Trois résistances (R_{unb}) sont insérées entre le filtre RL et le primaire du transformateur. Ces résistances seront utilisées pour créer le déséquilibre dans les tensions du réseau (e_a , e_b et e_c). Les interrupteurs S_{wa} et S_{wb} , initialement ouverts, sont placés en parallèle avec R_{unb} des phases a et b , respectivement. Ainsi, lorsque S_{wa} et S_{wb} sont fermés, les tensions e_a et e_b chutent, respectivement, de $R_{unb} \times i_a$ et $R_{unb} \times i_b$. En d'autres termes, pour des tensions de réseau équilibrées, S_{wa} et S_{wb} doivent être ouverts, et pour des tensions du réseau déséquilibrées, S_{wa} et/ou S_{wb} doivent être fermés. La partie commande contient une unité d'estimation du FV, utilisant l'estimateur FV-FNA proposé, et une unité de contrôle. L'unité de commande comprend une boucle de régulation externe, utilisant un régulateur PI, pour le contrôle de la tension du bus continu et une boucle de régulation

interne, à savoir la commande PDPC-FV proposée, pour le contrôle des puissances. Le système fonctionne à facteur de puissance unitaire puisque Q_{ref} est maintenue nulle.

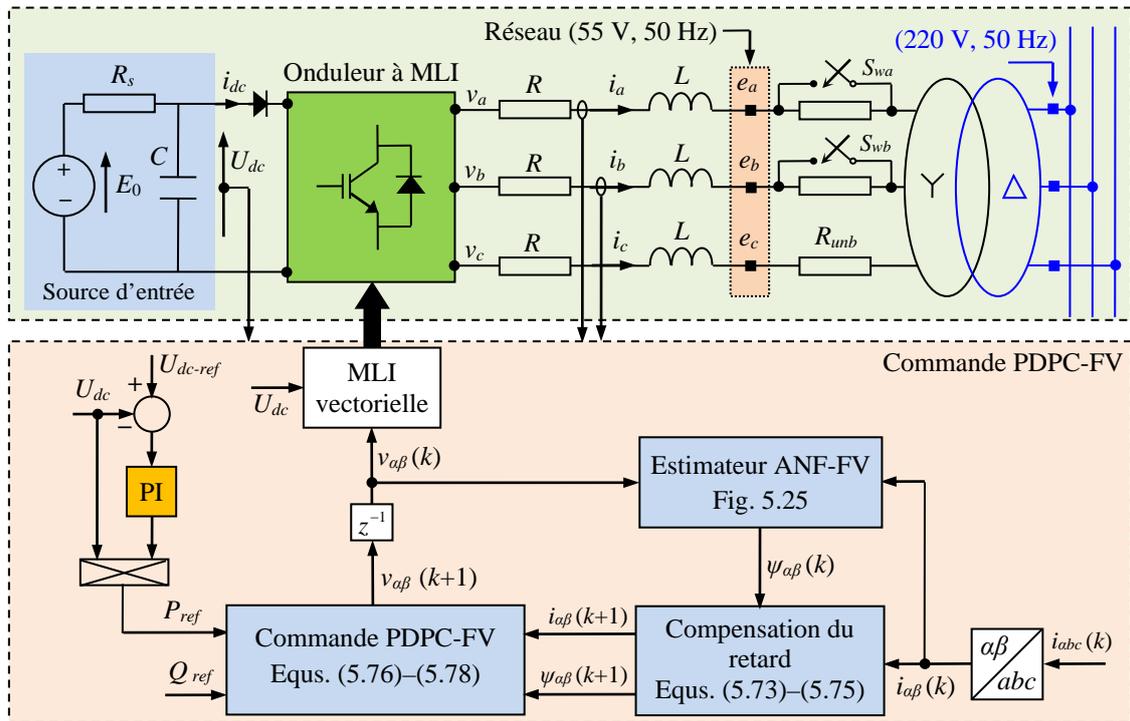


Figure 5.26 : Schéma général du banc d'essai expérimental mis en œuvre pour le test de la commande PDPC-FV proposée

La figure 5.27 montre une photo du banc d'essai expérimental mis en œuvre pour tester les performances de la commande PDPC-FV proposée. Il est constitué d'un onduleur triphasé à MLI à base de modules IGBTs (référence SEMIKRON SKM 100GB123D). Trois capteurs de courant et un capteur de tension sont utilisés pour mesurer, respectivement, les courants du réseau (i_a , i_b , i_c) et la tension U_{dc} du bus continu. Dans un but unique d'affichage, trois capteurs de tension sont utilisés pour la mesure des tensions du réseau. Une carte dSPACE DS1104 est utilisée pour implémenter l'algorithme de commande développé sous MATLAB-Simulink avec la méthode de résolution d'Euler de premier ordre.

L'estimateur FV-FNA est implémenté avec un coefficient d'apprentissage $\eta = 0,028$. La même valeur est utilisée pour les tests de simulation et les tests expérimentaux. Cette valeur est ajustée expérimentalement tout en garantissant un bon compromis entre la stabilité et la vitesse de convergence de l'estimateur selon le critère établis dans (5.49). Les paramètres de simulation et d'expérimentation sont résumés dans le tableau 5.3. Les références U_{dc-ref} et Q_{ref} sont fixées, respectivement, à 230 V et 0 Var.

5.3.6.2 Performances de la commande PDPC-FV au démarrage

Pour la plupart des algorithmes de commande sans capteurs de tensions du réseau, l'apparition de pics de courants lors du démarrage est inévitable. Pour y remédier, plusieurs procédures de démarrage ont été proposées [172], [182]. Bien que ces procédures limitent les pics de courants au démarrage, elles requièrent une initialisation de la commande et induisent souvent une augmentation du temps d'établissement. La commande PDPC-FV proposée ne requière aucune procédure de démarrage ni aucune initialisation.



Figure 5.27 : Photo du banc d'essai : 1) transformateur d'isolement, 2) résistances de déséquilibre, 3) résistances du filtre RL , 4) inductances du filtre RL , 5) onduleur triphasé, 6) résistance en série avec la source de tension continu d'alimentation, 7) source de tension continu, 8) capteurs de courants, 9) capteurs de tension, 10) connecteur entrée/sortie de la carte dSPACE et 11) PC-Pentium + carte dSPACE + ControlDesk

Tableau 5.3 : Paramètres du circuit électrique et du circuit de commande utilisés pour la validation de la commande PDPC-FV proposée

Paramètres	Simulation	Expérimentation
Tension nominale du bus continu, U_{dc} (V)	230	230
Valeur efficace des tensions du réseau, (V)	55	55
Fréquence des tensions du réseau, f (Hz)	50	50
Résistance nominale du filtre RL , R (Ω)	1	1
Inductance nominale du filtre RL , L (mH)	10	10
Capacité du bus continu, C (mF)	3.3	3.3
Résistance en série avec la source continu, R_s (Ω)	12.33	12.33
Résistances de déséquilibre, R_{unb} (Ω)	6	6
Période d'échantillonnage, T_s (μ s)	50	80
Fréquence de la MLI, f_{sw} (kHz)	7.5	15

En effet, elle permet d'avoir un démarrage rapide et sans pics de courants, et ceci même sous un réseau déséquilibré. Cependant, pour éviter les pics de courants dans le réseau, la boucle de régulation externe de tension du bus continu a été désactivée au démarrage. Les figures 5.28 et 5.29 illustrent les résultats obtenus durant le démarrage sous un déséquilibre biphasé de 35% dans les phases a et b . Durant ce test, P_{ref} et Q_{ref} sont fixés respectivement à 500 W et 0 Var.

Initialement, à $t < 0.527$ s, le bloc MLI vectorielle est désactivé. A $t = 0.527$ s, le bloc MLI vectorielle est activé, la commande PDPC-FV est ainsi enclenchée. À partir de la figure 5.28(b), les courants sont établis rapidement où des formes sinusoïdales, stables et sans dépassements sont obtenues. De plus, d'après la figure 5.28(c), l'estimateur FV-FNA présente de bonnes performances dynamiques. Les deux composantes du FV atteignent le régime permanent en moins de 10 ms. Les puissances P et Q_n atteignent rapidement leurs références (figure 5.28(d)). Cependant, la puissance Q oscille à une fréquence qui correspond au double de la fréquence du réseau. La figure 5.29 illustre l'évolution de U_{dc} au démarrage. Lors du démarrage, cette tension passe de 294 V à 230 V. Comme la valeur de U_{dc} correspond à U_{dc-ref} , la boucle de régulation externe peut être activée sans générer de pics de courants.

Ainsi, ces résultats montrent que l'estimateur FV-FNA permet d'estimer avec précision les composantes fondamentales du FV lors du démarrage. La stabilité de l'algorithme de

commande sans capteur proposée est également assurée même dans le cas d'un réseau déséquilibré.

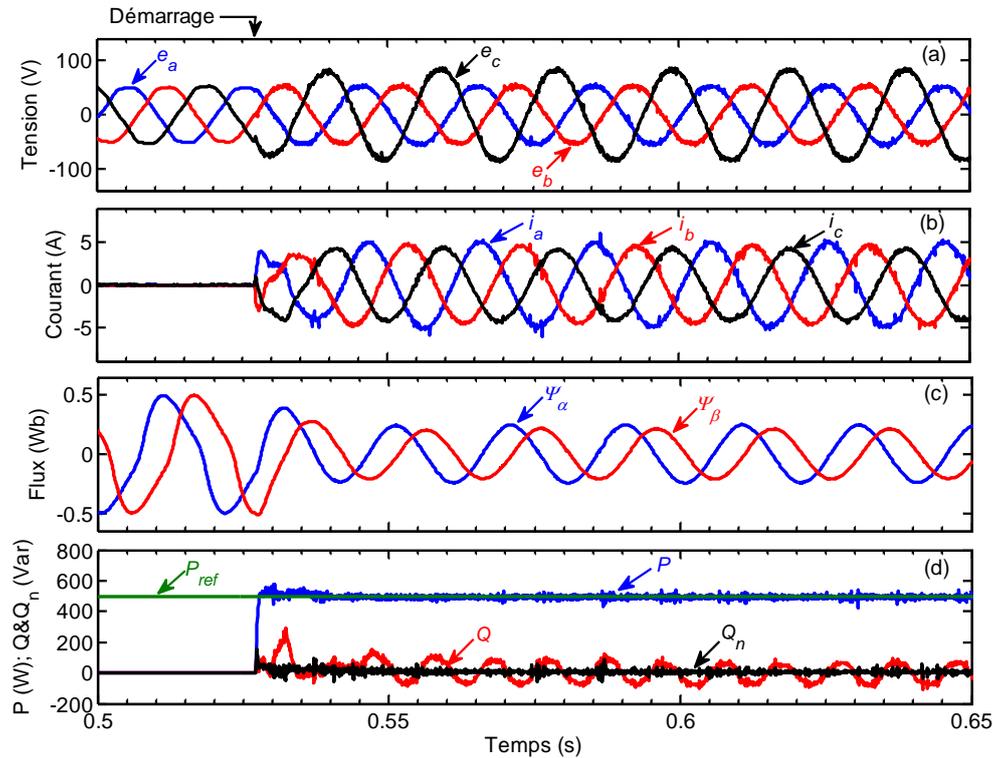


Figure 5.28 : Résultats expérimentaux de la commande PDPC-FV proposée lors du démarrage avec une chute de tension de 35% dans les phases a et b : (a) tensions du réseau, (b) courants du réseau, (c) composantes $\alpha\beta$ estimées du FV et (d) puissances active, puissance réactive et nouvelle puissance réactive

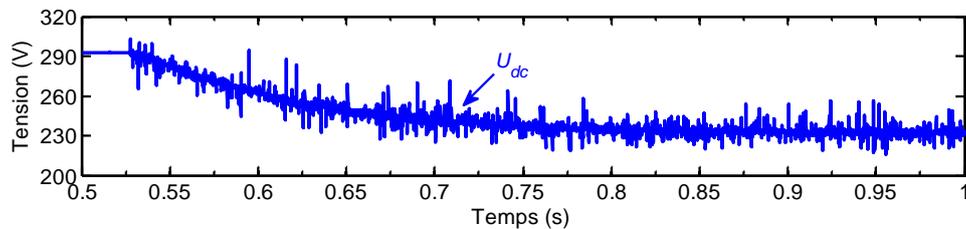


Figure 5.29 : Évolution de la tension du bus continu lors du démarrage (expérimentation)

5.3.6.3 Comparaison entre la commande PDPC conventionnelle et la commande PDPC-FV proposée

Dans ce test, nous comparons expérimentalement, sous les mêmes conditions, la commande PDPC-FV proposée avec la commande PDPC conventionnelle dans le cas d'un réseau déséquilibré. Les figures 5.30-5.33 montrent les résultats obtenus. Durant l'expérimentation, un déséquilibre de 35% dans la phase a est appliqué. Les puissances réactives Q et Q_n dans, respectivement, la commande PDPC conventionnelle et la commande PDPC-FV proposée sont régulées à une valeur nulle. La tension U_{dc} est régulée à 230 V et la tension E_0 est fixée à 262 V.

La figure 5.30 montre les performances de la commande PDPC conventionnelle lorsqu'un déséquilibre de 35% est appliqué à $t = 1.7$ s dans la phase a (figure 5.30(a)). La

figure 5.30(b) montre que, sous un réseau équilibré ($t < 1.7$ s), la forme d'onde des courants injectés dans le réseau est sinusoïdale. Cependant, dans le cas d'un réseau déséquilibré ($t \geq 1.7$ s), la forme d'onde des courants est fortement détériorée. Les figures 5.30(c) et (d) montrent que P , Q et U_{dc} suivent correctement leurs références même après l'application du déséquilibre dans la phase a . La figure 5.31 montre le spectre harmonique du courant i_a obtenu par la commande PDPC conventionnelle dans le cas d'un déséquilibre dans la phase a . Les courants résultants sont fortement distordus et possèdent un THD élevé. Pour la phase a , un THD de 13.38% est obtenu. Cette valeur est inadmissible et dépasse largement la limite imposée par la norme IEEE [191], qui est de 5%. De plus, à partir de la figure 5.31(b), nous constatons que l'harmonique de rang 3 est très présente dans le courant de la phase a , son amplitude est de 12%. Ceci explique la forme triangulaire du courant i_a (figure 5.31(a)).

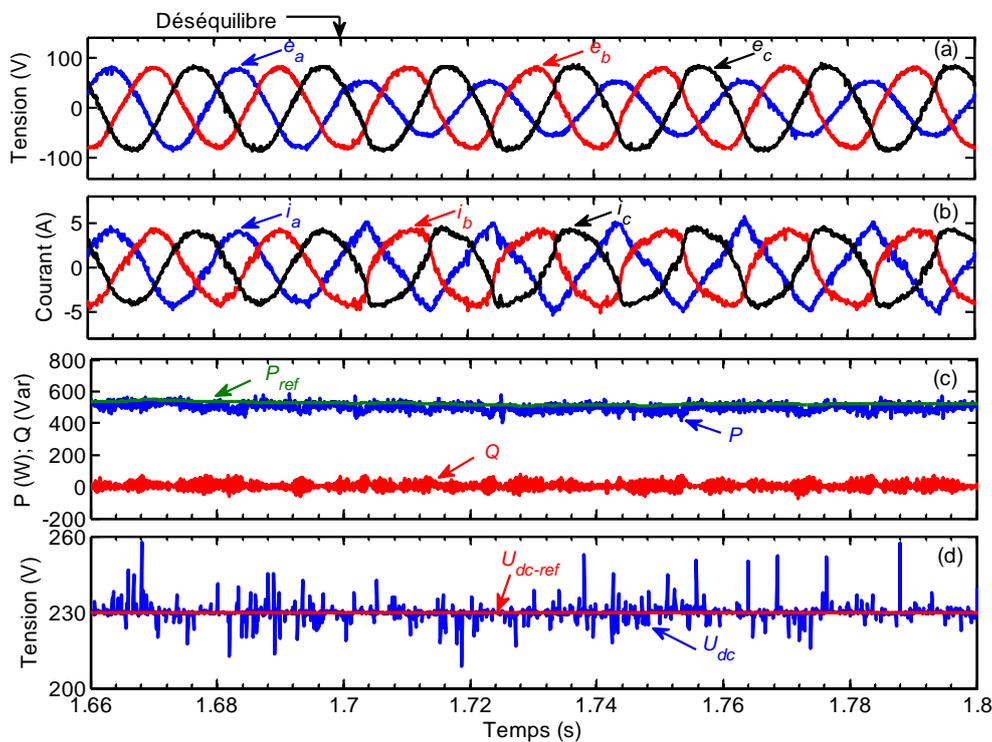


Figure 5.30 : Performances de la commande PDPC conventionnelle lors de l'application d'un déséquilibre de 35% dans la phase a (expérimentation) : (a) tensions du réseau, (b) courants du réseau, (c) puissances active et réactive et (d) tension du bus continu

La figure 5.32 illustre les performances de la commande PDPC-FV lorsqu'un déséquilibre est appliqué à $t = 1.178$ s dans la phase a (figure 5.32(a)). Durant ce test, la puissance réactive Q n'est pas utilisée dans la commande, elle est remplacée par Q_n . En effet, la puissance Q est calculée seulement pour être affichée. À partir de la figure 5.32(b), nous constatons que les courants du réseau gardent une forme sinusoïdale malgré le déséquilibre. De même pour les composantes du FV estimées, elles restent sinusoïdales même après le déséquilibre (figure 5.32(c)). Ces performances reviennent au fait que l'estimateur FV-FNA proposé estime et extrait uniquement les composantes fondamentales du FV. Les figures 5.32(d) et (e) montrent que U_{dc} , P et Q_n sont parfaitement régulés à leurs références. De plus, la figure 5.32(d) montre que Q et Q_n sont superposées et proches de zéro dans le cas du réseau équilibré ($t < 1.178$ s). Ceci prouve que dans ces conditions,

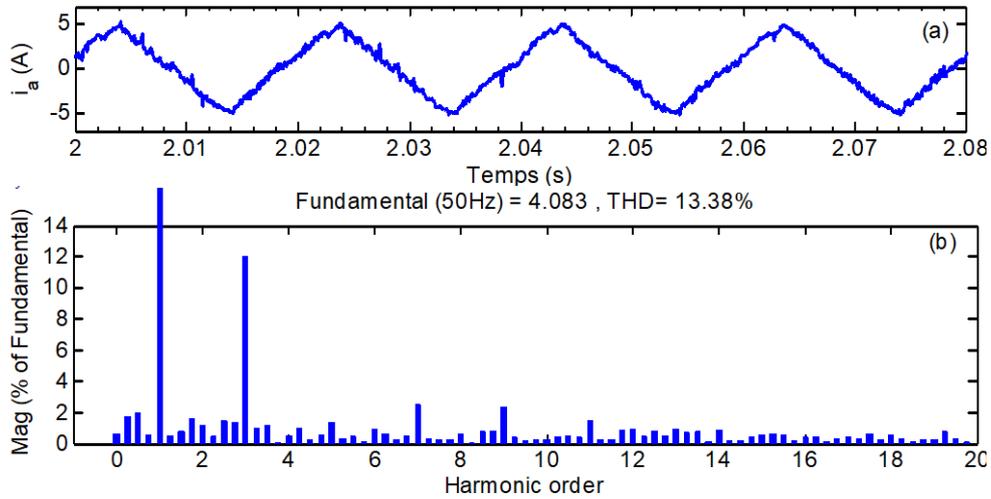


Figure 5.31 : Spectre harmonique du courant i_a obtenu avec la commande PDPC conventionnelle sous un réseau déséquilibré : (a) courant i_a du réseau et (b) spectre harmonique

l'utilisation de la nouvelle puissance réactive n'affecte pas les performances de la commande. Durant le déséquilibre de la phase a , la puissance Q oscille à une fréquence double de celle du réseau, ce qui est en accord avec la théorie démontrée dans l'équation (5.67). Ceci démontre que, sous un réseau déséquilibré, l'utilisation de la théorie PQ étendue est plus appropriée que l'utilisation de la théorie PQ originale. Le spectre harmonique du courant i_a obtenu avec la commande PDPC-FV dans le cas d'un réseau déséquilibré est donné par la figure 5.33. Comparé au THD obtenue avec la commande conventionnelle (figure 5.31), il est clair que les harmoniques présents dans les courants du réseau sont fortement atténués. En effet, le THD est réduit à 2.78%. Cette valeur reste acceptable et largement inférieure à la limite des 5% [191].

À parti des figures 5.30-5.33, nous pouvons conclure que la commande PDPC-FV proposée présente de très bonnes performances dans le cas d'un réseau déséquilibré.

5.3.6.4 Comparaison entre l'estimateur FV-SOGI et l'estimateur FV-FNA

Dans le but de démontrer la supériorité de l'estimateur FV-FNA proposé, une comparaison avec l'estimateur FV-SOGI est effectuée où à $t = 1.272$ s, un déséquilibre de 35% est appliqué dans les phases a et b (figure 5.34(a)). La figure 5.34 montre les résultats obtenus. Durant ce test, la commande PDPC-FV proposée est utilisée pour le contrôle de l'onduleur. Entre-temps, l'estimateur FV-SOGI est implémenté en parallèle et directement alimenté par les tensions du réseau mesurées. Les figures 5.34(b) et (c) illustrent les composantes $\alpha\beta$ du FV estimées par l'estimateur SOGI-FV et par l'estimateur FV-FNA, respectivement. Leurs amplitudes ($|\psi|_{SOGI}$ et $|\psi|_{FNA}$) sont données par la figure 5.34(d). Sous un réseau équilibré ($t < 1.272$ s), les deux méthodes estiment correctement les composantes du FV. En effet, $\psi_{\alpha SOGI}$ et $\psi_{\beta SOGI}$ sont, respectivement, superposées avec $\psi_{\alpha FNA}$ et $\psi_{\beta FNA}$ (figure 5.34(b) et (c)). Cependant, dans le cas du réseau déséquilibré ($t \geq 1.272$ s), l'amplitude $|\psi|_{FNA}$ présente moins d'oscillations que l'amplitude $|\psi|_{SOGI}$. Les deux méthodes d'estimation présentent un temps de réponse assez faible. Il est d'environ 20 ms.

