

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE FRERES MENTOURI CONSTANTINE 1
FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



N° de série :85/D3C/2018

N° d'ordre :07/Elech/2018

Thèse

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT DE 3^{eme} CYCLE EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : Gestion et Transformation de l'Energie Electrique

Présentée par :

MEDOUCE Houssam Eddine

Thème

**Analyse des performances des convertisseurs statiques
commandés par le contrôle direct de puissance (DPC) : cas
d'une centrale éolienne connectée au réseau électrique**

Soutenue le : 03/07/ 2018

Devant le jury :

Président	KHEZZAR Abdelmalek	Professeur	Univ. Frères Mentouri Constantine
Rapporteur	BENALLA Hocine	Professeur	Univ. Frères Mentouri Constantine
Examineurs	RAHEM Djamel	Professeur	Univ. Larbi Ben M'Hidi O.E.B
	BOUZEKRI Hacene	Professeur	Univ. 20 Août 1955 Skikda

Avant-propos

Louange au Dieu le tout puissant qui m'a accordé la foi, le courage et la patience pour mener ce travail

Le travail présenté dans cette thèse s'est déroulé au sein du Laboratoire d'Électrotechnique de Constantine (LEC) à l'Université Frères Mentouri Constantine 1.

Tout d'abord, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Mr. **Hocine BENALLA**, Professeur à Université Frères Mentouri Constantine 1, pour avoir dirigé cette thèse. Ses grandes qualités pédagogiques et humaines ainsi que ses remarques judicieuses, son soutien, sa gentillesse, sa grande disponibilité m'ont permis de finaliser au mieux ce travail.

Mes gratitude remerciements vont également aux membres du jury qui ont accepté d'évaluer ces travaux et ce document :

Mr. **Abdelmalek KHEZZAR**, Directeur du Laboratoire d'Électrotechnique de Constantine (LEC) à l'Université Frères Mentouri Constantine 1, pour l'honneur qu'il m'a accordé, pour avoir accepté la présidence du jury.

Mr. **Djamel RAHEM**, Professeur à l'Université D'Oum El Bouagui, d'avoir accepté d'examiner ma thèse et trouve ici mes remerciements les plus sincères pour sa participation au sein du jury.

Mr. **Hacene BOUZEKRI**, Professeur à l'Université de 20 Août 1955 Skikda, pour la confiance et l'honneur qu'il m'accorde en acceptant de participer à ce jury et d'examiner ma thèse.

Egalement, je ne peux oublier de remercier à mes collègues de département d'Electrotechnique, enseignants et agents administratifs. Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui m'ont soutenu ou qui, d'une manière ou d'une autre, ont contribué à l'élaboration de ce travail.

À la mémoire de mon cousin Loffi et ma grand-mère

À mes parents

À mon frère et mes sœurs

À ma famille

À mes amis

Table des Matières

Avant-propos.....	iii
Table des matières.....	iv
Liste des symboles et acronymes.....	vii
Liste des tableaux.....	ix
Liste des figures.....	ix
Introduction Générale.....	1
Chapitre I : Qualité d’Energie Electrique et Optimisation des Systèmes Triphasés Généralisés.	
I.1 Introduction	4
I.2 Qualité d’énergie électrique	4
I.2.1 Principe de la théorie des harmoniques	4
I.2.2 Perturbations électriques.	6
I.2.3 Moyens de mitigation de la propagation des harmoniques	12
I.3 Application de la commande directe de puissance (DPC) aux convertisseurs statiques.....	14
I.3.1 Notions sur les redresseurs	14
I.3.2 Redresseur MLI triphasé deux niveaux à structure tension.....	15
I.3.3 Etat de l’Art de la commande directe de puissance (DPC)	27
I.4 Ecoulement de puissance dans un réseau électrique généralisé.	29
I.4.1 Expression des puissances active et réactive dans le référentiel stationnaire ($\alpha\beta$) ..	29
I.4.2 Expression des puissances active et réactive dans le référentiel rotationnel (dq).....	30
I.5 Processus de contrôle sans capteurs de tension dédié aux systèmes triphasés	32
I.5.1 Etat de l’art des techniques d’estimation.	32
I.5.2 Filtre de Kalman	33
I.5.3 Estimateur à base mode glissant.....	41
I.5.4 Etude comparative.	48
I.6 Conclusion.....	50
Chapitre II : Analyse et Optimisation de la Performance de la Commande DPC Appliquée à un Redresseur MLI.	
II.1 Introduction	51

II.2	Implémentation de la commande directe de puissance.....	51
II.2.1	Contrôle directe de puissance (DPC) avec un tableau de commutation	51
II.2.2	Commande directe de puissance prédictive optimale.....	57
II.2.3	Contrôle direct de puissance à base de l'approche mode glissant (DPC-SMC)...	61
II.2.4	Etude comparative.	65
II.3	Implémentation de la DPC sans capteurs de tension	71
II.3.1	Contrôle directe de puissance (DPC) avec un tableau de commutation:	72
II.3.2	Commande directe de puissance (DPC) prédictive optimale	75
II.3.3	Contrôle direct de puissance à base mode glissant (DPC-SMC).....	77
II.3.4	Etude comparative	79
II.4	Commande directe de puissance sans capteurs de tension en cas d'un réseau électrique déséquilibré.	85
II.4.1	Structure de la commande DPC pour un réseau électrique déséquilibré.....	86
II.4.2	Résultats de simulation et expérimentaux	88
II.5	Conclusion.....	94

Chapitre III: Contribution à L'amélioration de la Performance de la Commande DPC Appliquée à un Filtre Actif de Puissance Parallèle sous un Réseau Electrique Généralisé.

III.1	Introduction	95
III.2	Techniques de synchronisation.....	95
III.2.1	Modèle dynamique paramétré d'un réseau électrique triphasé généralisé	96
III.2.2	Filtre multi-variable (STF)	99
III.2.3	Filtre de Kalman	102
III.2.4	Filtre avec multi-coefficients complexes (MCCF) [93]	106
III.2.5	Etude comparative	111
III.3	Description et modélisations d'un système de filtrage actif de puissance parallèle	113
III.3.1	Notion générale	113
III.3.2	Circuit de puissance d'un filtre actif parallèle.....	114
III.3.3	Modélisation mathématique	115
III.4	Contrôle du filtre actif parallèle par la commande DPC	115
III.4.1	Performance de la commande DPC sous un réseau électrique généralisé.....	115
III.4.2	Contribution à l'amélioration de la commande DPC sous un réseau électrique généralisé par la combinaison avec un filtre de Kalman	126

III.5	Proposition d'une commande DPC prédictive sans capteur de tension dédiée aux filtres actifs parallèles.....	131
III.5.1	Description mathématique.....	132
III.5.2	Synthèse du circuit de contrôle proposé.....	133
III.5.3	Résultats de simulation.....	135
III.5.4	Etude comparative.....	141
III.6	Conclusion.....	142
Chapitre IV: Production et Amélioration de la Qualité d'Energie Electrique par un Système de Conversion Eolien Connecté au Réseau Electrique.		
IV.1	Introduction.....	144
IV.2	Notion sur l'état de l'industrie des systèmes de génération éoliens dans le monde...	145
IV.3	Constitution d'un système de conversion éolien (Wind Energy Conversion System WECS).....	146
IV.3.1	Partie électrique dans un système de conversion éolien (WECS).....	146
IV.4	Configurations commerciales des systèmes WECS.....	148
IV.4.1	Système WECS type 1.....	148
IV.4.2	Système WECS type 2.....	149
IV.4.3	Système WECS type 3.....	150
IV.4.4	Système WECS type 4.....	151
IV.5	Système de conversion éolien à base d'une machine à aimant permanent (PMSG)...	153
IV.5.1	Description du système.....	153
IV.5.2	Modélisation mathématique :	156
IV.5.3	Simulation du système de conversion éolien à base PMSG connecté au réseau électrique.....	160
IV.6	Contribution à l'amélioration de la qualité d'énergie au point PCC en utilisant un système de conversion éolien (WECS).....	167
IV.6.1	Problématique et solution proposée.....	167
IV.6.2	Résultats de simulation.....	168
IV.6.3	Discussion des résultats de simulation	173
IV.7	Conclusion.....	175
Conclusion Générale		176
Annexes		
Références Bibliographiques		

Listes des Symboles et Acronymes

Symboles :

f	Fréquence fondamentale du réseau électrique
ω_0	Pulsation fondamentale du réseau électrique
v_a, v_b, v_c	Tensions simples du réseau
v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}	Tensions simples à l'entrée du pont redresseur
v_{pa}, v_{pb}, v_{pc}	Tensions simples au point de couplage commun PCC
v_{ga}, v_{gb}, v_{gc}	Tensions simples aux bornes de la génératrice PMSG
i_a, i_b, i_c	Courants débités par le réseau
i_{la}, i_{lb}, i_{lc}	Courants absorbés par la charge non-linéaire
i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}	Courants débités par le filtre actif
i_{ga}, i_{gb}, i_{gc}	Courants débités par la génératrice PMSG
v_{dc}, I_{ch}	Tension du bus continu et courant de la charge
S_a, S_b, S_c	Signaux de commande des interrupteurs de puissance
L, r	Inductance et résistance de l'impédance de couplage côté source
L_s, r_s	Inductance et résistance de l'impédance de la source
L_f, r_f	Inductance et résistance de l'impédance de couplage côté filtre actif
L_c, r_c	Inductance et résistance de l'impédance côté charge non-linéaire
L_l, r_l	Inductance et résistance de la charge
P_s, Q_s	Puissances active et réactive débités par le réseau.
P_l, Q_l	Puissances active et réactive absorbés par la charge non-linéaire
P_f, Q_f	Puissances active et réactive injectés par le filtre actif
σ_{pi}, σ_{pi}	Variation partielle des puissances active et réactive
U_{MG}	fonction de contrôle mode glissant
k_{MG}, γ_{MG}	Paramètres positives de la loi de contrôle
$E_1, E_{p1}, E_{n1}, E_{p5}, E_{n5}$	Erreur d'estimation du courant, séquence positive fondamentale, séquence négative fondamentale, séquence positive d'harmonique d'ordre 5, séquence négative d'harmonique d'ordre 5 respectivement.
S_{ga}, S_{gb}, S_{gc}	Signaux de commande des interrupteurs de puissance du convertisseur CCM
E_g	Tension interne statorique induite par les aimants permanents
f_g	Fréquence de la machine électrique
L_d, L_q	Inductances statoriques dans la référence (dq)
r_{gs}	Résistance statorique
K_1^{opt}, K_2^{opt}	Facteurs constants dépendent des caractéristiques spécifiques des éoliennes
V_v, C_p	Vitesse de vent et coefficient de puissance
λ, Ω	Vitesse normalisée et vitesse mécanique angulaire rotorique
P_V, P_T, P_g	Puissance du vent, la puissance capturée par la turbine et la puissance active débité par le PMSG
ξ, R	Densité d'air et rayon de la surface circulaire balayée par les pales de la turbine
C_{em}, p	Couple électromagnétique et nombre de paires de pôles
T_s	Période d'échantillonnage

Acronymes :

WECS	Wind Energie Conversion System (Système de Conversion Eolien)
DFIG	Doubly Fed Induction Generator (Générateur A Double Alimentation)
WRSG	Wound Rotor Synchronous Generator (Générateur Synchrone à Rotor Bobiné)
PMSG	Permanent Magnet Synchronous Generator (Générateur Synchrone à Aimant Permanent)
DG	Disturbed Generation
PQ	Power Quality
AC	Alternative Current
DC	Direct Current
BTB	Buck To Buck
CCM	Convertisseur Côté Machine
CCR	Convertisseur Côté Réseau
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PWM	Pulse Width Modulation
PCC	Point of Common Coupling (Point de Couplage Commun)
DPC	Direct Power Control (contrôle directe de puissance)
VOC	Voltage Oriented Control (contrôle vectoriel)
STF	Self-Tuning Filter (filtre multi-variable)
KF	Kalman Filter (filtre de Kalman)
MCCF	Multiple Complex Coefficient Filter (Filtre avec Multi-Coefficients Complexes)
SOGI	Second Order General Integrator
VF	Virtual Flux
LPF	Low Pass Filter
MT	Moyenne tension
BT	Basse tension
THD	Total Harmonic Distortion
PLL	Phase Locked Loop
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor (Transistor Bipolaire à Grille Isolée)
GTO	Gate Turn-Off thyristor
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (Transistor à Effet de Champ à Grille Métal-Oxyde)
SVM	Space-Vector Modulation
PI	Proportional Integral
MPPT	Maximum Power Point Tracking
OTSR	Optimal Tip Speed Ratio
OT	Optimal Torque
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IEC	International Electrotechnical Commission
ANSI	American National Standards Institute

Liste des Tableaux

Tableau I.1.	Limites selon la norme IEEE-519 pour la distorsion harmonique de la tension	10
Tableau I.2.	Limites selon la norme IEEE-519 pour la distorsion harmonique du courant pour les systèmes de distribution, 120 V-69 kV	10
Tableau I.3.	Tensions simples en fonction des différents signaux de contrôle	18
Tableau I.4.	Tension à l'entrée du redresseur pour chaque vecteur de contrôle dans le référentiel fixe($\alpha\beta$)	24
Tableau I.5.	Exemples de classement des taux de variation des puissances active et réactive	25
Tableau I.6.	Conditions du réseau électrique	37
Tableau I.7.	Comparaison de la performance de différentes techniques d'estimation	49
Tableau II.1.	Effets des vecteurs de contrôle aux variations des puissances active et réactive	53
Tableau II.2.	Tableau de commutation généralisé	54
Tableau II.3.	Classification et évaluation de certains tableaux de commutation dans la littérature	54
Tableau II.4.	Etude comparative entre les trois techniques de contrôle	71
Tableau II.5.	Etude comparative entre les trois techniques de contrôle sans capteurs de tension	85
Tableau III.1.	Comparaison de la performance de différentes techniques de synchronisation	113
Tableau IV.1.	Caractéristiques des différents générateurs	147
Tableau IV.2.	Classifications des réseaux électriques	148
Tableau IV.3.	Résumé sur les quatre types de configuration dédiés aux systèmes WECS	152
Tableau IV.4.	Caractéristiques de la turbine	158

Liste des figures

Figure I.1.	Composante fondamentale de fréquence 50 Hz et quelque harmoniques à basse fréquences	5
Figure I.2.	Signal de la tension déformée par les harmoniques d'ordres 5 et 7	5
Figure I.3.	Représentation des charges non linéaires source de courant	7
Figure I.4.	Forme d'onde côté alternatif (a) la tension simple au point de couplage PCC (b) le courant	8
Figure I.5.	Représentation des charges non linéaire type source de tension.	8
Figure I.6.	Forme d'onde côté alternatif (a) la tension simple au point de couplage PCC (b) le courant	9
Figure I.7.	Configuration d'un redresseur dodécaphasé série	12
Figure I.8.	Configuration d'un redresseur MLI	12
Figure I.9.	Filtre passif (a) résonant (b) amorti	13
Figure I.10.	Schéma synoptique d'un système de filtrage actif parallèle	13
Figure I.11.	Topologies des différents types des convertisseurs AC-DC	14
Figure I.12.	Configuration d'un redresseur MLI source de tension à deux niveaux	16
Figure I.13.	Illustration schématique des états de fonctionnement possibles d'un redresseur MLI	16
Figure I.14.	Schéma simplifié unifilaire d'un redresseur MLI	18
Figure I.15.	Huit vecteurs de tension et 12 secteurs dans le référentiel fixe($\alpha\beta$)	24
Figure I.16.	Variations instantanées des puissances active et réactive	26
Figure I.17.	Classification des stratégies de contrôle direct de puissance (DPC)	28
Figure I.18.	Schéma simplifié monophasé du système.	34
Figure I.19.	Schéma synoptique du filtre de Kalman.	36
Figure I.20.	Deux cas du réseau électrique.	37
Figure I.21.	Résultat de simulation du filtre de Kalman simplifié (a) la tension mesurée et estimée (V) (b) l'amplitude du vecteur de tension mesuré et estimé pour trois valeurs d'inductance de couplage (V) (c) la phase mesurée et estimée (rad)	38
Figure I.22.	Résultat expérimental du filtre de Kalman simplifié (a) L'allure de la tension estimée (V) (b) l'amplitude du vecteur de tension estimé (V) (c) la phase estimée (rad).	38
Figure I.23.	Schéma synoptique du filtre de Kalman modifié (a) structure globale (b) estimation de la séquence positive et négative	39
Figure I.24.	Résultat de simulation du filtre de Kalman modifié (a) la tension mesurée et estimée (V) (b) l'amplitude du vecteur de tension mesuré et estimé pour trois valeurs d'inductance de couplage (V) (c) la phase mesurée et estimée (rad)	40
Figure I.25.	Résultat expérimental du filtre de Kalman modifié (a) la séquence positive estimée (V) (b) la séquence négative estimée (c) l'amplitude du vecteur de tension estimée (V) (d) la phase estimée (rad)	40

Figure I.26.	Relation entre les paramètres de contrôle et le temps de réponse	43
Figure I.27.	Résultat de simulation d'estimateur à mode glissant simplifié (a) la tension mesurée et estimée (V) (b) l'amplitude du vecteur de tension mesurée et estimé (V) (c) la phase mesurée et estimée (rad)	44
Figure I.28.	Résultat expérimental d'estimateur à mode glissant simplifié (a) L'allure de la tension estimée (V) (b) l'amplitude du vecteur de tension estimée (V) (c) la phase estimée (rad)	44
Figure I.29.	Résultat de simulation d'estimateur à mode glissant modifié (a) la tension mesurée et la séquence positive estimée (V) (b) séquence négative estimée (V) (c) harmonique 5 estimé (V) (d) amplitude de la tension mesurée et la séquence positive estimée (V) (e) phase mesurée et estimée (rad).	47
Figure I.30.	Résultat expérimental d'estimateur à mode glissant modifié (a) la séquence positive estimée (V) (b) la séquence négative estimée (c) l'amplitude du vecteur de tension estimée pour (V) (d) phase estimée (rad).	
Figure II.1.	Schéma synoptique de la commande directe de puissance (DPC) classique avec un tableau de commutation.	52
Figure II.2.	Résultat de simulation de la commande DPC avec tableau de commutation (a) écoulement de la puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b) courants de source (A)	55
Figure II.3.	Déphasage entre tension et courant de la phase (a) pour la commande DPC avec tableau de commutation (simulation) (a) effet capacitive $Q_s = -100$ Var (b) effet inductive $Q_s = 100$ Var, (c) effet résistive $Q_s = 0$ Var	55
Figure II.4.	Résultat expérimental de la commande DPC avec tableau de commutation (a-c) écoulement de la puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b-d) les courants de source (A)	56
Figure II.5.	Déphasage entre tension et courant de la phase (a) pour la commande DPC avec tableau de commutation (expérimental) (a) effet capacitif $Q_s = -100$ Var, (b) effet résistif $Q_s = 0$ Var (c) effet inductif $Q_s = 100$ Var	56
Figure II.6.	Mécanisme de fonctionnement du contrôle prédictif optimal	57
Figure II.7.	Schéma synoptique de la commande DPC prédictive optimale	58
Figure II.8.	Principe de fonctionnement de la fonction de coup de minimisation (a) effets des vecteurs de contrôle à la fonction de coup (b) vecteur optimal.	58
Figure II.9.	Résultat de simulation de la commande prédictive optimale (a) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b) courants de source (A)	59
Figure II.10.	Déphasage entre tension et courant de la phase (a) pour la commande DPC prédictive optimale (simulation) (a) effet capacitif $Q_s = -100$ Var (b) effet inductif $Q_s = 100$ Var, (c) effet résistif $Q_s = 0$ Var	60
Figure II.11.	Résultat expérimental de la commande prédictive optimale (a-c) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) durant différentes fonctionnalités transitoires (b-d) courants de source (A)	60
Figure II.12.	Déphasage entre tension et courant de la phase (a) pour la commande DPC prédictive optimale (expérimental) (a) effet capacitif $Q_s = -100$ Var (b) effet résistif $Q_s = 0$ Var (c) effet inductif $Q_s = 100$ Var	61
Figure II.13.	Schéma synoptique de la commande DPC-SMC	63
Figure II.14.	Résultat de simulation de la commande DPC-SMC (a) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b) courants de source (A).	64
Figure II.15	Déphasage entre tension et courant de la phase (a) pour la commande DPC-SMC (simulation) (a) L'effet capacitif $Q_s = -100$ Var (b) L'effet inductif $Q_s = 100$ Var, (c) L'effet résistif $Q_s = 0$ Var	64
Figure II.16.	Résultat expérimental de la commande DPC-SMC (a-c) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b-d) courants de source (A)	65
Figure II.17.	Déphasage entre tension et courant de la phase (a) pour la commande DPC-SMC (expérimental) (a) effet capacitif $Q_s = -100$ Var (b) effet résistif $Q_s = 0$ Var (c) effet inductif $Q_s = 100$ Var	65
Figure II.18.	Niveau de fluctuation des puissances active (ΔP_s) et réactive (ΔQ_s) en régime permanent (simulation).	66
Figure II.19.	Comparaison de niveau de fluctuation des puissances active (ΔP_s) et réactive (ΔQ_s) en régime permanent pour les différentes techniques de contrôle (expérimental).	67

Figure II.20.	Spectre fréquentiel de la tension du réseau électrique phase (a) (expérimental).	67
Figure II.21.	Performance dynamique des différentes techniques de contrôle pour une variation échelon de la puissance active (simulation). (a) DPC avec tableau de commutation (b) DPC prédictive optimale (c) DPC-SMC	68
Figure II.22.	Forme d'allure du courant débité de la phase (a) pour les différentes techniques de contrôle	68
Figure II.23.	Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) pour les différentes techniques de contrôle (simulation). (a) DPC avec tableau de commutation (b) DPC prédictive optimale (c) DPC-SMC.	69
Figure II.24.	Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) pour les différentes techniques de contrôle (expérimental). (a) DPC avec tableau de commutation (b) DPC prédictive optimale (c) DPC-SMC.	70
Figure II.25.	Schéma synoptique de la commande DPC avec tableau de commutation sans capteurs de tension.	72
Figure II.26.	Résultats de simulation de la commande DPC avec tableau de commutation sans capteurs de tension (a) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b) courants de source (A).	73
Figure II.27.	Résultat expérimental de la commande DPC avec tableau de commutation sans capteurs de tension (a-c) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b-d) courants de source (A)	73
Figure II.28.	Régulation de la tension du bus continu (V) (simulation)	74
Figure II.29.	Régulation de la tension du bus continu (V) (expérimental)	74
Figure II.30.	Schéma synoptique de la commande prédictive optimale sans capteurs de tension	75
Figure II.31.	Résultat de simulation de la commande prédictive optimale sans capteurs de tension (a) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b) courants de source (A)	75
Figure II.32.	Résultat expérimental de la commande prédictive optimale sans capteurs de tension (a-c) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b-d) les courants de source (A)	76
Figure II.33.	Régulation de la tension du bus continu (V) (simulation)	76
Figure II.34.	Régulation de la tension du bus continu (V) (expérimental)	77
Figure II.35.	Schéma synoptique de la commande DPC-SMC sans capteurs de tension	77
Figure II.36.	Résultat de simulation de la commande SMC-DPC sans capteurs de tension (a) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b) courants de source (A).	78
Figure II.37.	Résultat expérimental de la commande SMC-DPC sans capteurs de tension (a-c) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b-d) courants de source (A).	78
Figure II.38.	Régulation de la tension du bus continu (V) (simulation).	79
Figure II.39.	Régulation de la tension du bus continu (V) (expérimental).	79
Figure II.40.	Temps de réponse du v_{dc} expérimental pour une variation brusque de la consigne v_{dc}^* (200~220 V). (a) commande DPC avec tableau de commutation (b) commande prédictive optimale (c) commande DPC-SMC	80
Figure II.41.	Forme d'allure du courant débité phase (a) pour différentes techniques de contrôle.	81
Figure II.42.	Niveau de fluctuation des puissances active et réactive ΔP_s , ΔQ_s (W, Var) en régime permanent	81
Figure II.43.	Estimation de la tension simple de la phase (a) pour la commande DPC avec tableau de commutation (expérimental) (a) tension mesurée et tension estimée (b) erreur d'estimation	82
Figure II.44.	Estimation de la tension simple de la phase (a) pour la commande DPC prédictive optimale (expérimental) (a) tension mesurée et tension estimée (b) erreur d'estimation	82
Figure II.45.	Estimation de la tension simple de la phase (a) pour la commande DPC-SMC (expérimental) (a) tension mesurée et tension estimée (b) erreur d'estimation	83
Figure II.46.	Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) pour les différentes techniques de contrôle (Expérimental). (a) DPC avec tableau de commutation (b) DPC prédictive optimale (c) SMC-DPC	84
Figure II.47.	Comparaison de facteur THD pour les différentes techniques de contrôle	85
Figure II.48.	Commande directe de puissance modifiée à base des termes de compensation	86
Figure II.49.	Commande directe de puissance modifiée à base d'un tableau de commutation adapté	87
Figure II.50.	Commande directe de puissance modifiée (version simplifiée).	88
Figure II.51.	Performance d'estimation (expérimental) (a) séquence positive (V) (b) séquence négative (V).	88
Figure II.52.	Courants absorbés côté réseau électrique (A) (expérimental) (a) commande DPC avec tableau de commutation normale (b) commande DPC avec tableau de commutation modifiée.	89