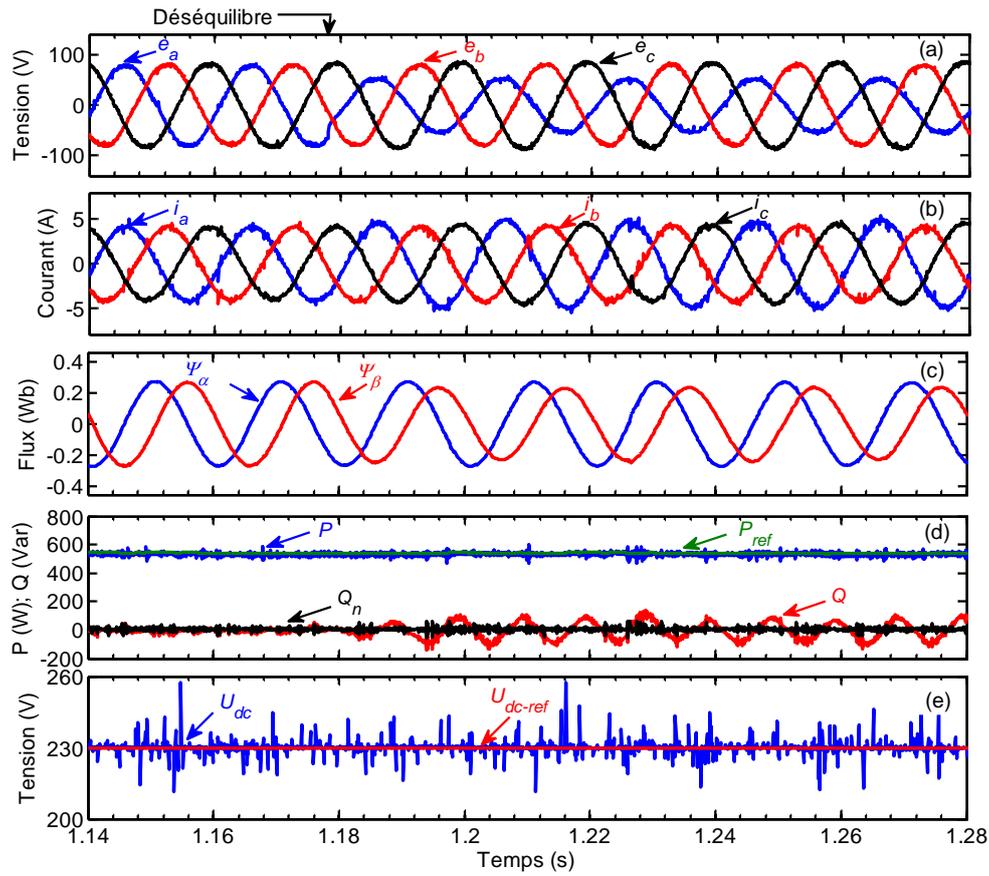


Figure 5.32 : Performances de la commande PDPC-FV proposée lors de l'application d'un déséquilibre de 35% dans la phase a (expérimentation) : (a) tensions du réseau, (b) courants du réseau, (c) FV estimé, (d) puissances active et réactive et (e) tension du bus continu

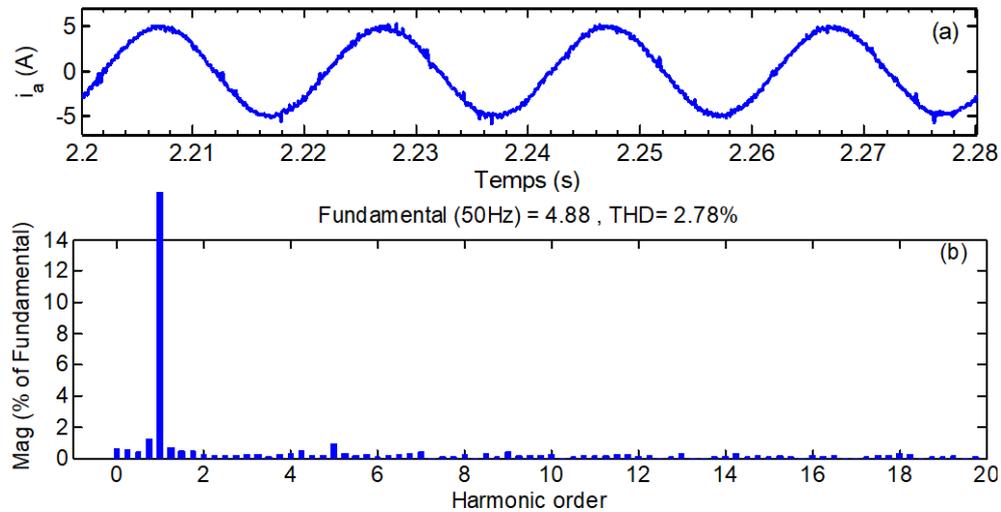


Figure 5.33 : Spectre harmonique du courant i_a obtenu avec la commande PDPC-FV proposé sous un réseau déséquilibré : (a) courant i_a du réseau et (b) spectre harmonique

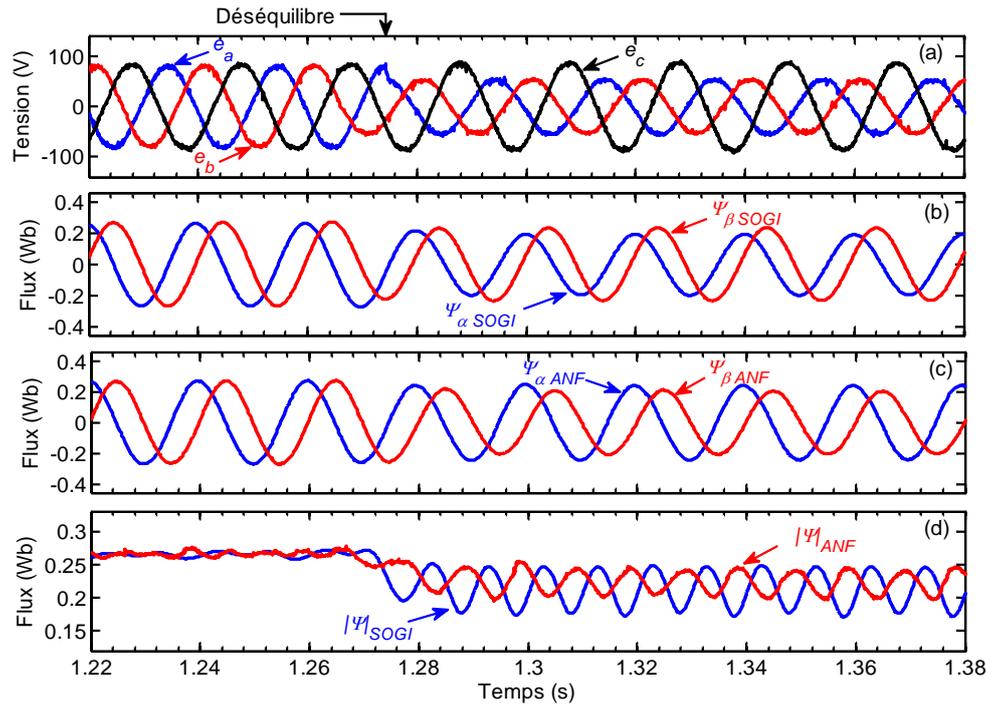


Figure 5.34 : Comparaison entre l'estimateur FV-SOGI et l'estimateur FV-FNA proposé lors de l'application d'un déséquilibre de 35% dans les phases a et b (expérimentation) : (a) tensions du réseau, (b) FV estimé par FV-SOGI, (c) FV estimé par FV-FNA et (d) amplitudes des FV estimés

5.3.6.5 Performances de la commande PDPC-FV dans le cas d'une variation de U_{dc-ref}

La figure 5.35 montre les performances de la commande PDPC-FV lors d'une variation de U_{dc-ref} sous un réseau déséquilibré. Durant ce test, le réseau est déséquilibré de 35% dans la phase a . U_{dc-ref} est régulé à 230 V et E_0 est fixée à 266 V. Afin d'assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, Q_n est maintenue à une valeur nulle. A $t = 1.053$ s, la référence U_{dc-ref} passe 230V à 240V.

Comme montré sur la figure 5.35(e), le temps de réponse du système est assez rapide, il est d'environ 0.07 s. Sur la figure 5.35(b), les courants du réseau restent sinusoïdaux, malgré la variation brusque de U_{dc-ref} et le déséquilibre dans la phase a . D'après la figure 5.35(c), les composantes $\alpha\beta$ du FV estimées ne sont pas affecté par la variation U_{dc-ref} et restent sinusoïdales. La figure 5.35(d) montre que P et Q_n sont parfaitement régulées à leurs références et la puissance Q oscille à deux fois la fréquence du réseau. Il est à noter qu'au moment du changement de U_{dc-ref} , la puissance P_{ref} connaît une chute brusque (figure 5.35(d)). Grâce à l'approche *Deadbeat* utilisée dans la commande PDPC-FV, la puissance P suit rapidement sa référence. A cet instant, la chute de P_{ref} est prévisible vu que la majeure partie du courant fourni par la source de tension continue est absorbée par la capacité C du côté continu pour se charger (voir la figure 5.26). Par conséquent, seule une petite partie du courant généré est injectée dans le réseau avant la charge complète de C .

À partir de ces résultats, nous pouvons conclure que la stratégie de commande proposée présente de bonnes performances dans le cas d'une variation de U_{dc-ref} et ceci même dans le cas d'un réseau déséquilibré.

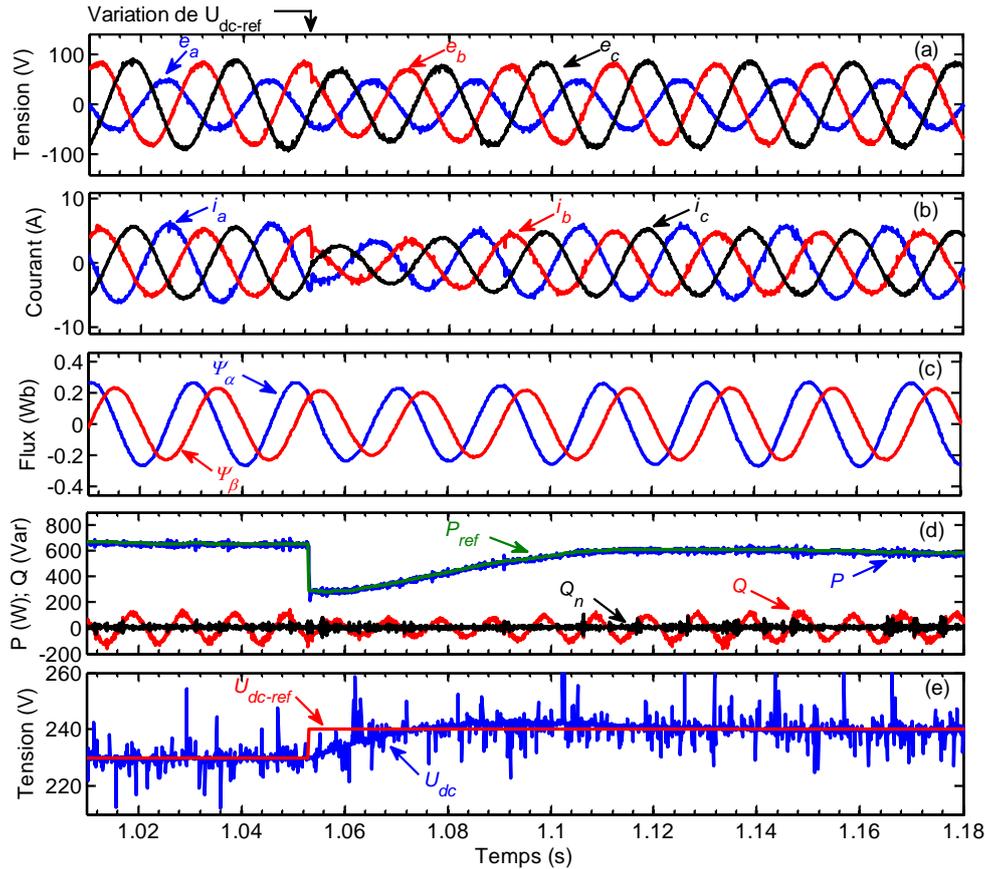


Figure 5.35 : Performances de la commande PDPC-FV suivant une variation en échelon de U_{dc-ref} sous un déséquilibre dans la phase a (expérimentation) : (a) tensions du réseau, (b) courants du réseau, (c) FV estimé (d) puissances active et réactive et (e) tension du bus continu

5.3.6.6 Performances de l'estimateur FV-FNA dans le cas d'un réseau distordu et déséquilibré

Dans ce test, les performances de la commande PDPC-FV ainsi que celles de l'estimateur neuronal FV-FNA sont évaluées par simulation dans le cas d'un réseau déséquilibré et distordu. Les figures 5.36 et 5.37 montrent les résultats de simulation obtenus. Durant ce test, à $t = 2.5$ s, les tensions déséquilibrées du réseau (35% dans la phase a et b) sont polluées par 10% des composantes harmoniques d'ordre 5 et 7 (figure 5.36(a)). U_{dc-ref} est maintenue à 230V, E_0 est fixée à 257 V et Q_n est régulée à 0 Var. À partir de la figure 5.36(b), il est clair que les courants du réseau sont de formes d'ondes sinusoïdales. De plus, une meilleure estimation des composantes du FV et une bonne atténuation des harmoniques sont atteintes. Sur la figure 5.36(c), l'estimateur neuronal proposé fournit des composantes du FV (ψ_α et ψ_β) de formes sinusoïdales et sans aucune influence notable des perturbations harmoniques. En effet, comme l'estimateur FV-FNA est conçu à la fréquence fondamentale des tensions du réseau, les composantes du FV sont bien filtrées. Sur les figures 5.36(d) et (e), les grandeurs P , Q_n et U_{dc} sont parfaitement régulées à leurs valeurs de référence. Q oscille à deux fois la fréquence du réseau. Pour mieux évaluer les performances de l'estimateur proposé, la figure 5.37 montre le THD du courant i_a dans le cas d'un réseau distordu et déséquilibré. Le THD obtenu est de 3.09%. Cette valeur reste acceptable au regard de la limite des 5% tolérée par les recommandations de la norme IEEE [191].

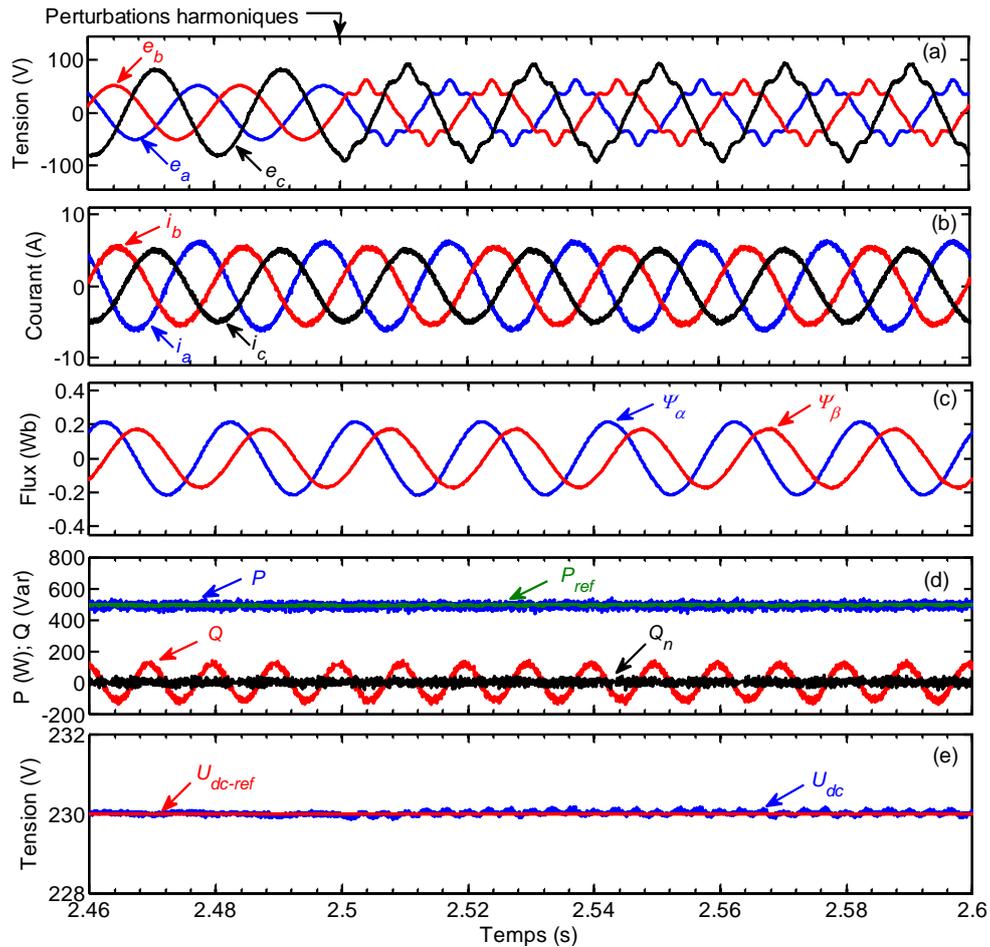


Figure 5.36 : Résultats de simulation de l'estimateur FV-FNA dans le cas d'un réseau déséquilibré (déséquilibre de 35% dans les phases a et b) et distordue (avec 10% des harmoniques d'ordre 5 et 7) : (a) tensions du réseau, (b) courants du réseau, (c) FV estimé, (d) puissances active, puissance réactive et nouvelle puissance réactive et (e) tension du bus continu

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'étude de la conversion continu-alternatif où deux nouvelles méthodes de commande ont été proposées. La première méthode est destinée à la commande d'un onduleur monophasé isolé du réseau et la seconde méthode est destinée à un onduleur triphasé connecté au réseau. Initialement, une commande dq utilisant un nouveau OSG, basé sur un ADALINE, est développée pour la commande d'un onduleur monophasé à MLI isolé du réseau. En plus de la génération du signal orthogonal, l'OSG proposé est capable de filtrer le signal réel et celui orthogonale, de générer directement les composantes d'axes d et q , et d'identifier le résidu harmonique. L'OSG développé a rendu la commande dq indépendante de la fréquence de fonctionnement et des paramètres du système. De plus, il n'introduit aucune dynamique supplémentaire dans le système. La commande dq résultante s'est révélée être plus performante par rapport à la commande dq conventionnelle. Un temps de réponse faible, des formes d'ondes sinusoïdales et des THDs insignifiants ont été constatés durant les différents tests expérimentaux effectués de la commande proposée. Par la suite, une commande PDPC-FV est mise en œuvre pour le contrôle d'un onduleur triphasé à MLI connecté au réseau où un nouveau estimateur FV-FNA est développé. Cette nouvelle approche a per-

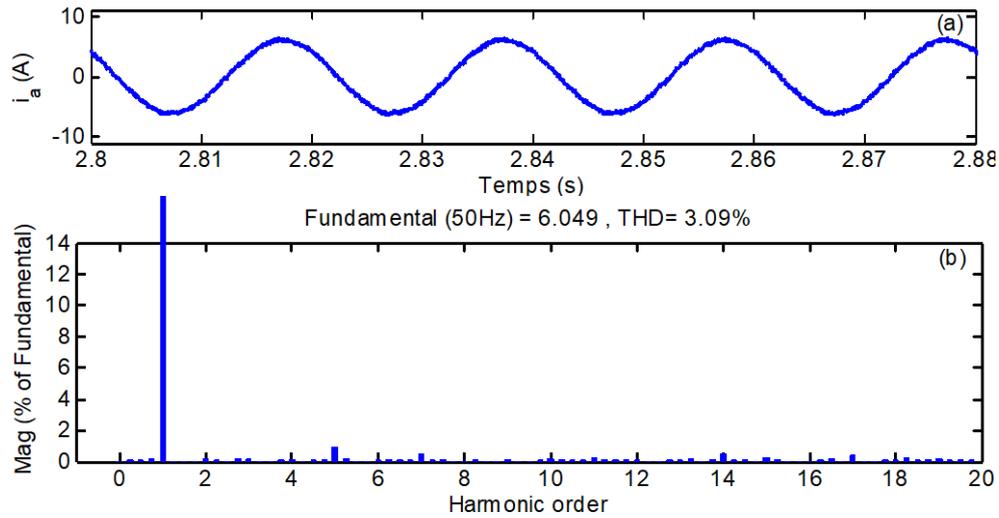


Figure 5.37 : Spectre harmonique du courant i_a dans le cas d'un réseau déséquilibré (déséquilibre de 35% dans les phases a et b) et distordu (avec 10% des harmoniques d'ordre 5 et 7) : (a) courant i_a du réseau et (b) spectre harmonique

mis d'éliminer l'effet négatif des tensions distordues et déséquilibrées du réseau sur les performances du système commandé. Dans l'estimation du FV, un intégrateur émulé est utilisé pour l'estimation des composantes $\alpha\beta$ du FV. Ensuite, deux FNAs sont exploités pour l'extraction des composantes fondamentale du FV. Différents tests de simulation et d'expérimentation ont été effectués. Des tests de comparaison avec la commande PDCP conventionnelle et avec un estimateur FV-SOGI ont été réalisés. Les résultats obtenus ont montré que la commande PDPC-FV proposé permet d'obtenir un fonctionnement approprié de l'onduleur même dans le cas d'un réseau déséquilibré et/ou distordu.

Les performances obtenues dans ce chapitre ont montré que les deux méthodes proposées assurent une parfaite conversion continu-alternatif. Les différentes exigences de fonctionnement des SHSERs (isolé ou connecté au réseau) ont ainsi été satisfaites. En conséquence, les deux commandes proposées dans ce chapitre peuvent facilement être intégrées dans des SHSERs. Par ailleurs, il est à noter que c'est l'onduleur monophasé avec sa commande dq proposée qui sera retenu pour être insérer dans le SHSER étudié dans le prochain chapitre.

Chapitre 6

Mise en œuvre et gestion énergétique du système hybride PV/éolien/ batteries

Résumé : Ce chapitre est consacré à la mise en œuvre et à la simulation du système hybride complet PV/éolien/batteries. Ce système est destiné à répondre aux besoins énergétiques d'un habitat individuel en site isolé avec une puissance de consommation moyenne de quelques centaines de Watts. Initialement, nous proposons d'associer, dans un même fonctionnement, les différents sous-systèmes étudiés aux chapitres précédents, à savoir, un système PV, un système éolien, un système de stockage et un système de conversion continu-alternatif. Afin de montrer l'efficacité du système hybride et tester l'interaction entre les différents algorithmes de commande développés, plusieurs tests de simulation sont effectués sous des conditions de fonctionnement extrêmes. En effets, les performances du système global sont mises à l'épreuve avec des variations en échelon appliquées aux niveaux des entrées de chacun des sous-systèmes. Des variations brusques de l'ensoleillement, de la vitesse du vent et de la charge à la sortie de l'onduleur sont considérées. Les résultats obtenus ont montrés que le système hybride considéré répond de manière très satisfaisante aux exigences de fonctionnement d'un SHSER en site isolé. Par la suite, une stratégie de gestion de l'énergie produite et consommée dans le système hybride est mise en œuvre. Plusieurs modes de fonctionnement et divers scénarios sont considérés. Dans le but de montrer l'efficacité de cette stratégie, le fonctionnement du système hybride est examiné sous différents angles. Les résultats obtenus ont montré que la stratégie de gestion d'énergie proposée a permis d'aboutir à une gestion optimale des transferts d'énergie et au respect des plages de fonctionnement des différents éléments du système hybride.

Sommaire

6.1	Introduction	151
6.2	Architecture globale du système hybride PV/éolien/ batteries	151
6.3	Mise en œuvre et simulation du système hybride	153
6.3.1	Influence de la connexion et déconnexion d'une charge sur le fonctionnement du système hybride	154
6.3.2	Influence des variations de la vitesse du vent sur les performances du système hybride	156
6.3.3	Influence des variations de l'irradiance solaire sur les performances du système hybride	159
6.4	Stratégie de gestion de l'énergie dans le système hybride . . .	161
6.4.1	Modes de fonctionnement du SHSER étudié	162
6.4.2	Stratégie de gestion d'énergie développée	163
6.4.3	Analyse du fonctionnement global du système hybride et des performances de la stratégie de gestion d'énergie proposée . . .	164
6.5	Conclusion	168

6.1 Introduction

Ce chapitre a pour objectif la mise en œuvre et la simulation du système hybride complet PV/éolien/batteries en site isolé. En vue de construire ce SHSER, les deux systèmes à EnRs étudiés précédemment, à savoir le système PV (**Chapitre 2**) et le système éolien (**Chapitre 3**), sont raccordés au bus continu du dispositif de stockage traité dans le **Chapitre 4**. Le dispositif de stockage est utilisé afin de combler le caractère aléatoire des deux sources à EnRs et de permettre une gestion optimale de l'énergie produite dans le système. L'onduleur monophasé à MLI, traité dans le **Chapitre 5**, est également connecté au bus continu du système hybride pour l'alimentation des différentes charges de nature alternatives. Comme application, un habitat individuel en site isolé avec une puissance de consommation d'une valeur moyenne de quelques centaines de Watts est considéré. L'architecture d'un SHSER avec bus continu est adoptée pour ce système hybride. Ce choix revient au fait que parmi les trois sources d'énergies utilisées, deux d'entre elles génèrent des courants continus. De plus, cette architecture se caractérise par sa simplicité de mise en œuvre et de contrôle.

Les différentes stratégies de commandes développées tout au long des chapitres précédents seront conjointement appliquées pour tester les performances du SHSER considéré. Ces commandes se déclinent principalement en quatre fonctions : deux commandes de maximisation de la puissance extraite appliquées aux systèmes PV et éolien, une commande pour le contrôle du flux d'énergie dans les batteries de stockage et la régulation de la tension du bus continu et une commande appliquée au dispositif de conversion continu-alternatif. Par ailleurs, une stratégie de gestion de l'énergie produite et de l'énergie consommée dans le SHSER sera développée à la fin de ce chapitre. Cette stratégie a principalement pour but de garantir un rendement maximal de l'installation hybride, une meilleure gestion des transferts d'énergie et le respect des plages de fonctionnement des différents éléments du système hybride, en particulier les batteries de stockage.