Figure II.53.	Performance d'estimation (expérimental) (a) séquence positive (V) (b) séquence négative (V).	89
Figure II.54.	Courants absorbés côté réseau électrique (A) (expérimental) (a) commande DPC prédictive optimale normale (b) commande DPC prédictive optimale modifiée.	90
Figure II.55.	Performance d'estimation (expérimental) (a) séquence positive (V) (b) séquence négative (V).	90
Figure II.56.	Courants absorbés côté réseau électrique (A) (expérimental) (a) commande DPC-SMC normale (b) commande DPC-SMC modifiée.	91
Figure II.57.	Spectre fréquentiel du courant absorbé phase (a) : (a) commande DPC avec tableau de commutation normale (b) commande DPC avec tableau de commutation modifiée.	91
Figure II.58.	Spectre fréquentiel du courant absorbé phase (a) : (a) commande DPC prédictive optimale normale (b) commande DPC prédictive optimale modifiée.	92
Figure II.59.	Spectre fréquentiel du courant absorbé phase (a) (a) commande DPC-SMC normale (b) commande DPC-SMC modifiée.	93
Figure II.60.	Comparaison du THD pour les différentes techniques de contrôle sous un réseau électrique déséquilibré.	93
Figure III.1.	Schéma synoptique d'un dispositif d'électronique de puissance synchronisé avec le réseau électrique.	96
Figure III.2.	Schéma synoptique du filtre STF	99
Figure III.3.	Schéma synoptique de la PLL	99
Figure III.4.	Performance du filtre STF sous un réseau électrique perturbé : (a) tensions du réseau électrique (V) (b) amplitude de la tension fondamentale extraite par le filtre STF	100
Figure III.5.	Performance du filtre STF sous un réseau électrique perturbé (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre STF (b) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre STF	100
Figure III.6.	Performance du filtre STF pour une variation de fréquence (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre STF (b) amplitude de la tension fondamentale extraite par le filtre STF (c) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre STF.	101
Figure III.7.	Performance du filtre STF pour une variation d'angle de phase (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre STF (b) amplitude de la tension fondamentale extraite par le filtre STF (c) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre STF.	101
Figure III.8.	Schéma synoptique d'extraction des composantes harmoniques de la tension du réseau électrique par un filtre de Kalman linéaire.	103
Figure III.9.	Performance du filtre de Kalman sous un réseau électrique perturbé (a) tensions du réseau électrique (V) (b) amplitude de la séquence positive (P1) extraite par le filtre de Kalman (c) amplitudes de la séquence négative fondamentale (N1) et les harmoniques d'ordre 5 (N5) et 7 (P7) (V).	104
Figure III.10.	Performance du filtre de Kalman sous un réseau électrique perturbé (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre de Kalman (rad/s) (b) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre de Kalman (rad).	105
Figure III.11.	Performance du filtre de Kalman pour une variation de fréquence (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre de Kalman (rad/s) (b) amplitude de la tension fondamentale extraite par le filtre de Kalman (V) (c) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre de Kalman (rad).	105
Figure III.12.	Performance du filtre de Kalman pour une variation de l'angle de phase (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre de Kalman (rad/s) (b) amplitude de la séquence positive fondamentale extraite par le filtre de Kalman. (c) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre de Kalman (rad).	106
Figure III.13.	Diagramme de Bode du filtre MCCF pour la pulsation fondamentale ($\omega_0 = 2\pi \cdot f$ rad/s)	107
Figure III.14.	Filtre MCCF (a) schéma synoptique généralisé (b) schéma synoptique détaillé.	108
Figure III.15.	Performance du filtre MCCF sous un réseau électrique perturbé (a) tensions du réseau électrique (V) (b) amplitude de la séquence positive fondamentale (P1) extraite par le filtre MCCF (c) amplitudes de la séquence négative fondamentale (N1) et les harmoniques d'ordres 5 (N5) et 7 (P7) (V)	109
Figure III.16.	Performance du filtre MCCF sous un réseau électrique perturbé (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre MCCF (rad/s) (b) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre MCCF (rad)	109
Figure III.17.	Performance du filtre MCCF pour une variation de fréquence (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre MCCF (rad/s) (b) amplitude de la tension fondamentale extraite par le filtre MCCF (c) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre MCCF	110

Figure III.18.	Performance du filtre MCCF pour une variation de l'angle de phase (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre MCCF (rad/s) (b) amplitude de la séquence positive fondamentale extraite par le filtre MCCF	110
Figure III.19.	Performance de différentes techniques de synchronisation (a) régime permanent (b) au démarrage (c) régime dynamique	112
Figure.III.20.	Circuit de puissance d'un filtre actif parallèle	114
Figure.III.21.	Circuit de contrôle d'un filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC classique	116
Figure III.22.	Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC classique sous un réseau électrique idéal (a) tensions du réseau (V) (b) courants côté réseau (A) (c) déphasage entre le courant et la tension de la phase (a) (d) puissances active et réactive côté charge et côté alternatif (W), (Var)	117
Figure III.23.	Réseau électrique idéal (a) courants de charge, de ligne et de filtre (b) facteur de puissance	118
Figure III.24.	Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) utilisant la commande DPC classique (réseau électrique idéal)	118
Figure III.25.	Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC classique sous un réseau électrique perturbé (a) tensions du réseau (V) (b) courants côté réseau (A) (c) déphasage entre le courant et la tension de la phase (a) (d) puissances active et réactive côté charge et côté alternatif (W), (Var)	119
Figure III.26.	Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) en utilisant la commande DPC classique (réseau électrique perturbé)	119
Figure III.27.	Réponse transitoire du filtre actif de puissance parallèle à une variation brusque de la charge (24~48 Ω) utilisant la commande DPC classique (a) courants de charge (A), (b) courants côté source (A), (c) puissances active et réactive côté réseau (W), (Var).	120
Figure.III.28.	Circuit de contrôle d'un filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC prédictive optimale.	121
Figure III.29.	Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC prédictive optimale sous un réseau électrique idéal (a) tensions du réseau (V) (b) courants côté réseau (A) (c) déphasage entre le courant et la tension de la phase (a) (d) puissances active et réactive côté charge et côté alternatif (W), (Var)	122
Figure III.30.	Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) utilisant la commande DPC prédictive optimale (réseau électrique idéal).	122
Figure III.31.	Réseau électrique idéal (a) courants de charge, de ligne et de filtre (b) facteur de puissance.	123
Figure III.32.	Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC prédictive optimale sous un réseau électrique perturbé (a) tensions du réseau (V) (b) courants côté réseau (A) (c) déphasage entre le courant et la tension de la phase (a) (d) puissances active et réactive côté charge et côté alternatif (W), (Var)	124
Figure III.33.	Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) utilisant la commande DPC prédictive optimale (un réseau électrique perturbé)	124
Figure III.34.	Réponse transitoire du filtre actif parallèle à une variation brusque de la charge (24~48 Ω) utilisant la commande DPC prédictive optimale (a) courants de charge (A), (b) courants côté source (A), (c) puissances active et réactive côté réseau (W,Var)	125
Figure III.35.	Comparaison de THD pour les deux techniques de contrôle	126
Figure III.36.	Schéma synoptique de la commande DPC classique modifiée	127
Figure III.37.	Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC classique modifiée sous un réseau électrique perturbé (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants côté réseau électrique (A) (c) déphasage entre le courant et la tension de la phase (a) (d) courants de charge, de ligne et de filtre (A)	127
Figure III.38.	Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC classique modifiée sous un réseau électrique perturbé (a) puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var) (b) puissances active et réactive côté réseau électrique (W, Var) (c) facteur de puissance	128
Figure III.39.	Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) utilisant la commande DPC classique modifiée (réseau électrique perturbé)	128
Figure III.40.	Schéma synoptique de la commande DPC prédictive optimale modifiée	129
Figure III.41.	Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC prédictive optimale modifiée sous un réseau électrique perturbé (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants côté réseau électrique (A) (c) déphasage entre le courant et la tension de la phase (a) (d) courants de charge, courant de ligne et de filtre (A).	129
Figure III.42.	Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) utilisant la commande DPC prédictive optimale modifiée (réseau électrique perturbé).	130

Figure III.43.	Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC prédictive optimale modifiée sous un réseau électrique perturbé (a) puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var) (b) puissances active et réactive côté réseau électrique (W, Var) (c) facteur de puissance.	130
Figure III.44.	Comparaison de THD pour les deux techniques de contrôle (normale et modifiée) sous un réseau électrique perturbé	131
Figure III.45.	Circuit simplifié monophasé du filtre actif de puissance parallèle	132
Figure III.46.	Schéma synoptique de la commande DPC proposée	134
Figure III.47.	Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC proposée sous un réseau électrique idéal. (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants côté réseau électrique (A) (c) déphasage entre le courant de ligne et la tension de la phase (a).	135
Figure III.48.	Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC proposée sous un réseau électrique idéal. (a) puissances active et réactive côté charge (W, Var) (b) puissances active et réactive côté réseau (W, Var) (c) puissances active et réactive injectées par le filtre actif (W, Var).	136
Figure III.49.	Réseau électrique idéal (a) Puissance active injectée par le filtre actif et leur consigne de référence (W, Var) (b) puissance réactive injectée par le filtre actif et leur consigne de référence (W, Var)	136
Figure III.50.	Réseau électrique idéal (a) Courants de charge, de ligne et de filtre (A) (b) facteur de puissance	137
Figure III.51.	Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC proposée sous un réseau électrique perturbé (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants côté réseau électrique (A) (c) déphasage entre le courant de ligne et la tension de la phase (a).	137
Figure III.52.	Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC proposée sous un réseau électrique perturbé. (a) puissances active et réactive côté charge (W, Var) (b) puissances active et réactive côté réseau (W, Var) (c) puissances active et réactive injectées par le filtre actif (W, Var).	138
Figure III.53.	Réseau électrique perturbé (a) puissance active injectée par le filtre actif et leur consigne de référence (W, Var) (b) puissance réactive injectée par le filtre actif et leur consigne de référence (W, Var)	138
Figure III.54.	Réseau électrique perturbé (a) courants de charge, de ligne et de filtre (A) (b) facteur de puissance.	139
Figure III.55.	Réponse transitoire du filtre actif de puissance parallèle à une variation brusque de la charge (24-48 Ω) utilisant la commande DPC proposés (a) courants de charge (A) (b) courants côté source (A) (c) puissances active et réactive côté réseau (W, Var).	139
Figure III.56.	Réseau électrique idéal (a) composantes ($\alpha\beta$) du vecteur de tension du réseau (b) amplitude estimée de la séquence positive fondamentale (c) amplitudes des séquences négative, négative et positive du fondamentale, de l'harmonique d'ordre 5 et de l'harmonique d'ordre 7 respectivement	140
Figure III.57.	Réseau électrique perturbé (a) composantes ($\alpha\beta$) du vecteur de tension du réseau (b) amplitude estimée de la séquence positive fondamentale (c) amplitudes des séquences négative, négative et positive du fondamentale, de l'harmonique d'ordre 5 et de l'harmonique d'ordre 7 respectivement.	140
Figure III.58.	Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) utilisant la commande DPC proposée (réseau électrique idéal).	141
Figure III.59.	Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) utilisant la commande DPC proposée (réseau électrique perturbé).	141
Figure III.60.	Comparaison de THDi pour différentes techniques de contrôle (modifiée et proposée) sous un réseau électrique idéal et perturbé.	142
Figure IV.1.	Etat du marché pour les 10 premiers grands constructeurs d'éoliennes en 2015	145
Figure IV.2.	Schéma synoptique d'un système WECS type 1 à vitesse fixe	149
Figure IV.3.	Schéma synoptique d'un système WECS type 2 à vitesse semi-variable (10 %)	150
Figure IV.4.	Schéma synoptique d'un système WECS type 3 à vitesse semi-variable (30 %)	151
Figure IV.5.	Schéma synoptique d'un système WECS type 4 à vitesse variable (0-100%)	152
Figure IV.6.	Configuration d'un système WECS à base PMSG (a) avec un hacheur survolteur (b) avec un redresseur MLI.	154
Figure IV.7.	Performance du système de conversion éolien en régime permanent pour une vitesse constante $N=412$ tr/min utilisant un redresseur à pont de diodes côté machine (a) vitesse mécanique (rad/s) (b) couple électromagnétique (N.m) (c) puissance générée par le PMSG et la puissance injectée au réseau (W) (d) courants statoriques du PMSG (A).	155
Figure IV.8.	Performance du système de conversion éolien en régime permanent pour une vitesse	155

	constante $N= 412$ tr/min en utilisant un redresseur à MLI côté machine (a) vitesse mécanique (rad/s) (b) couple électromagnétique (N.m) (c) puissance générée par le PMSG et la puissance injectée au réseau (W) (d) les courants statoriques du PMSG (A).	
Figure IV.9.	Puissance capturée en fonction de la caractéristique de vitesse du vent.	157
Figure IV.10.	Courbe de puissance mécanique P_m optimale en fonction de vitesse rotorique Ω .	158
Figure IV.11.	Présentation vectorielle du modèle dynamique de la machine à aimant permanent (PMSG).	160
Figure IV.12.	Schéma synoptique global du circuit de contrôle d'un système WECS à base PMSG connecté au réseau électrique.	161
Figure IV.13.	(a) Vitesse rotorique mécanique (rad/s) (b) couple électromagnétique (N.m).	
Figure IV.14.	Résultats de simulation côté machine (a) tensions statoriques estimées (V) (b) courants statoriques (A) (c) puissances optimale disponible, générée par la machine et transmise vers le réseau électrique (W).	163
Figure IV.15.	Résultats de simulation côté réseau électrique (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants de ligne (A) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique (W).	164
Figure IV.16.	(a) Vitesse rotorique mécanique (rad/s) (b) couple électromagnétique (N.m).	164
Figure IV.17.	Résultats de simulation côté machine (a) tensions statoriques estimées (V) (b) courants statoriques (A) (c) puissances optimale disponible, générée par la machine et transmise vers le réseau électrique (W).	165
Figure IV.18.	Résultats de simulation côté réseau électrique (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants de ligne (A) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique (W).	165
Figure IV.19.	Schéma synoptique global du circuit de contrôle d'un système WECS à base PMSG connecté au réseau électrique et une charge non linéaire.	167
Figure IV.20.	(a) Vitesse rotorique mécanique (rad/s) (b) couple électromagnétique (N.m).	168
Figure IV.21.	Résultats de simulation côté réseau électrique (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants de ligne (A) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique (W, Var).	
Figure IV.22.	Fonctionnement du système durant les quatre modes (a) courant de la charge non linéaire phase (a) (A) (b) courant injecté par le convertisseur CCR (A) (c) puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var).	169
Figure IV.23.	Ecoulement de puissance dans le système (a) puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var) (b) puissances active et réactive injectées par le convertisseur CCR (W, Var) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique (W, Var).	170
Figure IV.24.	Ecoulement de puissance dans le système durant les quatre modes de fonctionnement (a) Puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var) (b) puissances active et réactive injectées par le convertisseur CCR (W, Var) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique (W, Var)	170
Figure IV.25.	(a) Phase entre le courant et la tension de la phase (a) côté réseau électrique (b) phase entre le courant et la tension de la phase (a) côté machine	171
Figure IV.26.	Résultats de simulation côté réseau électrique (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants de ligne (A) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique (W, Var)	171
Figure IV.27.	Fonctionnement du système durant les quatre modes de fonctionnement (a) courant de la charge non linéaire phase (a) (A) (b) courant injecté par le convertisseur CCR (A) (c) puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var).	
Figure IV.28.	Ecoulement de puissance dans le système (a) puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var) (b) puissances active et réactive injectées par le convertisseur CCR (W, Var) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique (W, Var)	172
Figure IV.29.	Ecoulement de puissance dans le système durant les quatre modes de fonctionnement(a) puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var) (b) puissances active et réactive injectées par le convertisseur CCR (W, Var) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique (W, Var).	173
Figure IV.30.	Phase entre le courant et la tension de la phase (a) côté réseau électrique.	173
Figure IV.31.	Régulation de la tension du bus continu.	174
Figure III.32.	Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) : (a) dans le cas d'un réseau électrique idéal (b) dans le cas d'un réseau électrique perturbé.	174

Introduction générale

L'industrialisation rapide et le développement technologique ont suscité une crise énergétique mondiale qui doit être résolue. Le taux d'augmentation de l'épuisement des ressources énergétiques fossiles d'une part et la forte demande d'énergie d'autre part ont donné lieu à une activité considérable de recherche dans le monde pour explorer les moyens de ressources énergétiques renouvelables. L'énergie éolienne, en raison de sa disponibilité gratuite et son caractère propre et renouvelable, se classe parmi les sources d'énergie les plus prometteuses qui pourrait jouer un rôle clé à la résolution de la crise énergétique mondiale.

Les systèmes de conversion éoliens WECS ont deux composants électriques principaux, les générateurs et les convertisseurs d'électroniques de puissance. En utilisant les différentes combinaisons avec ces deux composants, on obtient une grande variété de configurations WECS réalisables. Parmi celles-ci, cinq configurations largement commercialisées ont été analysées et documentées. La configuration WECS à base d'un générateur à double alimentation (DFIG) détient la plus grande part du marché, et cette technologie a été utilisée par 7 des 10 premiers fabricants. En plus, la configuration WECS basée sur des générateurs synchrones (PMSG, WRSG) est de plus en plus répandue, et il est aujourd'hui produit par plusieurs fabricants. Les futurs projets annoncés par les fabricants d'éoliennes indiquent que la technologie des générateurs synchrones prendra la majorité du marché de l'énergie éolienne dans les années à venir. À cet effet, nous avons opté pour cette configuration, à base d'une machine synchrone à aimant permanent (PMSG), va être modélisée et étudiée dans cette thèse.

Un système WECS à base PMSG est le plus populaire parmi les systèmes de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable en raison de:

- ✓ Densité énergétique et fiabilité élevées.
- ✓ Pas besoin de circuit d'excitation et boîte de vitesse.
- ✓ Pertes rotorique faibles et rendement élevé.

Usuellement, la configuration du dispositif d'électronique de puissance utilisé est un convertisseur (AC-DC) côté machine (CCM) et un convertisseur (DC-AC) côté réseau électrique (CCR) séparés par un bus continu, constituant une structure Back to Back (BTB). Selon la nature du convertisseur CCM, deux concepts principaux peuvent être mis en évidence. Le premier est basé sur un redresseur en pont de diodes triphasé non commandé connecté à un hacheur (DC-DC) survolteur. Cette configuration est économique et convient aux systèmes de faible puissance. Cependant, comme un inconvénient majeur de cette configuration, l'ondulation de couple est due aux courants statoriques harmonisés de la machine PMSG. Le deuxième concept utilise un redresseur MLI qui peut augmenter la tension du bus continu à un niveau supérieur de l'amplitude de la tension du réseau électrique composée, ce qui conduit à assurer une commande complètement stable pour le système de conversion éolien WECS. Le bus continu assure le découplage entre le PMSG et le réseau électrique, de sorte que les régimes transitoires dans le PMSG n'apparaissent plus du côté réseau électrique. De plus, le redresseur MLI côté machine est utilisé pour bénéficier le maximum de puissance mécanique capturée par la turbine éolienne. À partir de ces avantages précieux précités qui démontrent une gamme de contrôlabilité

importante, la configuration à base d'un redresseur MLI a été choisie. À cet effet, l'analyse des performances d'un redresseur MLI sera l'objectif du chapitre II.

D'autre part, les problèmes de qualité de l'énergie électrique au niveau des réseaux de distribution sont aujourd'hui très préoccupants et peuvent généralement créer des effets nocifs très compliqués. Ces problèmes sont normalement dus à une pénétration accrue des dispositifs d'électronique de puissance ayant des caractéristiques non linéaires, ce qui peut changer la nature sinusoïdale de l'alimentation en ajoutant des composantes harmoniques. Si ces charges perturbatrices sont connectées en dérivation simultanément au réseau et à un système de conversion d'énergie éolienne (WECS), cela affectera certainement la forme d'onde du courant et de la tension au point de couplage commun (PCC), et en plus, le générateur éolien en retour produira plus de chaleur et diminuera en fin de compte l'efficacité et la durée de vie du système entièrement. À cet effet, une technique de compensation devrait être installée à ce point-là, pour atténuer l'effet de ces harmoniques et améliorer ainsi la forme d'onde de l'alimentation. Par conséquent, le fonctionnement du convertisseur côté réseau électrique (CCR) doit être étendu pour répondre aux normes de qualité de l'énergie recommandées au point de raccordement PCC. À cette fin, l'étude, l'analyse et l'optimisation de la performance d'un filtre actif parallèle sera l'objectif du chapitre III.

Les caractéristiques du convertisseur MLI telles que le flux de puissance bidirectionnel, le courant d'entrée quasi sinusoïdal, le facteur de puissance contrôlable, et la tension du bus continu stable de haute qualité, justifient leur présence dominante dans les systèmes d'énergie renouvelable. Parmi les différentes stratégies de commande qui servent à contrôler le flux de puissance par un convertisseur MLI, la commande vectorielle (VOC) et la commande directe de puissance (DPC) sont les deux stratégies de contrôle les plus utilisées ces dernières années. La commande VOC contrôle indirectement les puissances, active et réactive, par des contrôleurs de courant, alors que la commande DPC peut atteindre des performances analogues sans boucles de contrôle internes. Par conséquent, la commande DPC est considérée préférable grâce à leur simplicité, insensibilité aux paramètres du système et parfaite performance en régime transitoire. À cet effet, la commande DPC avec différentes versions sera appliquée dans notre travail aux convertisseurs, CCR et CCM.

L'objectif de cette thèse est la contribution à l'optimisation de la commande DPC appliquée dans un système de conversion éolien à base d'un générateur PMSG. L'optimisation du circuit de contrôle est effectuée par deux choses:

- ✓ La minimisation de complexité du circuit de contrôle par la réduction de nombre des capteurs requis en utilisant des estimateurs.
- ✓ La sureté de bon fonctionnement du système à contrôler, sous des conditions perturbées du réseau électrique en utilisant une technique de contrôle adaptée aux paramètres fondamentaux du réseau au moyen d'une technique de synchronisation.

Pour ce faire, la thèse est organisée en quatre chapitres :

Le premier Chapitre débute avec les notions de base concernant la qualité d'énergie électrique au niveau des réseaux de distribution telles que, les origines, les effets néfastes des

perturbations électrique (spécialement la propagation des harmoniques et le phénomène de déséquilibre), pouvant l'affecter. Ensuite, les différentes techniques utilisées pour améliorer la qualité d'énergie électrique sont introduites. Après, on a présenté la description structurelle et mathématique du redresseur MLI à deux niveaux. À la suite, nous avons passé à la présentation d'état de l'art de la commande DPC appliquée aux redresseurs MLI. En plus, on a étudié l'écoulement de puissance dans un réseau électrique généralisé. Enfin, on a visé à l'intérêt du contrôle sans capteurs de tension. La présentation d'état de l'art des techniques d'estimation des tensions, puis la comparaison entre certaines techniques choisies (le filtre de Kalman et l'estimateur à base mode glissant) sont établies.

Le deuxième Chapitre représente une étude analytique entre trois techniques de contrôle DPC appliquées à un redresseur MLI, à savoir : DPC classique avec un tableau de commutation, DPC prédictive optimale et DPC à base mode glissant. Cette étude analytique est effectuée selon trois axes : l'évaluation de fonctionnement en boucle ouverte (sans régulation du bus continu), le fonctionnement en boucle fermée sans capteurs de tension et le fonctionnement sous un réseau électrique déséquilibré. Cette étude analytique à base des résultats de simulation et expérimentaux, nous donnera une idée aux limites de performances de chaque technique de commande.

Le troisième Chapitre discute la validité de la commande DPC pour contrôler un système de filtrage actif de puissance parallèle. Tout d'abord, le réseau électrique n'est pas pratiquement idéal, alors on a présenté le mécanisme de synchronisation des dispositifs d'électronique de puissance aux paramètres spécifiques du réseau électrique. Les performances de trois techniques de synchronisation, à savoir : le filtre multi variable (STF), le filtre de Kalman (KF) et le filtre avec multi-coefficients complexes (MCCF), ont été discutées. L'évaluation de la performance de chaque technique est prise selon trois critères, à savoir : la rejection de la perturbation du réseau électrique, la variation de fréquence et la variation de l'angle de phase. À la lumière des résultats obtenus, nous avons procédé une étude comparative entre elles. Ensuite, l'application de la version conventionnelle du contrôle DPC à un système de filtrage actif parallèle est élaborée. L'amélioration de la performance de la commande DPC lors d'un réseau électrique perturbé est achevée en l'associant à une technique de synchronisation performante. Enfin, un contrôle DPC sans capteurs de tension basé sur un modèle prédictif, a été proposé.

Dans **le quatrième et dernier chapitre** nous avons présenté un système de conversion éolien à base d'une machine à aimant permanent (PMSG). La transmission d'énergie électrique est effectuée via un convertisseur d'électronique de puissance BTB (AC-DC-AC). On a appliqué la commande DPC à base mode glissant au convertisseur CCM. En plus, on a intégré la commande DPC prédictive proposée sans capteurs de tension pour contrôler le convertisseur CCR. Enfin, on a vérifié la contribution du système de conversion éolien à l'amélioration de la qualité d'énergie électrique. La fonction du convertisseur CCR est étendue de manière à pouvoir compenser les composantes harmoniques et réactives absorbées par les charges perturbatrices interconnectées au point PCC.

Une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives clôturent ce mémoire.

Chapitre I

Qualité d'Énergie Electrique et Optimisation des Systèmes Triphasés Généralisés.

I.1 Introduction

Les systèmes de production d'électricité centralisés sont soumis à des contraintes d'ordre environnementales (émissions de CO₂) et d'ordre économique (pénurie des combustibles). Par conséquent, l'accent a été mis sur les réseaux de production décentralisée (DG) avec intégration de systèmes d'énergie renouvelable dans le réseau ou sur des micro-réseaux isolés. Cela conduit à augmenter le rendement énergétique et à la réduction des émissions. La plupart de l'intégration des systèmes d'énergie renouvelable au réseau a lieu par l'intermédiaire des convertisseurs d'électronique de puissance [1]. D'autre part, compte tenu des caractéristiques distinctives fournies par les dispositifs d'électronique de puissance, leur utilisation est devenue de plus en plus courante dans les applications domestiques et industrielles. Cette tendance croissante vers l'électronique de puissance, l'augmentation de la pénétration de l'énergie renouvelable dans le réseau et l'utilisation excessive des charges non linéaires, a créé un nouveau défi, celui de la pollution des réseaux de distribution. Cette pollution a contribué directement à la détérioration des formes d'onde de tension et de courant, et par conséquent, à la dégradation des performances et de la fiabilité des entraînements électriques et des équipements d'électronique de puissance. Ainsi, les défis de la qualité de l'énergie (PQ) du système de distribution d'énergie de moyenne et à basse tension deviennent un domaine d'intérêt majeur.

D'autre part, le processus de contrôle d'un dispositif d'électronique de puissance qui est intégré dans un système électrique quelconque, nécessite forcément la connaissance de l'information concernant la tension et le courant. Par conséquent, des capteurs pour les mesurer sont habituellement installés dans les applications industrielles. En fait, pour des systèmes à faible ou à moyenne puissance, les capteurs utilisés peuvent augmenter le coût et l'espace occupé par la partie hardware, spécialement si ces systèmes partiels doivent être intégrés dans des systèmes compacts [2]. Par conséquent, le processus de contrôle sans capteur a des mérites d'une meilleure adaptabilité de l'environnement, un coût minimal, etc. En plus, les circuits de commande sans capteur peuvent être utilisés en tant que support logiciel (la redondance), cela conduit à une fiabilité accrue est pertinente (la sûreté de bon fonctionnement), spécialement pour les applications entraînant des charges critiques qui ne devraient pas être arrêtés (généralement des systèmes de moyenne / haute puissance) pendant les défauts des capteurs.

I.2 Qualité d'énergie électrique

I.2.1 Principe de la théorie des harmoniques [3]

Idéalement, une alimentation électrique doit toujours assurer une tension parfaitement sinusoïdale au service de chaque consommateur. Cependant, pour un certain nombre de raisons, le réseau électrique peut être pollué. Les déviations de la forme d'onde de la tension et le courant de la forme sinusoïdale sont décrites comme une distorsion harmonique.

Le terme "harmonique" a été créé dans le domaine de l'acoustique, où il était lié à la vibration d'une chaîne ou d'une colonne d'air à une fréquence qui est un multiple de la fréquence de base. Une composante harmonique dans un système d'alimentation AC est définie comme une composante sinusoïdale d'une forme d'onde périodique dont la fréquence est égale à un multiple entier de la fréquence fondamentale du système. Les harmoniques dans les allures de tension ou de courant peuvent alors être conçues comme des composantes sinusoïdales de fréquences multiples de la fréquence fondamentale:

$$f_h = (h) \times (\text{la fréquence fondamentale}) \quad (\text{I. 1})$$

h est un nombre entier représente le rang harmonique.

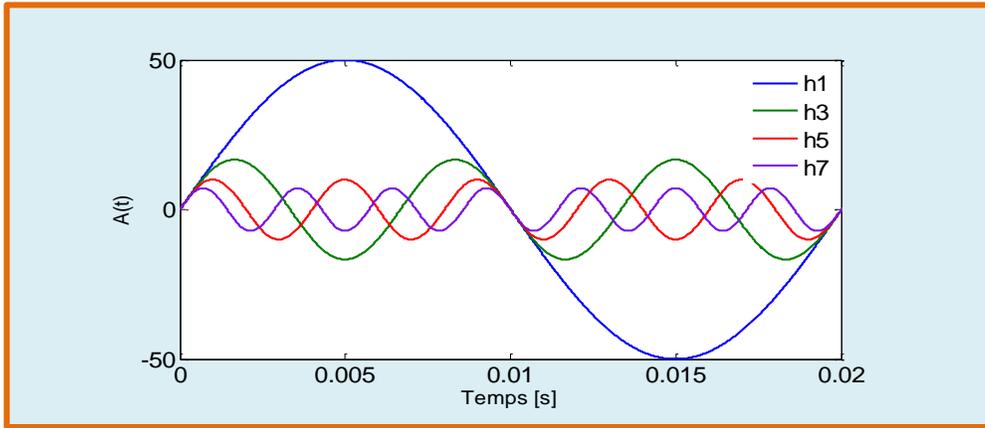


Figure I.1. Composante fondamentale de fréquence 50 Hz et quelques harmoniques à basses fréquences.

Par exemple, l'harmonique d'ordre 7 donnerait une composante harmonique avec une fréquence de :

$$f_h = (7) \times (50) = 350 \text{ Hz} \quad (\text{I. 2})$$

La figure I.1 expose des signaux périodiques avec une fréquence fondamentale de 50 Hz.

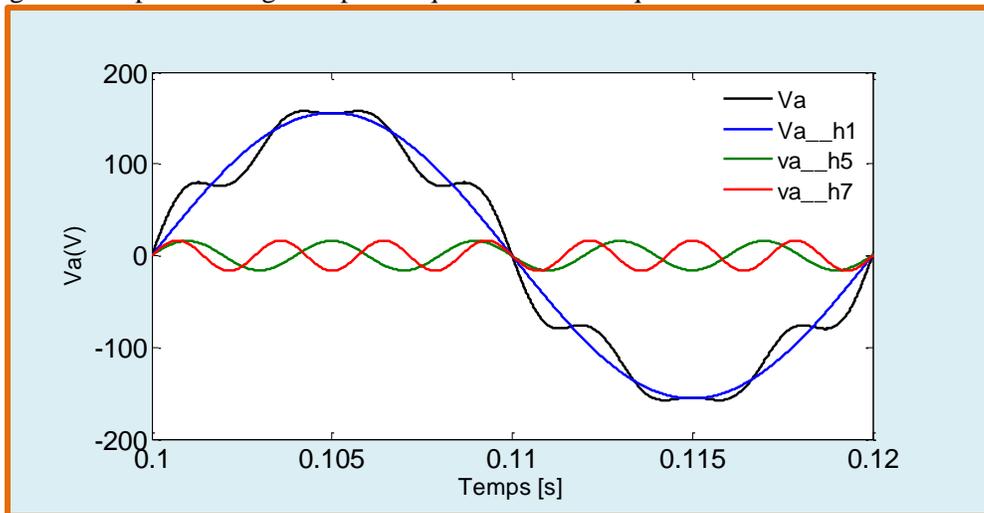


Figure I.2. Signal de la tension déformée par les harmoniques d'ordre 5 et 7.

La figure I.2 montre l'allure d'un signal de tension affectée par des harmoniques d'ordre 5 et 7. Les composantes fondamentale et harmonique peuvent être écrites comme :

$$\begin{cases} v_{a-h1} = V_{m1} \sin(\omega t) \\ v_{a-h5} = V_{m5} \sin(5\omega t + \varphi_5) \\ v_{a-h7} = V_{m7} \sin(7\omega t + \varphi_7) \end{cases} \quad (I.3)$$

V_{mh} : C'est l'amplitude de l'harmonique de tension d'ordre h .

La forme d'onde déformée de la tension peut ainsi être exprimée comme:

$$v_a = \underbrace{V_{m1} \sin(\omega t)}_{v_{a-h1}} + \underbrace{V_{m5} \sin(5\omega t - \varphi_5)}_{v_{a-h5}} + \underbrace{V_{m7} \sin(7\omega t - \varphi_7)}_{v_{a-h7}} \quad (I.4)$$

De cette manière, une sommation des allures qui sont parfaitement sinusoïdales peut donner une forme d'onde déformée. Inversement, une forme d'onde déformée peut être représentée comme une superposition d'une onde de fréquence fondamentale avec d'autres ondes de fréquences et d'amplitudes harmoniques différentes.

I.2.2 Perturbations électriques [4].

Sauf exception, les tensions d'un réseau électrique constituent un système alternatif triphasé, dont la fréquence de base est de 50 Hz (Algérie) ou de 60 Hz (Amérique du nord). Les caractéristiques d'un tel système sont définies par les paramètres suivants :

- ☞ la fréquence,
- ☞ l'amplitude des tensions,
- ☞ La forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une fonction sinusoïdale,
- ☞ la symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage relatif.

La qualité de la tension peut être affectée, soit du fait de certains incidents relatifs à la nature physique et aux sujétions liées à l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant un ou plusieurs des paramètres définis précédemment. Les perturbations prises en compte dans cette thèse sont :

- ☞ **La modification de la forme d'onde de la tension et/ou courant** : cette onde n'est alors plus sinusoïdale, et peut être considérée comme représentable par une onde fondamentale à 50 Hz, associée soit à des harmoniques de fréquence multiple entier de 50 Hz, soit même parfois à des ondes de fréquence quelconque;
- ☞ **la dissymétrie du système triphasé**, que l'on appelle déséquilibre.

I.2.2.1 Propagation des harmoniques en tension et en courant [5]

La distorsion harmonique est un phénomène périodique qui désigne la superposition sur l'onde fondamentale, des ondes également sinusoïdales avec des fréquences multiples de la fréquence du fondamentale.

Afin de pouvoir quantifier le contenu harmonique dans un signal $y(t)$ périodique, la distorsion harmonique totale (THD) est le facteur le plus souvent utilisé. Le THD peut être calculé pour un courant ou une tension comme suit :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n_{max}} y_n^2}}{y_1} \quad (I.5)$$

Où : y_n représente la valeur efficace de l'harmonique de rang n du signal $y(t)$, et n_{max} est le rang maximal considéré pour le calcul (généralement $n_{max}=40$ ou 50).

La valeur efficace Y du signal $y(t)$ est reliée au THD par la relation suivante :

$$Y = \sqrt{\sum_{n=1}^{n_{max}} y_n^2} = y_1 \sqrt{1 + THD^2} \quad (I.6)$$

Le tau individuel τ_n de l'harmonique de rang n est décrit comme suit :

$$\tau_n = \frac{y_n}{y_1} \quad (I.7)$$

D'ailleurs, dans un réseau électrique les courants ou les tensions peuvent contenir des composantes harmoniques. Les charges alimentées par le réseau électrique alternatif, et incluant des convertisseurs statiques en tant qu'étage d'entrée, génèrent des harmoniques en fonctionnement normal. Ces charges sont identifiées comme étant des charges non linéaires. Ces charges sont généralement classées en deux types : les charges type source de courant harmonique et les charges type source de tension harmonique.

✓ *Charges type source de courant harmonique [5].*

Habituellement, les charges non linéaires étaient représentées la source principale des courants harmoniques. La nature non linéaire des charges exige une absorption des courants non sinusoïdaux. La configuration de ces charges est définie par un étage d'entrée, un pont à diodes ou à thyristors, en série avec une inductance de lissage à la sortie du pont comme montre la figure I.3.

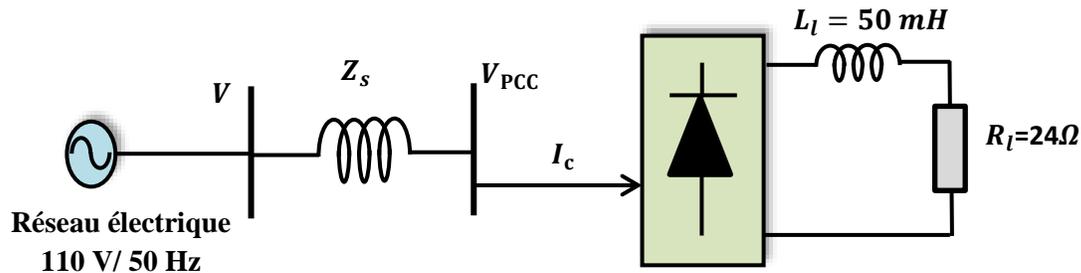


Figure I.3. Représentation des charges non linéaires source de courant.

On peut citer comme des exemples à cette catégorie des charges :

- ☞ les variateurs de vitesse dédiés aux moteurs à courant continu.
- ☞ Certains entraînements à courant alternatif et des alimentations à découpage lorsqu' ils sont équipés par un filtre LC côté courant continu.

Les inductances adoptées pour ce type de charge sont suffisamment élevés pour lisser le courant à la sortie du pont, et ainsi rendre les courants à son entrée d'allure quasi rectangulaire comme montre la figure I.4.

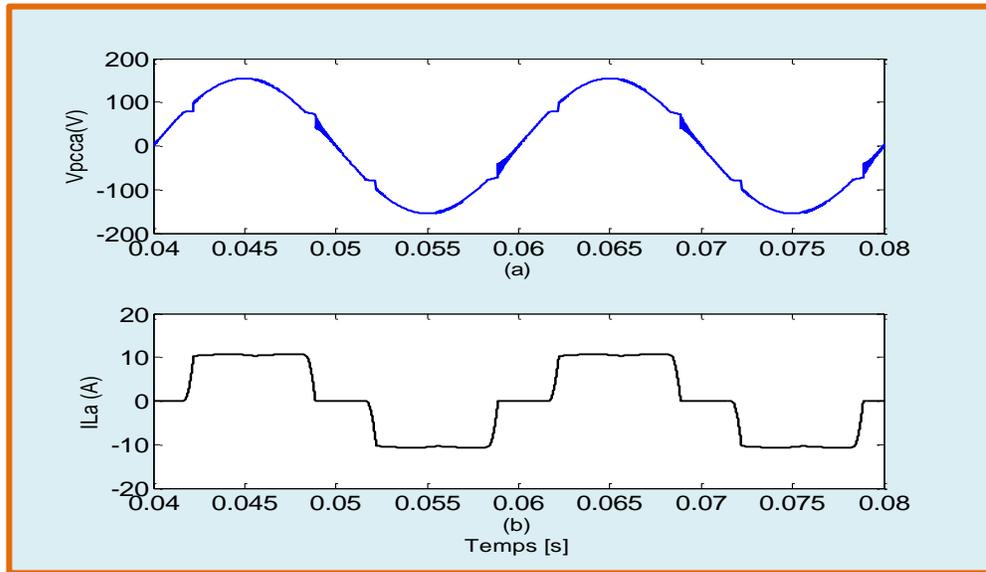


Figure I.4. Forme d'onde côté alternatif (a) la tension simple au point de couplage PCC (b) le courant.

✓ *Charges type source de tension harmonique [5].*

La deuxième catégorie des charges non linéaires est regroupé les charges polluantes ayant un pont à diode comme un étage d'entrée avec un condensateur de lissage connecté en parallèle à la sortie du pont comme le montre la figure I.5.

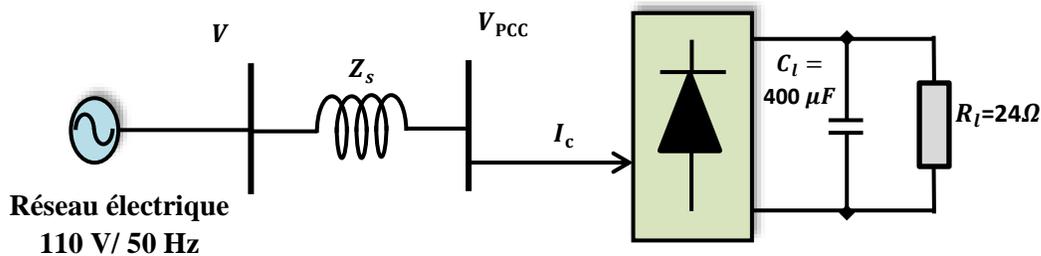


Figure I.5. Représentation des charges non linéaires type source de tension.

On peut citer comme exemple à cette catégorie:

- ☞ L'entraînement à vitesse variable d'un moteur asynchrone possédant un pont à diodes et un condensateur connecté en parallèle afin de lisser la tension du côté courant continu.

Les formes d'onde de la tension simple au point de raccordement (PCC) et le courant de la charge (phase (a)) sont présentées dans la figure I.6.

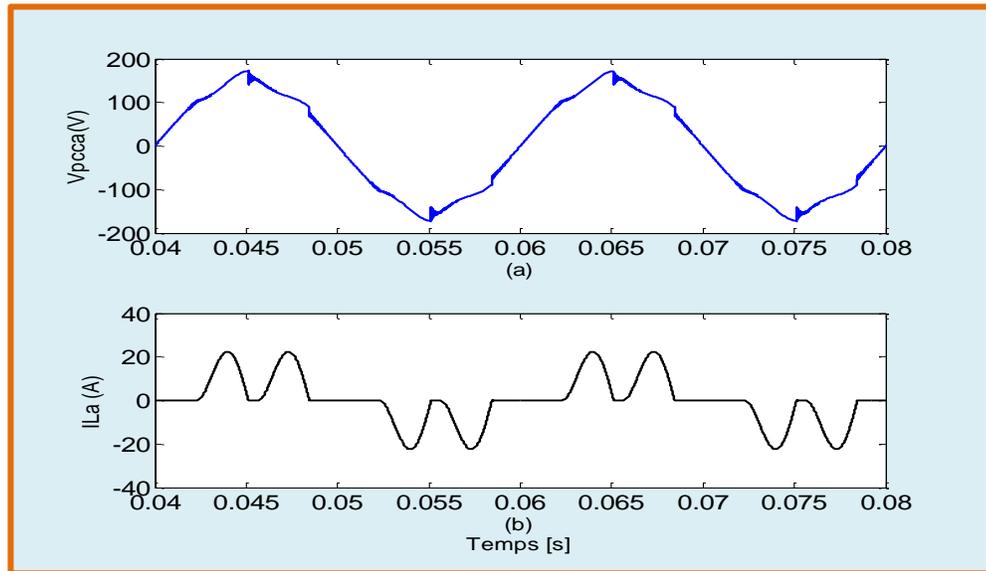


Figure I.6. Forme d'onde côté alternatif (a) la tension simple au point de couplage PCC (b) le courant.

- ✓ **Conséquences néfastes de la distorsion harmonique [5], [6].**

Divers problèmes liés à la pollution harmonique dans les réseaux électriques ont été étudiés et discutés depuis longtemps. Ceux-ci sont énumérés comme suit:

- ☞ **Echauffement excessif dans les transformateurs et les moteurs électriques :** les composantes harmoniques dans les courants et/ou tensions engendrent un flux magnétique à haute fréquence dans leurs circuits magnétiques, ce qui entraîne un échauffement et des pertes importantes dans ces machines électriques. il est courant de sur dimensionner les transformateurs et les moteurs de 5 à 10% pour résoudre ce problème [6].
- ☞ **L'accroissement de la valeur efficace du courant :** et cela entraîne une augmentation des pertes joule.
- ☞ **Détérioration du facteur de puissance dans le réseau**
- ☞ **Effets néfastes sur les bancs de condensateur :** incluant l'échauffement, la diminution de la durée de vie, et la fusion des fusibles de protection.
- ☞ **Surcharge du fil neutre :** due aux courants harmoniques de rang impair multiple de trois, généré par les charges non linéaires monophasées.

- ☞ *Effets néfastes sur les équipements électroniques* : irrégularité de fonctionnement des équipements électronique sensible.
- ☞ *Effets néfastes sur les systèmes de contrôle et protection* : interférence sur le circuit de contrôle les détecteurs de passage par zéro et déclenchement intempestif des dispositifs de protection magnétique.
- ☞ *Effets néfastes sur la télécommunication* : interférence électromagnétique sur les lignes téléphonique entraînant du bruit considérable aux audiofréquences pouvant même détruire l'information transmise.
- ✓ **Normes et réglementations**

On s'intéresse dans cette partie à la compatibilité harmonique en amont du point commun de raccordement (PCC). La norme IEEE-519 identifie des limites pour les tensions et les courants harmoniques afin d'assurer un bon fonctionnement pour les charges d'autres consommateurs. Les détails techniques de la norme IEEE-519 sont donnés par les tableaux I.1, et I.2.

Tableau I.1. Limites selon la norme IEEE-519 pour la distorsion harmonique de la tension [7].

Tension au point de raccordement (PCC) $V_{PCC}(V)$	Composante harmonique individuel maximale τ_n (%)	THD maximale (%)
$\leq 1kV$	5	8
1kV à 69 kV	3	5
69 kV à 161 kV	1.5	2.5
$\geq 161 kV$	1	1.5

Tableau I.2. Limites selon la norme IEEE-519 pour la distorsion harmonique du courant pour les systèmes de distribution, 120 V-69 kV [7].

$SCR=I_{SCC}/I_L$	$n < 11$	$11 < n < 17$	$17 < n < 23$	$23 < n < 35$	$35 \leq n$	THD
<20	4	2	1.5	0.6	0.3	5
20-50	7	3.5	2.5	1	0.5	8
50-100	10	4.5	4	1.5	0.7	12
100-1000	12	5.5	5	2	1	15
>1000	15	7	6	2.5	1.4	20

Où: I_{SCC} et I_c sont le courant de court-circuit maximum au point PCC, et la valeur efficace maximale du courant de charge (la composante fondamentale).

I.2.2.2 Déséquilibre

Le déséquilibre d'un système triphasé est survenu si les trois tensions ne sont pas égales en amplitude et/ou ne sont pas déphasées régulièrement de 120^0 . Le taux du déséquilibre de tension est décrit comme suit [8]

$$F_{UV} = \frac{V_n}{V_p} \times 100 \% \quad (I.8)$$

Où : V_n, V_p sont les amplitudes des séquences positive et négative respectivement.

✓ Origine du déséquilibre

On peut brièvement déduire les origines du phénomène de déséquilibre par [4], [9]:

- ☞ Une charge triphasée électrique asymétrique (des charges électrique monophasées à basse tension) et que l'on alimente par un réseau triphasé équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation des courants non équilibrés dans les impédances du réseau.
- ☞ Peut également être engendré par les machines à souder, les fours à arc et la traction ferroviaire.

✓ Conséquences néfastes du déséquilibre.

- ☞ *Dysfonctionnement des appareils connectés à basses tensions [4]:*
 - ✓ Mauvais fonctionnement d'un appareil monophasé alimenté par une tension très faible (lampe à incandescence qui fournit un mauvais éclairage).
 - ✓ Un appareil monophasé alimenté par une tension trop élevée, il peut être détruit (claquage d'un filament de lampe par surtension).
- ☞ *Les dispositifs triphasés d'électronique de puissance :* Le fonctionnement des redresseurs en présence du déséquilibre entraîne l'apparition des composantes harmoniques non caractéristiques, notamment des harmoniques de rang multiple de 3. Outre les effets classiques des harmoniques, peuvent conduire, dans certains cas, au blocage de la commande.
- ☞ *L'effet des composantes inverses :* La création d'un champ tournant en sens inverse du sens de rotation normal pour les machines électrique tournantes, que signifie l'apparition d'un couple de freinage parasite et pertes supplémentaires conduit à l'échauffement de la machine.
- ☞ *L'effet des composantes homopolaire :*
 - ☞ Il y a un risque d'échauffement du conducteur de neutre pour les réseaux électrique BT, lorsque le conducteur est d'un diamètre trop faible, peut provoquer une rupture du conducteur de neutre.

✓ Normes et réglementations

Dans les conditions normales d'exploitation, pour chaque période d'une semaine, 95 % des valeurs efficaces moyennées sur 10 min de la composante inverse (fondamentale) de la tension d'alimentation doivent se situer entre 0 % et 2 % de la composante directe (fondamentale) [8].

I.2.3 Moyens de mitigation de la propagation des harmoniques

I.2.3.1 Outils incorporés dans la charge

Cette solution est établie par la modification de la configuration de la charge. On peut citer deux exemples importants comme celui-ci :

➤ **Utilisation de redresseur dodécaphasé :**

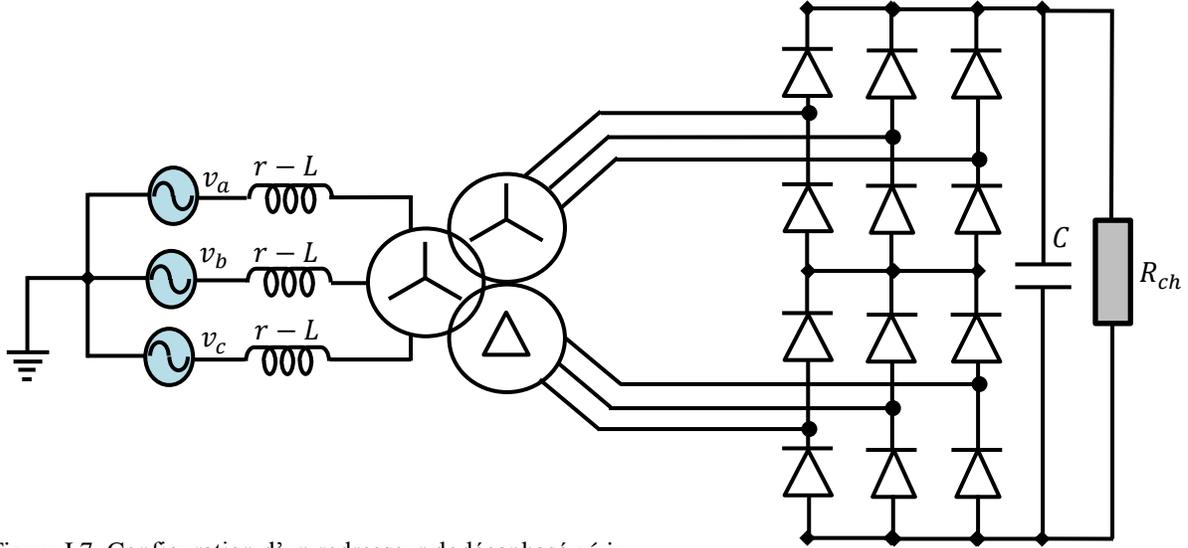


Figure I.7. Configuration d'un redresseur dodécaphasé série.

La configuration dodécaphasé est réalisée par l'association de deux ponts redresseurs non commandés en série ou en parallèle comme montre la figure I.7. Cette solution permet, par combinaison des courants, d'éliminer au primaire les harmoniques de rang les plus bas tels que 5 et 7 (souvent les plus gênants car de plus fortes amplitudes). Elle nécessite un transformateur à deux secondaires, l'un en étoile, l'autre en triangle, et permet de ne générer que les harmoniques de rang $12k \pm 1$ [10].

➤ **Utilisation de redresseur MLI**

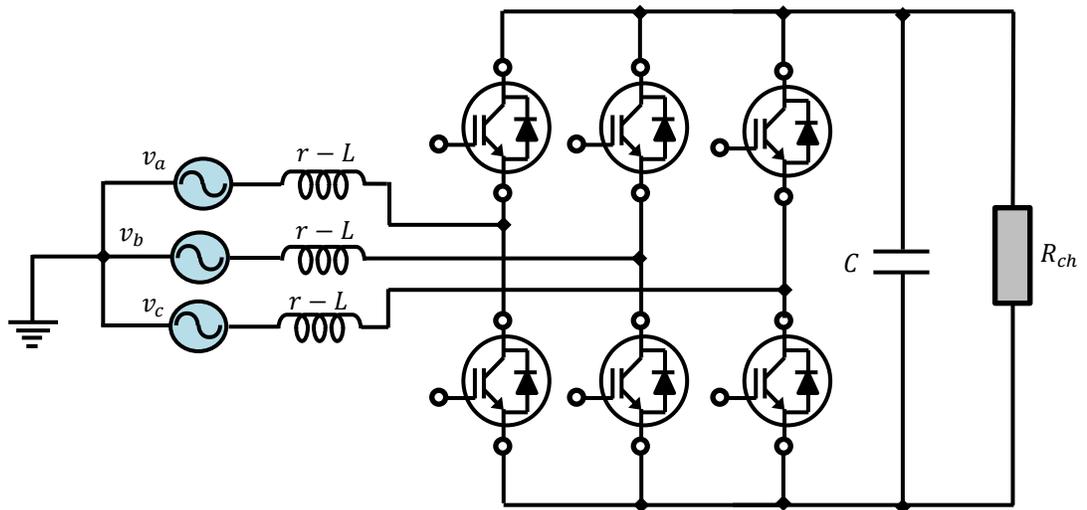


Figure I.8. Configuration d'un redresseur MLI.

Un redresseur MLI représente une solution efficace qui sert à empêcher la génération des harmoniques et conduire à avoir des courants triphasés sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire et écoulement de puissance réversible. La description et la modélisation mathématique de redresseur MLI présenteront dans la partie ce qui suit. L'analyse du circuit de commande d'un redresseur MLI est l'objectif du chapitre II.

I.2.3.2 Outils externes.

➤ **Filtrage passif**

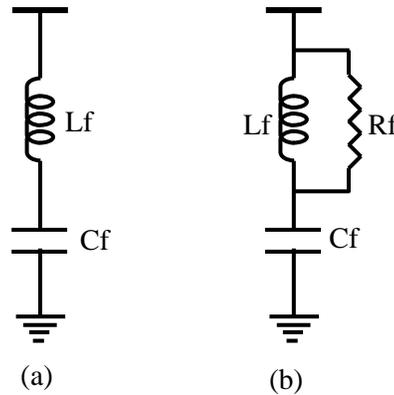


Figure I.9. Filtre passif (a) résonant (b) amorti.

Généralement, les filtres passifs peuvent être classifiés de deux catégories, résonant et amorti comme le montre la figure I.9. Usuellement, les filtres passifs sont placés en dérivation avec l'interface de raccordement commun qui alimente les charges non linéaires. Le filtre résonant est constitué des composants passifs L-C connectés en série, ils sont synchronisés et réglés pour éliminer des harmoniques particuliers par exemple d'ordre 5 ou 7. Par contre, le filtre amorti est fonctionné comme un circuit passe haut.

➤ **Filtrage actif parallèle**

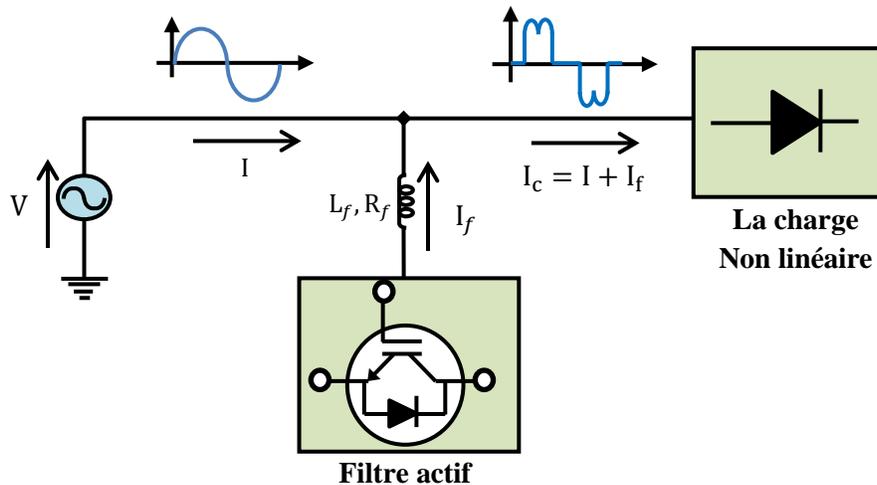


Figure I.10. Schéma synoptique d'un système de filtrage actif parallèle.