Afin de montrer l'efficacité du SHSER et vérifier l'interaction entre les différents sous-systèmes, plusieurs tests de simulation sont effectués sous des conditions de fonctionnement extrêmes. En effet, les performances du système global sont testées avec des variations en échelon apprêtées aux niveaux des entrées de chacun des sous-systèmes. Par ailleurs, la stratégie de gestion d'énergie développée dans ce chapitre est testée pour différents scénarios de fonctionnement. Les deux modes de fonctionnement normal et dégradé sont examinés. Les résultats obtenus ont montré que le SHSER étudié répond parfaitement aux exigences de fonctionnement d'un système hybride en site isolé.

6.2 Architecture globale du système hybride PV/éolien/batteries

La figure 6.1 présente la configuration adoptée du SHSER autonome. Cette configuration se compose d'un système de conversion de l'énergie solaire, d'un système de conversion de l'énergie éolienne, d'un système de stockage et d'un système de conversion continu-alternatif. Un ensemble de convertisseurs sont utilisés afin d'optimiser la production énergétique de chaque sous-système et d'assurer les échanges de puissance dans le SHSER. Ainsi, un hacheur Boost est utilisé pour maximiser la puissance extraite du champ PV. Une MSAP et un redresseur triphasé à MLI sont exploités pour la maximisa-

tion de la puissance éolienne et son adaptation à l'architecture du SHSER à bus continu. Un hacheur Buck-Boost bidirectionnel est utilisé pour réguler la tension du bus continu et assurer la charge et la décharge des éléments de stockage. Enfin, un onduleur monophasé à MLI est utilisé pour assurer la conversion continu-alternatif dans le système.

Par ailleurs, un ensemble de commandes spécifiques à chacun des sous-systèmes et une stratégie de gestion de l'énergie produite sont employés afin d'assurer un fonctionnement optimal du système hybride.

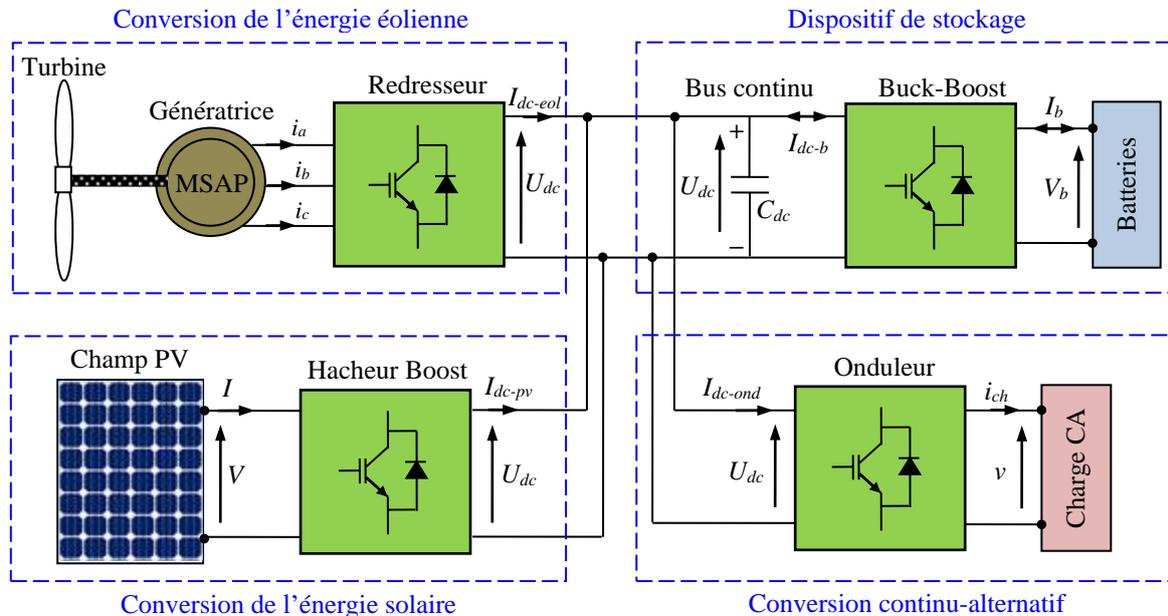


Figure 6.1 : Architecture globale du système hybride PV/éolien/batteries

D'un point de vue capacité, le SHSER étudié est composé :

- d'un champ PV de 1040 W (4 panneaux *IFRI260-60* d'une puissance nominale de 260 W chacun, connectés en série) ;
- d'un générateur éolien d'une puissance nominale de 412 W à 10 m/s ;
- d'un pack de batteries de capacité nominale 600 Ah (6 batteries plomb-acide type VRLA de 12V 100Ah chacune) ;
- d'un bus continu dont la tension doit être maintenue à 350 V ;
- d'une charge toujours connectée ;
- d'une résistance chauffante considérée comme une charge auxiliaire pour dissiper le surplus de production.

Concernant le profil de charge, l'application considérée dans cette étude correspond à une charge de type habitat individuel en site isolé. Une puissance moyenne de consommation d'une valeur de 5.5 kWh par jour est ainsi considérée.

Le système de stockage est dimensionné de telle manière à assurer à l'utilisateur une autonomie énergétique d'une journée. En outre, le pack de batteries est capable de fournir une puissance de 5.5 kWh, et ce pour une profondeur de décharge maximale des batteries de 70 %. Cette profondeur de décharge est choisie en fonction des recommandations relatives à la technologie VRLA de type plomb-acide utilisée. En effet, afin de garantir une durée de vie satisfaisante des batteries utilisées, le rapport entre la capacité présente

à l'intérieure de la batterie et sa capacité nominale, doit toujours se situer entre 30 et 100 % de leurs capacité maximale.

6.3 Mise en œuvre et simulation du système hybride

Jusqu'ici, les différents blocs constituant le système hybride ont été étudiés séparément et les commandes associées ont été testées sans tenir compte des contraintes des uns sur les autres. Dans le système hybride montré par la figure 6.1, les échanges de puissance entre les différentes sources sont effectués via le bus continu commun. Ceci peut donc engendrer une grande influence sur la forme et la valeur de la tension de ce bus. En effet, cette mise en parallèle des éléments du système fait apparaître des éléments de couplage représentés par la tension commune du bus continu et les courants continus fournis ou absorbés au niveau de chaque bloc.

La figure 6.2 montre le schéma synoptique de simulation du hacheur Buck-Boost qui assure la régulation de la tension du bus continu par une gestion des échanges de puissance entre les différents blocs et le condensateur C_{dc} du bus continu. A partir de la figure 6.2, nous constatons que ce condensateur est traversé par quatre courants et qui sont respectivement I_{dc-b} , I_{dc-ond} , I_{dc-eol} et I_{dc-pv} . L'équation traduisant le fonctionnement dynamique du bus continu s'exprime en fonction de ces quatre courants de la façon suivante :

$$U_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \int (I_{dc-b} - I_{dc-ond} - I_{dc-eol} + I_{dc-pv}) dt \quad (6.1)$$

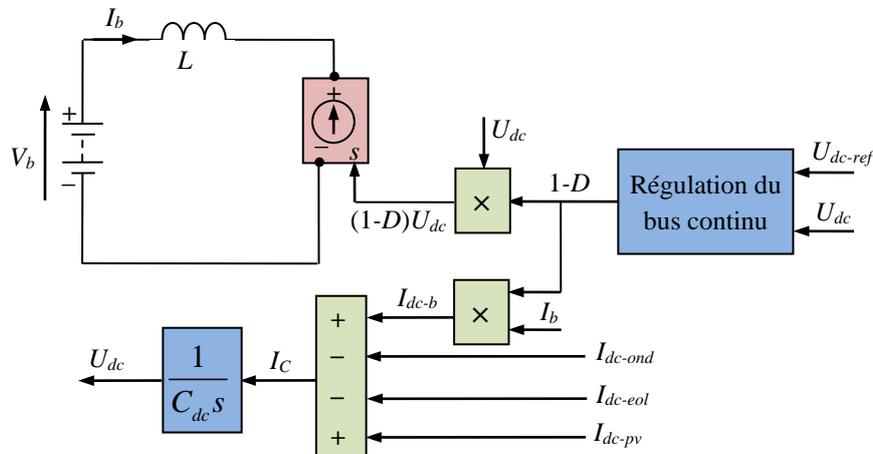


Figure 6.2 : Schéma synoptique de simulation du hacheur Buck-Boost et représentation des différents courants affluants au bus continu

Les performances du système global dépendent des techniques de contrôle de chacun de ces courants. Les insuffisances des bandes passantes des régulateurs qui leurs sont associés sont des facteurs prépondérants qui peuvent impacter la stabilité du système global notamment dans le cas de perte d'informations concernant la charge alimentée et/ou les conditions climatiques. Par conséquent, la simulation du système global est primordiale pour mesurer le degré d'interaction et l'influence mutuelle des différents blocs en fonction des puissances mise en jeu. Cela permet aussi d'examiner les contraintes engendrées par le fonctionnement simultané dans différents scénarios de fonctionnement comme une variation brusque de l'ensoleillement, variation brusque du vent ou encore

durant la connexion ou déconnexion de la charge. Les différentes stratégies de commande développées dans les chapitres précédents doivent assurer une bonne stabilité du système global et permettre de satisfaire en permanence la demande en puissance requise par la charge sous une tension sinusoïdale conforme.

Pour mener correctement cette simulation et mettre à l'épreuve les performances du système global, des variations en échelon ont été imposées aux niveaux des entrées de chacun des blocs à des instants bien déterminés. Nous débuterons par observer l'influence de la connexion et la déconnexion instantanée d'une charge à la sortie de l'onduleur monophasé tout en maintenant les puissances générées constantes au niveau des deux sources renouvelables, puis nous enchaîneront par une variation brusque de la vitesse du vent sur les pales de l'éolienne. Lors de ce test, la puissance produite par le sous-système PV et celle consommée par la charge sont maintenues constantes. Nous terminerons ce test par un changement brusque de l'ensoleillement.

6.3.1 Influence de la connexion et déconnexion d'une charge sur le fonctionnement du système hybride

Une étude particulière doit être accordée à ce cas de figure puisque cette perturbation est fréquemment rencontrée en pratique. La figure 6.3 montre le schéma synoptique de simulation de l'onduleur monophasé à MLI dédié à l'alimentation des charges à courant alternatif. La commande dq , développée au **Chapitre 5**, a été proposée dans l'optique de génération d'une tension alternative de haute qualité à savoir une tension monophasée quasi-sinusoïdale avec une amplitude et une fréquence constantes. Toutefois, la connexion de charges en sortie de l'onduleur induira un courant fortement perturbé du côté continu. En effet, le courant I_{dc-ond} du côté continu est un courant pulsant. Sa valeur moyenne est positive et dépend de la charge connectée. Cette forme fluctuante de courant aura indubitablement un impact négatif sur la tension du bus continu du fait de la présence de la composante basse fréquence.

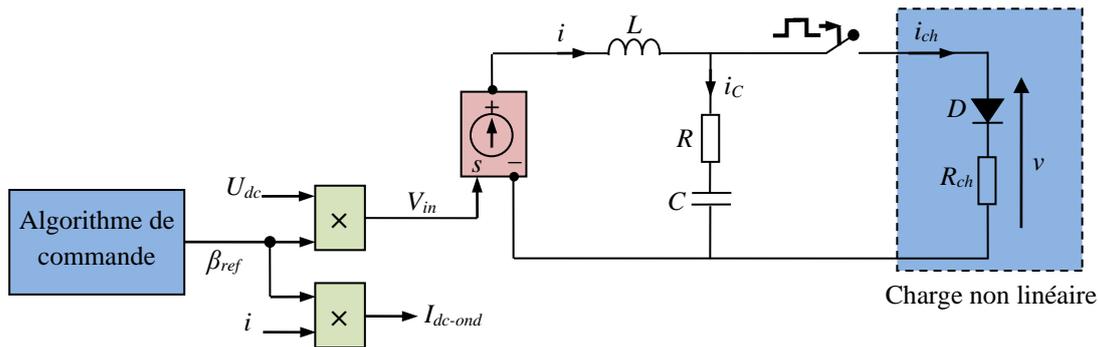


Figure 6.3 : Schéma synoptique de simulation de l'onduleur monophasé à MLI avec reconstitution du courant côté continu

Le courant I_{dc-ond} agissant sur la décharge du condensateur C_{dc} du bus continu peut être reconstitué et injecté à l'entrée de celui-ci en égalisant la puissance instantanée consommée du côté alternatif avec celle consommée du côté continu :

$$P = V_{in}i = U_{dc}I_{dc-ond} \Rightarrow I_{dc-ond} = \frac{V_{in}i}{U_{dc}} = \frac{\beta_{ref}U_{dc}i}{U_{dc}} = \beta_{ref}i \quad (6.2)$$

Pour percevoir l'influence de la charge sur le fonctionnement global, le test de simulation est mené sous un éclairage solaire constant ($G = 800 \text{ W/m}^2$). Ceci correspond à une puissance générée de 832 W. La vitesse du vent est fixée à 10 m/s et le système éolien produit une puissance nette de -368 W . Une charge fortement non linéaire, consommant une puissance moyenne de 1050 W est connectée. Cette charge est constituée par une résistance $R_{ch} = 25 \Omega$ en série avec une diode (voir la figure 6.3). Elle est connectée aux bornes de l'onduleur à $t = 0.8 \text{ s}$ puis déconnectée à $t = 1 \text{ s}$.

Les figures 6.4(a), (b) et (c) montrent, respectivement, les formes d'ondes du courant I_{dc-ond} , de la tension U_{dc} du bus continu et de la tension alternative v à la sortie de l'onduleur, obtenues en absence et en présence de la charge non linéaire. Comme nous pouvons le constater sur la figure 6.4(a), en présence de la charge, le courant I_{dc-ond} est de valeur moyenne positive mais fortement ondulé et pulse à une fréquence de 50 Hz. Cette forme de courant reporte des ondulations sur la tension au niveau du bus continu comme ceci est observé sur la figure 6.4(b). En effet, U_{dc} est plus ou moins affectée par le courant I_{dc-ond} absorbé et sa dégradation sera plus accentuée aux fortes charges. Par contre, la tension alternative v à la sortie de l'onduleur, illustrée par la figure 6.4(c), reste sinusoïdale et non affectée par la perturbation de U_{dc} . Ceci montre que la commande de l'onduleur reste robuste vis-à-vis des perturbations amorcées aux niveaux de la charge.

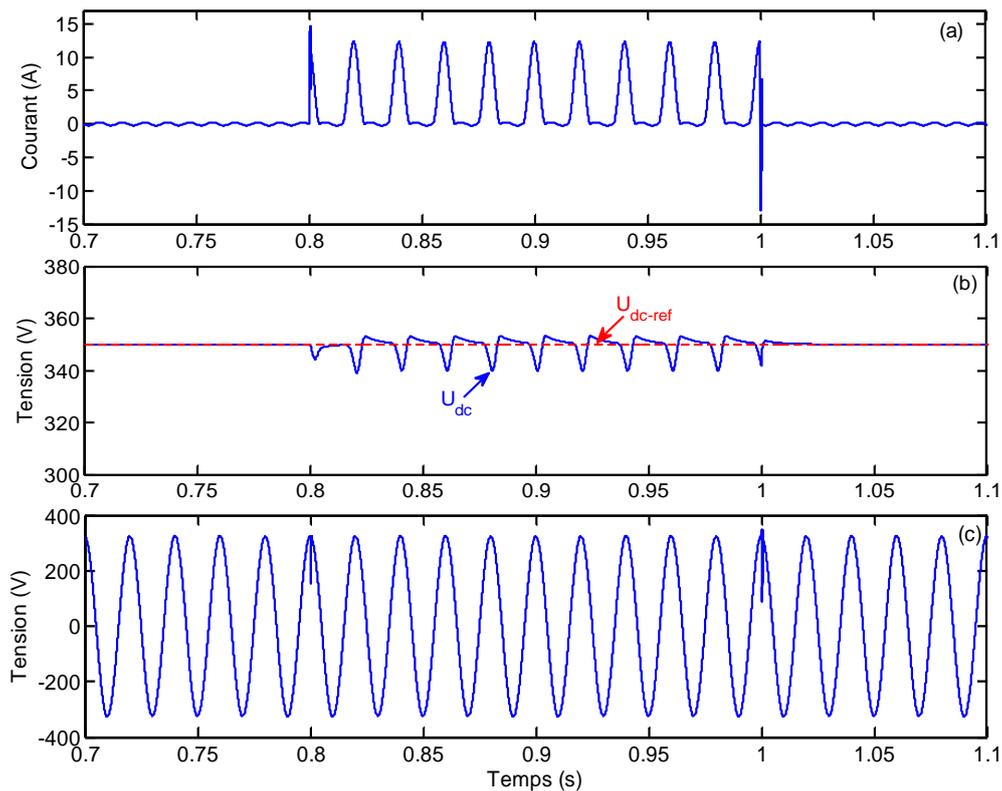


Figure 6.4 : Performances de l'onduleur à la connexion et déconnexion de la charge non linéaire : (a) courant côté continu, (b) tension du bus continu et (c) tension alternative à la sortie de l'onduleur

La figure 6.5 met en évidence l'effet de la connexion et la déconnexion de la charge sur le fonctionnement des deux algorithmes MPPTs des systèmes PV et éolien, respectivement. D'après ces résultats, nous constatons que la tension V aux bornes des panneaux PVs n'est que très légèrement affectée par l'ondulation du bus continu (voir la figure 6.5(a)). Son ondulation n'est que de l'ordre de 0.1 V. Même constat pour le courant I où le

taux d'ondulation induit par la connexion de la charge reste négligeable (voir la figure 6.5(b)). Donc pour le sous-système PV, une connexion ou déconnexion d'une charge, à n'importe quel instant, ne pose pas de problèmes significatifs sur la qualité des signaux et sur le fonctionnement de l'algorithme MPPT. L'influence de la charge sur le sous-système éolien est examinée à travers le coefficient de puissance C_p donné par la figure 6.5(c). Nous constatons que ce coefficient reste maximal et imperturbable malgré les changements qui sont opérés au niveau de la charge. Ceci s'explique par la dynamique lente de l'éolienne en comparaison à celle du bus continu.

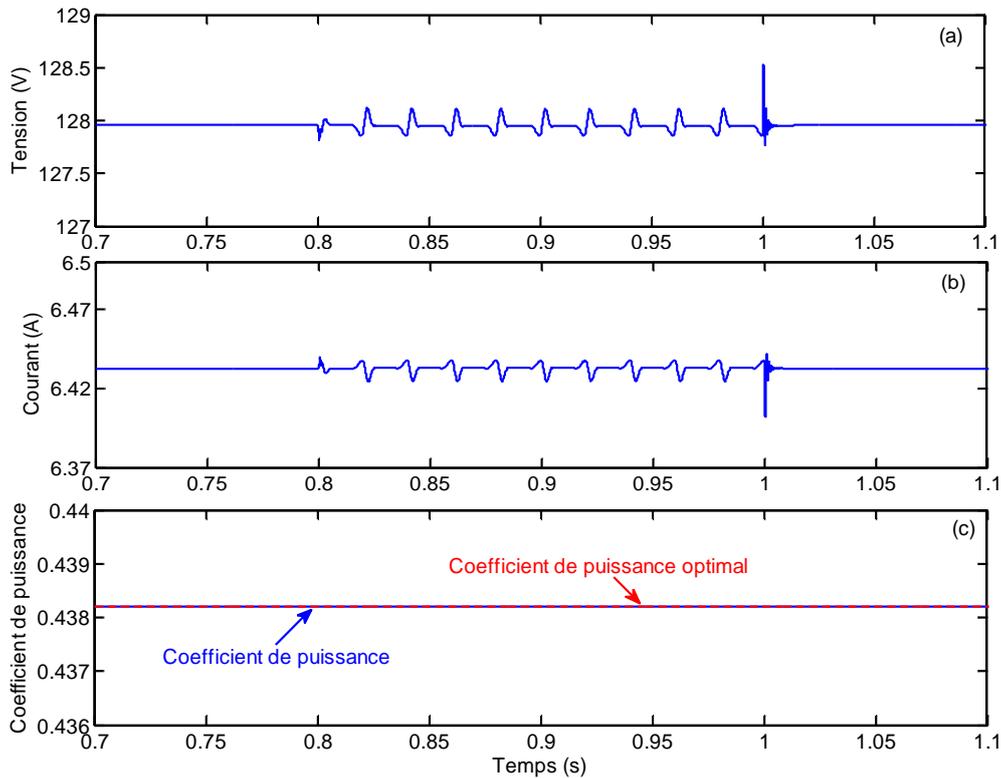


Figure 6.5 : Influence de la connexion et déconnexion de la charge non linéaire sur les performances des systèmes PV et éolien : (a) tension aux bornes des panneaux PVs, (b) courant dans les panneaux PVs et (c) coefficient de puissance de l'éolienne

6.3.2 Influence des variations de la vitesse du vent sur les performances du système hybride

En pratique, le vent soufflant sur les pales de l'éolienne dispose d'un spectre de vitesse très large et la densité de puissance qui est proportionnelle au cube de cette dernière varie dans le temps. Il est donc nécessaire de voir l'effet de ces variations sur les performances du système global. La figure 6.6 donne le synoptique du schéma de simulation de la chaîne de conversion éolienne. Nous constatons que le sous-système éolien opère son influence sur le système global par l'intermédiaire du courant I_{dc-eol} induit du côté continu. Ce bloc éolien est lui-même influencé par l'intermédiaire de la valeur de U_{dc} puisque cette dernière entre dans la génération des rapports cyclique du redresseur.

Aux pertes joules et frottements près, l'expression de I_{dc-eol} peut être obtenue en égalisant la puissance électromagnétique avec celle disponible du côté continu comme suit :

$$C_{em}\Omega = U_{dc}I_{dc-eol} \Rightarrow I_{dc-eol} = \frac{C_{em}\Omega}{U_{dc}} \quad (6.3)$$

En négligeant les pertes par frottements, le couple électromagnétique s'obtient par la somme du couple mécanique C_m sur l'arbre de la turbine et du couple inertiel $Jd\Omega/dt$. Finalement, le courant I_{dc-eol} s'écrit de la façon suivante :

$$I_{dc-eol} = \frac{J\frac{d\Omega}{dt}\Omega + C_m\Omega}{U_{dc}} = \frac{J\frac{d\Omega}{dt}\Omega + P_{eol}}{U_{dc}} \quad (6.4)$$

D'après l'expression (6.4), nous constatons que pour des faibles variations de vent, impliquant des variations faibles de la vitesse, l'effet de l'inertie peut être négligé et la forme du courant I_{dc-eol} est l'image de la puissance P_{eol} véhiculée par le vent. Dans ce cas, l'influence du sous-système éolien sur les performances du système global sera mineure vue la dynamique rapide du bus continu. Par contre, dans le cas des changements brusques de la vitesse du vent, l'effet de l'inertie peut être prépondérant et peut induire des pics dans le courant qui se répercutent sur la qualité de la tension U_{dc} .