Un filtre actif parallèle représente un dispositif d'électronique de puissance sert à engendrer un courant de compensation avec les mêmes caractéristiques que les composantes harmoniques et réactives du courant absorbé par la charge perturbatrice. Les filtres actifs de puissance shunt sont composés d'un onduleur connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passif [11]. La description, la modélisation mathématique et le contrôle d'un système de filtrage de puissance parallèle seront l'objectif du chapitre III.

➤ **Filtrage hybride**

Afin de réduire la capacité d'un filtre actif il est possible de faire une combinaison entre lui et un filtre passif, ainsi cette association peut conduire à bénéficier les avantages de chacun. On peut mentionner comme exemple de la littérature [12], une configuration d'un filtre actif parallèle en série avec un filtre passif shunt. Dans cette configuration, le filtre passif absorbe la majorité des composantes harmoniques générées par les charges polluantes, et d'autre part le filtre actif joue le rôle d'un adaptateur dynamique pour améliorer la qualité de filtrage [11].

I.3 Application de la commande directe de puissance (DPC) aux convertisseurs statiques.

I.3.1 Notions sur les redresseurs

La conversion électrique AC-DC est de plus en plus utilisée dans une grande diversité d'applications comme: les appareils domestiques, les ballasts électroniques, chargeurs de batterie, variateurs de vitesse des moteurs à courant continu, la conversion d'énergie.

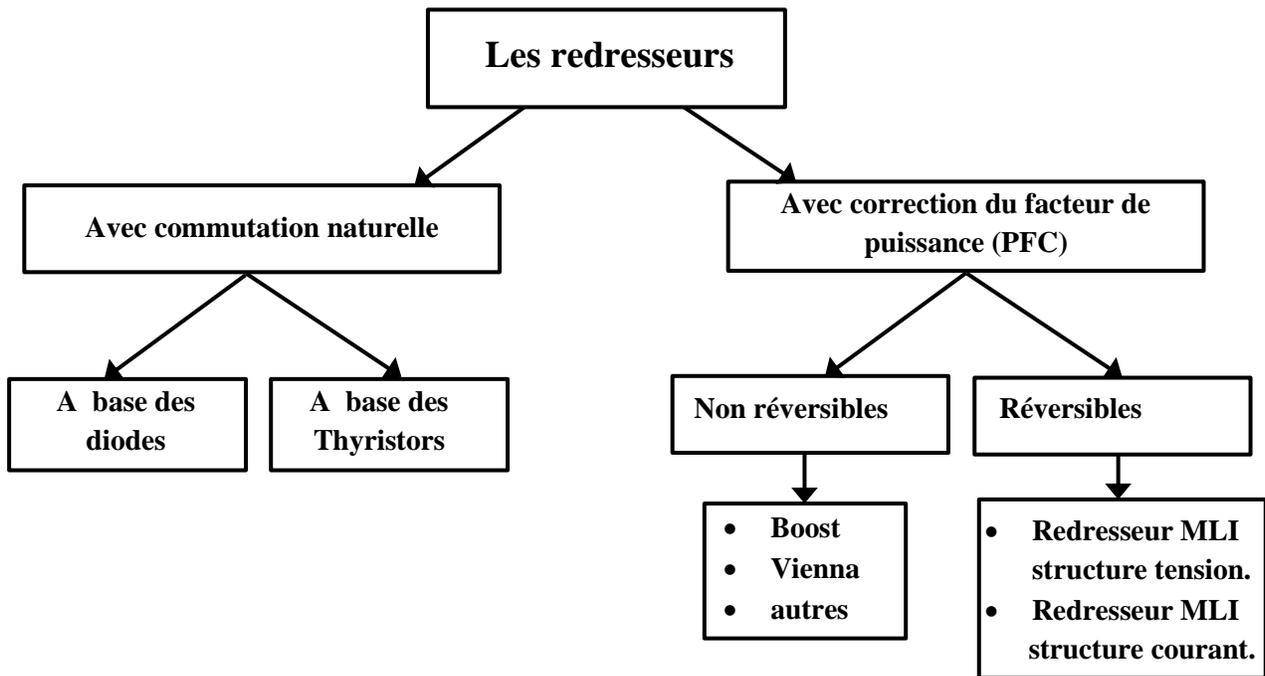


Figure I.11. Topologies des différents types des convertisseurs AC-DC [13].

Comme il est montré à la figure. I.11, les convertisseurs AC-DC peuvent être classés entre topologies fonctionnant avec une basse fréquence de commutation (avec commutation naturelle) et d'autres topologies qui fonctionnent avec une fréquence de commutation élevée (commandé). Les convertisseurs à commutation naturelle les plus simples utilisent des diodes pour transformer l'énergie électrique de forme AC en forme DC. L'utilisation des thyristors permet le contrôle du flux d'énergie. L'inconvénient principal de ces convertisseurs est la génération des courants harmoniques et de puissance réactive [14], donc les courants prélevés sur le réseau électrique par les ponts redresseurs à commutation naturelle (à diodes ou à thyristors) sont très loin d'être sinusoïdaux. Les harmoniques générés ont un effet négatif sur le fonctionnement des systèmes électriques, et par conséquent, une prévenance croissante est accordée à leurs origines et aux méthodes de leur traitement. En particulier, plusieurs normes ont introduit des limites importantes et rigoureuses sur les harmoniques qui peuvent être injectés dans les systèmes électriques d'alimentation [7]. La conception de nouveaux convertisseurs moins polluants s'avère donc une nécessité. Cette catégorie de convertisseurs, qui génère moins d'effets nocifs sur le réseau, est devenue aujourd'hui plus attractive et répandue [15].

Pour cela, il existe une autre façon conceptuellement différente de la réduction des harmoniques est appelée la correction du facteur de puissance (PFC : Power Factor Correction). Dans ces convertisseurs, les interrupteurs de puissance commandés comme les transistors (IGBT), transistor à effet de champ (MOSFET), les thyristors à gâchette (GTO) sont inclus dans la topologie des redresseurs afin de réguler effectivement la forme d'onde de courant d'entrée. Ces topologies réduisent les harmoniques et par conséquent ils améliorent le facteur de puissance.

On peut distinguer plusieurs catégories de redresseurs (PFC) selon leur application. Les topologies Boost et Vienna [16], sont pratiquement adaptées aux applications où la transmission de puissance est unidirectionnelle de la source alternative à la charge côté continu. Cependant, il existe plusieurs applications où le flux d'énergie peut être inversé pendant le fonctionnement. Les exemples sont: les locomotives, les convoyeurs, les grues, etc. Dans toutes ces applications, le convertisseur côté source doit pouvoir fournir de l'énergie à l'alimentation, ce qui est connu comme la régénération d'énergie. Ce fonctionnement est possible avec les redresseurs à commande MLI objet de notre étude. Dans ce qui suit, on s'intéresse plus particulièrement aux redresseurs MLI deux niveaux à structure tension.

I.3.2 Redresseur MLI triphasé deux niveaux à structure tension

Comme mentionné dans la section précédente, le comportement de régénération qui caractérise les convertisseurs MLI permet la réversibilité de la circulation de courant. La structure de ce dernier associée à un filtre d'entrée (r, L) est illustrée à la figure I.12.

L'issue des règles d'interconnexion est bien respectée. L'alimentation est connectée en série avec une inductance, donc il est considérée comme une source de courant alors il est logique que la sortie du convertisseur doive connecter à un filtre, constituant d'un condensateur pour imposer une source de tension.

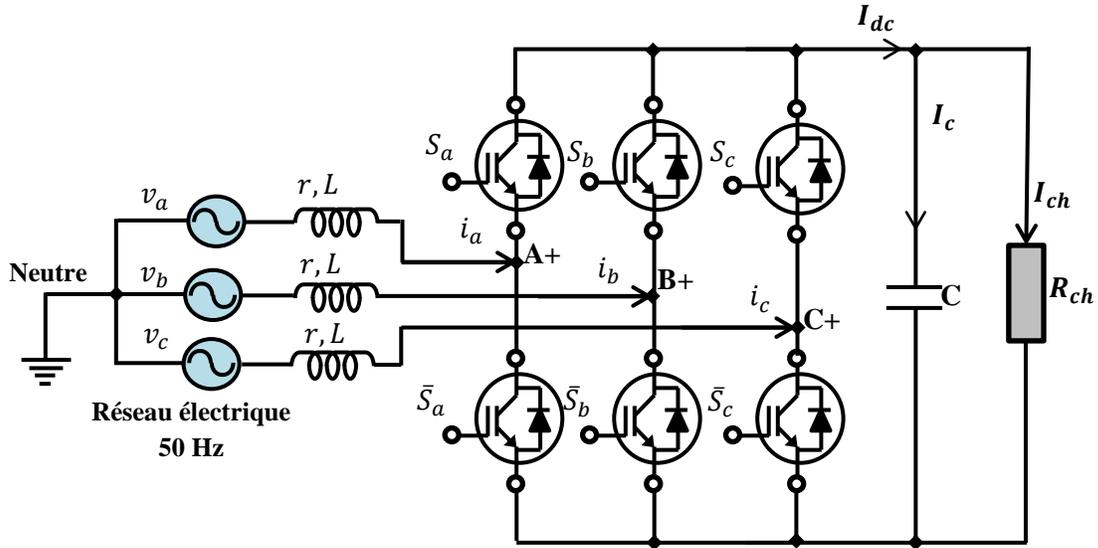


Figure I.12. Configuration d'un redresseur MLI source de tension à deux niveaux.

I.3.2.1 Description et principe de fonctionnement

Les tensions simples peuvent être représentées avec huit états de commutation et leurs valeurs sont résumées dans le tableau I.3. La figure I.13 présente les configurations de fonctionnement d'un redresseur MLI pour huit états de commutation différents.

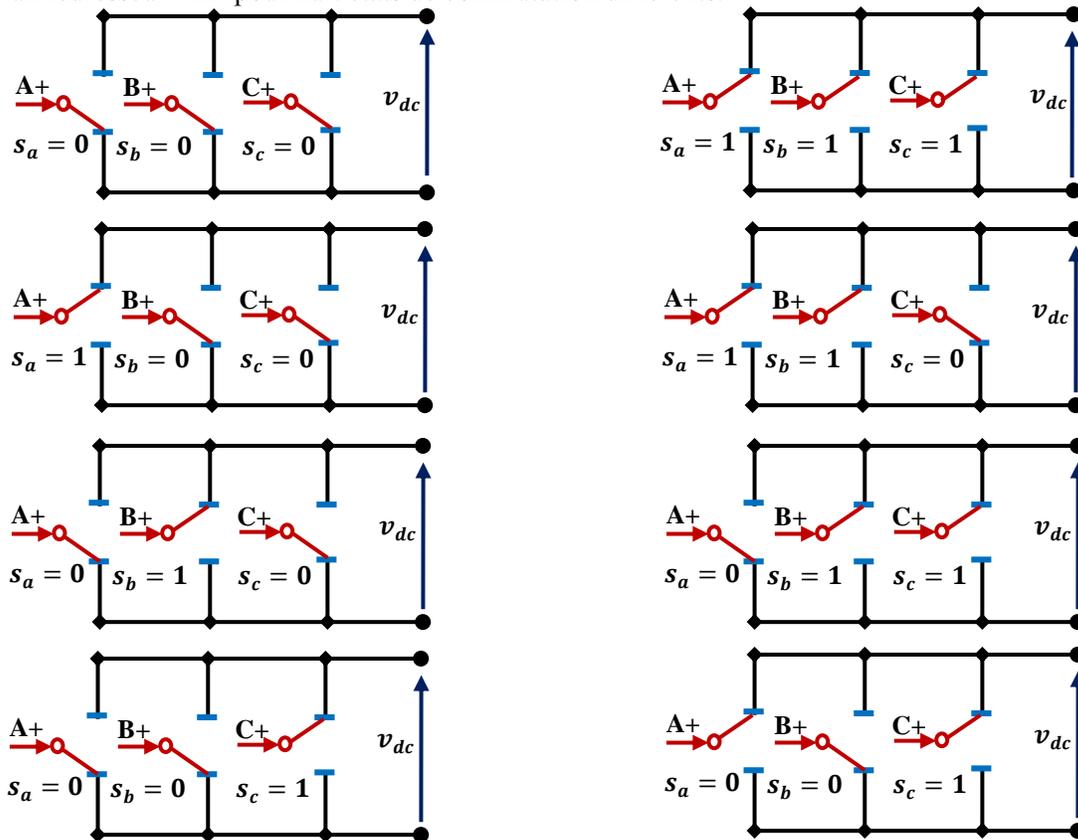


Figure I.13. Illustration schématique des états de fonctionnement possibles d'un redresseur MLI.

Les tensions simples d'un réseau électrique triphasé et les courants de ligne fondamentaux sont décrits comme:

$$\begin{cases} v_a(t) = V_m \sin(\omega_0 t) \\ v_b(t) = V_m \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) \\ v_c(t) = V_m \sin(\omega_0 t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{I. 9})$$

$$\begin{cases} i_a(t) = I_m \sin(\omega_0 t + \varphi) \\ i_b(t) = I_m \sin(\omega_0 t - 2\pi/3 + \varphi) \\ i_c(t) = I_m \sin(\omega_0 t - 4\pi/3 + \varphi) \end{cases} \quad (\text{I. 10})$$

V_m , I_m , ω_0 et φ sont l'amplitude de la tension, l'amplitude du courant, la pulsation fondamentale et la phase entre courant et tension, respectivement.

D'après la figure I.13, les tensions composées à l'entrée d'un redresseur MLI peuvent être décrites comme:

$$\begin{cases} v_{r(A-B)} = (s_a - s_b) v_{dc} \\ v_{r(B-C)} = (s_b - s_c) v_{dc} \\ v_{r(C-A)} = (s_c - s_a) v_{dc} \end{cases} \quad (\text{I. 11})$$

Donc, les tensions simples sont exprimées en fonction des signaux de commutation par la relation ci-dessous:

$$\begin{cases} v_{ra} = f_a v_{dc} \\ v_{rb} = f_b v_{dc} \\ v_{rc} = f_c v_{dc} \end{cases} \quad (\text{I. 12})$$

Où :

$$\begin{cases} f_a = \frac{2s_a - s_b - s_c}{3} \\ f_b = \frac{2s_b - s_a - s_c}{3} \\ f_c = \frac{2s_c - s_b - s_a}{3} \end{cases} \quad (\text{I. 13})$$

Pour une description mathématique simplifiée, étant que le système est représenté dans le référentiel naturel par des grandeurs tensions, il est possible également le remplace par des vecteurs d'espace comme suit.

$$\begin{cases} V = \frac{2}{3}(v_a + av_b + a^2 v_c) \\ V_r = \frac{2}{3}(v_{ra} + av_{rb} + a^2 v_{rc}) \\ V_c = \frac{2}{3}(v_{ca} + av_{cb} + a^2 v_{cc}) \end{cases} \quad (\text{I. 14})$$

Tableau I.3. Tensions simples en fonction des différents signaux de contrôle.

N°	s_a	s_b	s_c	v_{ra}	v_{rb}	v_{rc}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
2	1	1	0	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$
3	0	1	0	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
4	0	1	1	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$
5	0	0	1	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$
6	1	0	1	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0

Où :

$(1, a, a^2)$ Représentent les vecteurs unitaires complexes.

Avec :

$$a = \exp(j2\pi/3)$$

V, V_r et V_c représentent les vecteurs de tension de l'alimentation, la tension à l'entrée du redresseur MLI et la chute de tension aux bornes du filtre d'entrée respectivement.

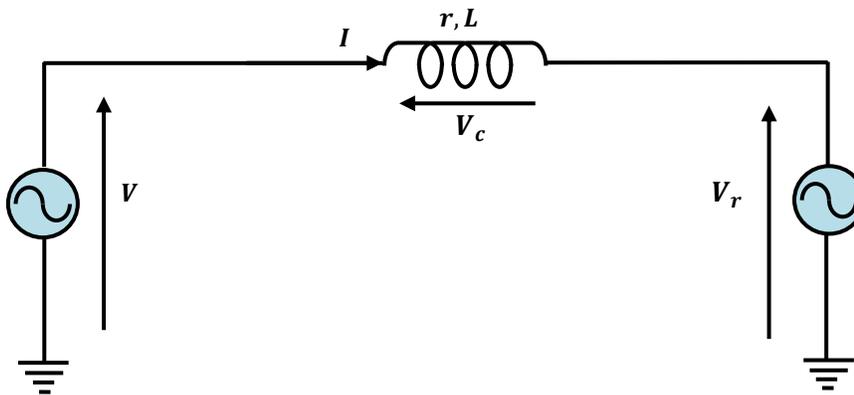


Figure I.14. Schéma simplifié unifilaire d'un redresseur MLI.

Selon le schéma simplifié introduisant par la figure I.14, on peut déduire l'expression du vecteur de courant en fonction des autres grandeurs électriques comme:

$$I = \frac{V - V_r}{r + j.L.\omega} \quad (\text{I. 15})$$

En considérant que le système d'alimentation est sinusoïdal et équilibré, donc d'après l'équation (I.15), on peut constater que l'allure du courant absorbé dépend de la méthode de contrôle appliquée au redresseur MLI (la forme d'onde synthétisée à l'entrée du redresseur MLI) et de l'adaptation du filtre d'entrée (r, L). En d'autres termes, la variation du courant prélevé définie par di/dt , en considérant la résistance série interne " r " négligeable, est imposée par la tension appliquée aux bornes des inductances, qui est la différence entre la tension du réseau et celle à l'entrée du redresseur [15].

I.3.2.2 Modèles mathématiques dédiés aux redresseurs MLI

✓ *Présentation mathématique à base d'un modèle des variables d'états*

Une représentation d'état permet de modéliser un système dynamique sous forme matricielle en utilisant des variables d'état. Cette représentation peut être linéaire ou non, continue ou discrète. Généralement, un système dépend des variables d'état peut-être exprimé comme celui-ci

$$\dot{x} = f(x, u, z) \quad (\text{I. 16})$$

Dans notre système étudié, les courants de source traversant les réactances d'entrée et la tension aux bornes du bus continu représentent le vecteur d'états x . Les signaux de contrôle (s_a, s_b et s_c) constituent le vecteur de commande u . Finalement, les tensions de source et le courant de charge représentent la perturbation z . Cette représentation nous donne une compréhension claire et simplifiée à la relation mathématique laquelle relie les variables d'état du système, le signal de contrôle et la perturbation dans le référentiel naturel. Les vecteurs triples du système correspondent aux tensions de source, tensions d'entrée du redresseur MLI, courants de source et les signaux de contrôle respectivement, peuvent être exprimés comme suit :

$$\begin{cases} V(t) = [v_a(t) v_b(t) v_c(t)]^T \\ V_r(t) = [v_{ra}(t) v_{rb}(t) v_{rc}(t)]^T \\ I(t) = [i_a(t) i_b(t) i_c(t)]^T \\ S = [s_a s_b s_c]^T \end{cases} \quad (\text{I. 17})$$

Avec :

$s_i=0$ si l'interrupteur i est ouvert.

$s_i=1$ si l'interrupteur i est fermé ; $\{i = a, b, c\}$.

Comme on a déjà mentionné, le vecteur $V_r(t)$ est décrit comme

$$\begin{bmatrix} v_{ra}(t) \\ v_{rb}(t) \\ v_{rc}(t) \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (\text{I. 18})$$

Ce dernier peut être simplifié comme suit :

$$V_r(t) = \rho \cdot S \cdot v_{dc} \quad (I.19)$$

$$\text{Avec : } \rho = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

Et l'expression de courant généré côté continu peut être exprimée

$$I_{dc}(t) = s_a i_a(t) + s_b i_b(t) + s_c i_c(t) \quad (I.20)$$

Donc, on peut le réécrire comme suit :

$$I_{dc}(t) = S I(t)^T \quad (I.21)$$

A l'aide de la loi de Kirchhoff, la formule généralisée vectorielle du redresseur MLI peut être déduite comme :

$$V(t) = V_r(t) + r I(t) + L \frac{dI(t)}{dt} \quad (I.22)$$

D'après l'équation (I.22), la formule de la dérivée du courant est définie:

$$\frac{dI(t)}{dt} = \frac{1}{L} (V(t) - V_r(t) - r I(t)) \quad (I.23)$$

Outre, avec une autre manière, le courant $I_{dc}(t)$ peut s'écrire avec les grandeurs électriques côté charge, comme la somme du courant absorbé par la charge résistive R (I_{ch}) et du courant capacitif (I_c), donc on peut obtenir la relation ci-dessous:

$$I_{dc}(t) = I_{ch}(t) + I_c(t) \quad (I.24)$$

$$I_{dc}(t) = C \frac{dv_{dc}(t)}{dt} + I_{ch}(t) \quad (I.25)$$

La substitution de l'équation (I.19) dans (I.23) et l'équation (I.21) dans (I.25) nous donne

$$\begin{cases} \frac{dI(t)}{dt} = \frac{1}{L} (V(t) - \rho \cdot S \cdot v_{dc} - r I(t)) \\ \frac{dv_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C} (S I(t)^T - I_{ch}(t)) \end{cases} \quad (I.26)$$

Les expressions développées démontrent l'existence d'un couplage entre les deux variables commandées $I(t)$ et v_{dc} . Pendant que ces deux variables sont régulées avec la même grandeur de contrôle, donc, la représentation dynamique d'état du système peut être écrite selon le modèle suivant :

$$\dot{x} = Ax + Bu + \mu z \quad (I.27)$$

Où :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{di(t)}{dt} \\ \frac{dv_{dc}(t)}{dt} \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -r & 0 \\ L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, x = \begin{bmatrix} I(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -\rho \\ L \\ \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dc} \\ I(t) \end{bmatrix}, u = S, \mu = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}, z = \begin{bmatrix} V(t) \\ I_{ch}(t) \end{bmatrix}.$$

La dépendance de la matrice B aux variables d'états du vecteur x conduit à conclure que le modèle mathématique du redresseur MLI n'est pas linéaire.

✓ *Présentation mathématique dans le référentiel synchrone (dq)*

Pour un système électrique quelconque, la simplicité de la modélisation est fortement requise pour faciliter la mise en œuvre du circuit de contrôle. Par exemple, pour des systèmes électriques triphasés, ils sont couramment transformés vers des systèmes biphasés équivalents. La transformation des grandeurs électriques dans le référentiel (a, b, c) vers un système biphasé rotationnel (dq) est réalisée par deux matrices de transition nommées Clark et Park.

$$y_{dq} = K.P.y_{abc} \quad (I.28)$$

$$\text{Où : } y_{dq} = \begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix}, y_{abc} = \begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix}$$

$$K = 2/3 \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}, P = \begin{bmatrix} \sin \omega_0 t & \cos \omega_0 t \\ -\sin \omega_0 t & \cos \omega_0 t \end{bmatrix}$$

Ainsi la transition inverse des coordonnées (d, q) aux coordonnées (a, b, c) s'effectue par la relation suivante :

$$y_{abc} = K^T P^T y_{dq} \quad (I.29)$$

En supposant que la pulsation du repère rotationnel (d, q) est le même que du système $(\omega_0 = 2.\pi.f)$, donc, on peut le nommer comme un repère synchrone. À partir des expressions obtenues d'abord dans la section précédente, on peut déduire le modèle mathématique équivalent du redresseur MLI dans le repère synchrone (dq) comme ci-dessous [17]:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} - \omega_0 i_q(t) = \frac{1}{L} (v_d(t) - v_{rd}(t) - r i_d(t)) \\ \frac{di_q}{dt} + \omega_0 i_d(t) = \frac{1}{L} (v_q(t) - v_{rq}(t) - r i_q(t)) \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (s_d i_d(t) + s_q i_q(t) - I_{ch}(t)) \end{cases} \quad (I.30)$$

Avec

$$\begin{bmatrix} v_{rd}(t) \\ v_{rq}(t) \end{bmatrix} = K.P.\rho.S.v_{dc} = v_{dc} \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

$$\text{Où : } \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = \rho K.P.S$$

La substitution de l'équation (I.31) dans l'équation (I.30) conduit à :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} - \omega_0 i_q(t) = \frac{1}{L} (v_d(t) - s_d v_{dc} - r i_d(t)) \\ \frac{di_q}{dt} + \omega_0 i_d(t) = \frac{1}{L} (v_q(t) - s_q v_{dc} - r i_q(t)) \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (s_d i_d(t) + s_q(t) i_q - I_{ch}(t)) \end{cases} \quad (I.32)$$

Donc le modèle du redresseur MLI dans le référentiel synchrone (dq) s'écrit alors sous forme matricielle comme suit [15]:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r/L & \omega_0 & -s_d/L \\ -\omega_0 & -r/L & -s_q/L \\ s_d/C & s_q/C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & 0 \\ 0 & 0 & -1/C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \\ I_{ch}(t) \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

I.3.2.3 Expression de la variation instantanée de puissance pour un redresseur MLI [18]

Etant donné que l'alimentation comme une source de tension idéale, et d'après la figure I.14, la relation vectorielle entre la tension et le courant de ligne peut être exprimée dans le référentiel stationnaire ($\alpha\beta$) comme:

$$V_{\alpha\beta} = V_{r\alpha\beta} + r I_{\alpha\beta} + L \frac{dI_{\alpha\beta}}{dt} \quad (I.35)$$

Où : $V_{\alpha\beta}$ et $V_{r\alpha\beta}$ sont les vecteurs de tension du réseau et redresseur, respectivement.

Pour un système triphasé, les puissances active et réactive instantanées peuvent être exprimées dans le référentiel stationnaire ($\alpha\beta$) comme :

$$P_s + jQ_s = V_{\alpha\beta} \times I_{\alpha\beta}^* \quad (I.36)$$

Où :

$$P_s = \frac{3}{2} (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) \quad (I.37)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) \quad (I.38)$$

La dérivation temporelle d'équations (I.37) et (I.38) entraîne des variations instantanées des puissances actives et réactive comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dP_s}{dt} = \frac{3}{2} \left(v_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + i_\alpha \frac{dv_\alpha}{dt} + v_\beta \frac{di_\beta}{dt} + i_\beta \frac{dv_\beta}{dt} \right) \\ \frac{dQ_s}{dt} = \frac{3}{2} \left(v_\beta \frac{di_\alpha}{dt} + i_\alpha \frac{dv_\beta}{dt} - v_\alpha \frac{di_\beta}{dt} - i_\beta \frac{dv_\alpha}{dt} \right) \end{cases} \quad (I.39)$$

Les composantes du vecteur de tension du réseau dans le référentiel fixe peuvent être introduites comme suit:

$$\begin{cases} v_\alpha = V_m \sin(\omega_0 t) \\ v_\beta = V_m \cos(\omega_0 t) \end{cases} \quad (\text{I. 40})$$

V_m et ω_0 sont l'amplitude du vecteur de tension et la fréquence du réseau électrique respectivement.

En dérivant l'équation (I.40), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{dv_\alpha}{dt} = -\omega_0 v_\beta \\ \frac{dv_\beta}{dt} = \omega_0 v_\alpha \end{cases} \quad (\text{I. 41})$$

Les expressions des dérivées temporelles des courants de ligne dans le référentiel fixe peuvent être acquises par l'équation (I.35) comme:

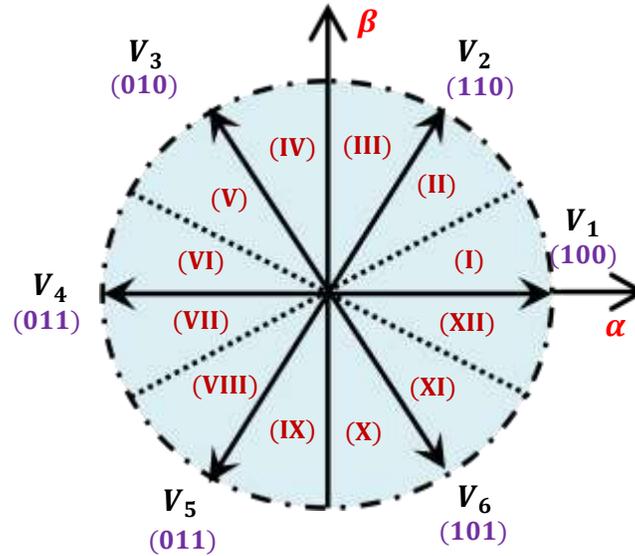
$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L} (v_\alpha - r i_\alpha - v_{r\alpha}) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L} (v_\beta - r i_\beta - v_{r\beta}) \end{cases} \quad (\text{I. 42})$$

La substitution d'équations (I.41) et (I.42) dans l'équation (I.39) conduit à [19]

$$\begin{cases} \frac{dP_s}{dt} = \frac{3}{2L} [(v_\alpha^2 + v_\beta^2) - (v_\alpha v_{r\alpha} + v_\beta v_{r\beta})] \\ -\frac{r}{L} P_s - \omega_0 Q_s \\ \frac{dQ_s}{dt} = -\frac{3}{2L} [(v_\beta v_{r\alpha} - v_\alpha v_{r\beta})] - \frac{r}{L} Q_s + \omega_0 P_s \end{cases} \quad (\text{I. 43})$$

I.3.2.4 Relation entre la variation de la puissance instantanée et les vecteurs de contrôle appliqués au redresseur MLI [18]

Pour un redresseur MLI à deux niveaux triphasé, les tensions simples possibles à leur entrée peuvent être représentées par huit combinaisons des vecteurs, c'est-à-dire six vecteurs actifs et deux vecteurs nuls. La figure. I.15 montre les huit vecteurs de tension notés de V_0 à V_7 , où l'indice de V représente la combinaison binaire de la commutation respective. Les composantes correspondantes de l'axe α et β de chaque vecteur de tension sont introduites dans le tableau I.4, où v_{dc} est la tension du bus continu.


 Figure I.15. Huit vecteurs de tension et 12 secteurs dans le référentiel fixe ($\alpha\beta$).

Typiquement, le plan de 360° est divisé en 6 ou 12 secteurs en fonction de la position du vecteur de tension $V_{\alpha\beta}$, la figure I.15, montre le cas de 12 secteurs. Pour chaque secteur, l'impact de chaque vecteur de contrôle au changement instantané des puissances active et réactive peut être décrit par l'équation (I.43).

 Tableau I.4. Tension à l'entrée du redresseur pour chaque vecteur de contrôle dans le référentiel fixe ($\alpha\beta$).

V_i	$v_{r\alpha}$	$v_{r\beta}$
V_0, V_7	0	0
V_1	$2V_{dc}/3$	0
V_2	$V_{dc}/3$	$\sqrt{3}V_{dc}/3$
V_3	$-V_{dc}/3$	$\sqrt{3}V_{dc}/3$
V_4	$-2V_{dc}/3$	0
V_5	$-V_{dc}/3$	$-\sqrt{3}V_{dc}/3$
V_6	$V_{dc}/3$	$-\sqrt{3}V_{dc}/3$

La variation partielle des puissances active et réactive résultant par l'application, d'un vecteur de contrôle, au redresseur peut être définie comme suit:

$$\sigma_{pi} = \left. \frac{dP_s}{dt} \right|_{v_r=V_i} \quad (\text{I. 44})$$

$$\sigma_{qi} = \left. \frac{dQ_s}{dt} \right|_{v_r=V_i} \quad (\text{I. 45})$$

Où i désigne l'indice du vecteur de tension du redresseur appliqué, donné par le tableau I.4. L'application du vecteur de tension du redresseur V_i de durée T_i , engendre des trajectoires linéaires des puissances active et réactive, lesquelles peuvent exprimer comme:

$$\begin{cases} P_{si} = P_{s(i-1)} + \sigma_{pi} T_i \\ Q_{si} = Q_{s(i-1)} + \sigma_{qi} T_i \end{cases} \quad (\text{I. 46})$$

Où $P_{s(i-1)}$ et $Q_{s(i-1)}$ sont les valeurs initiales des puissances active et réactive au début de l'application du vecteur V_i à l'instant $(i - 1)$. P_{si} et Q_{si} sont les valeurs instantanées des puissances active et réactive respectivement à la fin de la durée d'application du vecteur V_i .

Pour des illustrations claires, avec les paramètres du redresseur donnés dans l'annexe A (tableau A.1) et fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire, les figures I.16 (a) et (b) représentent les taux de variation des puissances active et réactive instantanées utilisant toutes les combinaisons possibles des vecteurs de contrôles dans les 12 secteurs.

À titre d'exemple, les taux de variation de puissance dans les secteurs (I) ($0 \leq \theta < \pi/6$) et (II) ($\pi/6 \leq \theta < \pi/3$) dans la figure I.16 (a) et (b) sont donnés, respectivement, dans le tableau I.5 (a) et (b). Comme on peut le voir sur la figure I.16, le taux $\frac{dP_s}{dt}$ reste positif avec le vecteur de tension V_1 appliqué dans tout le secteur (I) ou avec V_2 appliqué dans la dernière partie du secteur (I) et devient négatif lorsque l'un des vecteurs V_4, V_5, V_3, V_0 et V_6 est utilisé dans tout le secteur (I). De même, les vecteurs V_6, V_5, V_1 et V_0 maintiennent $\frac{dQ_s}{dt}$ au-dessus de zéro, tandis que les vecteurs V_3 et V_2 totalement et V_4 partiellement maintiendront $\frac{dQ_s}{dt}$ au-dessous de zéro dans le secteur (I).

Tableau I.5. Exemples de classement des taux de variation des puissances active et réactive.

(a) Pour le secteur (I)

$\frac{dP_s}{dt}$		$\frac{dQ_s}{dt}$	
> 0	< 0	> 0	< 0
V_1, V_2	V_4, V_5, V_3, V_0, V_6	V_6, V_5, V_1, V_0	V_3, V_2, V_4
$\sigma_{p2} > 0$ initialement mais, $\sigma_{p2} < 0$ plus tard		$\sigma_{q4} > 0$ initialement mais, $\sigma_{q4} < 0$ plus tard	

(b) Pour le secteur (II)

$\frac{dP_s}{dt}$		$\frac{dQ_s}{dt}$	
> 0	< 0	> 0	< 0
V_2, V_1	V_6, V_0, V_5, V_4, V_3	V_6, V_1, V_5, V_0	V_3, V_4, V_2
$\sigma_{p1} > 0$ initialement mais, $\sigma_{p2} < 0$ plus tard		$\sigma_{q2} < 0$ initialement mais, $\sigma_{q2} > 0$ plus tard	

Par conséquent, dans une période de commande et quand le vecteur de tension est situé entre 0 et $\pi/6$, les vecteurs V_4, V_5, V_3, V_0, V_6 et V_3, V_2, V_4 diminueront les valeurs des puissances active et réactive, respectivement, alors que les vecteurs V_1, V_2 et V_6, V_5, V_1, V_0 sont sur le point

d'augmenter respectivement les puissances active et réactive. V_2 et V_4 sont mis en évidence en raison de leurs cas particuliers, comme indique le tableau I.5 (a).

De la même manière que dans le tableau I.5, l'effet de chaque vecteur de contrôle sur le changement des puissances active et réactive dans les autres secteurs peuvent également être résumés simplement selon la figure I.16.

Généralement, on voit que l'effet du vecteur V_2 à la variation instantanée partielle du puissance active σ_{p2} pendant le secteur (I) est identique aux effets des vecteurs V_3, V_4, V_5, V_6 et V_1 , sur les secteurs impairs (III),(V),(VI),(VIII) et (XI) respectivement. D'un autre côté, pour les variations instantanées $\sigma_{p1}, \sigma_{p2}, \sigma_{p3}, \sigma_{p4}, \sigma_{p5}$ et σ_{p6} pendant les secteurs pairs (II), (IV), (VI), (VII), (X), et (XII), respectivement, tous restent au-dessus de zéro dans la plupart des parties initiales des secteurs correspondants, mais deviennent négatives à la fin de chaque secteur. En ce qui concerne la variation partielle de la puissance réactive σ_{qi} , les effets des vecteurs de contrôle aux $\sigma_{q5}, \sigma_{q6}, \sigma_{q1}, \sigma_{q2}$ et σ_{q3} , pendant les secteurs impairs (III),(V),(VI),(VIII) et (XI) respectivement gardent la même direction de changement que celle de σ_{q4} dans le secteur (I) décrit précédemment dans le tableau I.5.

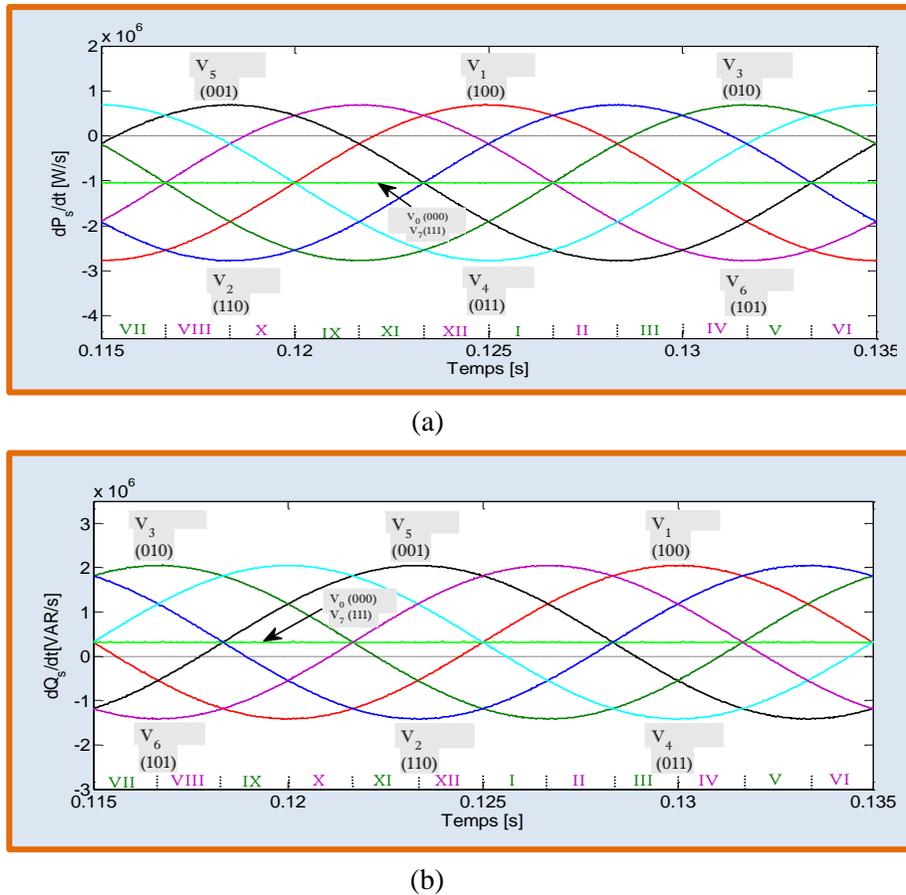


Figure I.16. Variations instantanées des puissances active et réactive.

Dans cette partie, nous avons abordé la relation entre l'application du vecteur de contrôle $V_i^{i=0...7}$ et la direction de variation des dérivés $\frac{dP_s}{dt}$ et $\frac{dQ_s}{dt}$. Cette analyse représente la base de la majorité des techniques de contrôle direct de puissance (DPC) dédiées au redresseur MLI que nous allons les présenter en détail dans le chapitre II.

I.3.3 Etat de l'Art de la commande directe de puissance (DPC) [20]

Les redresseurs triphasés connectés au réseau, sont caractérisés par un flux de puissance bidirectionnel, un courant d'entrée quasi sinusoïdal, un facteur de puissance contrôlable, et une tension de bus continu stable et à haute qualité, pour cela il a représenté une proportion de plus en plus importante dans les systèmes d'énergie renouvelable [13].

Parmi les différentes stratégies de commande qui servent à contrôler la puissance circulée par un convertisseur MLI, la commande vectorielle (VOC) [21,22] et la commande directe de puissance (DPC) sont les deux stratégies de contrôle les plus connues durant ces dernières années. Le premier régule indirectement les puissances active et réactive par des boucles de régulation des courants, tandis que le deuxième élimine ces boucles internes, par conséquent elle assure simultanément la simplicité et l'efficacité de contrôle. La commande DPC est apparue initialement dans la littérature [23] en 1998. Le schéma présenté par la figure I.17 illustre les stratégies existantes du contrôle direct de puissance lesquels sont classées en deux grandes catégories: DPC basé sur la tension du réseau et DPC basé sur le flux virtuel. La première version de la commande directe de puissance utilise une table de commutation prédéfinie où les états de commutation du convertisseur optimaux sont sélectionnés en fonction des signaux de sortie des contrôleurs d'hystérésis respectifs, dédiés aux erreurs instantanées des puissances active et réactive, et la position angulaire de la tension du réseau [24, 25] ou du flux virtuel [26, 27]. Cependant, la DPC classique basée sur une table de commutation prédéfinie a deux inconvénients principaux. Elle demande une fréquence d'échantillonnage élevée pour atteindre une performance satisfaisante. En outre, elle impose également une fréquence de commutation variable et cela peut conduire à compliquer la conception des filtres d'entrée.

Le contrôle à base d'un modèle prédictif est un autre sous-groupe de DPC. Il a connu une popularité significative par rapport à la DPC classique durant la dernière décennie grâce à sa haute précision durant la procédure de la sélection des vecteurs de contrôle optimaux à chaque période d'échantillonnage [28, 29]. En utilisant les états de commutation possibles d'un convertisseur MLI, le modèle prédictif évalue tous les effets des vecteurs de contrôle aux puissances actives et réactive en ligne, puis sélectionne le vecteur optimal qui correspond à la valeur minimale de la fonction de coût. Néanmoins, la fréquence de commutation variable reste un problème à considérer.

Des recherches existantes dans la littérature montrent qu'une fréquence de commutation constante est toujours une préoccupation majeure pour le contrôle DPC prédictif par rapport à la DPC classique. Afin de pallier ce problème, de nombreuses recherches ont trouvé le moyen d'incorporer un bloc de modulation dans leur conception de contrôleur afin d'obtenir une fréquence de commutation constante, ou par l'introduction d'une séquence des vecteurs de contrôle dans chacune période de commutation. Ces solutions offrent de meilleures performances en termes de la forme d'onde du courant, les pertes de commutation et les harmoniques de

courant. Les recherches menées à l'étude de la fréquence de commutation constante pour la DPC prédictive peuvent être classées en deux groupes principaux, avec modulation vectorielle (SVM) [30] et prédictive séquentielle [18] employant des moyens distincts pour identifier la durée et la séquence appropriée pour chaque vecteur. Étant une approche moins préférée, la SVM nécessite une transformation de coordonnées dans le référentiel synchrone, et aussi l'information sur la position angulaire de la tension du réseau ou de flux virtuel est indispensable [30, 31]. D'autre part, le contrôle prédictif séquentiel offre un moyen d'optimisation plus direct basé sur la minimisation de la fonction de coût pour déterminer la durée et la séquence du vecteur. Malgré sa popularité, elle implique un fardeau de calcul en ligne important et cela impose l'utilisation des ressources logicielles importantes. Ainsi, une manipulation supplémentaire est également nécessaire pour se débarrasser la durée de temps négative invoquée et de la temporisation afin d'empêcher l'aggravation des performances du contrôle [18]. Outre, en plus des concepts DPC mentionnées ci-dessus, il y a d'autres approches DPC proposées dans la littérature telle que la logique floue [32], mode glissant [33], et commande adaptative [34] qui ont également exigé une puissance de calcul élevé durant leur mise en œuvre. La commande DPC avec régulateur proportionnel intégral (PI) proposé dans [35] est un simple contrôle basé sur une modulation SVM qui ne nécessite pas un microprocesseur rapide pour la mise en œuvre en temps réel, mais il nécessite la détermination précise des paramètres des contrôleurs PI supplémentaires.

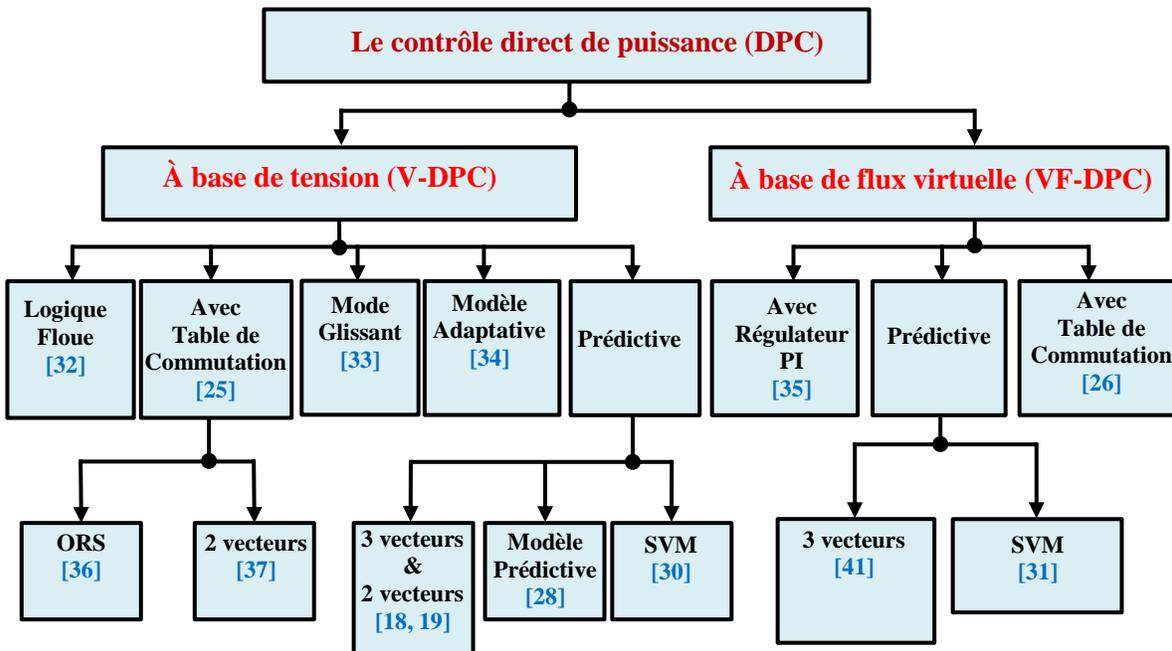


Figure I.17. Classification des stratégies de contrôle direct de puissance (DPC)[20].

D'autres études à la commande DPC ont été réalisées sous des conditions déséquilibrées du réseau électrique. Les auteurs dans [38,39] ont obtenu les termes de compensation de la puissance en décomposant les séquences positives et négatives de la tension et courant. Cependant, ceci ne peut atteindre qu'un seul objectif de contrôle qui élimine le courant de la séquence négative. Le bloc de compensation de puissance a été simplifié dans [40], en éliminant l'extraction du courant

inverse. Malheureusement, il est toujours nécessaire d'extraire la séquence négative de la tension et la séquence positive des courants pour obtenir une compensation de puissance appropriée. Outre, une nouvelle définition de la puissance réactive est proposée qui est plus appropriée que la définition traditionnelle pour un système déséquilibré [42]. Les auteurs dans [43] utilisent cette nouvelle définition de la puissance réactive et obtiennent de bonnes performances.

I.4 Ecoulement de puissance dans un réseau électrique généralisé

La fiabilité de fonctionnement d'un système électrique nous oblige à considérer les différentes perturbations et les phénomènes nocifs qui peuvent apparaître soudainement. L'atténuation des effets de ces perturbations est généralement possible dans le cas où le processus de contrôle appliqué à ce système peut être efficacement modifié. Dans cette thèse-là, on a considéré la perturbation au niveau du réseau électrique (déséquilibre et/ou harmoniques). L'analyse généralisée d'écoulement de puissance en fonction des grandeurs de courant et tension côté réseau électrique dans le référentiel stationnaire ($\alpha\beta$) et le référentiel rotationnel (dq) est introduite comme suit.

I.4.1 Expression des puissances active et réactive dans le référentiel stationnaire ($\alpha\beta$) [44]

On peut exprimer le vecteur du courant et tension dans le référentiel stationnaire à la forme généralisée en cas de présence de la séquence négative fondamentale, la séquence négative de l'harmonique d'ordre 5 et la séquence positive de l'harmonique d'ordre 7 comme suit:

$$\begin{cases} V_{\alpha\beta} = V_{\alpha\beta+} + V_{\alpha\beta-} + V_{\alpha\beta-5} + V_{\alpha\beta+7} \\ I_{\alpha\beta} = I_{\alpha\beta+} + I_{\alpha\beta-} + I_{\alpha\beta-5} + I_{\alpha\beta+7} \end{cases} \quad (I.44)$$

Où : $V_{\alpha\beta+}, V_{\alpha\beta-}, V_{\alpha\beta-5}, V_{\alpha\beta+7}$ sont les vecteurs de tension, de la séquence positive fondamentale, séquence négative fondamentale, la séquence négative de l'harmonique d'ordre 5 et la séquence positive de l'harmonique d'ordre 7 respectivement.

$I_{\alpha\beta+}, I_{\alpha\beta-}, I_{\alpha\beta-5}, I_{\alpha\beta+7}$ sont les vecteurs de courant, de la séquence positive fondamentale, séquence négative fondamentale, la séquence négative de l'harmonique d'ordre 5 et la séquence positive de l'harmonique d'ordre 7 respectivement.

L'expression de la puissance apparente est déduite comme suit:

$$S_s = \frac{3}{2} V_{\alpha\beta} \times I_{\alpha\beta}^* \quad (I.45)$$

Alors que les puissances active et réactive représentent la partie réelle et imaginaire du produit vectoriel exprimé par l'équation (I.45) respectivement.

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} \operatorname{Re}[V_{\alpha\beta} \times I_{\alpha\beta}^*] \\ Q_s = \frac{3}{2} \operatorname{Im}[V_{\alpha\beta} \times I_{\alpha\beta}^*] \end{cases} \quad (I.46)$$

L'expression analytique des puissances active et réactive dans le repère ($\alpha\beta$) peut exprimer comme suit:

$$\begin{cases} P_s = P_{s1} + P_{s2} + P_{s3} + P_{s4} + P_{s5} + P_{s6} + P_{s7} \\ Q_s = Q_{s1} + Q_{s2} + Q_{s3} + Q_{s4} + Q_{s5} + Q_{s6} + Q_{s7} \end{cases} \quad (\text{I.47})$$

Où :

$$\begin{cases} P_{s1} = V_{\alpha\beta+} \cdot I_{\alpha\beta+} + V_{\alpha\beta-} \cdot I_{\alpha\beta-} + V_{\alpha\beta-5} \cdot I_{\alpha\beta-5} + V_{\alpha\beta+7} \cdot I_{\alpha\beta+7} \\ P_{s2} = V_{\alpha\beta+} \cdot I_{\alpha\beta-} + V_{\alpha\beta-} \cdot I_{\alpha\beta+} \\ P_{s3} = V_{\alpha\beta+} \cdot I_{\alpha\beta-5} + V_{\alpha\beta-5} \cdot I_{\alpha\beta+} \\ P_{s4} = V_{\alpha\beta+} \cdot I_{\alpha\beta+7} + V_{\alpha\beta+7} \cdot I_{\alpha\beta+} \\ P_{s5} = V_{\alpha\beta-5} \cdot I_{\alpha\beta-} + V_{\alpha\beta-} \cdot I_{\alpha\beta-5} \\ P_{s6} = V_{\alpha\beta+7} \cdot I_{\alpha\beta-} + V_{\alpha\beta-} \cdot I_{\alpha\beta+7} \\ P_{s7} = V_{\alpha\beta-5} \cdot I_{\alpha\beta+7} + V_{\alpha\beta+7} \cdot I_{\alpha\beta-5} \end{cases}$$

$$\begin{cases} Q_{s1} = V_{\alpha\beta+} \otimes I_{\alpha\beta+} + V_{\alpha\beta-} \otimes I_{\alpha\beta-} + V_{\alpha\beta-5} \otimes I_{\alpha\beta-5} + V_{\alpha\beta+7} \otimes I_{\alpha\beta+7} \\ Q_{s2} = V_{\alpha\beta+} \otimes I_{\alpha\beta-} + V_{\alpha\beta-} \otimes I_{\alpha\beta+} \\ Q_{s3} = V_{\alpha\beta+} \otimes I_{\alpha\beta-5} + V_{\alpha\beta-5} \otimes I_{\alpha\beta+} \\ Q_{s4} = V_{\alpha\beta+} \otimes I_{\alpha\beta+7} + V_{\alpha\beta+7} \otimes I_{\alpha\beta+} \\ Q_{s5} = V_{\alpha\beta-5} \otimes I_{\alpha\beta-} + V_{\alpha\beta-} \otimes I_{\alpha\beta-5} \\ Q_{s6} = V_{\alpha\beta+7} \otimes I_{\alpha\beta-} + V_{\alpha\beta-} \otimes I_{\alpha\beta+7} \\ Q_{s7} = V_{\alpha\beta-5} \otimes I_{\alpha\beta+7} + V_{\alpha\beta+7} \otimes I_{\alpha\beta-5} \end{cases}$$

(\cdot) Et (\otimes) indiquent si un produit scalaire ou vectoriel respectivement.