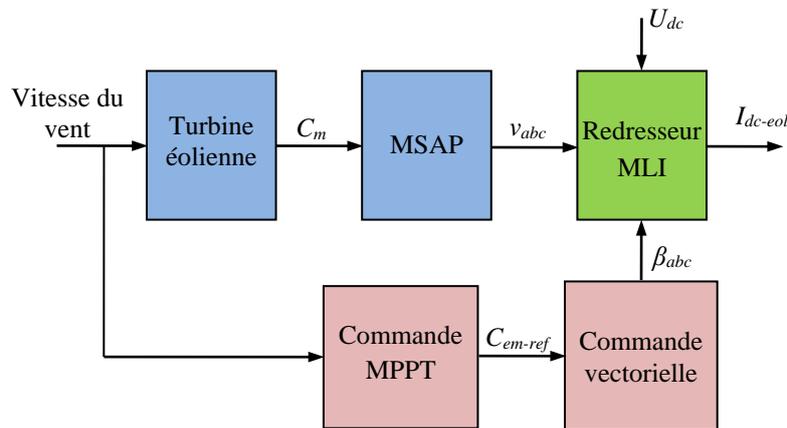


Figure 6.6 : Schéma synoptique de simulation du sous-système éolien

Pour valider ce cas de figure par simulation, nous supposons que le sous-système PV fonctionne sous un éclairage constant $G = 800 \text{ W/m}^2$, ce qui correspond à une puissance générée P_{pv} de 823 W. La charge connectée reste non linéaire est toujours identique à celle utilisée précédemment. Elle consomme une puissance $P_{ch} = 1050 \text{ W}$. En revanche, à $t = 2 \text{ s}$, la vitesse du vent passe de 8 m/s à 12 m/s puis redescend à sa valeur initiale à $t = 3.5 \text{ s}$. La figure 6.7(a) montre l'évolution de la vitesse de rotation de la MSAP en réponse au changement de la vitesse du vent. Nous constatons que cette vitesse suit parfaitement la vitesse de rotation de référence en régime permanent. Le temps de réponse à la perturbation est d'environ 0.27 s. Ceci confirme l'efficacité de l'algorithme de maximisation de puissance utilisé et la bonne régulation de la vitesse de rotation de la MSAP. La figure 6.7(b) montre le coefficient de puissance C_p de la turbine éolienne. Nous constatons que cette grandeur est tout le temps égale à sa valeur optimale hormis les instants d'application de la perturbation où une dégradation du coefficient de puissance est observée. Ces instants correspondent bien aux variations de la vitesse du vent.

La figure 6.8(a) montre l'allure du courant I_{dc-eol} à la sortie du redresseur MLI. Sa valeur prend des proportions importantes lors des variations de la vitesse du vent. Nous remarquons que ce courant devient même positif lors de la variation positive de la vitesse.

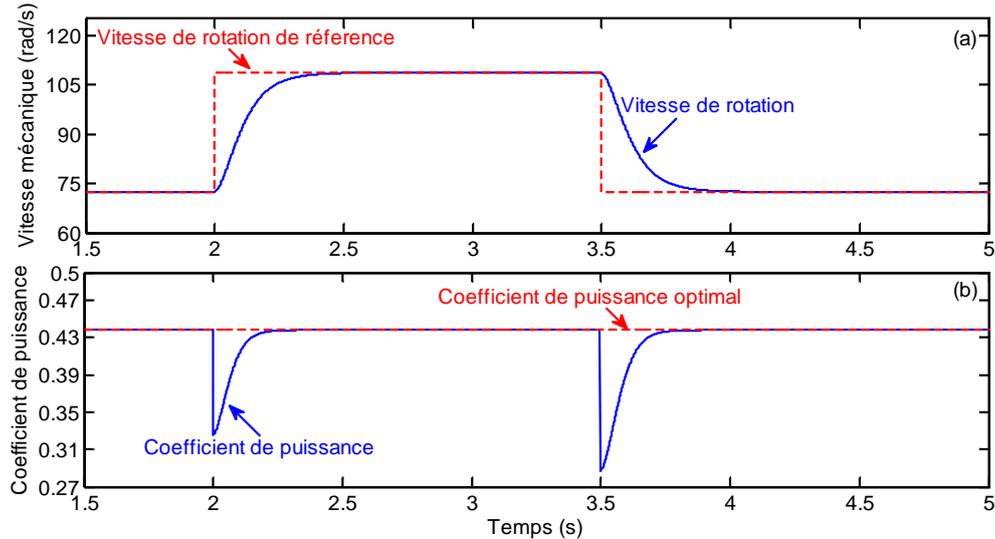


Figure 6.7 : Performances du sous-système éolien sous une variation en échelon de la vitesse du vent : (a) vitesse de rotation de la MSAP et (b) coefficient de puissance

Dans ce cas précis, la MSAP fonctionne en moteur et puise une partie de l'énergie, depuis les batteries de stockage, pour vaincre l'effet de l'inertie. A l'instant $t = 3.5$ s, lors de la variation négative de la vitesse, la machine restitue une partie de son énergie inertielle et le courant affiche un pic négatif. Les dépassements de courant engendrés par les variations soudaines de la vitesse du vent influent sur la tension du bus continu comme il peut être constaté sur la figure 6.8(b). En effet, en régime permanent, la tension U_{dc} oscille autour de sa référence qui est de 350 V. Par ailleurs, lors de l'accélération (décélération) du vent, l'amplitude de ces oscillations se renforcent (diminue). Ainsi, à l'augmentation de la vitesse du vent, une chute de la tension du bus continu, atteignant une valeur de 325 V, est à signaler.

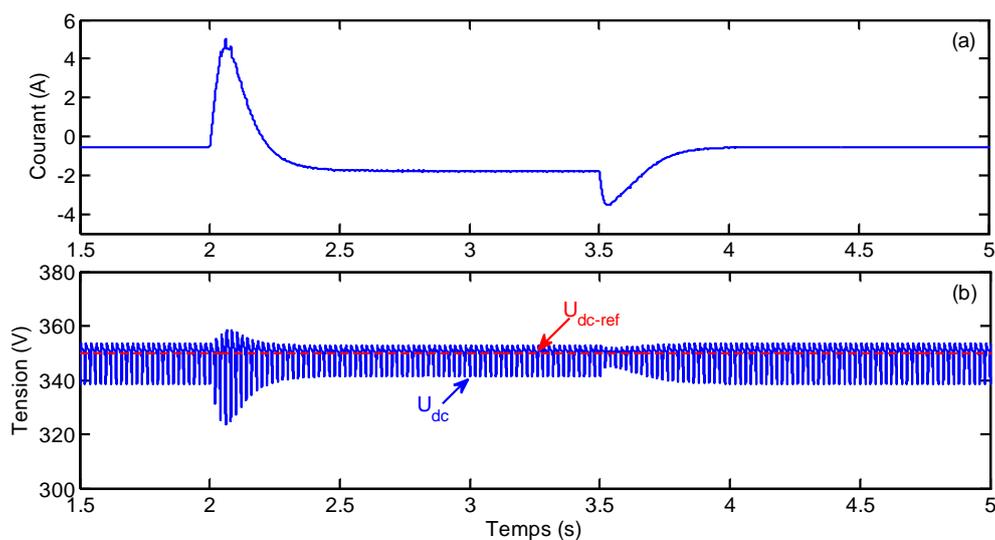


Figure 6.8 : Influence du changement de la vitesse du vent sur la tension du bus continu : (a) courant du redresseur à MLI côté continu et (b) tension du bus continu

6.3.3 Influence des variations de l'irradiance solaire sur les performances du système hybride

La puissance produite par un système PV est de nature intermittente et dépend beaucoup des conditions météorologiques. L'augmentation de l'irradiance solaire se traduit, respectivement, par une augmentation du courant PV et de la puissance produite. Il est donc intéressant de tester les performances du système global dans le cas d'une variation de l'irradiance solaire G au niveau du sous-système PV et voir l'effet de ses appels de puissance sur le système global. Comme nous pouvons le constater sur la figure 6.9, donnant le schéma synoptique du sous-système PV, lors des variations de l'irradiance, le flux de puissance remonte au bus continu par l'intermédiaire du courant I_{dc-pv} exprimé par :

$$I_{dc-pv} = (1 - \alpha)I \quad (6.5)$$

où α est le signal de commande du hacheur Boost.

Le courant I circulant dans les panneaux PVs est fonction de la tension du bus continu. Il peut être affecté par une détérioration de l'allure de U_{dc} . Ce courant est exprimé par :

$$I = \frac{1}{L} \int (V - (1 - \alpha)U_{dc}) dt \quad (6.6)$$

où L est l'inductance d'entrée du hacheur Boost.

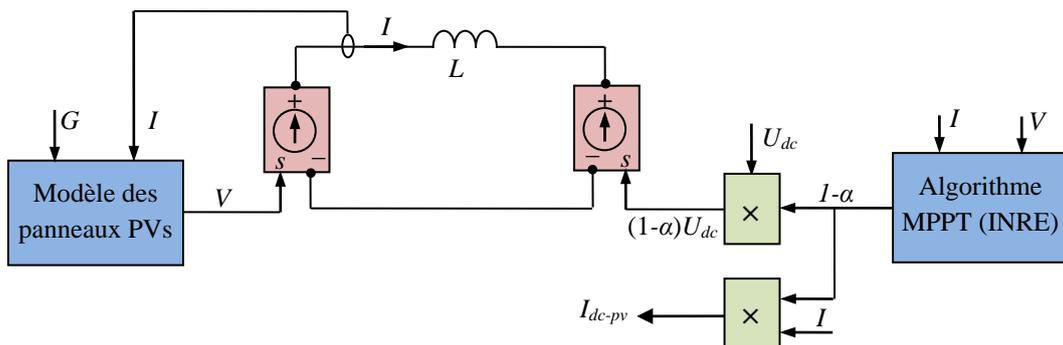


Figure 6.9 : Schéma synoptique de simulation du sous-système PV et reconstitution du courant I_{dc-pv}

Pour tester par simulation l'impact de la variation de l'irradiance G sur le fonctionnement global du SHSER, nous considérons une vitesse de vent constante de 10 m/s, impliquant une puissance produite nette de -368 W. La puissance moyenne consommée par la charge non linéaire reste à 1050 W. En revanche, à $t = 1$ s, G passe de 500 à 1000 W/m^2 puis revient à sa valeur initiale à $t = 1.5$ s.

Les figures 6.10(a) et (b) montrent, respectivement, la tension V et le courant I des panneaux PVs. Aux régimes établis, nous constatons que ces deux grandeurs sont dépourvues d'oscillations. Aux instants $t = 1$ s et $t = 1.5$ s, correspondant à l'application des échelons de l'irradiance, des pics de tension et du courant peuvent être observés.

La figure 6.11 montre l'évolution du courant à la sortie du hacheur Boost et de la tension du bus continu dans le cas de variations en échelon de G . La figure 6.11(a) montre l'allure du courant de sortie I_{dc-pv} du sous-système PV. Des oscillations de très faibles amplitudes peuvent être observées dans ce courant. Rappelons que ces oscillations sont induites par le sous-système de conversion continu-alternatif. La figure 6.11(b) illustre

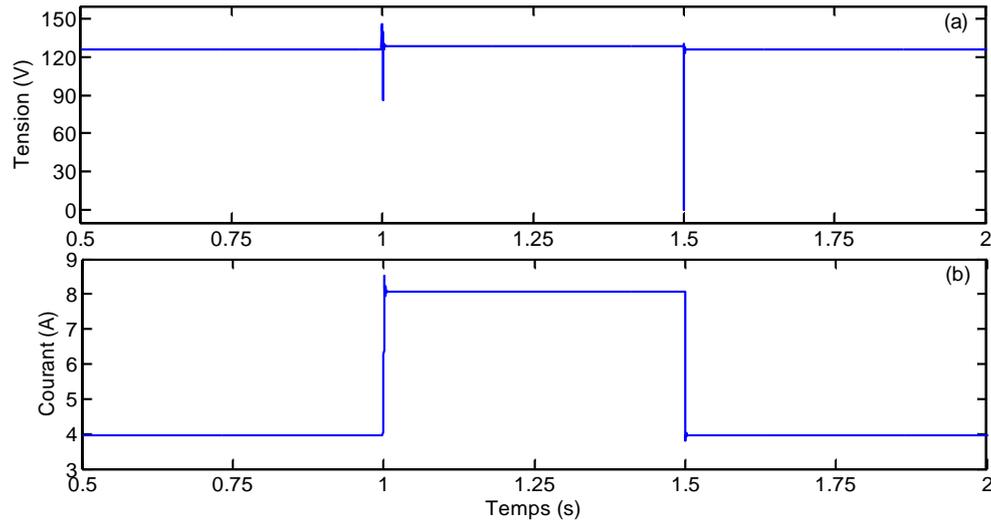


Figure 6.10 : Grandeurs de sortie du sous-système PV sous variations de l'irradiance : (a) tension aux bornes des panneaux PVs et (b) courant de sortie des panneaux PVs

l'allure de la tension U_{dc} ainsi que sa référence U_{dc-ref} . Nous constatons qu' hormis les oscillations induites par le sous-système de conversion continu-alternatif, la tension du bus continu est correctement régulée. En effet, sa valeur moyenne est d'environ 350 V. Par ailleurs, il est à noter que l'amplitude de ces oscillations diminue lors de l'augmentation de G .

En guise de conclusion, nous pouvons dire que le système hybride global reste stable et très peu impacté par les variations de l'irradiance solaire.

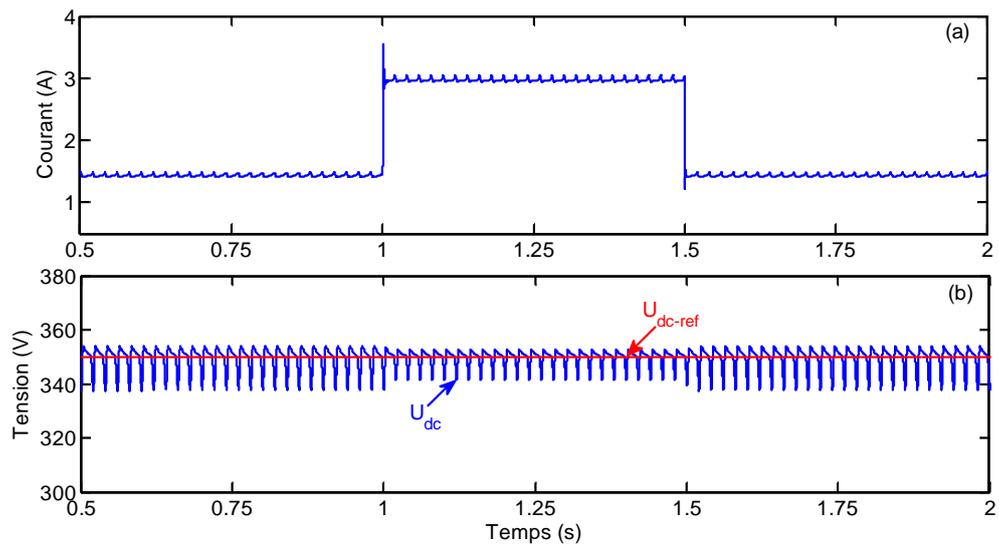


Figure 6.11 : Grandeurs de sortie du sous-système PV sous des variations en échelon de l'irradiance : (a) courant à la sortie du hacheur Boost et (b) tension du bus continu

6.4 Stratégie de gestion de l'énergie dans le système hybride

En plus des commandes visant à optimiser le fonctionnement de chacun des sous-systèmes que comporte le SHSER étudié, il est indispensable de mettre en œuvre une stratégie de gestion de l'énergie (*energy management strategies*) produite par le SHSER. Une telle stratégie doit garantir un rendement maximal du SHSER, une meilleure gestion des transferts d'énergie et le respect des plages de fonctionnement des différents éléments du SHSER, en particulier les batteries. En outre, cette stratégie devra définir la manière de répartir les flux de puissances entre les sources d'EnRs, le dispositif de stockage et les charges alimentées.

A partir de certains travaux rencontrés dans la littérature et traitant de la gestion d'énergie dans un SHSER [192]-[199], nous pouvons retenir principalement deux approches de gestion. En effet, comme illustré par la figure 6.12, ces stratégies peuvent être classées en deux catégories : les stratégies à base de règles (*rule-based strategy*) [194]-[196] et les stratégies à base d'optimisation [197]-[199]. Dans cette section, avant de présenter la stratégie de gestion développée, une brève synthèse bibliographique de ces deux approches sera faite.

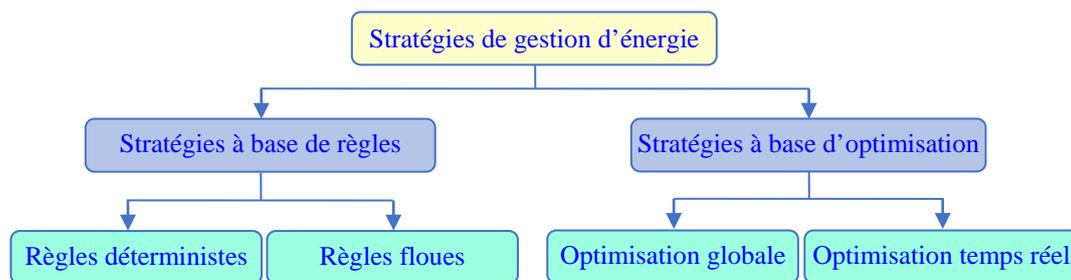


Figure 6.12 : Classification des stratégies de gestion d'énergie

1) Stratégies de gestion à base de règles

Cette première catégorie est basée sur un ensemble de règles définies au préalable. Ces règles sont basées sur l'estimation ou sur l'analyse du comportement des composants du système. L'avantage d'une telle gestion est qu'elle permet de distribuer la puissance d'une manière efficace et de contrôler les flux énergétiques en temps réel. Par ailleurs, sa mise en œuvre ne nécessite pas une connaissance préalable du profil de consommation ou des conditions climatiques. Sa principale limite est qu'elle impose au gestionnaire du SHSER d'être en mesure de lister toutes les situations possibles et de définir au préalable, des actions à mener dans chacune d'elles. Dans le cas de cette catégorie, les stratégies de gestion peuvent être établies par des règles déterministes ou par des règles floues [194]-[196].

- **Règles déterministes** : Ces règles sont définies au préalable en se basant sur l'expertise de l'ensemble des situations possibles et des objectifs à réaliser pour chaque situation.
- **Règles floues** : Ces règles sont également définies au préalable, toutefois, elles sont gérées à l'aide de la logique floue. En outre, il s'agit d'une amélioration des règles déterministes. L'avantage des stratégies de gestion fonctionnant sur la base des règles floues est qu'elles tolèrent des imprécisions dans les mesures et s'adaptent facilement

aux variations des valeurs initiales des règles [196]. En plus de la logique floue, d'autres techniques d'intelligence artificielle telle que les essais particuliers ou les RNAs ont également été utilisés par des scientifiques pour améliorer les règles déterministes [192].

2) *Stratégies de gestion à base d'optimisation*

Cette deuxième catégorie est basée sur des méthodes d'optimisation dont l'objectif est de trouver la meilleure manière de répartir, stocker et consommer l'énergie afin de satisfaire les besoins énergétique de l'utilisateur. Ainsi, les objectifs de la stratégie de gestion (puissance renouvelable extraite, puissance de charge à satisfaire, états de charge et décharge tolérés, etc.) sont présentés sous forme d'équations en fonction des contraintes (principalement les contraintes climatiques). Minimiser ces fonctions consiste à chercher les références optimales à appliquer au système hybride pour une meilleure répartition des flux de puissance dans le système. Les stratégies basées sur l'optimisation se partagent en deux catégories [197]-[199] :

- ***Optimisation hors ligne*** : Appelées aussi optimisation globale, ces approches sont basées sur des méthodes d'optimisation permettant de proposer une répartition anticipative et globale des puissances dans le SHSER. En outre, les stratégies de gestion hors ligne proposent une planification des heures voire un jour à l'avance de la répartition des puissances à partir des données de prévisions du profil de charge et des conditions météorologiques. Ces stratégies sont destinées à la gestion de systèmes hybride dits difficiles (systèmes exploitants plusieurs sources, système avec plusieurs contraintes, etc.).
- ***Optimisation temps réel*** : Afin de pallier aux inconvénients des stratégies de gestion hors ligne, certains chercheurs ont proposé des stratégies de gestion en temps réel. Ces techniques permettant d'obtenir une commande instantanée des flux énergétiques et ne nécessitent pas la connaissance du profil de charge par avance [199].

Dans le cadre de cette thèse, l'approche des règles déterministes est adoptée pour l'élaboration d'une stratégie de gestion d'énergie dans le système hybride étudié. Le choix d'une telle approche est principalement motivé par sa simplicité de mise en œuvre.

Comme décrit précédemment, la gestion à base de règles déterministes requière une connaissance préalable de toutes les situations possibles et des actions à mener dans chacune d'elles. Afin de pouvoir lister l'ensemble de ces situations, nous décrivons dans ce qui suit les modes de fonctionnement du SHSER étudié.

6.4.1 Modes de fonctionnement du SHSER étudié

Le système hybride étudié dans cette thèse peut opérer selon différents scénarios de fonctionnement. En effet, en fonction de la puissance renouvelable produite, de la demande énergétique de l'utilisateur et du SoC des batteries de stockage, différentes situations sont possibles. Toutefois, ces situations peuvent être réparties selon deux modes de fonctionnement, comme décrits ci-dessous.

a) Mode de fonctionnement normal

Il s'agit d'un mode de fonctionnement au cours duquel la demande énergétique du consommateur est pleinement satisfaite et l'état de charge des batteries se trouve entre les limites de seuils minimum et maximum prédéfinis pour chaque type d'accumulateur [200]. Selon que la batterie consomme ou fournis de l'énergie, deux cas sont envisageables :

- **Charge des batteries** : Si la puissance totale produite par les générateurs PV et éolien ($P_{tot} = P_{pv} + P_{eol}$) est supérieure à la puissance demandée ($P_{demande}$) par le consommateur et si le SoC des accumulateurs n'a pas atteint le maximum (SoC < 100%), la puissance excédentaire ($P_{tot} - P_{demande}$) est stockée dans les batteries.
- **Décharge des batteries** : Si la puissance totale produite par les générateurs PV et éolien est inférieure à la puissance demandée par le consommateur et si l'état de charge des accumulateurs est supérieur à l'état de charge minimal des accumulateurs (SoC > 30%), l'énergie précédemment stockée est restituée pour compenser le manque de production ($P_{demande} - P_{tot}$).

b) Mode de fonctionnement dégradé

Il s'agit d'un mode de fonctionnement au cours duquel l'état de charge des batteries dépasse un des seuils imposés (SoC \leq 30% ou SoC = 100%). Selon qu'il s'agit d'un excès ou d'un manque de production, deux cas de figures se présentent :

- **Manque de production** : Il se produit dans le cas d'une surconsommation ($P_{demande} > P_{tot}$) accompagnée d'un état de charge inférieure au seuil minimum de l'accumulateur (SoC \leq 30%). Dans ce genre de situation, le système hybride est dans l'incapacité de combler la demande électrique du consommateur. La meilleure solution dans ce cas de figure serait de délester la demande électrique du consommateur. On parle alors du mode délestage partiel et/ou sélectif de la consommation. Dans le cas où le délestage n'est pas possible, le fonctionnement du système hybride doit être arrêté.
- **Excès de production** : Il survient lorsqu'une surproduction du système hybride ($P_{tot} > P_{demande}$) est associée à un état de charge maximal des accumulateurs (SoC = 100%). Deux solutions peuvent alors se présenter à l'utilisateur ; dégrader le rendement des générateurs PV et/ou éolien ou bien utiliser cet excès pour alimenter des charges secondaires comme des résistances de chauffage, etc.

6.4.2 Stratégie de gestion d'énergie développée

Dans le cas du SHSER étudié, nous proposons une stratégie de gestion d'énergie à base de règles déterministes. Tous les scénarios de fonctionnement du SHSER sont ainsi tenus en compte lors de l'élaboration de cette stratégie de gestion. Toutefois, il est à noter que deux hypothèses ont été considérées pour l'élaboration de cette stratégie. La première stipule, qu'après avoir délestées deux charges (R_{d1} et R_{d2}), la puissance totale générée par les deux sources renouvelable sera toujours supérieure à la puissance (P_p), consommée par les charges principale (R_p). La deuxième hypothèse stipule que P_{tot} sera toujours inférieure à la somme des puissances consommées par les charges principale (R_p), les deux charges de délestage (R_{d1} et R_{d2}) et la charge auxiliaire (R_s).

La figure 6.13 montre l'organigramme de la stratégie de gestion d'énergie proposée dans ce chapitre. A chaque instant, l'unité de supervision compare le SoC des batteries aux valeurs limites de seuils minimum (30%) et maximum (100%). En fonction du résultat de cette comparaison, trois scénarios sont possibles :

- Si $30\% < \text{SoC} < 100\%$, le SHSER est en mode de fonctionnement normal. L'ensemble des charges (R_p , R_{d1} et R_{d2}) sont connectées. Lors de cette phase, les batteries de stockage emmagasinent le surplus de puissance lorsque P_{tot} est supérieure à P_{ch} ($P_{ch} = P_p + P_{Rd1} + P_{Rd2}$) et fournissent le déficit ($P_{ch} - P_{tot}$) lorsque la puissance produite par les sources d'EnRs est inférieure à celle consommée par les charges.