I.4.2 Expression des puissances active et réactive dans le référentiel rotationnel (dq) [45, 46]

À partir de l'équation (I.44), on peut déduire l'expression des vecteurs de tension et courant dans le référentiel synchrone relié à la séquence positive fondamentale comme suit :

$$V_{\alpha\beta}^+ = V_{\alpha\beta+}^+ + V_{\alpha\beta-}^+ + V_{\alpha\beta-5}^+ + V_{\alpha\beta+7}^+ \quad (\text{I.48})$$

En plus, on peut déduire les expressions des vecteurs dans leurs référentiels rotationnels respectifs comme ci-dessous:

$$\begin{cases} V_{\alpha\beta+}^+ = V_{\alpha\beta+} e^{-j(\omega_0 t)} \\ V_{\alpha\beta-}^- = V_{\alpha\beta-} e^{j(\omega_0 t)} \\ V_{\alpha\beta-5}^{-5} = V_{\alpha\beta-5} e^{j5(\omega_0 t)} \\ V_{\alpha\beta+7}^{+7} = V_{\alpha\beta+7} e^{j-7(\omega_0 t)} \end{cases} \quad (\text{I.49})$$

Ainsi, l'équation (I.48) peut le réécrire comme:

$$V_{\alpha\beta}^+ = V_{\alpha\beta+}^+ + V_{\alpha\beta-}^- e^{j-2(\omega_0 t)} + V_{\alpha\beta-5}^{-5} e^{j-6(\omega_0 t)} + V_{\alpha\beta+7}^{+7} e^{j6(\omega_0 t)} \quad (\text{I.50})$$

De manière analogue, l'expression du vecteur courant dans le référentiel rotationnel relié à la séquence positive fondamentale est:

$$I_{\alpha\beta}^+ = I_{\alpha\beta+}^+ + I_{\alpha\beta-}^- e^{j-2(\omega_0 t)} + I_{\alpha\beta-5}^{-5} e^{j-6(\omega_0 t)} + I_{\alpha\beta+7}^{+7} e^{j6(\omega_0 t)} \quad (\text{I.51})$$

Donc les expressions analytiques des puissances active et réactive après la simplification mathématique peut organiser comme:

$$\begin{cases} P_s(t) = P_{s-DC} + \sum_{j=2,4,6,8,12} P_{s-\cos j} \cos(j\omega_0 t) + \sum_{j=2,4,6,8,12} P_{s-\sin j} \sin(j\omega_0 t) \\ Q_s(t) = Q_{s-DC} + \sum_{j=2,4,6,8,12} Q_{s-\cos j} \cos(j\omega_0 t) + \sum_{j=2,4,6,8,12} Q_{s-\sin j} \sin(j\omega_0 t) \end{cases} \quad (I.52)$$

Où:

$$\begin{cases} P_{s-DC} = V_{dq+}^+ \cdot I_{dq+}^+ + V_{dq-}^- \cdot I_{dq-}^- + V_{dq-5}^{-5} \cdot I_{dq-5}^{-5} + V_{dq+7}^{+7} \cdot I_{dq+7}^{+7} \\ P_{s-\cos 2} = V_{dq+}^+ \cdot I_{dq-}^- + V_{dq-}^- \cdot I_{dq+}^+ \\ P_{s-\sin 2} = V_{dq-}^- \otimes I_{dq+}^+ - V_{dq+}^+ \otimes I_{dq-}^- \\ P_{s-\cos 4} = V_{dq-5}^{-5} \cdot I_{dq-}^- + V_{dq-}^- \cdot I_{dq-5}^{-5} \\ P_{s-\sin 4} = -V_{dq-}^- \otimes I_{dq-5}^{-5} + V_{dq-5}^{-5} \otimes I_{dq-}^- \\ P_{s-\cos 6} = V_{dq+}^+ \cdot I_{dq-5}^{-5} + V_{dq-5}^{-5} \cdot I_{dq+}^+ + V_{dq+}^+ \cdot I_{dq+7}^{+7} + V_{dq+7}^{+7} \cdot I_{dq+}^+ \\ P_{s-\sin 6} = V_{dq-5}^{-5} \otimes I_{dq+}^+ - V_{dq+}^+ \otimes I_{dq-5}^{-5} - V_{dq+7}^{+7} \otimes I_{dq+}^+ + V_{dq+}^+ \otimes I_{dq+7}^{+7} \\ P_{s-\cos 8} = V_{dq-}^- \cdot I_{dq+7}^{+7} + V_{dq+7}^{+7} \cdot I_{dq-}^- \\ P_{s-\sin 8} = -V_{dq+7}^{+7} \otimes I_{dq-}^- + V_{dq-}^- \otimes I_{dq+7}^{+7} \\ P_{s-\cos 12} = V_{dq+7}^{+7} \cdot I_{dq-5}^{-5} + V_{dq-5}^{-5} \cdot I_{dq+7}^{+7} \\ P_{s-\sin 12} = V_{dq-5}^{-5} \otimes I_{dq+7}^{+7} - V_{dq+7}^{+7} \otimes I_{dq-5}^{-5} \end{cases}$$

Et

$$\begin{cases} Q_{s-DC} = V_{dq+}^+ \otimes I_{dq+}^+ + V_{dq-}^- \otimes I_{dq-}^- + V_{dq-5}^{-5} \otimes I_{dq-5}^{-5} + V_{dq+7}^{+7} \otimes I_{dq+7}^{+7} \\ Q_{s-\cos 2} = V_{dq+}^+ \otimes I_{dq-}^- + V_{dq-}^- \otimes I_{dq+}^+ \\ Q_{s-\sin 2} = -V_{dq-}^- \cdot I_{dq+}^+ + V_{dq+}^+ \cdot I_{dq-}^- \\ Q_{s-\cos 4} = V_{dq-5}^{-5} \otimes I_{dq-}^- + V_{dq-}^- \otimes I_{dq-5}^{-5} \\ Q_{s-\sin 4} = -V_{dq-5}^{-5} \cdot I_{dq-}^- + V_{dq-}^- \cdot I_{dq-5}^{-5} \\ Q_{s-\cos 6} = V_{dq+}^+ \otimes I_{dq-5}^{-5} + V_{dq-5}^{-5} \otimes I_{dq+}^+ + V_{dq+}^+ \otimes I_{dq+7}^{+7} + V_{dq+7}^{+7} \otimes I_{dq+}^+ \\ Q_{s-\sin 6} = V_{dq+}^+ \cdot I_{dq-5}^{-5} - V_{dq-5}^{-5} \cdot I_{dq+}^+ - V_{dq+}^+ \cdot I_{dq+7}^{+7} + V_{dq+7}^{+7} \cdot I_{dq+}^+ \\ Q_{s-\cos 8} = V_{dq-}^- \otimes I_{dq+7}^{+7} + V_{dq+7}^{+7} \otimes I_{dq-}^- \\ Q_{s-\sin 8} = -V_{dq-}^- \cdot I_{dq+7}^{+7} + V_{dq+7}^{+7} \cdot I_{dq-}^- \\ Q_{s-\cos 12} = V_{dq+7}^{+7} \otimes I_{dq-5}^{-5} + V_{dq-5}^{-5} \otimes I_{dq+7}^{+7} \\ Q_{s-\sin 12} = V_{dq+7}^{+7} \cdot I_{dq-5}^{-5} - V_{dq-5}^{-5} \cdot I_{dq+7}^{+7} \end{cases}$$

Après cette analyse, en cas d'une perturbation au niveau du réseau électrique, on peut simplement identifier les termes oscillatoires, résultant par les composantes asymétriques et harmoniques du réseau électrique. Afin de remédier les impacts nocifs induits à la performance des systèmes électriques, en exploitant ces termes harmoniques évoqués pour développer des circuits de contrôle généralisés (voir chapitre II et III).

I.5 Processus de contrôle sans capteurs de tension dédié aux systèmes triphasés

I.5.1 Etat de l'art des techniques d'estimation

Généralement, le processus de contrôle, des systèmes électriques (dans notre cas, les convertisseurs AC-DC ou DC-AC), nécessite des informations sur la tension et le courant du réseau électrique. Par conséquent, les capteurs de tension et de courant sont généralement installés dans n'importe quelle application industrielle contrôlée. Généralement, le circuit de contrôle d'un convertisseur MLI est constitué de deux boucles de contrôle, une pour le suivi des courants de ligne ou du flux de puissance, et une autre pour la régulation de la tension du bus continu [47]. En supposant que le réseau électrique est idéal, la réalisation de ce circuit de contrôle, requis généralement au moins cinq capteurs, deux capteurs pour mesurer les tensions du réseau, un capteur pour la tension du bus continu, et deux capteurs pour mesurer les courants côté alternatif [48]. Cependant, les capteurs peuvent augmenter l'aspect économique en termes de coût du matériel et de l'espace occupé dans les environnements limités [49]. Ainsi, un fonctionnement avec un nombre réduit de capteurs peut aider à minimiser le coût global du système. En effet, pour les systèmes de faible et moyenne puissance, le coût des capteurs couvre une partie importante du coût total du système [50]. En revanche, pour les systèmes de forte puissance, les prix des capteurs sont plus bas que le coût global du système qui est significativement élevé [50]. Néanmoins, même si des capteurs sont installés, la capacité de fonctionnement sans capteur du circuit contrôle est pertinente (la redondance) [2]. Cela peut assurer un fonctionnement incessant en cas d'un mal fonctionnement d'un ou plusieurs capteurs. En plus de ces avantages évidents précités, il existe plusieurs autres avantages techniques supplémentaires dédiés à la qualité du signal estimé comme : l'élimination du bruit de mesure, une résolution élevée, et aussi la réduction de la complexité matérielle [2].

Dans la littérature, les deux circuits de contrôle, sans capteur de tension et sans capteur de courant, ont été étudiés excessivement pour les convertisseurs MLI connectés au réseau électrique [51]. Les capteurs des courants de ligne et de la tension du bus continu sont indispensables pour un bon fonctionnement du circuit de contrôle en raison que les courants débités côté source et la tension du bus continu représentent les grandeurs contrôlables lesquels servent à satisfaire les objectifs prévus du contrôle [47]. En outre, ces capteurs sont utilisés pour la protection contre les surintensités et les surtensions [2]. D'autre part, les tensions du réseau ont généralement une dynamique stationnaire, pour cela les capteurs de tension sont utilisés couramment pour des fins de synchronisation. Par conséquent, une bonne estimation d'eux peut être facilement obtenue, donc on peut les remplacer par des capteurs virtuels [47]. Au cours de la dernière décennie, de nombreuses méthodes d'estimation de tension ont été proposées. Certaines d'entre elles sont discutées brièvement dans ce qui suit.

Parmi les différents circuits de contrôle sans capteur de tension, le concept du flux virtuel (VF) est resté le plus populaire, qui a été largement intégré dans de différentes méthodes de contrôle par exemple, le contrôle direct de puissance (DPC) [52]. Cependant, l'utilisation d'intégrateur pur présente quelque inconvénient par exemple, l'asymétrie d'offset durant les applications en temps réel. Afin de pallier ce problème, un filtre passe-bas (LPF) [52] ou un filtre à base d'un intégrateur de second ordre généralisé (SOGI) [53], sont généralement adoptés pour émuler la fonction d'intégration adaptée à la fréquence fondamentale. D'autre part, la

configuration à base d'un filtre de Kalman a été implémentée pour estimer les grandeurs tensions. D'après les travaux développés récemment dans la littérature, on peut remarquer que le filtre de Kalman a été appliqué dans un circuit de contrôle d'un redresseur MLI [54], et dans un système de filtrage de puissance parallèle [55], un onduleur monophasé autonome [56] et un onduleur monophasés avec alimentation ininterrompible [57]. En plus, nombreuses méthodes dans la littérature sont proposées pour estimer les tensions du réseau électrique telles que: l'observateur de perturbation [58], l'observateur de Luenberger [59], observateur adaptatif naturel [60, 61], estimateur adaptatif neuronal (AN) [62] et finalement l'estimateur à base de mode glissant [51, 63, 64]. Dans notre travail on a choisi d'appliquer deux méthodes d'estimation qui sont déjà mentionnées précédemment, le filtre de Kalman et l'estimation à base du théorème mode glissant. La modélisation mathématique, l'étude analytique, l'évaluation de performance sous différentes conditions d'opération et finalement une étude comparative de ces deux approches se feront à travers une validation logicielle par simulation numérique et en temps réel par validation expérimentale.

I.5.2 Filtre de Kalman

La fondation du filtre de Kalman a été établie en 1960 par R.E. Kalman pour les systèmes en temps discret puis étendu aux systèmes continus. Le filtre de Kalman est un filtre récursif, linéaire, applicable en temps réel et optimal, a la capacité d'estimer l'état d'un système dynamique bruyant. Un filtre récursif signifie qu'il est adapté aux applications en temps réel, où il n'est pas nécessaire de stocker beaucoup de données, il n'a besoin que de l'état actuel et de l'état précédent. L'optimalité du filtre de Kalman est obtenue en minimisant la matrice de variance statistique de l'erreur d'état. L'optimalité du filtre de Kalman peut être atteinte dans certaines conditions [65]:

- ☞ Le système est linéaire et bien modélisé.
- ☞ Toutes les sources de bruit ont la nature d'un bruit blanc gaussien.
- ☞ Les matrices de covariance du bruit sont bien définies.

I.5.2.1 Filtre de Kalman simplifié [54, 55]

Notre travail dans ce mémoire est concerné à l'optimisation du fonctionnement des convertisseurs statiques (redresseur/onduleur MLI), intégrés dans un système de conversion éolien (WECS). Ainsi, nous pouvons décrire un réseau électrique triphasé connecté avec un convertisseur MLI, comme montre la figure I.18, par le modèle dynamique généralisé suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_i}{dt} = \frac{1}{L} (\pm v_i - r i_i \pm v_{ri}) \\ \frac{dv_i}{dt} = \omega_0 v_{qi} \\ \frac{dv_{qi}}{dt} = -\omega_0 v_i \end{cases} \quad (I.53)$$

$$i = \{a, b, c\}$$

\pm : Selon le mode de fonctionnement redresseur (⊕) ou onduleur (⊖).

Où : i_i, v_i, v_{qi}, v_{ri} et ω_0 représente le courant de ligne, la tension simple de la phase, la composante quadratique fondamentale de la tension simple, la tension simple à l'entrée du redresseur/onduleur et la pulsation du réseau électrique respectivement.

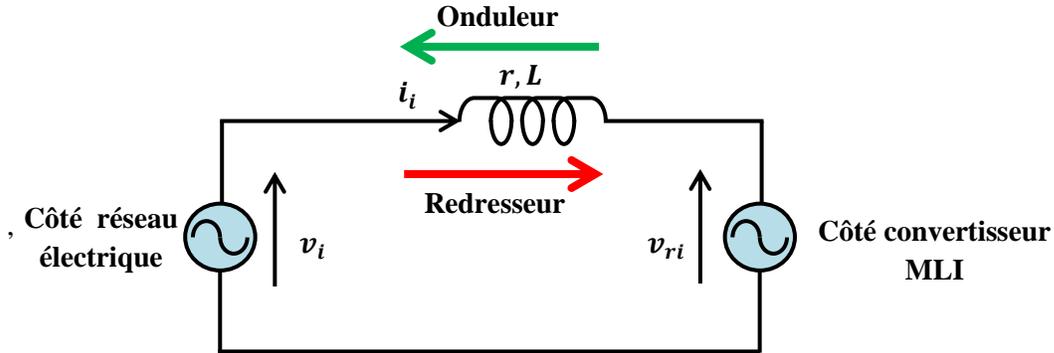


Figure I.18. Schéma simplifié monophasé du système.

Le modèle dynamique précédent décrit par l'équation (I.53) peut-être réécrit sous une forme mathématique selon un modèle d'état comme ci-dessous :

$$\begin{cases} \frac{dX_i}{dt} = A X_i + B v_{ri} \\ Z_i = C X_i \end{cases} \quad (I.54)$$

Où : X_i, A, B, C et Z_i dénotent les vecteurs des variables d'état du système, la matrice de transition, la matrice de commande, la matrice de sortie et le vecteur de sortie respectivement.

$$X_i = [i_i \ v_i \ v_{qi}]^T$$

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{r}{L_s} & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \omega_0 \\ 0 & -\omega_0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$B = \left[\frac{1}{L_s} \ 0 \ 0 \right]^T$$

Puisque nous voulons éliminer les capteurs de tension du réseau, la matrice de sortie C doit être définie comme :

$$C = [1 \ 0 \ 0]^T \quad (I.55)$$

Après avoir déterminé le modèle dynamique descriptif du système, nous devons maintenant vérifier ses caractéristiques d'observabilité et de contrôlabilité. La matrice d'observabilité peut être définie comme :

$$O = [C \ CA \ CA^2]^T \quad (I.56)$$

De plus, la matrice de contrôlabilité peut être donnée comme :

$$\eta = [B \ AB \ A^2B]^T \quad (I.57)$$

Alors que la matrice d'observabilité et de contrôlabilité a le même nombre des rangs (rang (η) = rang (O) = 3) alors le comportement du système est contrôlable, et les états du système peuvent aussi être observés en utilisant seulement une variable mesurée qui est le courant de source i_i [54].

Le modèle mathématique mentionné par l'équation (I.54) représente un système non linéaire, donc l'estimation de la variable d'état nécessite un filtre de Kalman étendu (EKF). Mais ce dernier impose une forte puissance de calcul lors d'une exécution en temps réel. Ainsi, pour remédier à cet inconvénient, le modèle du système a été considéré linéaire sur chaque une période de commutation et cela ouvre la voie à l'utilisation d'un filtre de Kalman simplifié (KF) au lieu d'un filtre de Kalman étendu (EKF). Par conséquent, une minimisation considérable du temps de calcul est achevée grâce à la simplicité de l'algorithme utilisé. Outre, il est donc possible de gérer les contraintes matérielles au cours de la mise en œuvre en temps réel parfaitement.

La discrétisation du système décrit par l'équation (I.54) en utilisant l'approximation d'Euler est nécessaire pour la mise en œuvre numérique de filtre de Kalman. Le modèle discret est exprimé comme suit:

$$\begin{cases} X_i(k+1) = A_d X_i(k) + B_d v_{ri}(k) + w(k) \\ Z(k) = C X_i(k) + n(k) \end{cases} \quad (I.58)$$

Où A_d et B_d peuvent être définis comme dans [66]:

$$A_d = e^{AT_s} \cong I + AT_s = \begin{pmatrix} 1 - \frac{rT_s}{L_s} & \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 1 & T_s\omega_0 \\ 0 & -T_s\omega_0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$B_d = \int_0^{T_s} B e^{A\tau} d\tau \cong BT_s = \begin{bmatrix} T_s \\ L_s \\ 0 \end{bmatrix}^T$$

T_s : Représente la période d'échantillonnage et I c'est la matrice d'identité. $w(k)$ et $n(k)$ sont des bruits blancs gaussiens qui représentent des incertitudes de modèle et de mesure respectivement [67].

La mise en œuvre du filtre de Kalman est réalisée par deux étapes successives: prédiction et mise à jour des prédictions comme montre la figure I.19. Dans l'étape de prédiction, l'état est prédit sur la base des données de l'instant précédent jusqu'à ce qu'une donnée récente soit mesurée.

(i) Phase de prédiction temporelle.

La pré-estimation de l'état $\hat{X}_i^-(k)$ et la pré-estimation $P^-(k)$ de la covariance d'erreur $P(k)$ au cours du $k^{\text{ième}}$ instant, sont calculées comme suit [68]:

$$\begin{cases} \widehat{X}_i^- = A_d \widehat{X}_i(k) + B_d v_{ri}(k) \\ P^-(k) = A_d P(k-1) + Q \end{cases} \quad (I.59)$$

Q : Représente la matrice de covariance du bruit du système.

(ii) Mise à jour des prédictions

Le gain de Kalman K et la covariance d'erreur $P(k)$ sont mis à jour à chaque période d'échantillonnage pour faciliter le calcul de l'état d'estimation $\widehat{X}_i(k)$.

$$\begin{cases} K(k) = P^-(k)C^T\{CP^-(k)C^T + R\}^{-1} \\ \widehat{X}_i(k) = \widehat{X}_i^- + K(k)\{Z(k) - CX_i^-\} \\ P(k) = P^-(k) + K(k)CP^-(k) \end{cases} \quad (I.60)$$

R : Représente la matrice de covariance du bruit des mesures.

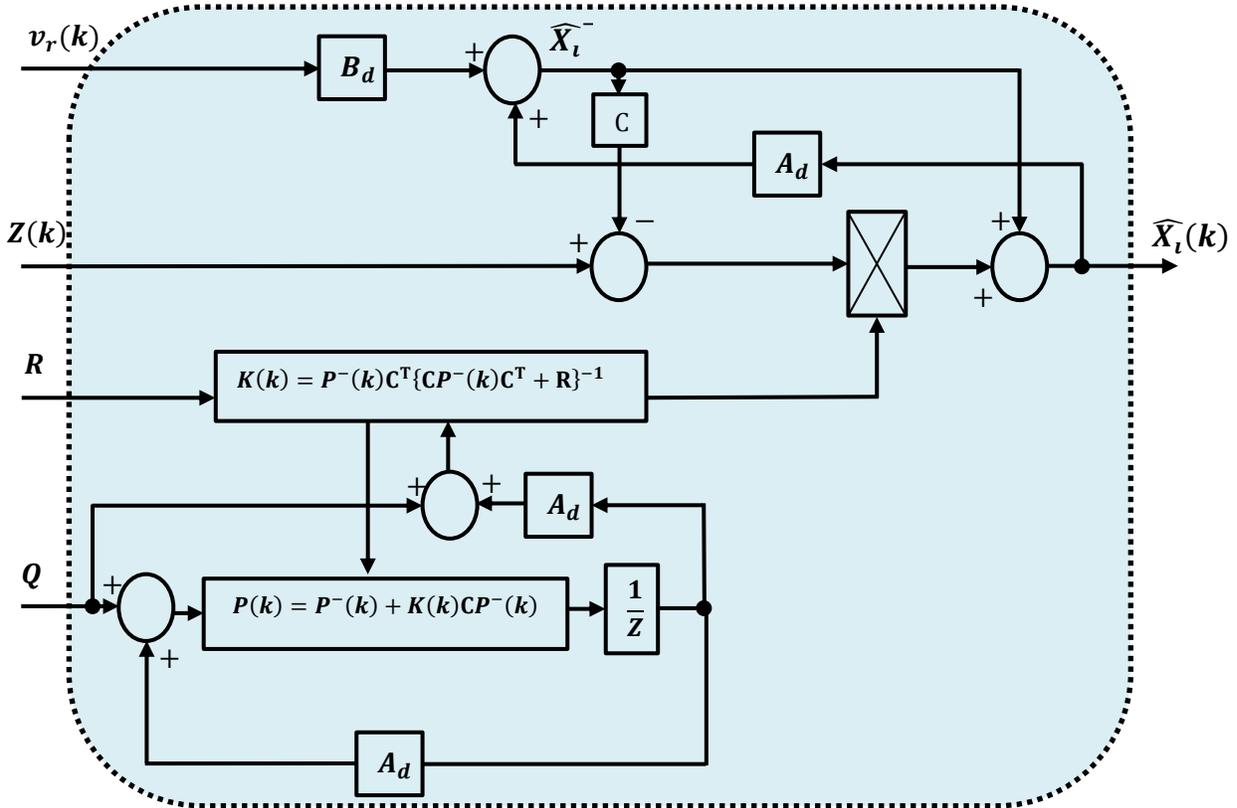


Figure I.19. Schéma synoptique du filtre de Kalman.

➤ **Résultats de simulation numérique et validation expérimentale :**

La simulation numérique est effectuée à l'aide de la plateforme logicielle Matlab / SIMULINK. Le filtre de Kalman est intégré dans un circuit de contrôle d'un redresseur MLI. Nous avons donc essayé de tester la performance du filtre de Kalman pour un contrôle d'un redresseur MLI sans capteurs de tension du réseau électrique (les paramètres du système sont

donnés dans l'annexe (A) par le tableau.A.1). Les critères d'évaluation de la performance d'estimateur en général, sont résumés par les points suivants :

- ☞ **Le temps de réponse :** c'est le temps suffisant pour que l'estimateur atteigne la valeur réelle des tensions électriques.
- ☞ **L'erreur statique :** c'est l'écart établi en régime permanent entre la valeur estimée et la valeur réelle des tensions électriques.
- ☞ **L'immunité contre la perturbation du réseau électrique:** dans le cas où le réseau électrique n'est pas plus parfait ou idéal (présence de déséquilibre et/ou d'autres harmoniques), la capacité de l'estimateur à fournir la séquence positive précise du réseau électrique doit être vérifiée.

Le filtre de Kalman est testé sous deux états distincts du réseau électrique comme montre la figure I.20.

Tableau I.6. Conditions du réseau électrique.

Cas(I)	Cas(II)
<p>Simulation-expérimentale</p> <p>Réseau électrique idéal Tension simple 70 V / fréquence de 50 Hz.</p>	<p>Simulation</p> <p>-L'atténuation de la phase (a) avec un taux de $\cong -18\%$. -Présence de la séquence négative d'harmonique 5 avec un taux de $\cong +20\%$.</p> <p>Expérimentale</p> <p>-L'atténuation de la phase (a) avec un taux de $\cong -18\%$.</p>

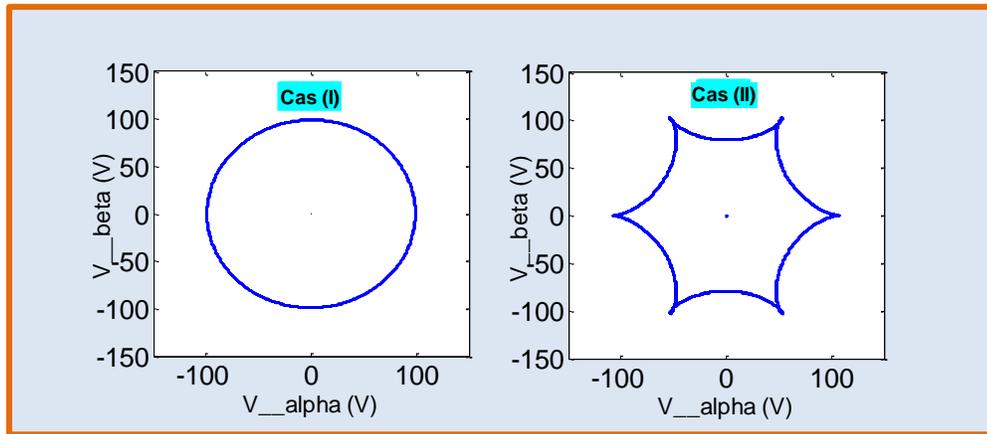


Figure I.20. Deux cas du réseau électrique.

Les figures I.21, I.22 montrent les résultats de simulation et expérimentaux du filtre de Kalman simplifié. Lorsque le réseau électrique est idéal, la performance de l'estimateur est généralement acceptable, mais le temps de réponse dépend des paramètres du système. ($L=5 \sim 25$ mH conduit à $T_s=2 \sim 7$ périodes) et erreur statique de $4 \sim 5\%$ comme vu pendant la validation expérimentale.

D'autre part, dans un réseau électrique perturbé, l'efficacité de l'estimation est sérieusement affectée. Par exemple, sous un réseau déséquilibré, on peut noter que l'amplitude de la tension estimée est ondulée à la fréquence double du réseau électrique.

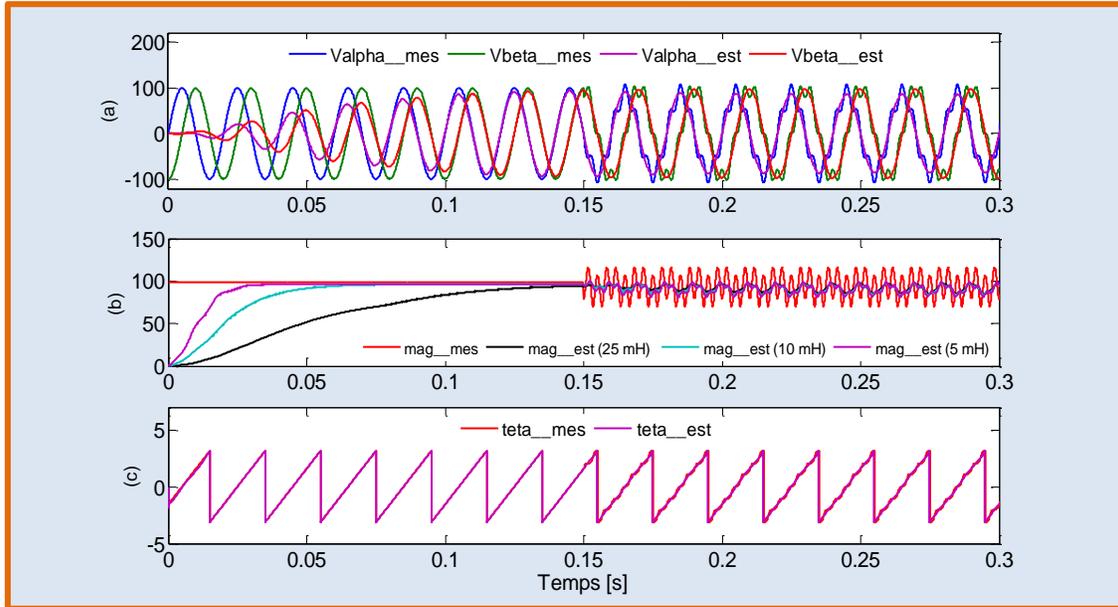


Figure I.21. Résultat de simulation du filtre de Kalman simplifié (a) la tension mesurée et estimée (V) (b) l'amplitude du vecteur de tension mesuré et estimé pour trois valeurs d'inductance de couplage (V) (c) la phase mesurée et estimée (rad).