- Si $\text{SoC} \leq 30\%$, le SHSER est en mode de fonctionnement dégradé (manque de production). Durant cette phase, l'unité de supervision vérifie à chaque itération si P_{tot} est supérieur à P_{ch} . Trois scénarios de fonctionnement sont alors possibles, si la condition est vérifiée, l'ensemble des charges (R_p , R_{d1} et R_{d2}) sont connectées. Si cette condition n'est pas vérifiée, un délestage de la charge doit être fait. L'unité de supervision test alors si P_{tot} est supérieur à $(P_{ch} - P_{Rd1})$. Si la condition est vérifiée, la charge R_{d1} est délestée. Si non, deux délestages sont effectués ; R_p sera alors l'unique charge alimentée.
- Si $\text{SoC} = 100\%$, le SHSER est en mode de fonctionnement dégradé et un surplus de production est susceptible de se produire. Pour remédier à ça, l'unité de supervision connecte la charge auxiliaire R_s dans le but de consommer le surplus de puissance.

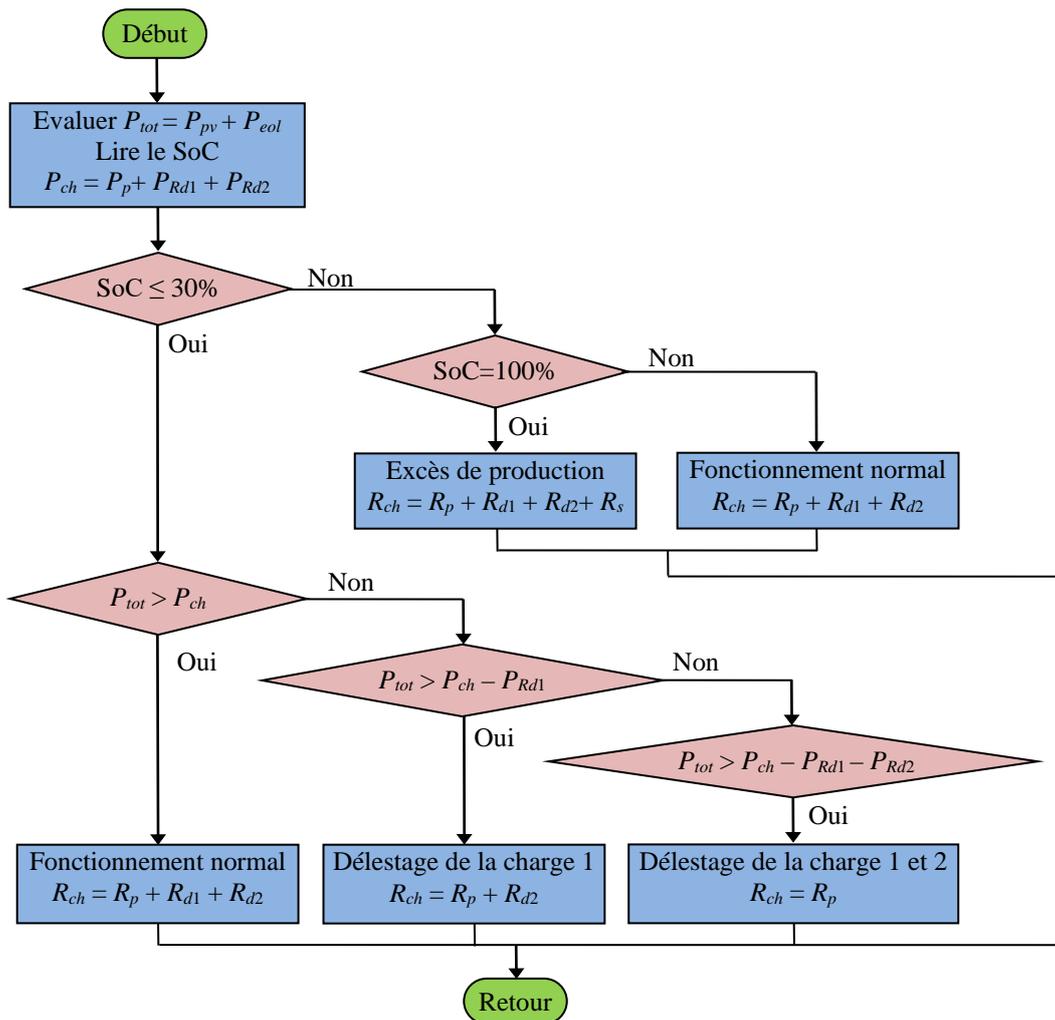


Figure 6.13 : Organigramme de la stratégie de gestion d'énergie proposée

6.4.3 Analyse du fonctionnement global du système hybride et des performances de la stratégie de gestion d'énergie proposée

Dans cette partie, nous nous intéressons au fonctionnement global du système hybride et à sa capacité de répondre aux différents scénarios de fonctionnement. Un ensemble de

tests sous différents scénarios sont ainsi menés. Le premier test concerne le fonctionnement normal et le second test est réalisé dans le cas d'un fonctionnement normal et dégradé.

6.4.3.1 Mode de fonctionnement normal

Ce test est réalisé dans le cas d'un fonctionnement normal du SHSER. En outre, au cours de ce test, la demande énergétique du consommateur est pleinement satisfaite et l'état de charge des batteries se trouve entre les limites de seuils minimum et maximum prédéfinies ($30\% < \text{SoC} < 100\%$). La figure 6.14 montre l'évolution des profils de test utilisés, à savoir, l'irradiance solaire (figure 6.14(a)), la vitesse du vent (figure 6.14(b)) et la puissance de charge demandée par le consommateur (figure 6.14(c)).

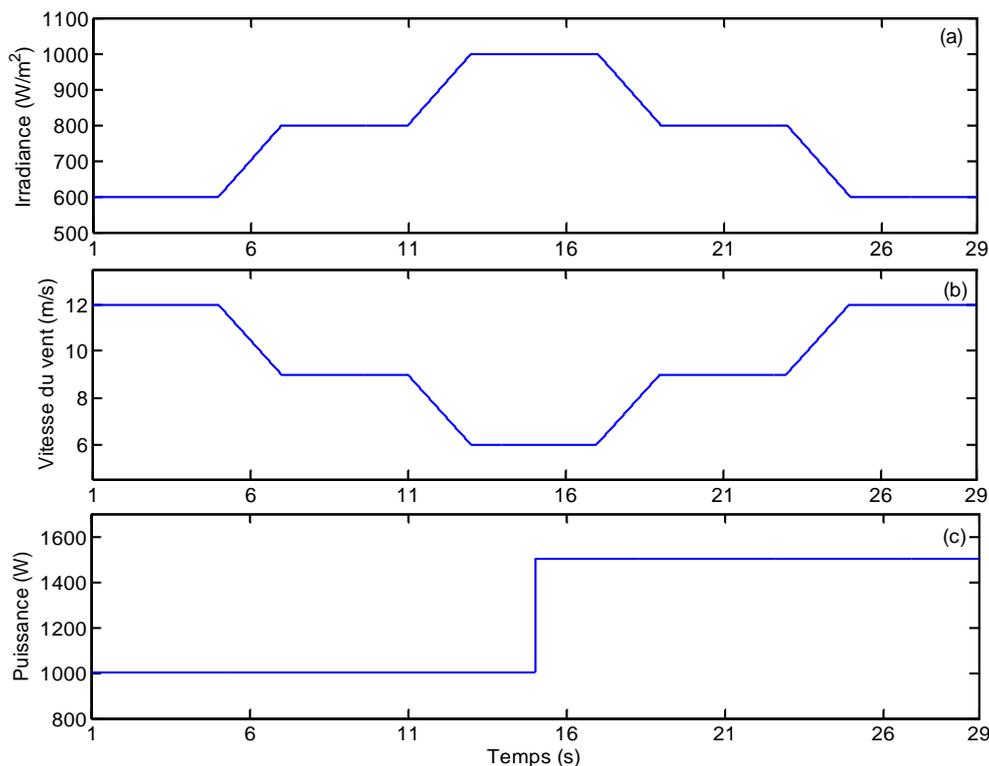


Figure 6.14 : Profils de test en mode de fonctionnement normal : (a) irradiance solaire, (b) vitesse du vent et (c) puissance demandée

La figure 6.15 montre l'évolution des puissances dans le système hybride lors d'un fonctionnement normal. La figure 6.15(a) donne l'allure de la puissance produite par le sous-système PV. Nous constatons que cette puissance suit parfaitement le profil d'irradiance. Aux régimes permanents, cette puissance est stable et ne présente aucun mouvement oscillatoire. Toutefois, aux régimes transitoires, de petites oscillations sont à signaler. L'allure de la puissance de sortie du sous-système éolien est donnée par la figure 6.15(b). Là encore, la puissance suit parfaitement le profil du vent, hormis aux régimes transitoires où une puissance inertielle est consommée (restituée) lors de l'accélération (décélération) du vent. La figure 6.15(c) montre la puissance de sortie du sous-système de stockage. Deux phases de fonctionnement peuvent être identifiées. La première phase correspond à l'intervalle de temps $1 \text{ s} < t < 15 \text{ s}$ où $P_{tot} > P_{demande}$. Dans cette intervalle, le sous-système de stockage emmagasine le surplus de puissance ($P_{tot} - P_{demande}$). La puissance à sa sortie est négative. La seconde phase de fonctionnement correspond à l'intervalle de temps 15 s

$< t < 29$ s où $P_{demande} > P_{tot}$. Durant cet intervalle, le sous-système de stockage fournis de la puissance (sa puissance est positive) pour combler le manque de production ($P_{demande} - P_{tot}$).

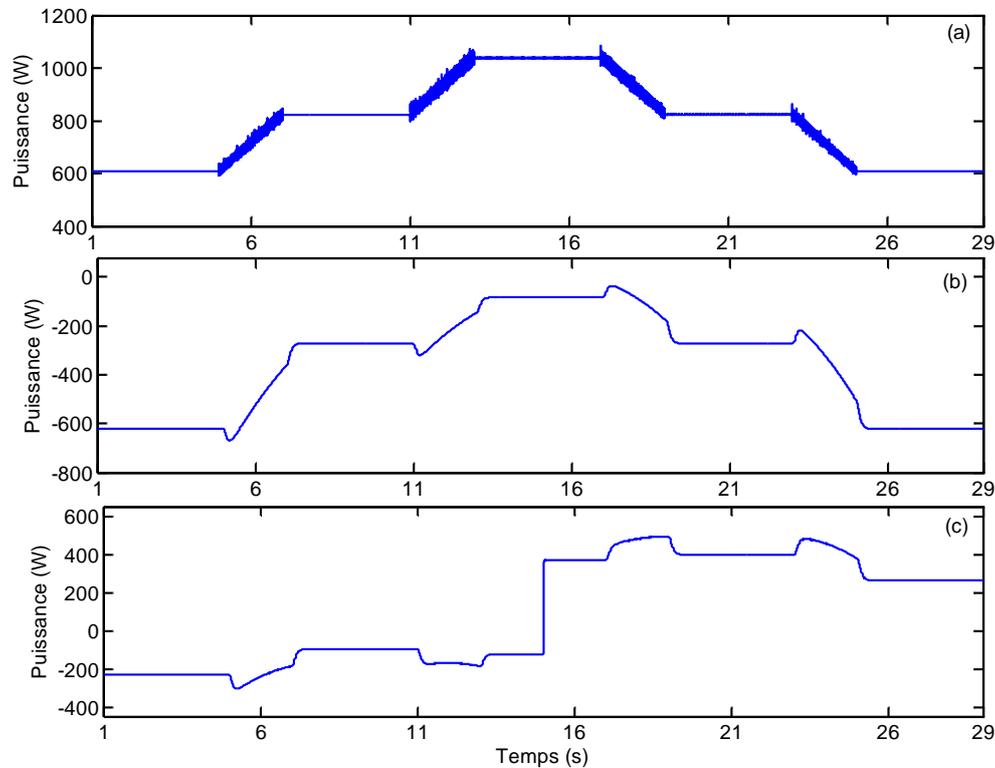


Figure 6.15 : Evolution des puissances en mode de fonctionnement normal : (a) puissance PV, (b) puissance éolienne et (c) puissance des batteries

La figure 6.16 illustre l'évolution de la tension du bus continu et les grandeurs de sortie des batteries (courant et état de charge) lors d'un fonctionnement normal du SHSER. La figure 6.16(a) montre l'allure de la tension U_{dc} du bus continu et de sa référence U_{dc-ref} . Nous constatons que l'amplitude des oscillations devient plus importante lorsque les batteries se décharge ($15 \text{ s} < t < 29 \text{ s}$). Néanmoins, il est à noter que la valeur moyenne de U_{dc} reste au environ de 350 V. La figure 6.16(b) montre le courant des batteries. Ce courant est négatif lors de la charge des batteries et positive lors de leurs décharges. Par ailleurs, aucun dépassement ni pic de courant est à signaler lors de la variation en échelons de la puissance consommée (à l'instant $t = 15$ s). L'état de charge des batteries est représenté par la figure 6.16(c). Là encore, les deux phases de fonctionnement du SHSER (charge et décharges des batteries) sont facilement reconnaissables.

6.4.3.2 Mode de fonctionnement dégradé

Dans ce dernier scénario, le SHSER est testé dans le cas d'un fonctionnement dégradé et normal. Pour ce faire, un profil de test, représentant l'évolution de l'état de charge des batteries en fonction du temps, est utilisé. L'allure de ce profil est donnée par la figure 6.17(a). Compte tenu de la constante de temps très grande des batteries, le profil utilisé durant ce test a été reproduit et appliqué au système de supervision. La figure 6.17(b) montre l'évolution de la puissance totale P_{tot} produite par les deux sources à EnRs, la puissance consommée par la charge P_{ch} et la puissance de référence demandée

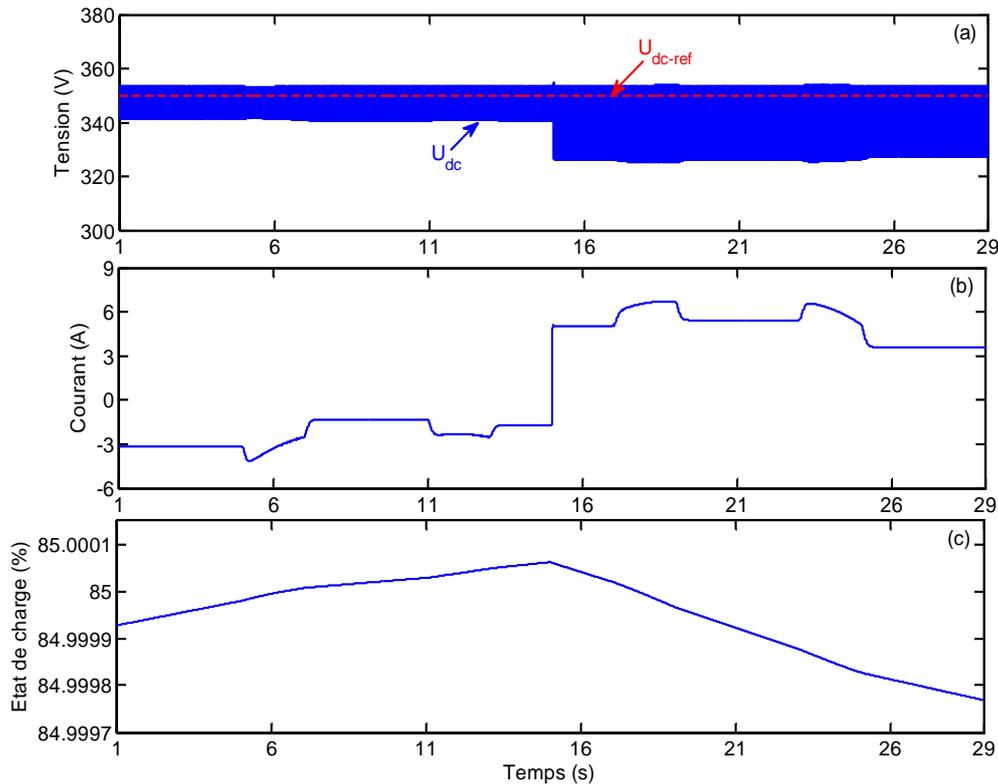


Figure 6.16 : Evolution de la tension du bus continu et des grandeurs de sortie du sous-système de stockage en mode de fonctionnement normal : (a) tension du bus continu, (b) courant des batteries et (c) état de charge des batteries

par l'utilisateur $P_{demande}$. A partir de ces résultats, nous constatons que selon le mode de fonctionnement du SHSER, P_{ch} n'est pas toujours égale à $P_{demande}$.

Dans l'intervalle de temps $1\text{ s} < t < 10\text{ s}$, correspondant à un SoC de 29.9%, le SHSER est en mode de fonctionnement dégradé (manque de production). Nous constatons que lorsque P_{tot} est inférieure à $P_{demande}$, la charge est délestée. En outre, lors d'un tel fonctionnement (manque de production avec un SoC $< 30\%$), P_{ch} est toujours maintenu inférieure à P_{tot} . Un premier délestage de la charge est ainsi effectué à l'instant $t = 3\text{ s}$ et un deuxième délestage à $t = 4.1\text{ s}$. Ces délestages sont maintenus jusqu'à ce que P_{tot} soit suffisamment grande pour pouvoir reconnecter les charges délestées. D'où la reconnexion des deux charges à $t = 7.2\text{ s}$ et à $t = 8.1\text{ s}$, respectivement.

Dans l'intervalle de temps $10\text{ s} < t < 20\text{ s}$, correspondant à un SoC compris entre 30% et 100%, le SHSER est en mode de fonctionnement normal. Ici, la demande énergétique du consommateur est toujours satisfaite et aucun délestage de la charge n'est entrepris. D'une part, lorsque $P_{tot} > P_{demande}$ ($10\text{ s} < t < 13\text{ s}$ et $18\text{ s} < t < 20\text{ s}$), une partie de l'énergie produit est consommée par la charge et une autre partie ($P_{tot} - P_{demande}$) est stockée dans les batteries. D'autre part, lorsque $P_{tot} < P_{demande}$ ($13\text{ s} < t < 18\text{ s}$), les batteries fournissent la différence de puissance ($P_{demande} - P_{tot}$) pour satisfaire la demande énergétique du consommateur.

Enfin, durant l'intervalle $20\text{ s} < t < 30\text{ s}$, correspondant à un état de charge de 100% des batteries, le SHSER est en mode de fonctionnement dégradé (excès de production). Lors de ce fonctionnement, la charge auxiliaire R_s , consommant une puissance d'environ 500 W est connectée pour dissiper le surplus de production ($P_{tot} - P_{demande}$).

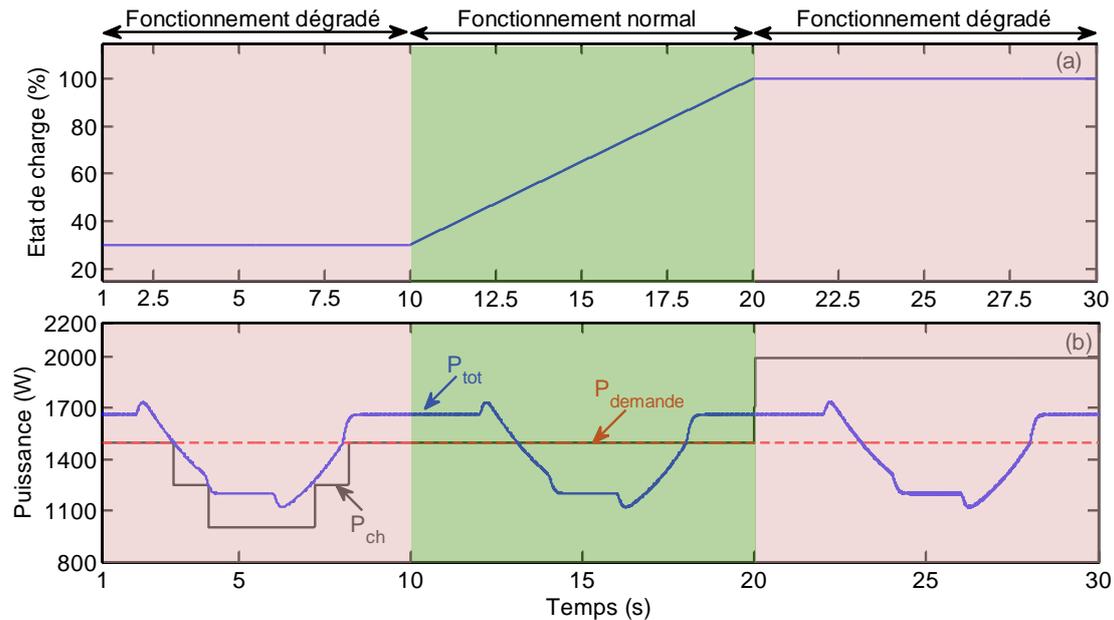


Figure 6.17 : Performances de la stratégie de gestion d'énergie proposée en mode de fonctionnement dégradé : (a) l'état de charge des batteries et (b) puissances dans le SHSER

6.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la mise en œuvre et à la simulation du système hybride complet PV/éolien/batteries. Les différents sous-systèmes étudiés tout au long de cette thèse ont été regroupés dans un même système pour réaliser un SHSER en mode de fonctionnement isolé du réseau. Dans la première partie de ce chapitre, une étude détaillée de l'interaction entre les différents sous-systèmes a été réalisée. Des tests de simulation ont été effectués où des variations en échelons des grandeurs des entrées du système hybride (éclairage solaire, vitesse du vent et charge) ont été appliquées. Les résultats obtenus ont montré que le système hybride global reste stable et très peu impacté par la variation des différents paramètres. Dans la deuxième partie de ce chapitre, une stratégie de gestion d'énergie a été proposée. Cette stratégie a été réalisée sur la base d'un ensemble de règles déterministes. Tous les scénarios de fonctionnement du système hybride ont ainsi été pris en compte. Afin de montrer l'efficacité de la stratégie de gestion proposée, plusieurs tests de simulation ont été effectués. Les modes de fonctionnement normal et dégradé du système hybride ont été analysés sous différents angles. Là encore, les résultats obtenus ont montré la capacité du système hybride à répondre efficacement aux différents scénarios de fonctionnement.

En guise de conclusion, nous pouvons dire que le système hybride considéré dans ce chapitre répond de manière très satisfaisante aux exigences de fonctionnement d'un SHSER en site isolé.

Conclusion générale

Contribution et bilan de la thèse

Le travail de recherche présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre de l'optimisation des systèmes hybrides de production d'EnRs. L'objectif principal de ce travail a été d'améliorer la commande d'un système hybride PV/éolien/batteries destiné à fonctionner en site isolé.

Le **Chapitre 1** avait pour objectif de présenter un bref état de l'art sur les SHSERs et les techniques neuronales appliquées à la commande. Au début, nous nous sommes intéressés aux EnRs et à leurs intégrations dans un système hybride. Une présentation des principales sources d'EnRs exploitées pour la production de l'énergie électrique a été faite. Quelques généralités sur les SHSERs ainsi que leurs classifications ont été données. Par la suite, nous avons présenté la structure du SHSER étudié dans le cadre de cette thèse. Les exigences de fonctionnement de chacun des sous-systèmes le constituant ont été également formulées. En vue de réaliser un contrôle optimal du SHSER, nous avons opté pour le RNA de type ADALINE. Dans ce sens, nous avons présenté quelques notions de bases nécessaires à la compréhension des RNAs. A la fin, une étude détaillée de l'ADALINE et de ses deux principales méthodes d'apprentissage a été présentée.