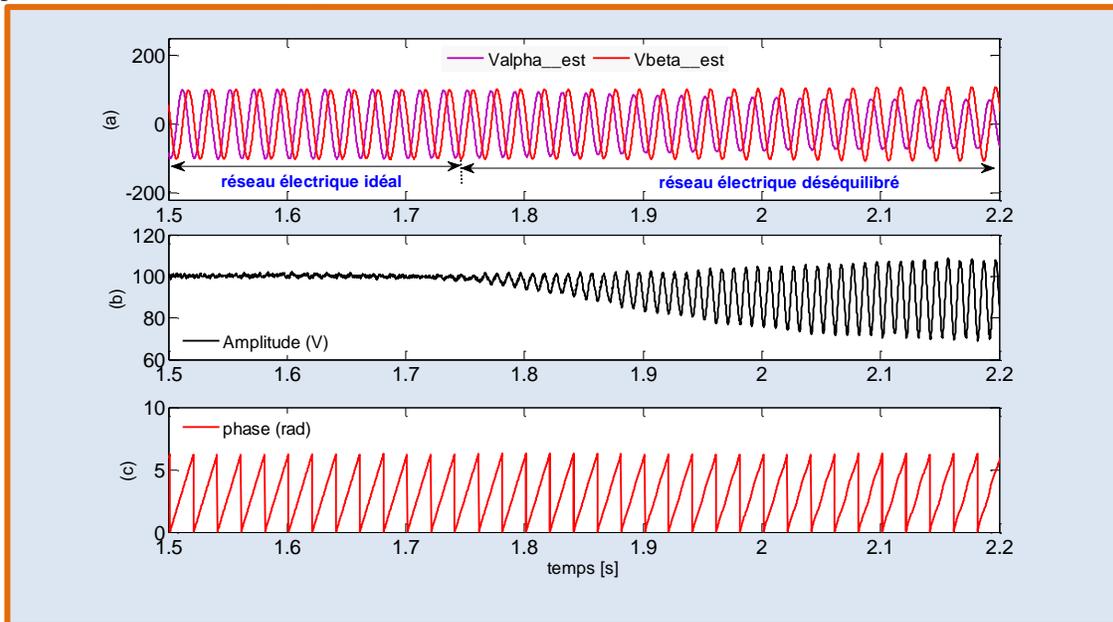


Figure I.22. Résultat expérimental du filtre de Kalman simplifié (a) L'allure de la tension estimée (V) (b) l'amplitude du vecteur de tension estimé (V) (c) la phase estimée (rad).

I.5.2.2 Filtre de Kalman modifié

Le résultat obtenu précédemment par le filtre de Kalman simplifié démontre une faible performance d'estimation lors de l'état perturbé du réseau électrique. Ainsi, une configuration

modifiée pour le filtre de Kalman a été proposée en utilisant les signaux en quadrature estimés pour l'identification de la séquence positive et négative du réseau électrique. La Figure I.23 montre la structure détaillée du filtre de Kalman modifié, et les formules mathématiques liées aux signaux estimés (direct et en quadrature) avec les séquences positives et négatives du réseau électrique sont données comme ceux-ci [69]:

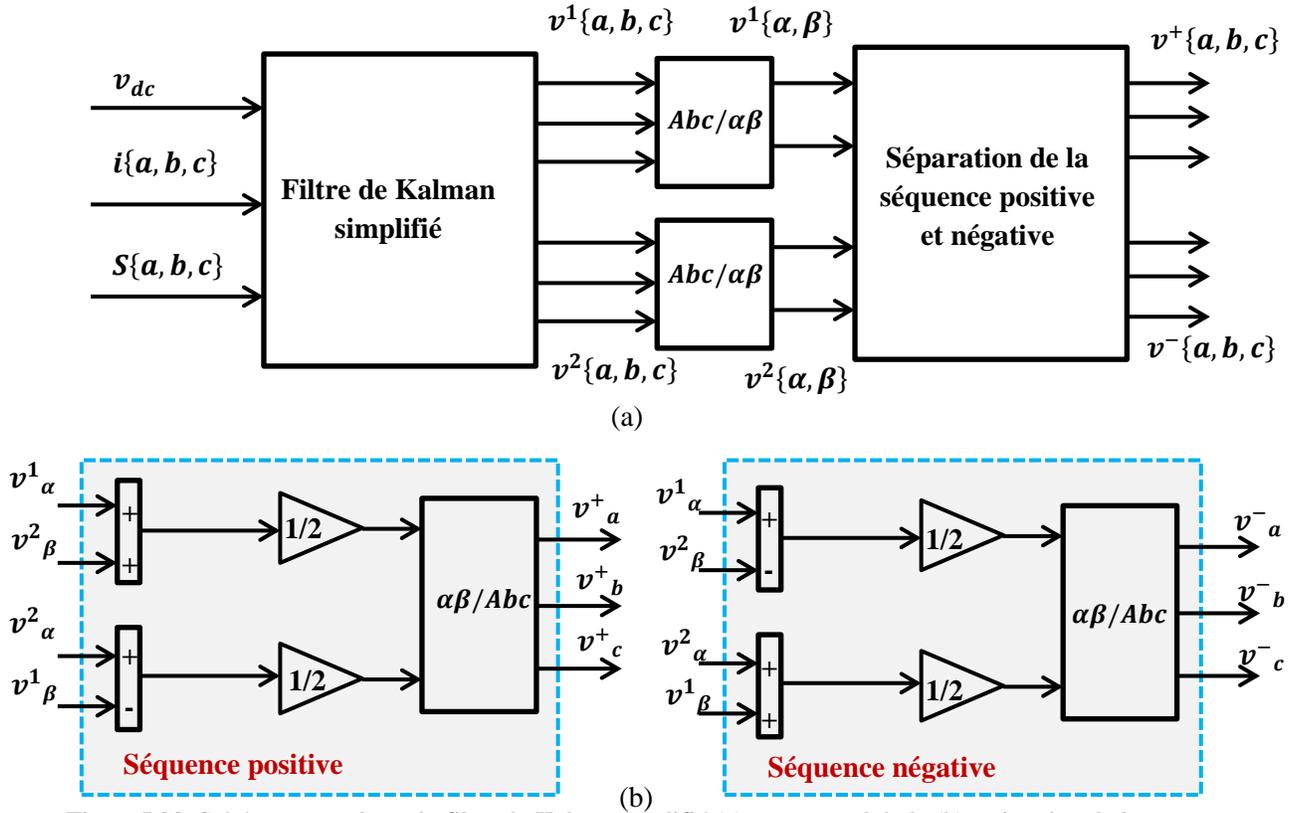


Figure I.23. Schéma synoptique du filtre de Kalman modifié (a) structure globale (b) estimation de la séquence positive et négative.

$$\begin{cases} v^+_{\alpha} = \frac{v^1_{\alpha} + v^2_{\beta}}{2} \\ v^+_{\beta} = \frac{v^2_{\alpha} - v^1_{\beta}}{2} \end{cases} \quad (\text{I. 61})$$

$$\begin{cases} v^-_{\alpha} = \frac{v^1_{\alpha} - v^2_{\beta}}{2} \\ v^-_{\beta} = \frac{v^2_{\alpha} + v^1_{\beta}}{2} \end{cases} \quad (\text{I. 62})$$

Où : $v^1_{\alpha}, v^1_{\beta}$ et $v^2_{\alpha}, v^2_{\beta}$ sont les composantes du vecteur de tension estimé dans le référentiel stationnaire direct et en quadrature respectivement.

➤ Résultats de simulation numérique et validation expérimentale :

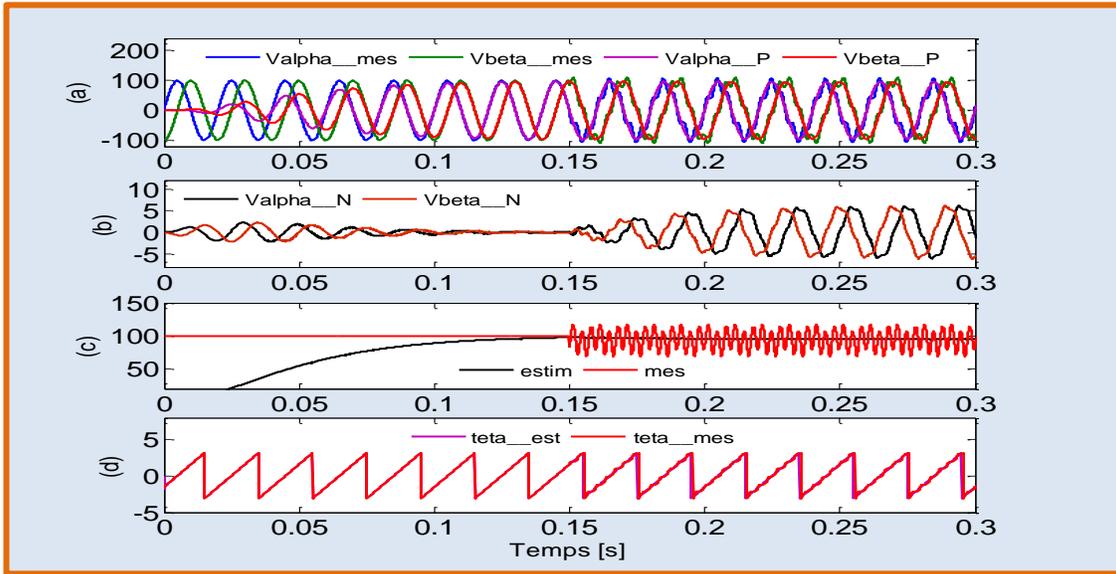


Figure I.24. Résultat de simulation du filtre de Kalman modifié (a) la tension mesurée et estimée (V) (b) l'amplitude du vecteur de tension mesuré et estimé pour trois valeurs d'inductance de couplage (V) (c) la phase mesurée et estimée (rad).

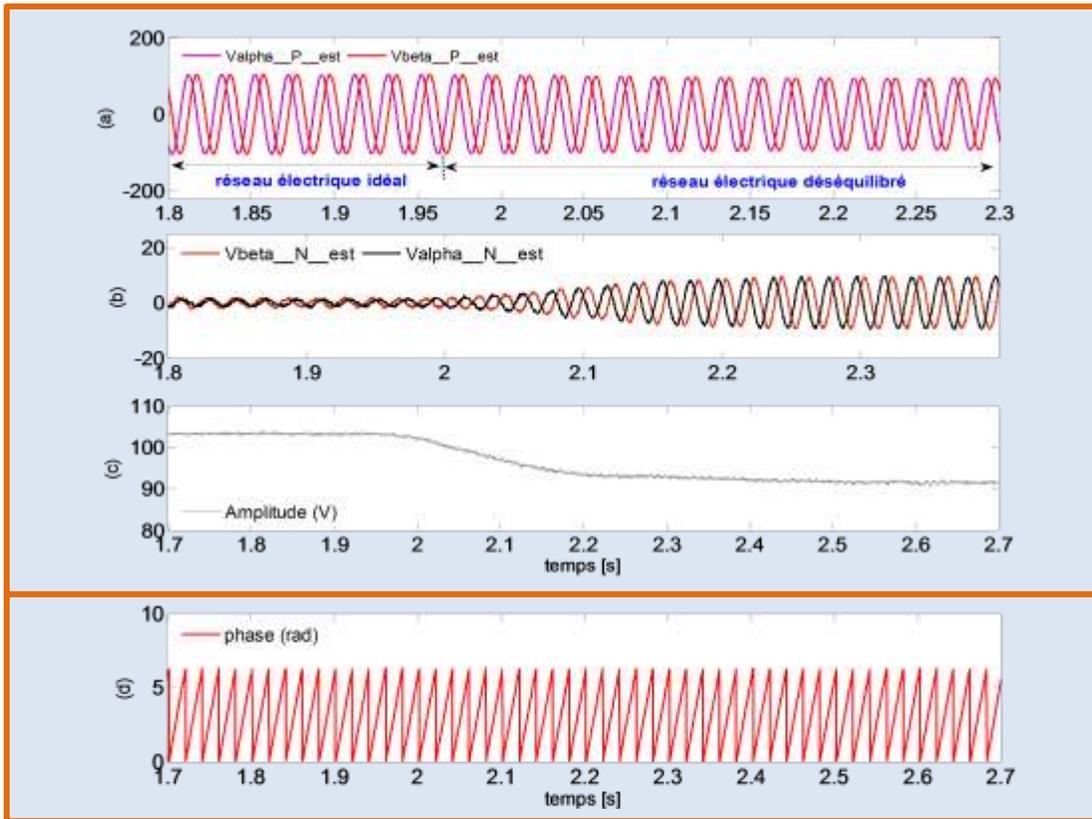


Figure I.25. Résultat expérimental du filtre de Kalman modifié (a) la séquence positive estimée (V) (b) la séquence négative estimée (c) l'amplitude du vecteur de tension estimé (V) (d) la phase estimée (rad).

L'évaluation du filtre de Kalman modifié est effectuée dans les mêmes conditions que celles indiquées au tableau I.6. Les figures I.24, I.25 montrent que l'estimation de la séquence positive est acceptable, sauf que le délai d'estimation (7 périodes) est dû à la dépendance aux paramètres du système (l'inductance) et malheureusement l'erreur statique ($\approx 5\%$) est toujours existée.

I.5.3 Estimateur à base mode glissant

Le contrôle de structure variable (VSC) avec l'approche en mode glissant a été premièrement proposée et élaborée par plusieurs chercheurs de l'ancienne Russie à partir des années 1960 (Emelyanov et Taran, 1962, Emelyanov, 1970, Utkin, 1974). Les idées ne sont pas apparues en dehors de la Russie avant les années soixante-dix, quand un livre d'Itkis (Itkis, 1976) et un article de recherche d'Utkin (Utkin, 1977) ont été publiés en anglais. Grâce à ses différentes caractéristiques telles que la simplicité de mise en œuvre, la robustesse élevée, la réjection des perturbations externes et les bonnes performances dynamiques, l'approche mode glissant a été initialement conçue et intégrée dans le domaine du contrôle des machines électriques en [70]. En général, l'approche mode glissant avec une structure de contrôle variable dépend principalement de la conception du signal de contrôle discontinu qui entraîne les états du système vers les surfaces glissantes désirées dans l'espace d'état [70]. Ces surfaces glissantes sont sélectionnées pour que le système se comporte de manière optimale dans le cas où les états du système convergent vers elles.

I.5.3.1 Estimateur à mode glissant simplifié

D'après la figure I.18, la modélisation du comportement dynamique du système (redresseur) dans le référentiel stationnaire ($\alpha\beta$) au lieu de naturelle (abc) peut le présenter comme suit [64]:

$$\begin{cases} L \begin{pmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_\alpha + u_{p\alpha} \\ v_\beta + u_{p\beta} \end{pmatrix} - r \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} \frac{dv_\alpha}{dt} \\ \frac{dv_\beta}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\omega_0 v_\beta + P_\alpha \\ \omega_0 v_\alpha + P_\beta \end{pmatrix} \end{cases} \quad (I.63)$$

Où : $u_{p\alpha}, u_{p\beta}, P_\alpha, P_\beta$ sont des perturbations non modélisées comme des harmoniques par exemple.

$$\begin{cases} L \begin{pmatrix} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{v}_\alpha + U_{\alpha MG} \\ \hat{v}_\beta + U_{\beta MG} \end{pmatrix} - r \begin{pmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} \frac{d\hat{v}_\alpha}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_\beta}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\omega_0 \hat{v}_\beta + F_\alpha U_{\alpha MG} \\ \omega_0 \hat{v}_\alpha + F_\beta U_{\beta MG} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (I.64)$$

Où l'insigne ($\hat{\cdot}$) signifie une grandeur estimée, $U_{\alpha MG}, U_{\beta MG}$ sont les fonctions de contrôle en mode glissant, F_α, F_β sont des paramètres dédiés à la conception de l'estimateur à mode glissant,

et ses choix doivent satisfaire un compromis entre la performance en régime permanent et dynamique.

La soustraction d'équation (64) de (63) conduit à l'équation d'erreurs suivante:

$$\begin{cases} L \begin{pmatrix} \frac{dE_{i\alpha}}{dt} \\ \frac{dE_{i\beta}}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{v\alpha} \\ E_{v\beta} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} U_{\alpha MG} \\ U_{\beta MG} \end{pmatrix} - r \begin{pmatrix} E_{i\alpha} \\ E_{i\beta} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} \frac{dE_{v\alpha}}{dt} \\ \frac{dE_{v\beta}}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\omega_0(E_{v\beta} - u_{p\beta}) + P_\alpha - F_\alpha U_{\alpha MG} \\ \omega_0(E_{v\alpha} - u_{p\alpha}) + P_\beta - F_\beta U_{\beta MG} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (I.65)$$

Où : $E_{i\alpha} = i_\alpha - \hat{i}_\alpha$, $E_{i\beta} = i_\beta - \hat{i}_\beta$ sont les erreurs d'estimation des courants, $E_{v\alpha} = v_\alpha - \hat{v}_\alpha + u_{p\alpha}$, $E_{v\beta} = v_\beta - \hat{v}_\beta + u_{p\beta}$ sont les erreurs d'estimation des tensions.

À ce point-là, le modèle du système est prêt pour la conception d'estimateur mode glissant. Brièvement, les deux étapes essentielles de la conception peuvent être définies comme suit:

✓ **Identification des surfaces glissantes :**

Les surfaces glissantes linéaires sont définies comme :

$$\begin{cases} S_\alpha = i_\alpha - \hat{i}_\alpha \\ S_\beta = i_\beta - \hat{i}_\beta \end{cases} \quad (I.66)$$

✓ **Développement de la loi de contrôle**

Pour la conception de la fonction de mode glissant, la loi de contrôle avec un taux d'atteinte constant et proportionnel, est appliquée [71].

$$\frac{dS}{dt} = -k_{MG} \text{sgn}(S) - \gamma_{MG} S \quad (I.67)$$

Où : k_{MG}, γ_{MG} sont des paramètres positifs de la loi de contrôle.

$$\text{sgn}(S_j) = \begin{cases} 0 & \text{si } S_j < 0 \\ 1 & \text{si } S_j > 0 \end{cases} \quad (I.68)$$

$$j = \{\alpha, \beta\}$$

D'après l'équation (I.67), le temps nécessaire pour atteindre l'état $S(t_F)=0$, à partir d'un état initial $S(t_0)=\text{constant}$, est donné par :

$$t_F = \frac{1}{\gamma_{MG}} \ln \frac{\gamma_{MG} |S(t_0)| + k_{MG}}{k_{MG}} \quad (I.69)$$

La figure I.26 démontre la relation entre le temps de réponse t_F et les paramètres k_{MG}, γ_{MG} pour un état initiale de $S(t_0) = 10$.

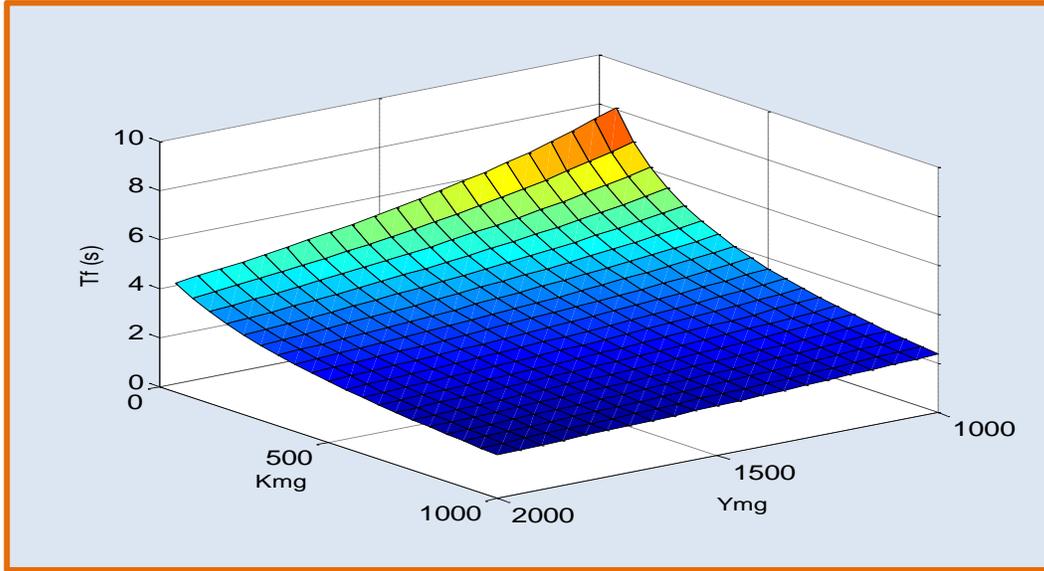


Figure I.26. Relation entre les paramètres de contrôle et le temps de réponse.

D'après la figure I.26, il est clair qu'un plus grand k_{MG} et γ_{MG} conduit à un taux de convergence plus rapide. Cependant, cela peut aussi créer une perturbation et le système sera vulnérable aux bruits de mesures. Donc, pour choisir ses paramètres de contrôle il est nécessaire de prendre le critère de stabilité en considération.

A partir des équations (I.65) et (I.67), on peut déduire :

$$\begin{pmatrix} -L.k_{MG}sgn(E_{ia}) - L.\gamma_{MG}E_{ia} \\ -L.k_{MG}sgn(E_{i\beta}) - L.\gamma_{MG}E_{i\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{va} \\ E_{v\beta} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} U_{aMG} \\ U_{\beta MG} \end{pmatrix} - r \begin{pmatrix} E_{ia} \\ E_{i\beta} \end{pmatrix} \quad (I.70)$$

En considérant $E_{va}, E_{v\beta}$ comme des perturbations, la fonction de contrôle à mode glissant peut être déterminée comme :

$$\begin{pmatrix} U_{aMG} \\ U_{\beta MG} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L.k_{MG}sgn(E_{ia}) + (L.\gamma_{MG} - r)E_{ia} \\ L.k_{MG}sgn(E_{i\beta}) + (L.\gamma_{MG} - r)E_{i\beta} \end{pmatrix} \quad (I.71)$$

L'étude de stabilité d'un système contrôlé par l'approche mode glissant, est décrit parfaitement dans la littérature, par exemples [64, 71].

✓ Mise en œuvre numérique d'estimateur à mode glissant simplifié :

Pour une implémentation en temps réel, le modèle développé lequel est décrit par les équations (I.65) et (I.71) doit être discrétisé. De la même manière que dans la section précédente avec le filtre de Kalman, la méthode d'Euler est utilisée et les équations suivantes sont obtenues:

$$\begin{pmatrix} U_{aMG}(k) \\ U_{\beta MG}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L.k_{MG}sgn(E_{ia}(k)) + (L.\gamma_{MG} - r)E_{ia}(k) \\ L.k_{MG}sgn(E_{i\beta}(k)) + (L.\gamma_{MG} - r)E_{i\beta}(k) \end{pmatrix} \quad (I.72)$$

$$\begin{pmatrix} \widehat{v}_\alpha(k+1) \\ \widehat{v}_\beta(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \widehat{v}_\alpha(k) \\ \widehat{v}_\beta(k) \end{pmatrix} + T_s \begin{pmatrix} -\omega_0 \widehat{v}_\beta(k) + F_\alpha U_{aMG}(k) \\ \omega_0 \widehat{v}_\alpha(k) + F_\beta U_{\beta MG}(k) \end{pmatrix} \quad (I.73)$$

$$\begin{pmatrix} \widehat{i}_\alpha(k+1) \\ \widehat{i}_\beta(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \widehat{i}_\alpha(k) \\ \widehat{i}_\beta(k) \end{pmatrix} + \frac{T_s}{L} \left[\begin{pmatrix} \widehat{v}_\alpha(k) + U_{aMG} \\ \widehat{v}_\beta(k) + U_{\beta MG} \end{pmatrix} - r \begin{pmatrix} \widehat{i}_\alpha(k) \\ \widehat{i}_\beta(k) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_{r\alpha}(k) \\ v_{r\beta}(k) \end{pmatrix} \right] \quad (I.74)$$

❖ Résultats de simulation numérique et validation expérimentale

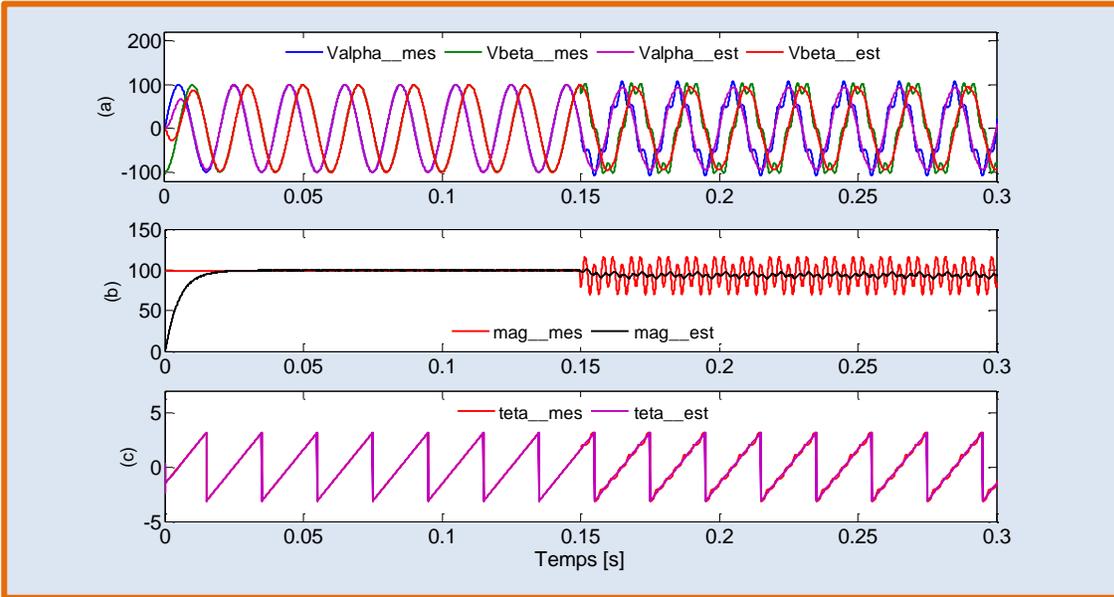


Figure I.27. Résultat de simulation d'estimateur à mode glissant simplifié (a) la tension mesurée et estimée (V) (b) l'amplitude du vecteur de tension mesurée et estimée (V) (c) la phase mesurée et estimée (rad).