Au **Chapitre 2**, deux algorithmes MPPTs (l'algorithme INCO et l'algorithme INRE) pour la commande optimale d'un système PV ont été proposés. Ces deux algorithmes exploitent la courbe caractéristique I-V d'un GPV et utilisent le réseau ADALINE. Initialement, l'algorithme INCO, basé sur la connaissance de l'incrément de la conductance du GPV, a été présenté. Pour valider cet algorithme, des tests de comparaisons avec l'algorithme P&O, suivant la norme prEN 50530, ont été réalisés. Les résultats obtenus ont démontré la supériorité de l'algorithme INCO par rapport à l'algorithme P&O. En effet, l'algorithme proposé a permis d'avoir une puissance extraite supérieure et une réponse dynamique plus rapide, et ce même sous des niveaux d'irradiance très faibles. Par la suite, l'algorithme INRE, basé sur la connaissance de la résistance instantanée du GPV, a été développé. Cet algorithme a été proposé spécialement pour le cas où le système PV est connecté à un bus continu. Pour valider l'algorithme INRE, des tests de simulation et une validation expérimentale ont été menés. Les résultats obtenus ont montré que cet algorithme permet de résoudre en partie les problèmes liés aux pertes de puissance et aux oscillations. De plus, en régime permanent, il permet d'aboutir à un fonctionnement sans oscillations et à un rendement énergétique de 100%. En régime transitoire, des oscillations de très faibles amplitudes ont été obtenues. Par ailleurs, il est à noter que contrairement à beaucoup d'autres algorithmes MPPTs, l'algorithme INRE garde les mêmes performances lorsque l'irradiance solaire est très faible et/ou varie rapidement. Les algorithmes dévelop-

pés dans ce chapitre se distinguent par un certain nombre d'avantages. Ils présentent des structures simples et leurs réglages ne nécessitent que l'ajustement d'un seul paramètre (taux d'apprentissage). En plus, comme l'ADALINE n'a qu'une seule couche, sa convergence est très rapide ce qui lui permet d'atteindre très rapidement le PPM. La grande capacité de filtrage de l'ADALINE fait que ces algorithmes sont plus stables.

Le **Chapitre 3** a été consacré à la modélisation et à la commande d'un système de conversion de l'énergie éolienne de petite puissance. En vue de son intégration dans un SHSER avec un bus continu, ce système a été relié au bus continu à travers un redresseur triphasé à MLI. Au début, nous avons modélisé les différents éléments constituant cette chaîne de conversion. Par la suite, les détails de la stratégie de contrôle, mise en œuvre dans le but d'extraire le maximum de puissance, ont été présentés. Cette stratégie est constituée d'une commande MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation et d'une commande vectorielle à flux orienté de la MSAP. A la fin, les résultats de simulation de la chaîne éolienne, testée sous différentes conditions de fonctionnement, ont été illustrés et discutés. Ces résultats ont montré l'efficacité du système éolien et son aptitude à extraire le maximum de puissance pour chaque valeur de la vitesse du vent. De plus, il a été constaté que la commande mise en œuvre a permis d'avoir des grandeurs de sortie qui suivent d'une manière quasi instantanée leurs valeurs de références.

Dans le **Chapitre 4**, nous nous sommes intéressés à la commande d'un système de stockage de l'EnR en vue de son intégration dans un SHSER. Au début, l'architecture du système de stockage considéré a été présentée. Ce dernier a été conçu autour d'un pack de batteries au plomb-acide et d'un hacheur Buck-Boost. Par la suite, une stratégie de commande basée sur la technique de régulation en cascade a été développée. Pour ce faire, nous avons dimensionné une boucle de régulation interne pour le contrôle du courant des batteries et une boucle de régulation externe pour réguler la tension du bus continu. Une telle approche a permis de contrôler le transfert bidirectionnel de l'énergie dans le système, tout en garantissant une bonne régulation de la tension du bus continu. Enfin, dans le but de montrer la faisabilité d'intégrer ce système dans un SHSER, un ensemble de tests de simulation a été réalisé. Les performances du système de stockage dans le cas de la poursuite de la tension de référence du bus continu et dans le cas de variations, positive et négative, du courant à sa sortie ont été ainsi testées. Les résultats obtenus ont montré la capacité de ce système à répondre aux besoins énergétiques de la charge en contrôlant l'intensité du courant délivré et absorbé par les batteries. Par ailleurs, grâce au bon dimensionnement de la boucle de régulation externe, la tension du bus continu a été maintenue constante tout au long du fonctionnement du système, et ce malgré les variations de la puissance positive ou négative à sa sortie.

Le **Chapitre 5** a été dédié à la conversion continu-alternatif dans un SHSER, où deux nouvelles stratégies de commande ont été développées. Dans un premier temps, une commande dq d'un onduleur monophasé à MLI isolé du réseau a été mise en œuvre où un nouveau OSG basé sur un ADALINE a été proposé. En plus de la génération des composantes orthogonales, l'OSG développé est capable de générer les composantes d'axes d et q et d'identifier le résidu harmonique présent dans le signal réel. Contrairement à la plupart des OSGs, cet OSG n'introduit aucun retard ou dynamique supplémentaire dans le système. De plus, son utilisation a permis d'aboutir à une commande dq indépendante de la fréquence de fonctionnement et des paramètres du système. Afin de vérifier l'efficacité et la robustesse de cette commande, un banc d'essai expérimental a été réalisé et un ensemble de tests expérimentaux ont été effectués. Des tests de comparaison avec d'autres OSGs

ont été également menés. Avec la commande proposée, des formes d'ondes sinusoïdales avec des THDs insignifiants et des temps de réponse faibles ont été obtenues. Dans un second temps, une nouvelle commande PDPC-FV d'un onduleur triphasé à MLI connecté au réseau a été proposée. Un nouvel estimateur de FV a été développé dans le but d'estimer les composantes fondamentales du FV. Cet estimateur a été construit au tour d'un intégrateur pur émulé en série avec deux FNAs. Cette approche a permis d'éliminer l'effet de la distorsion et du déséquilibre qui pouvait apparaître sur les tensions du réseau. Par ailleurs, la théorie des puissances active et réactive étendue a été introduite pour améliorer la commande PDPC-FV dans le cas du réseau déséquilibré. Dans le but de valider cette commande, plusieurs simulations et tests expérimentaux ont été effectués. Les résultats obtenus ont montré que la commande PDPC-FV proposée a permis d'obtenir un fonctionnement approprié de l'onduleur même dans le cas d'un réseau déséquilibré et/ou distordu. De plus, des tests de comparaison avec la commande PDPC conventionnelle et avec un estimateur FV-SOGI ont été effectués. Là encore, les résultats obtenus ont montré que les performances de la commande PDPC-FV et de l'estimateur proposés ont été largement supérieures.

Enfin, le **Chapitre 6** a été consacré à la mise en œuvre et à la simulation du système hybride PV/éolien/batteries. Les différents sous-systèmes étudiés précédemment ont été intégrés dans un même système en vue de construire un SHSER capable d'alimenter un habitat individuel en site isolé. Durant la première phase de ce chapitre, l'interaction entre les différents sous-systèmes a été étudiée. Dans ce sens, un ensemble de tests de simulation a été réalisé où des variations aux niveaux des différentes grandeurs d'entrée du système hybride (éclairage solaire, vitesse du vent et charge) ont été appliquées. Durant la seconde phase de ce chapitre, une stratégie de gestion de l'énergie produite et consommée dans le système hybride a été implémentée. Cette stratégie a été réalisée sur la base d'un ensemble de règles déterministes. En outre, tous les scénarios de fonctionnement du SHSER ont été tenus en compte lors de l'élaboration de cette stratégie. A la fin, un ensemble de simulations a été réalisé où plusieurs scénarios et modes de fonctionnement du système hybride ont été testés et analysés. Les résultats obtenus ont montré l'aptitude du système hybride à répondre aux besoins énergétiques de l'utilisateur. De plus, malgré l'interaction qu'il pouvait y avoir entre eux, les différents sous-systèmes ont gardés leurs bonnes performances.

Perspectives

Au terme des résultats et des observations présentés dans cette thèse, des perspectives intéressantes susceptibles de contribuer à l'amélioration du système hybride étudié sont envisageables. Ces perspectives peuvent être résumées par les points suivants :

- 1- Le développement de nouvelles commandes basées sur l'intelligence artificielle et particulièrement sur l'ADALINE paraît comme une perspective intéressante pour la résolution de certains problèmes rencontrés dans les systèmes hybrides à énergie renouvelables. Son caractère adaptatif et sa convergence rapide combinée avec sa capacité de filtrage est un atout qui nous encourage à se pencher sérieusement pour son application dans les algorithmes de recherche du PPM. Les résultats découlant de son utilisation dans les systèmes PV sont très attrayant et peuvent amener à l'expérimenter dans le cas du système éolien. Le réseau ADALINE pourrait être

appliqué dans le but d'élaborer une commande MPPT ne nécessitant pas la mesure de la vitesse du vent.

- 2- Durant l'élaboration des différents algorithmes de commande et l'exécution des simulations numériques, les convertisseurs statiques utilisés dans les différents sous-systèmes ont été remplacés par leurs modèles moyens en supposant des courants et des tensions parfaitement lissés. Le but recherché était d'aboutir à des simulations moins gourmandes en temps d'exécution et de mettre en évidence uniquement les phénomènes résultants des différentes stratégies de commande développées sans interférer avec les effets de la MLI. Il est recommandé comme perspective de reprendre les simulations avec le modèle réel de chaque convertisseur pour se rapprocher plus du comportement réel du système. Pour les boucles de régulations, il s'est avéré que la modélisation mène à des modèles non linéaires où les techniques de commandes classiques sont insuffisantes à assurer une stabilité et une précision sans l'adjonction de certaines conditions. Ainsi, des commandes plus élaborées des convertisseurs sont nécessaires à établir pour améliorer la dynamique du système et minimiser les pertes énergétiques dans un large domaine de fonctionnement.
- 3- D'autres champs d'investigation peuvent être ouverts pour compléter l'étude du système hybride. Comme exemple, pour le système de stockage, il serait attrayant de proposer des techniques d'estimation de l'état de charge des batteries pour une meilleure précision et par conséquent une gestion énergétique plus efficace.
- 4- Une autre perspective serait l'introduction d'autres dispositifs de stockage d'énergie. Il serait intéressant d'ajouter des super-capacités pour absorber les pics de puissance au niveau des générateurs et de la charge pour minimiser les pertes et sous dimensionner les convertisseurs.
- 5- Une source d'énergie conventionnelle, comme le générateur diesel, pourra par exemple être utilisée pour assurer la continuité de l'alimentation dans le cas où les deux sources d'EnRs exploitées ainsi que les batteries de stockage ne seront plus en mesure de satisfaire la demande énergétique de l'utilisateur.
- 6- Finalement, la validation expérimentale de l'ensemble du système hybride est la perspective la plus envisagée où les différentes stratégies de commandes développées seront implémentées sur des cartes à microcontrôleur, telles que les cartes Arduino ou Raspberry Pi. Une telle approche permettra de remplacer la carte dSPACE par une carte électronique beaucoup moins coûteuse et bien plus adéquate pour la mise en œuvre pratique du système hybride étudié.

Annexe

Dispositifs expérimentaux réalisés

Dans ce qui suit, nous présentons les principaux dispositifs réalisés et utilisés dans les différentes expérimentations mises en œuvre dans cette thèse.

A.1 Hacheur Boost réalisé

La figure A.1 montre une photo du hacheur Boost réalisé pour le test des algorithmes MPPTs mis en œuvre dans le **Chapitre 2**. Ce convertisseur est constitué d'un IGBT (référence : SKM 75GAL063D), d'une carte Driver (référence : SKHI 10/12 R), d'une inductance à son entrée et d'un condensateur à sa sortie. De plus, une carte d'alimentation conçue autour d'une alimentation à découpage de 15 V 320 mA (référence : myrra 47000 series) est réalisée pour alimenter la carte Driver.

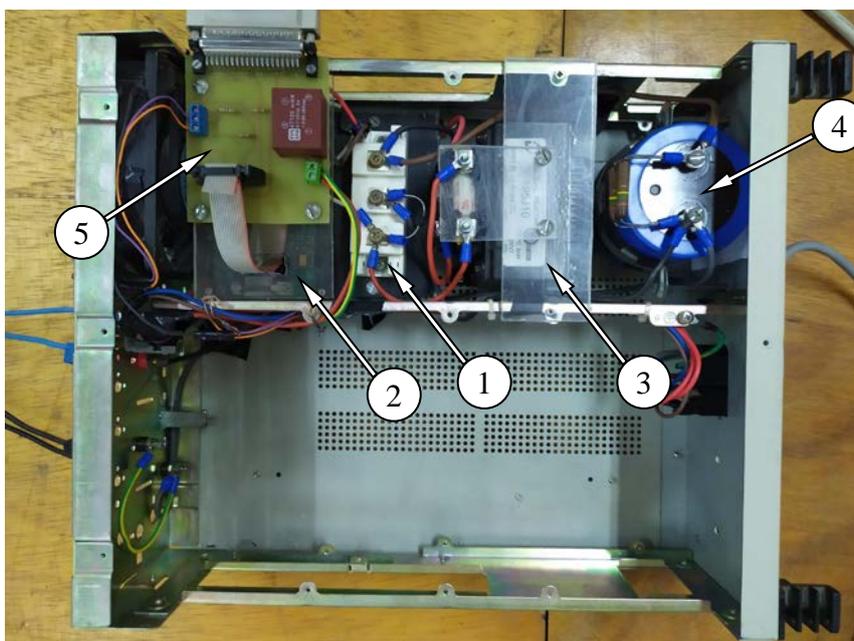


Figure A.1 : Photo du hacheur Boost réalisé : 1) IGBT, 2) carte Driver, 3) inductance, 4) condensateur et 5) carte d'alimentation

A.2 Capteurs de tensions réalisés

La figure A.2 montre une photo d'un boîtier contenant trois capteurs de tension réalisés. Chacun d'eux est constitué d'un capteur de tension à Effet Hall de type LV25P, d'une résistance placée au primaire du capteur, d'une résistance de mesure et d'une alimentation symétrique de ± 15 V. La valeur de la résistance placée au primaire est choisie en fonction de la tension de mesure maximale souhaitée. La valeur de la résistance de mesure est choisie en fonction de la tension analogique maximale souhaitée à la sortie du capteur. L'alimentation symétrique de ± 15 V, requise pour le fonctionnement de chacun de ces capteurs, est réalisée à partir de deux alimentations à découpage de 15 V 320 mA (référence : myrra 47000 series).

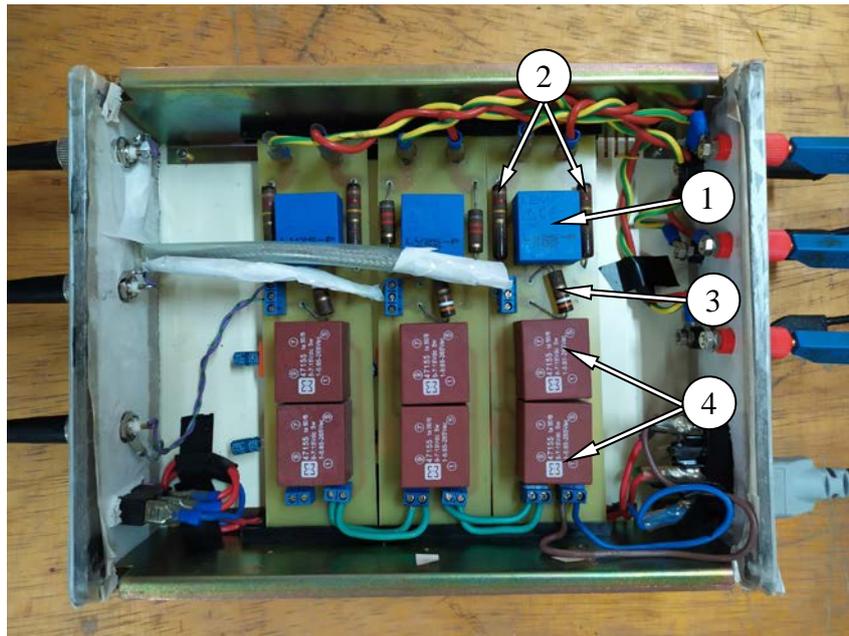


Figure A.2 : Photo des capteurs de tension réalisés : 1) capteur LV25P, 2) résistance primaire, 3) résistance de mesure et 4) alimentation symétrique

A.3 Capteurs de courant réalisés

La figure A.3 montre une photo d'un boîtier contenant trois capteurs de courant réalisés. Chacun d'eux est constitué d'un capteur de courant à Effet Hall de type LA55P, d'une résistance de mesure et d'une alimentation symétrique de ± 15 V. La valeur de la résistance de mesure est choisie en fonction du courant de mesure maximal souhaité de chaque capteur. L'alimentation symétrique de ± 15 V, requise pour le fonctionnement de chacun de ces capteurs, est réalisée à partir de deux alimentations à découpage de 15 V 320 mA (référence : myrra 47000 series).

A.4 Onduleur monophasé réalisé

Dans le but de valider la commande d'un onduleur monophasé proposée dans le **Chapitre 5**, un onduleur monophasé est réalisé. La figure A.4 montre une photo de cet onduleur. Il est principalement constitué de deux modules IGBTs (référence : SKM 100GB123D), de deux cartes Drivers (référence : SKHI 23/12 (R)) et d'un filtre LC de

sortie comprenant une inductance et un condensateur en série avec une résistance d'amortissement. De plus, une carte d'alimentation est réalisée pour alimenter les deux cartes Drivers. Elle est conçue autour d'une alimentation à découpage de 15 V 320 mA (référence : myrra 47000 series).

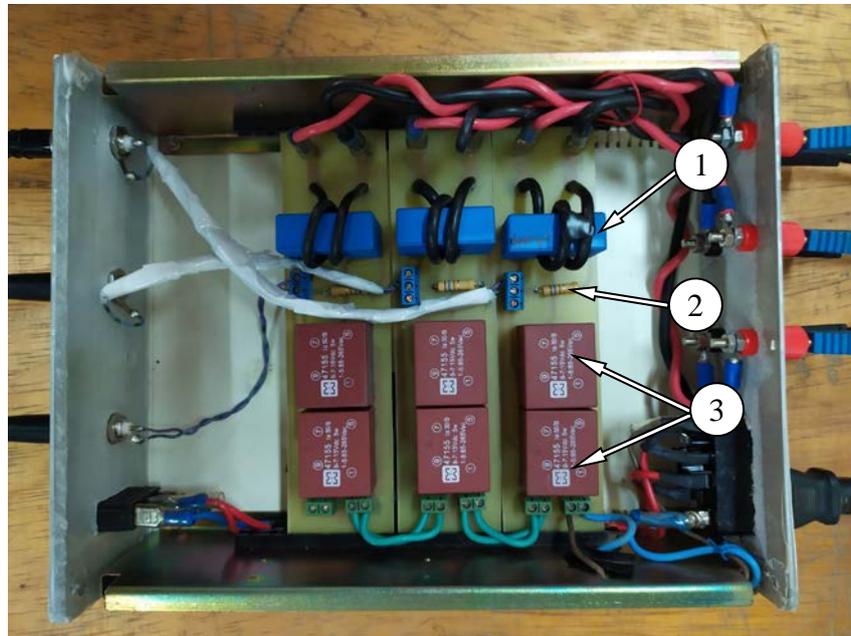


Figure A.3 : Photo des capteurs de courant réalisés : 1) capteur LA55P, 2) résistance de mesure et 3) alimentation symétrique

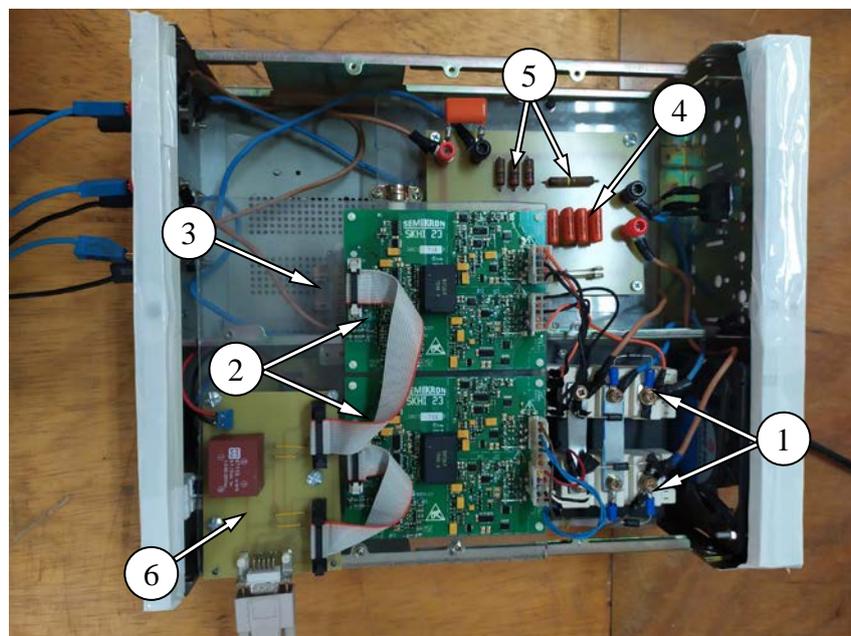


Figure A.4 : Photo de l'onduleur monophasé réalisé : 1) modules IGBTs, 2) cartes Drivers, 3) inductance du filtre de sortie, 4) condensateur du filtre de sortie, 5) résistance d'amortissement et 6) carte d'alimentation

A.5 Onduleur triphasé utilisé

Un onduleur triphasé est utilisé pour la validation de la commande PDPC-FV développée dans le **Chapitre 5**. La figure A.5 montre une photo de cet onduleur. Il est principalement constitué de trois modules IGBTs (référence : SKM 100GB123D), de trois cartes Drivers (référence : ARCEL 2106/B) et d'un condensateur.

A.6 Contrôleur de puissance utilisé

Dans le but de tester les algorithmes MPPTs traités au **Chapitre 2**, un contrôleur de puissance monophasé de type G3PW-A245EU-C est utilisé. Ce dernier est exploité pour réguler le niveau d'éclairage des lampes halogène, permettant ainsi de reproduire les profils d'irradiance souhaités. La figure A.6 montre la disposition de cet appareil. En entrée, le contrôleur est directement relié à une source de tension alternative (220 V 50Hz). En sortie, il génère une tension alternative de valeur efficace variable, comprise entre 0 et 220 V. La commande de ce contrôleur de puissance se fait par une tension continue dont la valeur est comprise entre 1 et 5 V. Comme suggéré par la fiche technique de cet appareil, deux fusibles sont utilisés. Le premier est un fusible rapide placé entre la charge et la sortie du contrôleur. Le second est un fusible temporisé placé à l'entrée du contrôleur.

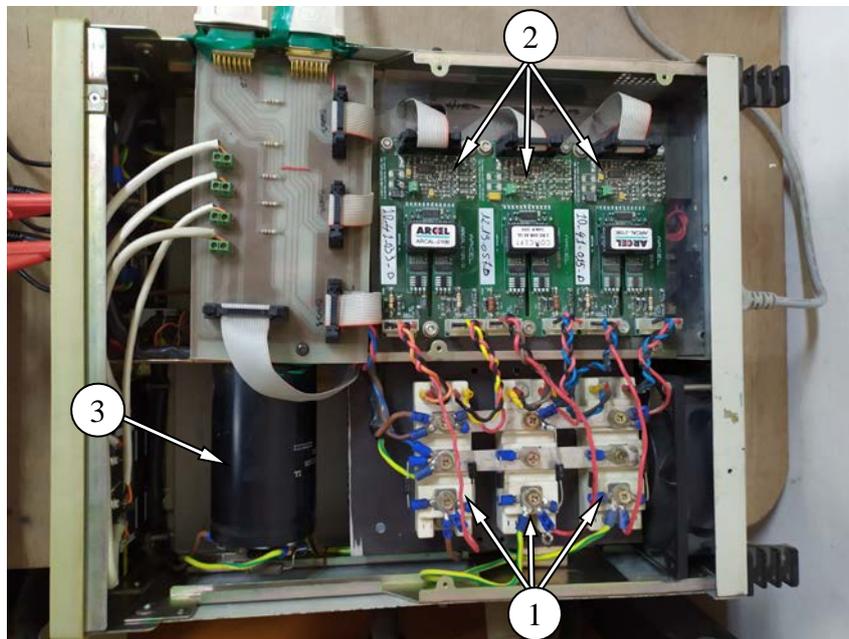


Figure A.5 : Photo de l'onduleur triphasé utilisé : 1) modules IGBTs, 2) cartes Drivers et 3) condensateur

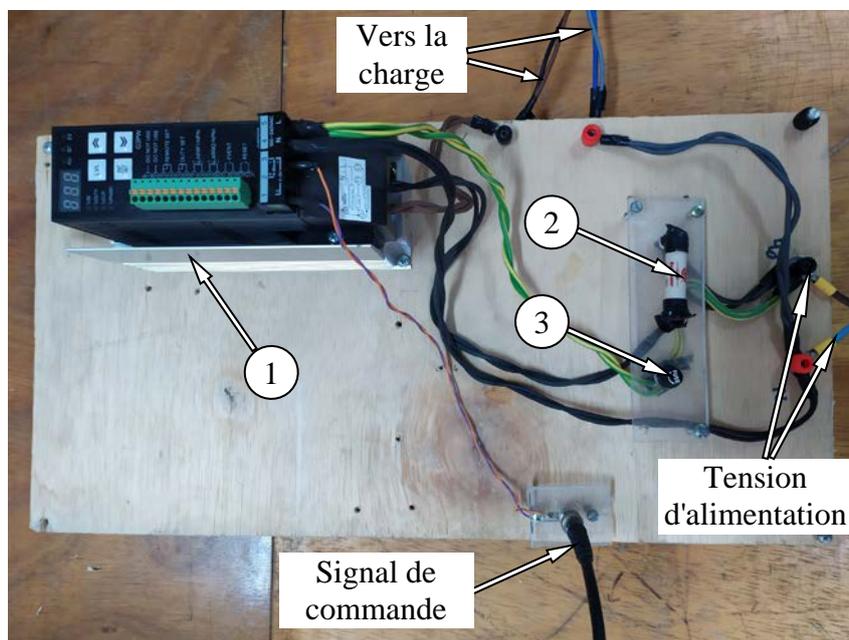


Figure A.6 : Photo du contrôleur de puissance utilisé : 1) contrôleur de puissance, 2) fusible rapide et 3) fusible temporisé

Bibliographie

- [1] D. Infield, L. Freris, *Renewable energy in power systems*. John Wiley & Sons, 2020.
 - [2] J. Twidell, T. Weir, *Renewable energy resources*. Routledge, 2015.
 - [3] J.N. Figueiredo, M.F. Guillén, *Green Power : Perspectives on Sustainable Electricity Generation*. Taylor & Francis, 2014.
 - [4] A. Berizzi, M. Delfanti, D. Falabretti, S. Mandelli, M. Merlo, *Electrification Processes in Developing Countries : Grid Expansion, Microgrids, and Regulatory Framework*, Proceedings of the IEEE, vol. 107, no. 9, pp. 1981-1994, 2019.
 - [5] R. Baños, F. Manzano-Agugliaro, F.G. Montoya, C. Gil, A. Alcayde, J. Gómez, *Optimization methods applied to renewable and sustainable energy : A review*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 15, no. 4, pp. 1753-1766, 2011.
 - [6] H. Ibrahim, A. Ilinca, J. Perron, *Investigations des différentes alternatives renouvelables et hybrides pour l'électrification des sites isolés*, Rapport interne Laboratoire de recherche en énergie éolienne, Université du Québec, Canada, 2008.
 - [7] M. Higueta Cano, "Système de gestion de l'énergie basé sur l'incertitude pour un système hybride à sources d'énergie renouvelable autonome avec production d'hydrogène", Thèse de doctorat, Université du Québec à Trois-Rivières, Canada, 2017.
 - [8] L. Stoyanov, "Etude de différentes structures de systèmes hybrides à sources d'énergie renouvelables", Thèse de doctorat, Université de corse Pasquale Paoli, France et Université technique de Sofia, Bulgarie, 2011.
 - [9] P. Bajpai, V. Dash, *Hybrid renewable energy systems for power generation in stand-alone applications : A review*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 16, no.5, pp.2926-2939, 2012.
 - [10] S. A. Belfedhal, E. M. Berkouk, Y. Messlem, *Analysis of grid connected hybrid renewable energy system*, Journal of Renewable and Sustainable Energy, vol. 11, no. 1, 2019.
 - [11] A. Maleki, M.A. Rosen, F. Pourfayaz, *Optimal Operation of a Grid-Connected Hybrid Renewable Energy System for Residential Applications*, Sustainability, vol. 9, no.8, 2017.
 - [12] A.G. Olabi, *Renewable energy and energy storage systems*, Energy, vol. 136, pp. 1-6, 2017.
 - [13] S. Kumar Tiwari, B. Singh, P. K. Goel, *Design and Control of Microgrid Fed by Renewable Energy Generating Sources*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 3, pp. 2041-2050, 2018.
 - [14] S. Shamshirband, T. Rabczuk, K. Chau, *A Survey of Deep Learning Techniques : Application in Wind and Solar Energy Resources*, IEEE Access, vol. 7, pp. 164650-164666, 2019.
-

- [15] W. Lin, C. Hong, C. Chen, *Neural-Network-Based MPPT Control of a Stand-Alone Hybrid Power Generation System*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 12, pp. 3571-3581, 2011.
- [16] B. Widrow, S.D. Stearns, Adaptive signal processing. Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA, 1985.
- [17] G.C. Goodwin, K.S. Sin, Adaptive Filtering, Prediction, and Control. Englewood Cliffs, 1994.
- [18] **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, P. Wira, ADALINE based maximum power point tracking methods for stand-alone PV system control, *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Lyon, France, 2018, pp. 880-885.
- [19] **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, A Smart Battery Charger Based on a Cascaded Boost-Buck Converter for Photovoltaic Applications, *IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Washington, D.C., USA, 2018, pp. 3466-3471.
- [20] **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, ADALINE Based MPPT With Indirect Control Mode for Photovoltaic Systems, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Vancouver, BC, Canada, 2019, pp. 2183-2188.
- [21] **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, Unity Efficiency and Low Cost MPPT Method for Single-Stage Grid- Connected PV System, Lecture Notes in Electrical Engineering 604 - ELECTRIMACS 2019, Springer Nature Switzerland AG, pp. 539-552, 2020.
- [22] **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, High Performance Control of Single-Phase Full Bridge Inverters Under Linear and Nonlinear Loads, *IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Lisbon, Portugal, 2019, pp. 236-240.
- [23] **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, Improved D-Q Frame Controller for Stand-Alone Single-Phase Inverters, *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Buenos Aires, Argentina, 2020, pp. 53-58.
- [24] **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, *Adaptive neural control for maximum power extraction in photovoltaic systems*, Revue Roumaine des Sciences Techniques Série Électrotechnique et Énergétique, vol. 64, no. 4, pp. 365-370, 2019.
- [25] **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, *Unity efficiency and zero-oscillations based MPPT for photovoltaic systems*, Applied Solar Energy, vol. 56, no. 2, pp. 75-84, 2020.
- [26] M. H. Nehrir, C.Wang, K. Strunz, H.Aki, *A Review of Hybrid Renewable/Alternative Energy Systems for Electric Power Generation : Configurations, Control, and Applications*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 2, no. 4, 392-403, 2011.
- [27] P. K. Goel, B. Singh, S. S. Murthy, N. Kishore, *Isolated Wind-Hydro Hybrid System Using Cage Generators and Battery Storage*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 4, pp. 1141-1153, 2011.
- [28] G. Salimath, N. K. Singh, S. S. Badge, Coordination and performance analysis of pumped hydro storage system integrated with solar, wind hybrid system, *International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing*, Chennai, 2017, pp. 160-164.

-
- [29] F. Dubuisson, M. Rezkallah, A. Chandra, M. Saad, M. Tremblay, H. Ibrahim, *Control of Hybrid Wind-Diesel Standalone Microgrid for Water Treatment System Application*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 6, pp. 6499-6507, 2019.
- [30] P. Saenger "Optimisation et gestion d'énergie d'un système hybride électrique embarqué", Thèse de Doctorat, Université Bourgogne Franche-Comte, France, 2017.
- [31] A. Parida, S. Choudhury, D. Chatterjee, *Microgrid Based Hybrid Energy Co-Operative for Grid-Isolated Remote Rural Village Power Supply for East Coast Zone of India*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 9, no. 3, pp. 1375-1383, 2018.
- [32] L. N. Khanh, J. Seo, Y. Kim, D. Won, *Power-Management Strategies for a Grid-Connected PV-FC Hybrid System*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 25, no. 3, pp. 1874-1882, 2010.
- [33] F. Valenciaga, P. F. Puleston, *Supervisor control for a stand-alone hybrid generation system using wind and photovoltaic energy*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 2, pp. 398-405, 2005.
- [34] A. Bechouche, "Utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande d'une machine asynchrone : application à une éolienne", Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, 2013.
- [35] D. Ould Abdeslam, "Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension", Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, France, 2005.
- [36] S. Haykin, *Neural networks and learning machines*, Upper Saddle River, NJ, USA : Pearson, 2009.
- [37] S. Haykin, B. Widrow, *Least-mean-square adaptive filters*. John Wiley & Sons, 2003.
- [38] H. Ritchie, M. Roser (2020) - "Renewable Energy". Publié en ligne dans OurWorldIn-Data.org. Retrieved from : <https://ourworldindata.org/renewable-energy> [Ressource en ligne].
- [39] P. Breeze, Chapter 13 - *Solar Power, Power Generation Technologies* (Third Edition), Newnes, 2019.
- [40] R. Kumar, M. A. Rosen, *A critical review of photovoltaic thermal solar collectors for air heating*, Applied Energy, vol. 88, no. 11, pp. 3603-3614, 2011.
- [41] V.K. Singh, S.K. Singal, *Operation of hydro power plants-a review*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 69, pp. 610-619, 2017.
- [42] M. Dahmane, "Gestion, Optimisation et Conversion des Énergies pour Habitat Autonome", Thèse de Doctorat, Université de Picardie Jules Verne, France, 2015.
- [43] B. K. Bose, *Neural network applications in power electronics and motor drives : an introduction and perspective*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, pp. 14-33, 2007.
- [44] N. K. Nguyen, "Approche neuromimétique pour l'identification et la commande des systèmes électriques : Application au filtrage actif et aux actionneurs synchrones", Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, France, 2010.
- [45] T.-M. Nguyen, "Contribution to the analysis and understanding of electrical-grid signals with signal processing and machine learning techniques", Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, France, 2017.
-

- [46] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, E. R. Filho, *Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 5, pp. 1198-1208, 2009.
- [47] A. Askarzadeh, A. Rezaazadeh, *Extraction of maximum power point in solar cells using bird mating optimizer-based parameters identification approach*, Solar Energy, vol. 90, pp. 123-133, 2013.
- [48] T. Mambrini, "Caractérisation de panneaux solaires photovoltaïques en conditions réelles d'implantation et en fonction des différentes technologies", Thèse de Doctorat, Université Paris-sud, France, 2015.
- [49] M. Andresen, G. Buticchi, M. Liserre, *Thermal stress analysis and MPPT optimization of photovoltaic systems*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 8, pp. 4889-4898, 2016.
- [50] V. R. Kota, M. N. Bhukya, *A novel linear tangents based P&O scheme for MPPT of a PV system*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 71, no. Supplement C, pp. 257-267, May 2017.
- [51] J. Ahmed, Z. Salam, *An improved perturb and observe (P&O) maximum power point tracking (MPPT) algorithm for higher efficiency*, Applied Energy, vol. 150, pp. 97-108, 2015.
- [52] M. A. Elgendy, D. J. Atkinson, B. Zahawi, *Experimental investigation of the incremental conductance maximum power point tracking algorithm at high perturbation rates*, IET Renewable Power Generation, vol. 10, no. 2, pp. 133-139, 2016.
- [53] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli, *Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no. 4, pp. 963-973, 2005.
- [54] A. Thangavelu, S. Vairakannu, D. Parvathyshankar, *Linear open circuit voltage-variable step-size-incremental conductance strategy-based hybrid MPPT controller for remote power applications*, IET Power Electronics, vol. 10, no. 11, pp. 1363-1376, 2017.
- [55] H. A. Sher, A. F. Murtaza, A. Noman, K. E. Addoweesh, K. Al-Haddad, M. Chia-berge, *A New Sensorless Hybrid MPPT Algorithm Based on Fractional Short-Circuit Current Measurement and P&O MPPT*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 6, no. 4, pp. 1426-1434, 2015.
- [56] L. M. Elobaid, A. K. Abdelsalam, E. E. Zakzouk, *Artificial neural network-based photovoltaic maximum power point tracking techniques : a survey*, IET Renewable Power Generation, vol. 9, no. 8, pp. 1043-1063, 2015.
- [57] S. Messalti, A. Harrag, A. Loukriz, *A new variable step size neural networks MPPT controller : Review, simulation and hardware implementation*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 68, pp. 221-233, 2017.
- [58] A. A. S. Mohamed, A. Berzoy, O. A. Mohammed, *Design and Hardware Implementation of FL-MPPT Control of PV Systems Based on GA and Small-Signal Analysis*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 8, no. 1, pp. 279-290, 2017.
- [59] A. Harrag, S. Messalti, *Variable step size modified P&O MPPT algorithm using GA-based hybrid offline/online PID controller*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 49, pp. 1247-1260, 2015.

-
- [60] A. Youssef, M. E. Telbany, A. Zekry, *Reconfigurable generic FPGA implementation of fuzzy logic controller for MPPT of PV systems*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 82, no. Part 1, pp. 1313-1319, 2018.
- [61] A. A. Zaki Diab, H. Rezk, *Global MPPT based on flower pollination and differential evolution algorithms to mitigate partial shading in building integrated PV system*, Solar Energy, vol. 157, pp. 171-186, 2017.
- [62] M. A. M. Ramli, K. Ishaque, F. Jawaid, Y. A. Al-Turki, Z. Salam, *A modified differential evolution based maximum power point tracker for photovoltaic system under partial shading condition*, Energy and Buildings, vol. 103, pp. 175-184, 2015.
- [63] R. Bründlinger, N. Henze, H. Häberlin, B. Burger, A. Bergmann, F. Baumgartner, prEN 50530-The new European standard for performance characterisation of PV inverters, *24th European Photovoltaic Solar Energy Conference*, Hamburg, Germany, 2009.
- [64] F. Paz, M. Ordonez, *High-Performance solar MPPT using switching ripple identification based on a lock-in amplifier*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 6, pp. 3595-3604, 2016.
- [65] J. Ahmed, Z. Salam, *A modified P&O maximum power point tracking method with reduced steady-state oscillation and improved tracking efficiency*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 7, no. 4, pp. 1506-1515, 2016.
- [66] X. Li, H. Wen, L. Jiang, W. Xiao, Y. Du, C. Zhao, *An improved MPPT method for pv system with fast-converging speed and zero oscillation*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 6., pp. 5051-5064, 2016.
- [67] F. Paz, M. Ordonez, *Zero oscillation and irradiance slope tracking for photovoltaic MPPT*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 11, pp. 6138-6147, 2014.
- [68] Y. Mahmoud, E. F. El-Saadany, *A photovoltaic model with reduced computational time*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 6, pp. 3534-3544, 2014.
- [69] IFRI260-60 PV Module Datasheet, disponible en ligne : [http : //www.ifrisol.com/en/telechargement1 - 1.php?id_menu = 5&id_menu_r = 0&lang = prod =](http://www.ifrisol.com/en/telechargement1-1.php?id_menu=5&id_menu_r=0&lang=prod)
- [70] A. Belkaid, "Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaîne de conversion photovoltaïque autonome", Thèse de Doctorat, Université de Ferhat Abbas, Algérie, 2015.
- [71] D. Shmilovitz, *On the control of photovoltaic maximum power point tracker via output parameters*, IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 152, no. 2, pp. 239-248, 2005.
- [72] R. Subha, S. Himavathi, *Active power control of a photovoltaic system without energy storage using neural network based estimator and modified P&O algorithm*, IET Generation, Transmission & Distribution, vol. 12, no. 4, pp. 927-934, 2018.
- [73] H. M. El-Helw, A. Magdy, M. I. Marei, *A hybrid maximum power point tracking technique for partially shaded photovoltaic arrays*, IEEE Access, vol. 5, pp. 11900-11908, 2017.
- [74] A. C. Pastor, "Conception et Réalisation de Modules Photovoltaïques Electroniques, Thèse de Doctorat, INSA de Toulouse, France, 2006.
-

- [75] C. Cabal, "Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque", Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, France, 2008.
- [76] B. Subudhi, R. Pradhan, *A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 4, no. 1, pp. 89-98, 2013.
- [77] S. M. Ferdous, M. A. Mohammad, F. Nasrullah, A. M. Saleque, A. Z. M. S. Muttalib, Design and simulation of an open voltage algorithm based maximum power point tracker for battery charging PV system, *7th International Conference on Electrical and Computer Engineering*, Dhaka, Bangladesh, 2012, pp. 908-911.
- [78] H. A. Sher, A. F. Murtaza, A. Noman, K. E. Addoweesh, K. Al-Haddad and M. Chiaberge, *A New Sensorless Hybrid MPPT Algorithm Based on Fractional Short-Circuit Current Measurement and P&O MPPT*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 6, no. 4, pp. 1426-1434, 2015.
- [79] S. Tang, Y. Sun, Y. Chen, Y. Zhao, Y. Yang, W. Szeto, *An Enhanced MPPT Method Combining Fractional-Order and Fuzzy Logic Control*, IEEE Journal of Photovoltaics, vol. 7, no. 2, pp. 640-650, 2017.
- [80] A. Mirecki, "Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance", Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, France, 2005.
- [81] M. B. Hemanth Kumar, B. Saravanan, P. Sanjeevikumar, F. Blaabjerg, *Review on control techniques and methodologies for maximum power extraction from wind energy systems*, IET Renewable Power Generation, vol. 12, no. 14, pp. 1609-1622, 2018.
- [82] M. Yin, W. Li, C. Y. Chung, L. Zhou, Z. Chen, Y. Zou, *Optimal torque control based on effective tracking range for maximum power point tracking of wind turbines under varying wind conditions*, IET Renewable Power Generation, vol. 11, no. 4, pp. 501-510, 2017.
- [83] C. Balasundar, S. Sudharshanan, R. Elakkiyavendan, *Design of an optimal tip speed ratio control MPPT algorithm for standalone WECS*, International Journal of Electrical and Computer Engineering, vol. 6, no. 3, pp. 443-450, 2015.
- [84] L. Wang, L. Cao, L. Zhao, *Non-linear tip speed ratio cascade control for variable speed high power wind turbines : a backstepping approach*, IET Renewable Power Generation, vol. 12, no. 8, pp. 968-972, 2018.
- [85] C. Carunaiselvane, Thanga Raj Chelliah, *Present trends and future prospects of asynchronous machines in renewable energy systems*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol 74, pp. 1028-1041, 2017.
- [86] O. S. Elsayed Atwa, Chapter 4 - Generators and Motors : Theory and Testing, Practical Power System and Protective Relays Commissioning, Academic Press, 2019, pp 31-47.
- [87] S. Zhang, K. Tseng, D. M. Vilathgamuwa, T. D. Nguyen, X. Wang, *Design of a Robust Grid Interface System for PMSG-Based Wind Turbine Generators*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 1, pp. 316-328, 2011.
- [88] K. Hong-Woo, K. Sung-Soo, K. Hee-Sang, *Modeling and control of PMSG-based variable-speed wind turbine*, Electric Power Systems Research, vol. 80, no. 1, pp. 46-52, 2010.

-
- [89] T. Zidelmal, "Modèle de Prédiction et de Commande de la Machine Synchrone à Aimants Permanents : Application dans les Aérogénérateurs", Mémoire d'ingénieur d'état, Université du Québec, Canada, 2015.
- [90] T. A. T. Tameghe, "Modélisation et Simulation d'un Système de Jumelage éolien-diesel Alimentant une Charge Locale", Maîtrise en ingénierie, Université du Québec, Canada, 2012.
- [91] N. A. Orlando, M. Liserre, R. A. Mastromauro and A. Dell'Aquila, *A Survey of Control Issues in PMSG-Based Small Wind-Turbine Systems*, IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 9, no. 3, pp. 1211-1221, 2013.
- [92] F. Amrane, A. Chaiba, B. Francois, B. Babes, Experimental design of stand-alone field oriented control for WECS in variable speed DFIG-based on hysteresis current controller, *15th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems*, Sofia, 2017, pp. 304-308.
- [93] Y. Ihedrane, C. El Bekkali, B. Bossoufi, Direct and indirect field oriented control of DFIG-generators for wind turbines variable-speed, *14th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices*, Marrakech, 2017, pp. 27-32.
- [94] F. Blaabjerg, M. Liserre, K. Ma, *Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 2, pp. 708-719, 2012.
- [95] T.F. Ishugah, Y. Li, R.Z. Wang, J.K. Kiplagat, *Advances in wind energy resource exploitation in urban environment : A review*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 37, pp. 613-626, 2014.
- [96] S. D. Ahmed, F. S. M. Al-Ismail, M. Shafiullah, F. A. Al-Sulaiman, I. M. El-Amin, *Grid Integration Challenges of Wind Energy : A Review*, IEEE Access, vol. 8, pp. 10857-10878, 2020.
- [97] X. Zeng, J. Yao, Z. Chen, W. Hu, Z. Chen, T. Zhou, *Co-Ordinated Control Strategy for Hybrid Wind Farms With PMSG and FSIG Under Unbalanced Grid Voltage Condition*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 7, no. 3, pp. 1100-1110, 2016.
- [98] E. Mohammadi, R. Fadaeinedjad, H. R. Naji, G. Moschopoulos, *Investigation of Horizontal and Vertical Wind Shear Effects Using a Wind Turbine Emulator*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 10, no. 3, pp. 1206-1216, 2019.
- [99] M. Mansour, M. N. Mansouri, M. F. Mimouni, Comparative study of fixed speed and variable speed wind generator with pitch angle control, *International Conference on Communications, Computing and Control Applications*, Hammamet, 2011, pp. 1-7.
- [100] 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, École centrale de Lille, France et école Militaire Polytechnique d'Alger, Algérie, 2011.
- [101] L. Hui, K. L. Shi, P. G. McLaren, *Neural-network-based sensorless maximum wind energy capture with compensated power coefficient*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 6, pp. 1548-1556, 2005.
- [102] S. Rechka, G. Roy, S. Denetiere, J. Mahserdjian, "Modélisation des systèmes mécaniques multi-masses à base de machine asynchrone, à l'aide des outils Matlab et EMTP, avec application aux éoliennes", Ecole Polytechnique de Montréal, EPM-RT-2004-04, 2004.
-

- [103] A. H. M. A. Rahim, I. O. Habiballah, *DFIG rotor voltage control for system dynamic performance enhancement*, Electric Power Systems Research, vol. 81, pp. 503-509, 2011.
- [104] Z. Ma, Z. Yan, M. L. Shaltout, D. Chen, *Optimal Real-Time Control of Wind Turbine During Partial Load Operation*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 23, no. 6, pp. 2216-2226, 2015.
- [105] S. El Aïmani, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", Thèse de doctorat, École Centrale de Lille, France, 2004.
- [106] V. Yaramasu, B. Wu, Model Predictive Control of Wind Energy Conversion Systems, First Edition. 2017 *The Institute of Electrical and Electronics Engineers*, Inc. Published by John Wiley & Sons, Inc.
- [107] G. Seguier, *Electronique de puissance : les fonctions de base et leurs applications*. Edition Lavoisier, 1999.
- [108] G. G. Koch, G. Schneider, J. Zucuni, H. Pinheiro, Direct scalar torque control for wind turbine with permanent magnet synchronous generator, *International Conference on Clean Electrical Power*, Taormina, 2015, pp. 265-269.
- [109] C. Busca, A. Stan, T. Stanciu, D. I. Stroe, Control of Permanent Magnet Synchronous Generator for large wind turbines, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Bari, 2010, pp. 3871-3876.
- [110] M. H. Nehrir, *A Review of Hybrid Renewable/Alternative Energy Systems for Electric Power Generation : Configurations, Control, and Applications*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 2, no. 4, pp. 392-403, 2011.
- [111] A. Villalón, M. Rivera, Y. Salgueiro, *Predictive Control for Microgrid Applications : A Review Study*, Energies, vol. 13, no. 10, 2454, 2020.
- [112] N. Maherzi, "Étude, conception et réalisation d'un convertisseur d'énergie DC/DC associé à des supercondensateurs", Diplôme d'ingénieur, Conservatoire national des arts et métiers de Lyon, France, 2010.
- [113] J.M Tarascon, *L'énergie : stockage électrochimique et développement durable*, Collège de France, Fayard, 2011.
- [114] R. J. Haddad, A. El-Shahat, Y. Kalaani, *Lead Acid Battery Modeling for PV Applications*, Journal of Electrical Engineering, vol. 15, no. 2, pp. 17-24, 2015.
- [115] H. Al Jed, "Influence de la recharge rapide sur les performances des accumulateurs lithium des véhicules électriques dans le cadre de l'utilisation postale", Thèse de doctorat, Université de Bordeaux, France, 2014.
- [116] Y. Kim, H. Ha, *Design of Interface Circuits With Electrical Battery Models*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, no. 1, pp. 81-86, 1997.
- [117] V. Benamara, "Étude et simulation d'un panneau solaire raccordé au réseau avec périphérique de stockage", Maîtrise en génie électrique, Université du Québec, Canada, 2012.
- [118] A. Li, "Analyse expérimentale et modélisation d'éléments de batterie et de leurs assemblages-Applications aux véhicules électriques et hybride", Thèse de doctorat, Université Claude Bernard de Lyon, France, 2013.

-
- [119] H. Zhou, S. Xiao, G. Yang, H. Geng, *Modeling and Control for a Bidirectional Buck-Boost Cascade Inverter*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 3, pp. 1401-1413, 2012.
- [120] N. Omar, *Rechargeable Energy Storage Systems for Plug-in Hybrid Electric Vehicles Assessment of Electrical Characteristics*, Energies, vol. 5, no. 8, pp. 2952-2988, 2012.
- [121] R.A. Huggins, Mechanical Energy Storage, In Energy Storage. Springer, Cham, 2016.
- [122] B. Venkatesh, Thermal Energy Storage for Homes, *IEEE International Conference on Smart Energy Grid Engineering*, Oshawa, Canada, 2018, pp. 36-39.
- [123] S.O. Amrouche, D. Rekioua, T. Rekioua, Overview of energy storage in renewable energy systems, *International Renewable and Sustainable Energy Conference*, Marrakech, 2015, pp. 1-6.
- [124] U. Akram, M. Khalid, S. Shafiq, *An Innovative Hybrid Wind-Solar and Battery-Supercapacitor Microgrid System Development and Optimization*, IEEE Access, vol. 5, pp. 25897-25912, 2017.
- [125] M. Bayya, U.M. Rao, B.V.V.S.N. Prabhakara Rao, N.M. Muthukrishnan, Comparison of Voltage Charging Techniques to Increase the Life of Lead Acid Batteries, *IEEE International Symposium on Smart Electronic Systems*, Hyderabad, India, 2018, pp. 279-284.
- [126] M. Kwiecien, P. Schröer, M. Kuipers, D.U. Sauer, *Current research topics for lead-acid batteries*, Lead-Acid Batteries for Future Automobiles, pp. 133-146, 2017.
- [127] G. J. May, A. Davidson, B. Monahov, *Lead batteries for utility energy storage : A review*, Journal of Energy Storage, vol. 15, pp. 145-157, 2018.
- [128] E. Karden, P. Mauracher, F. Schöpe, *Electrochemical modelling of lead/acid batteries under operating conditions of electric vehicles*, Journal of Power Sources, vol. 64, no. 1, pp. 175-180, 1997.
- [129] A. Dekkiche, "Modele de batterie générique et estimation de l'état de charge", Maîtrise en génie de la production automatisée, Université du Québec, Canada, 2008.
- [130] M. Benchagra, M. Hilal, Y. Errami, M. Maaroufi, M. Ouassaid, Nonlinear control of DC-bus voltage and power for Voltage Source Inverter, *International Conference on Multimedia Computing and Systems*, Tangier, Morocco, 2012, pp. 1049-1054.
- [131] N. Jantharamin, L. Zhang, A new dynamic model for lead-acid batteries, *4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, York, United Kingdom, 2008, pp. 86-90
- [132] T. Xu, M. Yang, N. Diao, X. Sun, S. Wu, Z. Shen, H. Chen, C. Song *Vector control of the single-phase inverter based on the extended and virtual circuits*, Transactions on Electrical Machines and Systems, vol. 2 no. 3, pp. 320-327, 2018.
- [133] S. H. Kim, Pulse width modulation inverters. Electric Motor Control, pp. 265-340, 2017.
- [134] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. PortilloGuisado, M. A. M. Prats, J. I. Leon, N. Moreno-Alfonso, *Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources : a survey*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 4, pp.1002-1016, 2006.
-

- [135] M. Singh, V. Khadkikar, A. Chandra, R. K. Varma, *Grid interconnection of renewable energy sources at the distribution level with power-quality improvement features*, IEEE Transactions Power Delivery, vol. 26, no. 1, pp. 307-315, 2011.
- [136] S. Golestan, J. M. Guerrero, A. Vidal, A. G. Yepes, J. Doval-Gandoy, F. D. Freijedo, *small-signal modeling, stability analysis and design optimization of single-phase delay-based PLLs*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol 31, no. 5, pp. 3517-3527, 2016.
- [137] R. Zhang, M. Cardinal, P. Szczesny, M. Dame, A grid simulator with control of single-phase power converters in D-Q rotating frame, *IEEE Power Electron Specialists Conference*, Cairns, Australia, 2002, pp. 1431-1436.
- [138] A. Roshan, R. Burgos, A.C. Baisden, F. Wang, D. Boroyevich, A DQ frame controller for a full-bridge single phase inverter used in small distributed power generation systems, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Anaheim, USA, 2007, pp. 641-647.
- [139] D. Stojic, N. Georgijevic, M. Rivera, S. Milic, *Novel orthogonal signal generator for single phase PLL applications*, IET Power Electronics, vol. 11, no. 3, pp. 427-433, 2018.
- [140] M. Monfared, S. Golestan, J.M. Guerrero, *Analysis, Design, and Experimental Verification of a Synchronous Reference Frame Voltage Control for Single-Phase Inverters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 1, pp. 258-269, 2015.
- [141] J. Choi, Y. Kim, H. Kim, *Digital PLL control for single-phase photovoltaic system*, IEE Proceedings-Electric Power Application, vol. 153, no. 1, pp. 40-46, 2006.
- [142] Y. Liao, Z. Liu, H. Zhang, B. Wen, *low-frequency stability analysis of single-phase system with dq-frame impedance approach Part I : Impedance modeling and verification*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 5, pp. 4999-5011, 2018.
- [143] M. Saitou, N. Matsui, T. Shimizu, A control strategy of single-phase active filter using a novel d-q transformation, *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference* , Salt Lake City, USA, 2003, pp. 1222-1227.
- [144] L. Cui, L. Zhenxing, C. Li, W. Jiying, A novel control method for single-phase power inverter systems based on Hilbert transform and DQ transform, *29th Chinese Control and Decision Conference*, Chongqing, 2017, pp. 7430-7435.
- [145] Z. Zhang, H. Xu, M. Xue, Z. Chen, T. Sun, R. Kennel, C. M. Hackl, *Predictive control with novel virtual-flux estimation for back-to-back power converters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 5, pp. 2823-2834, 2014.
- [146] Y. Zhang, J. Liu, H. Yang, J. Gao, *Direct power control of pulse-width modulated rectifiers without DC voltage oscillations under unbalanced grid conditions*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 10, pp.7900-7910, 2018.
- [147] A. Rahoui, "Techniques avancées pour la commande et l'observation d'un redresseur MLI", Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou (Algérie), 2017.
- [148] Y. Zhang, C. Qu, *Direct power control of a pulse width modulation rectifier using space vector modulation under unbalanced grid voltages*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 10, pp. 5892-5901, 2015.

-
- [149] M. Mehreganfar, M. H. Saeedinia, S. A. Davari, C. Garcia, J. Rodriguez, *Sensorless predictive control of AFE rectifier with robust adaptive inductance estimation*, IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 15, no. 6, pp. 3420-3431, 2019.
- [150] R. A. Fantino, C. A. Busada, J. A. Solsona, *Observer-based grid-voltage sensorless synchronization and control of a VSI-LCL tied to an unbalanced grid*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 7, pp. 4972-4981, 2019.
- [151] X. Xiao, Y. Zhang, X. Song, T. Yildirim, F. Zhang, *Virtual flux direct power control for PWM rectifiers based on an adaptive sliding mode observer*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 5, pp. 5196-5205, 2018.
- [152] M. G. Judewicz, S. A. González, J. R. Fischer, J. F. Martínez, D. O. Carrica, *Inverter-side current control of grid-connected voltage source inverters with LCL filter based on generalized predictive control*, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 4, pp. 1732-1743, 2018.
- [153] Q. Zeng, L. Chang, *An advanced SVPWM-based predictive current controller for three-phase inverters in distributed generation systems*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 3, pp. 1235-1246, 2008.
- [154] R. Zhao, Z. Xin, P. C. Loh, F. Blaabjerg, *A novel flux estimator based on multiple second-order generalized integrators and frequency-locked loop for induction motor drives*, IEEE Transactions Power Electronics, vol. 32, no. 8, pp. 6286-6296, 2017.
- [155] R. Razi, M. Monfared, *Simple control scheme for single-phase uninterruptible power supply inverters with Kalman filter-based estimation of the output voltage*, IET Power Electronics, vol. 8, no. 9, pp. 1817-1824, 2015.
- [156] S. Xu, J. Wang, J. Xu, *A current decoupling parallel control strategy of single-phase inverter with voltage and current dual closed-loop feedback*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 4, pp. 1306-1313, 2013.
- [157] H. Komurcugil, *Rotating-sliding-line-based sliding-mode control for single-phase UPS inverters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 10, pp. 3719-3726, 2012.
- [158] B. Ge, X. Li, H. Zhang, Y. Liu, R. S. Balog, H. Abu-Rub, L. Alpuerto, *Direct instantaneous ripple power predictive control for active ripple decoupling of single-phase inverter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no.4, pp. 3165-3175, 2018.
- [159] H. Du, Q. Sun, Q. Cheng, D. Ma, X. Wang, *An adaptive frequency phase-locked loop based on a third order generalized integrator*, Energies, vol. 12, no. 2, 2019.
- [160] I. Jayathilaka, L. Lakpriya, D. De Alwis, G. Jayakody; K.T.M.U. Hemapala, J. P. Karunad, H. Lakshika, *DQ transform based current controller for single-phase grid connected inverter*, *2nd International Conference On Electrical Engineering*, Colombo, 2018, pp. 32-37.
- [161] I. Villanueva, A. Rosales, P. Ponce, A. Molina, *Grid-voltage-oriented sliding mode control for DFIG under balanced and unbalanced grid faults*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 9, no. 3, pp. 1090-1098, 2018.
- [162] J. Hu, J. Zhu, D. G. Dorrell, *In-depth study of direct power control strategies for power converters*, IET Power Electronics, vol. 7, no. 7, pp. 1810-1820, 2014.
-

- [163] S. S. Lee, Y. E. Heng, *Optimal VF-PDPC of grid connected inverter under unbalanced and distorted grid voltages*, Electric Power Systems Research, vol. 140, pp. 1-8, 2016.
- [164] M. Malinowski, G. Marques, M. Cichowlas, M. P. Kazmierkowski, New direct power control of three-phase PWM boost rectifiers under distorted and imbalanced line voltage conditions, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Rio de Janeiro, Brazil, 2003, vol. 1, pp. 438-443.
- [165] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, Techniques de Commande Prédicative et Floue du Redresseur à MLI : Redresseur à MLI de Tension à Absorption de Courant Sinusoïdal et Facteur de Puissance Unitaire. Editions universitaires européennes, 2012.
- [166] V. Q. B. Ngo, "Algorithmes de conception de lois de commande prédictives pour les systèmes de production d'énergie", Thèse de Doctorat, Université Paris-Saclay, France, 2017.
- [167] Wang, Liuping, Model predictive control system design and implementation using MATLAB. Springer Science& Business Media, 2009.
- [168] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, *Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 20, no. 3, pp. 625-630, 1984.
- [169] Y. Komatsu, T. Kawabata, A control method of active power filter where system voltage contains negative-phase-sequence components or zero-phase-sequence component, *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Singapore, Singapore, 1995, pp. 583-586.
- [170] A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, A. Rahoui, **Y. Triki**, P. Wira, Predictive direct power control with virtual-flux estimation of three-phase PWM rectifiers under nonideal grid voltages, *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Lyon, France, 2018, pp. 806-811.
- [171] R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Morales, M. Castilla, J. Miret, *Model-based control for a three-phase shunt active power filter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 7, pp. 3998-4007, 2016.
- [172] T. Liu, C. Xia, T. Shi, *Robust model predictive current control of grid-connected converter without alternating current voltage sensors*, IET Power Electronics, vol. 7, no. 12, pp. 2934-2944, 2014.
- [173] K. J. Lee, B. G. Park, R. Y. Kim, D. S. Hyun, *Robust predictive current controller based on a disturbance estimator in a three-phase grid-connected inverter*, IEEE Transactions on power Electronics, vol. 27, no. 1, pp. 276-283, 2012.
- [174] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, G. D. Marques, *Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 4, pp. 1019-1027, 2001.
- [175] H. Yang, Y. Zhang, J. Liang, J. Gao, P. Walker, N. Zhang, *Sliding mode observer based voltage-sensorless model predictive power control of PWM rectifier under unbalanced grid condition*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 7, pp. 5550-5560, 2018.
- [176] J. G. Norniella, J. M. Cano, G. A. Orcajo, C. H. Rojas, J. F. Pedrayes, M. F. Cabanas, M. G. Melero, *Improving the dynamics of virtual flux-based control of three-phase active rectifiers*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 1, pp. 177-187, 2014.

-
- [177] A. Rahoui, A. Bechouche, H. Seddiki and D. O. Abdeslam, *Virtual Flux Estimation for Sensorless Predictive Control of PWM Rectifiers Under Unbalanced and Distorted Grid Conditions*, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, DOI : 10.1109/JESTPE.2020.2970042.
- [178] M. Cichowlas, M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, D. L. Sobczuk, P. Rodriguez, J. Pou, *Active filtering function of three-phase PWM boost rectifier under different line voltage conditions*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 2, pp. 410-419, 2005.
- [179] A. Kulka, "Sensorless digital control of grid connected three phase converters for renewable sources", Thèse de Doctorat, Université norvégienne de sciences et de technologie, Trondheim, Norvège, 2009.
- [180] J. A. Suul, A. Luna, P. Rodriguez, T. Undeland, *Voltage sensorless synchronization to unbalanced grids by frequency-adaptive virtual flux estimation*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 7, pp. 2910-2923, 2012.
- [181] J. O. P. Pinto, B. K. Bose, L. E. B. De Silva, *A stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive with space-vector PWM and flux-vector synthesis by neural network*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 5, pp. 1308-1318, 2001.
- [182] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione, G. A. Capolino, *A new adaptive integration methodology for estimating flux in induction machine drives*, IEEE Transactions Power Electronics, vol. 19, no. 1, 25-34, 2004.
- [183] M. Malinowski, "Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers", Thèse de Doctorat, École polytechnique de Varsovie, Pologne, 2001.
- [184] M. Malinowski, M. Jasinski, M. P. Kazmierkowski, *Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space Vector Modulation*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, no. 2, pp. 447-454, 2004.
- [185] R. Pöllänen, "Converter-Flux-Based Current Control of Voltage Source PWM Rectifiers Analysis and Implementation", Thèse de Doctorat, Université de technologie de Lappeenranta, Lappeenranta, Finlande, 2003.
- [186] L. A. Serpa, S. D. Round, J. W. Kolar, *A virtual-flux decoupling hysteresis current controller for mains connected inverter systems*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 5, pp. 1766-1777, 2007.
- [187] Y. Tao, Q. Wu, L. Wang, W. Tang, *Voltage sensorless predictive direct power control of three-phase PWM converters*, IET Power Electronics, vol. 9, no. 5, pp. 1009-1018, 2016.
- [188] M. B. Ketzer, C. B. Jacobina, *Virtual flux sensorless control for shunt active power filters with quasi-resonant compensators*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 7, pp. 4818-4830, 2016.
- [189] L. E. B. de Silva, B. K. Bose, J. O. P. Pinto, *Recurrent-neuralnetwork- based implementation of a programmable cascaded low-pass filter used in stator flux synthesis of vectorcontrolled induction motor drive*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, pp. 662-665, 1999.
- [190] J. O. P. Pinto, B. K. Bose, L. E. B. de Silva, *A stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive with space-vector PWM and flux-vector synthesis by neural network*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 5, pp. 1308-1318, 2001.
-

- [191] IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, IEEE Std 519-2014 (revision of IEEE Std 519-1992), 2014.
- [192] L. Olatomiwa, S. Mekhilef, M. S. Ismail, M. Moghavvemi, *Energy management strategies in hybrid renewable energy systems : A review*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 62, pp. 821-835, 2016.
- [193] G. A. Koucoi, "Gestion d'énergie dans les systèmes hybrides PV/diesel pour zones isolées et rurales : optimisation et expérimentation", Thèse de doctorat de l'Institut international d'ingénierie de l'eau et de l'environnement, Burkina Faso, 2017.
- [194] A. Dhaker, "Contribution au dimensionnement et à l'optimisation des systèmes hybrides éoliens-photovoltaïques avec batteries pour l'habitat résidentiel autonome", Thèse de doctorat, Université de Poitiers, France, 2012.
- [195] P. Thounthong, S. Rael, B. Davat, *Control Strategy of Fuel Cell and Supercapacitors Association for a Distributed Generation System*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 6, pp. 3225-3233, 2007.
- [196] I. Ben Ali, M. Turki, J. Belhadj, X. Roboam, *Optimized fuzzy rule-based energy management for a battery-less PV/wind-BWRO desalination system*, Energy, vol. 159, pp. 216-228, 2018.
- [197] W. R. Sultana, S. K. Sahoo, S. Sukchai, S. Yamuna, D. Venkatesh, *A review on state of art development of model predictive control for renewable energy applications*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 76, pp. 391-406, 2017.
- [198] A. H. Fathima, k. Palanisamy, *Optimization in microgrids with hybrid energy systems - A review*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 45, pp. 431-446, 2015.
- [199] M. Jafari, Z. Malekjamshidi, *Optimal energy management of a residential-based hybrid renewable energy system using rule-based real-time control and 2D dynamic programming optimization method*, Renewable Energy, Vol. 146, pp. 254-266, 2020.
- [200] P. E. Pascoe, A. H. Anbuky, *A VRLA battery simulation model*, Energy Conversion and Management, vol. 45, no. 7-8, pp. 1015-1041, 2004.

Publications du doctorant

Articles de revues internationales

1. **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, *Adaptive neural control for maximum power extraction in photovoltaic systems*, Revue Roumaine des Sciences Techniques Série Électrotechnique et Énergétique, vol. 64, no. 4, pp. 365-370, 2019.
2. **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, *Unity efficiency and zero-oscillations based MPPT for photovoltaic systems*, Applied Solar Energy, vol. 56, no. 2, pp. 75-84, 2020.

Articles de conférences internationales

1. **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, P. Wira, ADALINE based maximum power point tracking methods for stand-alone PV system control, *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Lyon, France, 2018, pp. 880-885.
2. **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, A Smart Battery Charger Based on a Cascaded Boost-Buck Converter for Photovoltaic Applications, *IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Washington, D.C., USA, 2018, pp. 3466-3471.
3. **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, ADALINE Based MPPT With Indirect Control Mode for Photovoltaic Systems, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Vancouver, BC, Canada, 2019, pp. 2183-2188.
4. **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, High Performance Control of Single-Phase Full Bridge Inverters Under Linear and Nonlinear Loads, *IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Lisbon, Portugal, 2019, pp. 236-240.
5. **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, Improved D-Q Frame Controller for Stand-Alone Single-Phase Inverters, *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Buenos Aires, Argentina, 2020, pp. 53-58.

Chapitre de livre

1. **Y. Triki**, A. Bechouche, H. Seddiki, D. Ould Abdeslam, Unity Efficiency and Low Cost MPPT Method for Single-Stage Grid-Connected PV System, Lecture Notes in Electrical Engineering 604 - ELECTRIMACS 2019, Springer Nature Switzerland AG, pp. 539-552, 2020.
-

Contribution à l'optimisation des systèmes hybrides de production d'énergies renouvelables

Résumé : Cette thèse traite de l'optimisation de la commande des systèmes hybrides à sources d'énergies renouvelables. Initialement, deux nouveaux algorithmes de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) d'un système photovoltaïque (PV) sont développés. Ces algorithmes sont basés sur la courbe caractéristique courant-tension d'un panneau PV et exploitent le neurone linéaire adaptatif (ADALINE). Pour prouver leur efficacité, une validation expérimentale suivant la norme prEN 50530 est mise en œuvre. Par la suite, la modélisation et la commande d'un système éolien de petite puissance sont présentées. La stratégie de contrôle est constituée d'une commande MPPT de la turbine et d'une commande vectorielle de la génératrice. Des tests en simulation sont menés où un fonctionnement correct et un rendement maximal du système éolien sont atteints. L'étude et la commande d'un système de stockage d'énergie sont également mises en œuvre. La technique de régulation en cascade est adoptée pour la commande de ce système. Le système de stockage a assuré avec succès le transfert bidirectionnel de l'énergie et la régulation de la tension du bus continu. Ensuite, une commande direct-quadrature d'un onduleur monophasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI) isolé du réseau est proposée où une nouvelle méthode de génération de signal orthogonal est élaborée. Une commande directe de puissance prédictive à base du flux virtuel (FV) d'un onduleur triphasé à MLI connecté au réseau est aussi développée. Dans cette commande, un nouvel estimateur de FV basé sur un filtre neuronal adaptatif est proposé. Plusieurs simulations et expérimentations sont effectuées où les commandes proposées se sont révélées être plus performantes comparées aux méthodes conventionnelles. Finalement, un système hybride PV/éolien/batteries est mis en œuvre et ensuite testé par simulation. L'interaction entre les différents sous-systèmes constituant ce système hybride est d'abord analysée. A la fin, une stratégie de gestion de l'énergie dans le système hybride est proposée et validée.

Mots-clés : ADALINE, algorithme MPPT, batterie de stockage, commande neuronale adaptative, convertisseur à MLI, énergie renouvelable, éolien, gestion d'énergie, photovoltaïque, système hybride.

Contribution to the optimization of hybrid renewable energy generation systems

Abstract : This thesis deals with the control optimization of hybrid renewable energy systems. Initially, two new algorithms for maximum power point tracking (MPPT) in photovoltaic (PV) systems are developed. These algorithms are based on the current-voltage characteristics curve of a PV panel and exploit the adaptive linear neuron (ADALINE) technique. In order to prove their effectiveness, experimental validation according to prEN 50530 test standard is carried out. The proposed controls have proven to be a highly efficient. Thereafter, modeling and control of a small wind-energy conversion system are presented. The control strategy is based on an MPPT control of the wind turbine and a vector control of the generator. The Wind energy conversion chain is simulated. A proper operation and a maximum efficiency are achieved. Design and control of a renewable energy storage system are also presented. A cascade control structure is adopted for this system control. The storage system has successfully ensured bidirectional energy transfer as well as the DC bus voltage regulation. Then, a direct-quadrature rotating frame control method of a single-phase pulse-width-modulation (PWM) inverter in stand-alone operation mode is proposed. To improve this method, a new orthogonal signal generation is designed. A predictive direct power control method based on the virtual flux (VF) of a three-phase grid-connected PWM inverter is also proposed. For this control, a new VF estimator based on an adaptive neural filter is developed. Several simulations and experimental tests are carried out. Compared to conventional methods, the proposed controls have proven to be more efficient. Finally, a PV/wind/battery hybrid system is implemented and tested through simulations. Interaction between its different subsystems is analyzed. Moreover, an energy management strategy for the hybrid system is proposed and validated.

Keywords : ADALINE, adaptive neural control, energy management, hybrid energy system, MPPT algorithm, photovoltaic, PWM converter, renewable energy, storage battery, wind turbine.