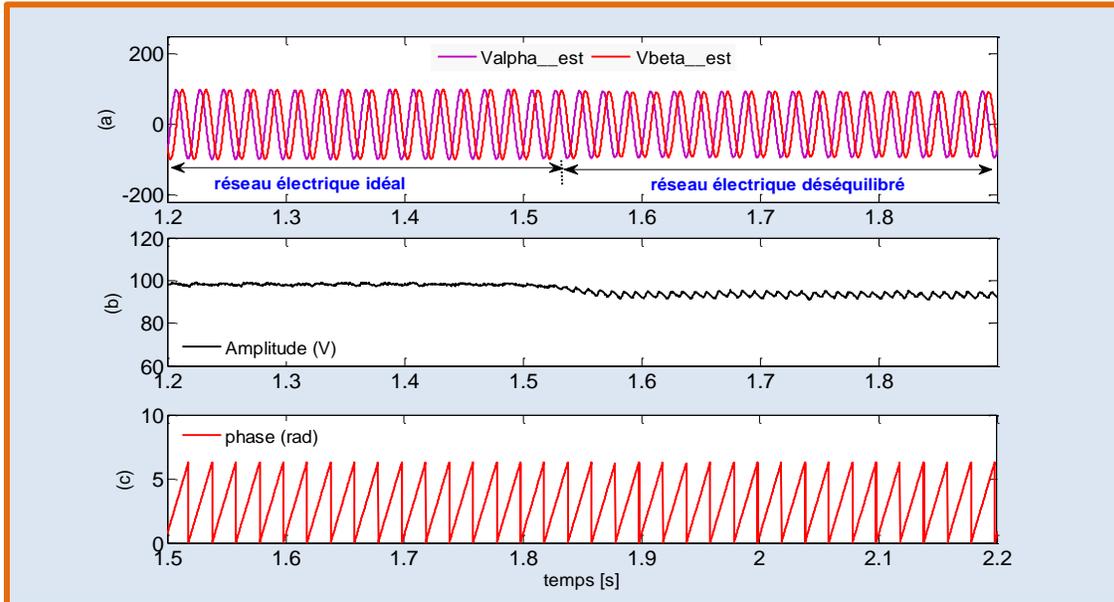


Figure I.28. Résultat expérimental d'estimateur à mode glissant simplifié (a) L'allure de la tension estimée (V) (b) l'amplitude du vecteur de tension estimé (V) (c) la phase estimée (rad).

Les figures I.27, I.28 montrent la performance de l'estimateur à mode glissant simplifié par simulation numérique et validation expérimentale respectivement. On peut noter que le processus d'estimation est réalisé de façon très satisfaisante pour un réseau électrique idéal avec un temps de réponse $\cong 1.5$ période et une erreur statique négligeable. En revanche, dans le cas où le réseau électrique est perturbé, on remarque un fonctionnement peu performant de l'estimateur, où l'amplitude de la tension estimée est fautive avec une ondulation importante à la fréquence double du réseau électrique.

I.5.3.2 Estimateur à mode glissant modifié

Afin de surmonter l'inconvénient de l'estimateur à mode glissant simplifié sous un réseau électrique non idéal, nous présenterons dans cette section une version modifiée de l'estimateur à mode glissant. De manière similaire au paragraphe précédent, le modèle dynamique généralisé du système peut être exprimé sous forme vectorielle (la tension d'alimentation est considérée déséquilibrée et polluée par la séquence négative de l'harmonique d'ordre 5) comme suit [51]:

$$L \frac{dI}{dt} = (V_{p1} + V_{n1} + V_{01} + V_{p5} + V_{n5} + V_{05}) - rI - V_r \quad (I.75)$$

On peut exploiter l'expression (I.75) pour la conception de l'estimateur à mode glissant modifié.

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{d\hat{I}}{dt} = (\widehat{V}_{p1} + \widehat{V}_{n1} + \widehat{V}_{01} + \widehat{V}_{p5} + \widehat{V}_{n5} + \widehat{V}_{05} + U_{MG}) - r\hat{I} - V_r \\ \frac{d\widehat{V}_{p1}}{dt} = j\omega_0 \widehat{V}_{p1} + \omega_c U_{MG} \\ \frac{d\widehat{V}_{n1}}{dt} = -j\omega_0 \widehat{V}_{n1} + \omega_c U_{MG} \\ \frac{d\widehat{V}_{01}}{dt} = \widehat{V}_{01} + \omega_{c0} U_{MG} \\ \frac{d\widehat{V}_{p5}}{dt} = j5\omega_0 \widehat{V}_{p5} + 5\omega_c U_{MG} \\ \frac{d\widehat{V}_{n5}}{dt} = -j5\omega_0 \widehat{V}_{n5} + 5\omega_c U_{MG} \\ \frac{d\widehat{V}_{05}}{dt} = \widehat{V}_{05} + 5\omega_{c0} U_{MG} \end{array} \right. \quad (I.76)$$

Où $\widehat{v}_{01}, \widehat{v}_{05}$ représentent les composantes continues estimées qui peuvent éliminer la déviation des composantes fondamentales estimées directes $\widehat{v}_{p1}, \widehat{v}_{p5}$ et inverses $\widehat{v}_{n1}, \widehat{v}_{n5}$. ω_c , ω_{c0} et U_{MG} sont des gains positifs pour l'estimation des tensions et la fonction de contrôle mode glissant respectivement.

La soustraction d'équation (I.76) de (I.75) donne la dynamique de poursuite d'erreur du courant suivante:

$$L \frac{dE_I}{dt} = (E_{p1} + E_{n1} + E_{01} + E_{p5} + E_{n5} + E_{05}) - rE_I - U_{MG} \quad (I.77)$$

$E_I, E_{p1}, E_{n1}, E_{01}, E_{p5}, E_{n5}, E_{05}$ Sont les erreurs d'estimation du courant, la séquence positive fondamentale, la séquence négative fondamentale, la composante continue fondamentale, la séquence positive de l'harmonique d'ordre 5, la séquence négative de l'harmonique d'ordre 5 et la composante continue de l'harmonique d'ordre 5 respectivement.

La surface glissante a été choisie pour être l'écart vectoriel entre le courant mesuré et le courant estimé :

$$S = I - \hat{I} \quad (I.78)$$

La loi de contrôle avec un taux d'atteinte constant et proportionnelle est appliquée de la même façon que dans l'estimateur à mode de glissant simplifié. Tant qu'on a considéré les variables d'état du système sous une forme vectorielle, ainsi la fonction de contrôle à mode glissant est exprimée comme celui-ci :

$$U_{MG} = L \cdot k_{MG} \text{sgn}(E_I) + (L \cdot \gamma_{MG} - r)E_I \quad (I.79)$$

D'après l'équation (I.76), la relation entre les composantes estimées de la tension et l'amplitude réelle peut être exprimée selon les fonctions de transfert suivantes [51]:

$$\begin{cases} F_{p1}(s) = \frac{\hat{V}_{p1}(s)}{V(s)} = \frac{\omega_c s(s + j\omega_0)}{s^3 + (\omega_{c0} + 2\omega_c)s^2 + \omega_0^2 s + \omega_{c0}\omega^2} \\ F_{n1}(s) = \frac{\hat{V}(s)}{V(s)} = \frac{\omega_c s(s - j\omega_0)}{s^3 + (\omega_{c0} + 2\omega_c)s^2 + \omega_0^2 s + \omega_{c0}\omega^2} \\ F_{p5}(s) = \frac{\hat{V}_{p5}(s)}{V(s)} = \frac{5\omega_c s(s + j5\omega_0)}{s^3 + 5(\omega_{c0} + 2\omega_c)s^2 + 25\omega_0^2 s + 5^3\omega_{c0}\omega^2} \\ F_{n5}(s) = \frac{\hat{V}_{n5}(s)}{V(s)} = \frac{5\omega_c s(s - j5\omega_0)}{s^3 + 5(\omega_{c0} + 2\omega_c)s^2 + 25\omega_0^2 s + 5^3\omega_{c0}\omega^2} \end{cases} \quad (I.80)$$

Après quelques calculs simples, nous pouvons trouver que :

$$\begin{cases} F_{p1}(j\omega_0) = 1 \\ F_{p1}(-j\omega_0) = 0 \\ F_{n1}(j\omega_0) = 0 \\ F_{n1}(-j\omega_0) = 1 \end{cases} \quad (I.81)$$

$$\begin{cases} F_{p5}(j5\omega_0) = 1 \\ F_{p5}(-j5\omega_0) = 0 \\ F_{n5}(j5\omega_0) = 0 \\ F_{n5}(-j5\omega_0) = 1 \end{cases} \quad (I.82)$$

Il est clair que F_{p1} et F_{p5} ont un gain unitaire aux pulsations positives fondamentales ω_0 et $5\omega_0$ respectivement et un gain nul à la fois pour les pulsations fondamentales négatives $-\omega_0$ et $-5\omega_0$ respectivement. Alors que F_{n1} et F_{n5} ont un gain unitaire aux pulsations fondamentales négatives $-\omega_0$ et $-5\omega_0$ respectivement et un gain nul à la fois pour les pulsations positives fondamentales ω_0 et $5\omega_0$ respectivement. De toute évidence, l'estimateur à base mode glissant

modifié peut parfaitement extraire séparément les composantes positives et négatives dédiées aux pulsations fondamentale (ω_0) et harmonique($5\omega_0$).

❖ **Mise en œuvre numérique d'estimateur à mode glissant modifié :**

Pour la mise en œuvre en temps réel, le modèle développé donné par les équations (I.76) et (I.79) doit être discrétisé comme suit:

$$\begin{cases} U_{MG}(k) = L \cdot k_{MG} \text{sgn} [I(k) - \hat{I}(k)] + (L \cdot \gamma_{MG} - r)[I(k) - \hat{I}(k)] \\ \hat{I}(k+1) = \hat{I}(k) + \frac{T_s}{L} (\widehat{V}_{p1} + \widehat{V}_{n1} + \widehat{V}_{01} + \widehat{V}_{p5} + \widehat{V}_{n5} + \widehat{V}_{05} + U_{MG}) - r\hat{I}(k) - V_r(k) \end{cases} \quad (I.83)$$

$$\begin{cases} \widehat{V}_{p1}(k+1) = \widehat{V}_{p1}(k) + T_s [j\omega_0 \widehat{V}_{p1}(k) + \omega_c U_{MG}(k)] \\ \widehat{V}_{n1}(k+1) = \widehat{V}_{n1}(k) + T_s [-j\omega_0 \widehat{V}_{n1}(k) + \omega_c U_{MG}(k)] \\ \widehat{V}_{01}(k+1) = \widehat{V}_{01}(k) + T_s \omega_{c0} U_{\alpha MG}(k) \\ \widehat{V}_{p5}(k+1) = \widehat{V}_{p5}(k) + T_s [j5\omega_0 \widehat{V}_{p5}(k) + \omega_c U_{MG}(k)] \\ \widehat{V}_{n5}(k+1) = \widehat{V}_{n5}(k) + T_s [-j\omega_0 \widehat{V}_{n5}(k) + \omega_c U_{MG}(k)] \\ \widehat{V}_{05}(k+1) = \widehat{V}_{05}(k) + T_s \omega_{c0} U_{MG}(k) \end{cases} \quad (I.84)$$

❖ **Résultats de simulation numérique et validation expérimentale**

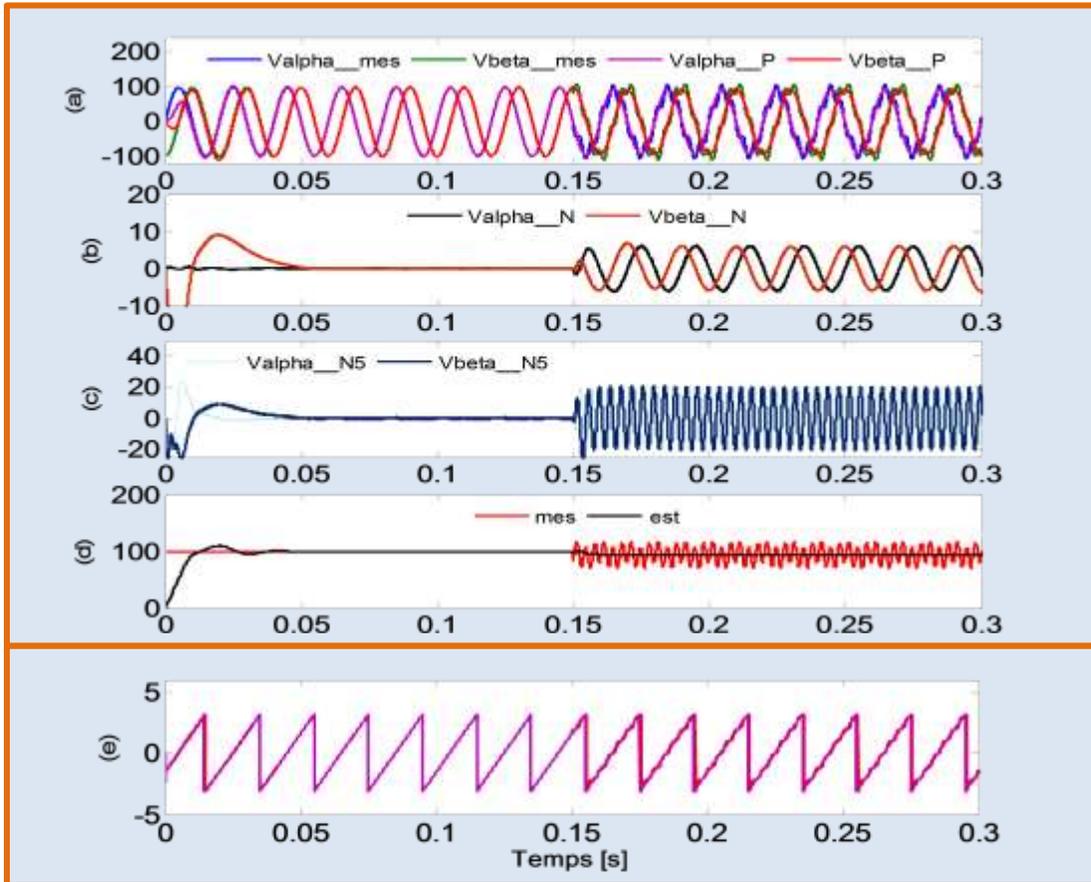


Figure I.29. Résultat de simulation d'estimateur à mode glissant modifié (a) la tension mesurée et la séquence positive estimée (V) (b) séquence négative estimée (V) (c) harmonique 5 estimée (V) (d) amplitude de la tension mesurée et la séquence positive estimée (V) (e) phase mesurée et estimée (rad).

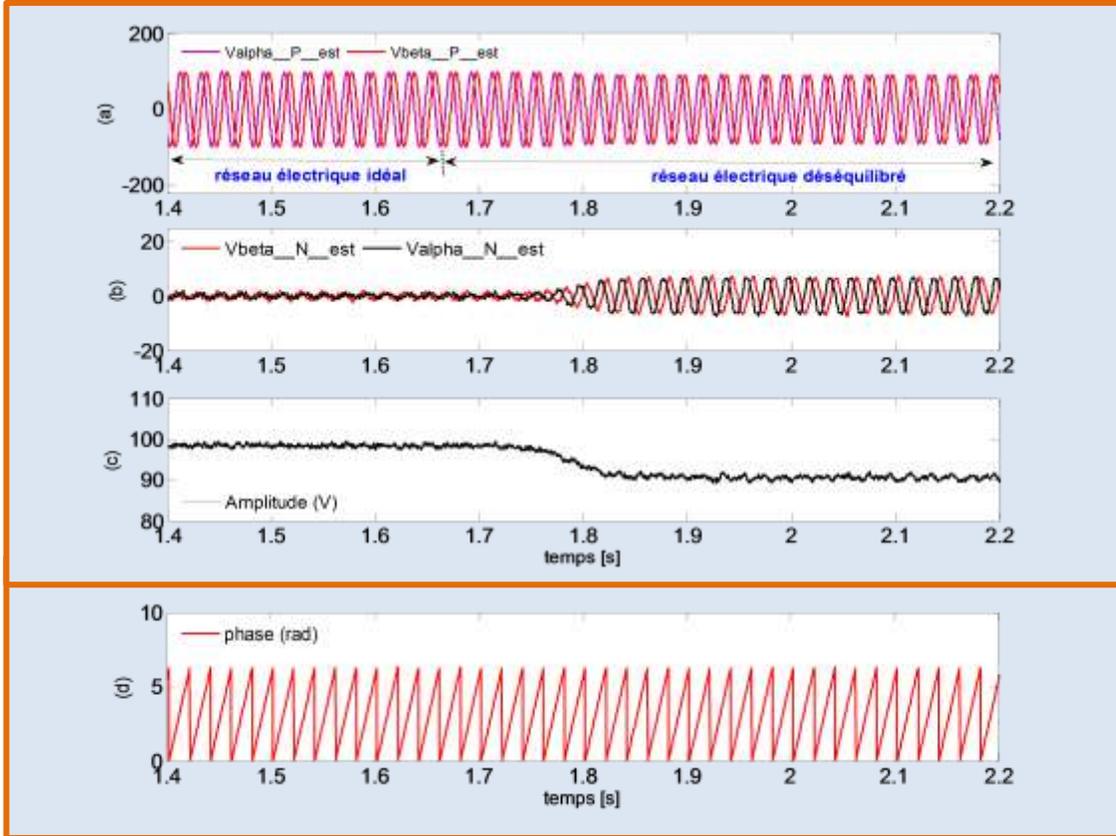


Figure I.30. Résultat expérimental d'estimateur à mode glissant modifié (a) la séquence positive estimée (V) (b) la séquence négative estimée (c) l'amplitude du vecteur de tension estimé pour (V) (d) phase estimée (rad).

L'estimateur à mode glissant modifié est expérimenté sous les conditions du réseau électrique mentionnées par le tableau I.6. Les résultats de simulation et expérimentaux sont exposés dans les figures I.29, I.30 respectivement. L'identification de la séquence positive est réalisée d'une façon précise, stable et fiable sous un réseau électrique soit idéale ou perturbé. Cet estimateur peut effectivement séparer des séquences négatives et d'autres composantes harmoniques s'ils existent.

I.5.4 Etude comparative

Le but de cette étude comparative est de présenter les avantages et les inconvénients, des méthodes d'estimation étudiées précédemment, qui sont donnés par le tableau I.7. La comparaison prend en compte trois critères d'évaluation qui sont : le temps de réponse, l'erreur statique et l'immunité d'estimation contre les perturbations au niveau du réseau électrique.

- ☞ **Estimation par un filtre de Kalman simplifié** : introduit une bonne performance sous un réseau électrique idéal avec un temps de réponse dépendant des paramètres du système. Avec nos paramètres, le filtre de Kalman converge lentement vers la valeur réelle du réseau électrique, ce qui conduit à un temps de réponse d'environ 7 périodes. De plus, l'erreur statique en régime permanent est considérable et peut être estimée à 2 % et 4 %

par la simulation numérique et validation expérimentale respectivement. Par contre, sous un réseau électrique perturbé, on peut remarquer que la performance d'estimation est affectée d'une façon radicale, où l'ondulation d'amplitude estimée est à peu près 12.5 V par simulation et 40 V en temps réel.

Tableau I.7. Comparaison de la performance de différentes techniques d'estimation.

	Le temps de réponse (ms)	Erreur statique $ \Delta V $ (%)		THD %		L'ondulation de l'amplitude $\Delta \hat{V}$ Estimée (V)			
		sim	exp	sim		sim		exp	
				Cas (I)	Cas (II)	Cas (I)	Cas (II)	Cas (I)	Cas (II)
Filtre de Kalman simplifié	140	2	4	0.13	0.89	0.05	12.5	1	40
Filtre de Kalman modifié	140	1.8	5	0.15	0.86	0.05	0.5	1	1.5
A base mode glissant simplifié	30	0.4	1.2	0.20	2.27	0.6	8.1	1.5	5
A base mode glissant modifié	35	0.2	1	0.16	0.16	0.5	0.5	1.5	2

Cas (I) et cas (II) sont définis dans le tableau I.6.

- ☞ **Estimation par un filtre de Kalman modifié** : la version modifiée du filtre de Kalman est introduite spécialement pour gérer l'état perturbé du réseau électrique. Les résultats obtenus montrent que l'ondulation d'amplitude de la tension estimée est atténuée d'une façon satisfaisante sous un réseau électrique perturbé avec 0.5 V et 1.5 V par la simulation numérique et validation expérimentale respectivement. Les problèmes du temps de réponse et l'erreur statique sont toujours persistés.
- ☞ **Estimation par mode glissant simplifié** : par rapport à la méthode d'estimation par filtre de Kalman simplifié, l'estimation par mode glissant simplifié est plus performante en termes de temps de réponse estimé à 1.5 périodes, d'erreur statique est égale à 0.4 % et 1.2 % par la simulation numérique et la validation expérimentale respectivement. En revanche, le fonctionnement sous un réseau électrique perturbé montre les limites de performance d'estimation par mode glissant simplifié où l'ondulation d'amplitude de la tension estimée est à peu près 8.1 V et 5 V par la simulation numérique et validation expérimentale respectivement.

☞ *Estimation par mode glissant modifié* : afin de compenser l'insuffisance de la performance d'estimateur à mode glissant simplifié sous un réseau électrique perturbé, une version modifiée est proposée. Les résultats obtenus montrent que l'estimateur à mode glissant modifié peut gérer parfaitement les états perturbés transitoires du réseau électrique avec ondulation modérée de l'amplitude de la tension estimée avec 0.5 V et 2 V par la simulation numérique et validation expérimentale respectivement.

On peut conclure que l'estimation à base mode glissant simplifié a des performances remarquables en termes de temps de réponse court, d'erreur statique minimale, en conséquence elle est plus appropriée pour un réseau électrique non perturbé. Par contre, en cas d'un réseau électrique non stable, l'estimation à base mode glissant modifié est plus favorable à cause de son immunité contre les perturbations transitoires du réseau électrique.

I.6 Conclusion

L'objectif de ce chapitre était de mettre en évidence un ensemble de principes, informations, normes dédiées à l'issue de la qualité d'énergie et de présenter des techniques d'optimisation des circuits de contrôle concernant le réseau de distribution de l'énergie électrique. En premier lieu, nous avons exposé le principe de la théorie des harmoniques et nous avons énuméré quelques perturbations électriques les plus courantes et les moyens de mitigations utilisés à nos jours dans l'industrie. On s'est intéressé spécialement aux phénomènes de propagation des harmoniques et le déséquilibre au niveau du réseau électrique.

Après, nous nous sommes orientés vers le redresseur MLI, lequel est un outil très efficace comme une solution à la problématique de la qualité d'énergie. La modélisation mathématique du redresseur MLI, en termes de grandeurs électriques et écoulement de puissance, est effectuée. Outre, l'état de l'art de la commande directe de puissance (DPC) appliqué aux redresseurs MLI est aussi présenté.

Ensuite, en tant que nous avons abordé l'état perturbé des réseaux électriques et la commande DPC, par conséquent la modélisation d'écoulement de puissance en vue des séquences positive et négative du courant et tension est réalisée.

Enfin, nous avons retenu également que l'optimisation du circuit de contrôle d'un redresseur/onduleur MLI par la minimisation du nombre de capteurs utilisé remplaçant par des capteurs virtuels peut conduire à deux avantages importants, à savoir : une réduction appréciable à l'aspect économique et le maintien d'une bonne performance du fonctionnement. Généralement, on a présenté une étude analytique de deux processus d'estimation des tensions du réseau, avec un filtre de Kalman et un estimateur à mode glissant. Il ressort de cette analyse que l'estimateur à mode glissant simplifié est convenable en cas d'un réseau électrique idéal. Par contre, sous un réseau électrique perturbé l'estimation par mode glissant modifié est recommandée.

Chapitre II

Analyse et Optimisation de la Performance de la Commande DPC Appliquée à un Redresseur MLI.

II.1 Introduction

L'utilisation des redresseurs MLI est de plus en plus répandue dans les systèmes de génération éoliens afin de maîtriser le flux de puissance, et aussi dans des applications industrielles pour entraver la propagation de la pollution harmonique dans le réseau de distribution électrique. Le redresseur MLI est considéré comme une charge non linéaire intelligente contrôlable et à absorption sinusoïdale de courant, donc il a la capacité d'éviter la circulation des composantes harmoniques dans le réseau électrique d'une façon efficace et fiable.

La configuration d'un redresseur MLI à deux niveaux source de tension est le choix que nous considérons dans cette thèse. La performance de fonctionnement d'un redresseur MLI dépend essentiellement de l'algorithme de contrôle choisi. De plus, le cahier des charges nous impose d'utiliser le contrôle direct de puissance (DPC) à ce redresseur MLI. L'étude analytique est principalement axée sur certaines versions dominantes de la DPC telles que: DPC classique avec tableau de commutation, DPC prédictif optimal et DPC à base mode glissant (DPC- SMC).

La description du circuit de contrôle, le principe de fonctionnement, l'optimisation de la performance de la commande DPC (fonctionnement sans capteurs de tension et sous un réseau électrique déséquilibré) et la validation par la simulation numérique dans l'environnement logiciel Matlab/SIMULINK et expérimentale par une carte d'acquisition Dspace (DS1104), feront l'objet du présent chapitre.

II.2 Implémentation de la commande directe de puissance

II.2.1 Contrôle directe de puissance (DPC) classique avec un tableau de commutation [23, 72, 73]

Le schéma global de la commande DPC conventionnel est présenté par la figure II.1. Les tensions et les courants alternatifs du réseau triphasé sont mesurés et transformés vers le référentiel stationnaire($\alpha\beta$). Les puissances active et réactive sont calculées par les équations (I.37, 38). La position angulaire du vecteur de tension du réseau est estimée à l'aide d'une boucle de verrouillage de phase (PLL) ou d'une fonction trigonométrique simple, comme indiqué dans les équations (II.4, 5). Les puissances active et réactive calculées (P_s, Q_s) sont respectivement comparées à leurs consignes de référence (P_s^*, Q_s^*) afin de générer des signaux d'erreurs de puissance numérisés S_p, S_q . La sélection d'état de commutation optimal s'effectue via un tableau de commutation prédéfinie. Une bonne sélection de commutation nécessite un calcul précis des signaux d'erreurs de puissance numérisés et de la position angulaire de la tension du réseau.

II.2.1.1 Signaux numérisés d'erreurs de puissance

L'information sur les erreurs instantanées entre les puissances active et réactive et des références exigées est très importante dans le processus de sélection du vecteur de contrôle optimal, donc il est décrit comme suit:

$$\begin{cases} \Delta P_s = P_s^* - P_s \\ \Delta Q_s = Q_s^* - Q_s \end{cases} \quad (\text{II. 1})$$

Le contrôleur DPC nécessite des signaux d'erreurs de puissance sous forme numérisée et il est possible de l'obtenir en utilisant deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux.

$$\begin{cases} S_p = 1 & \text{if } P_s^* - P_s \geq h_p \\ S_p = 0 & \text{if } P_s^* - P_s \leq -h_p \end{cases} \quad (\text{II. 2})$$

$$\begin{cases} S_q = 1 & \text{if } Q_s^* - Q_s \geq h_q \\ S_q = 0 & \text{if } Q_s^* - Q_s \leq -h_q \end{cases} \quad (\text{II. 3})$$

h_p, h_q sont des bandes d'hystérésis.

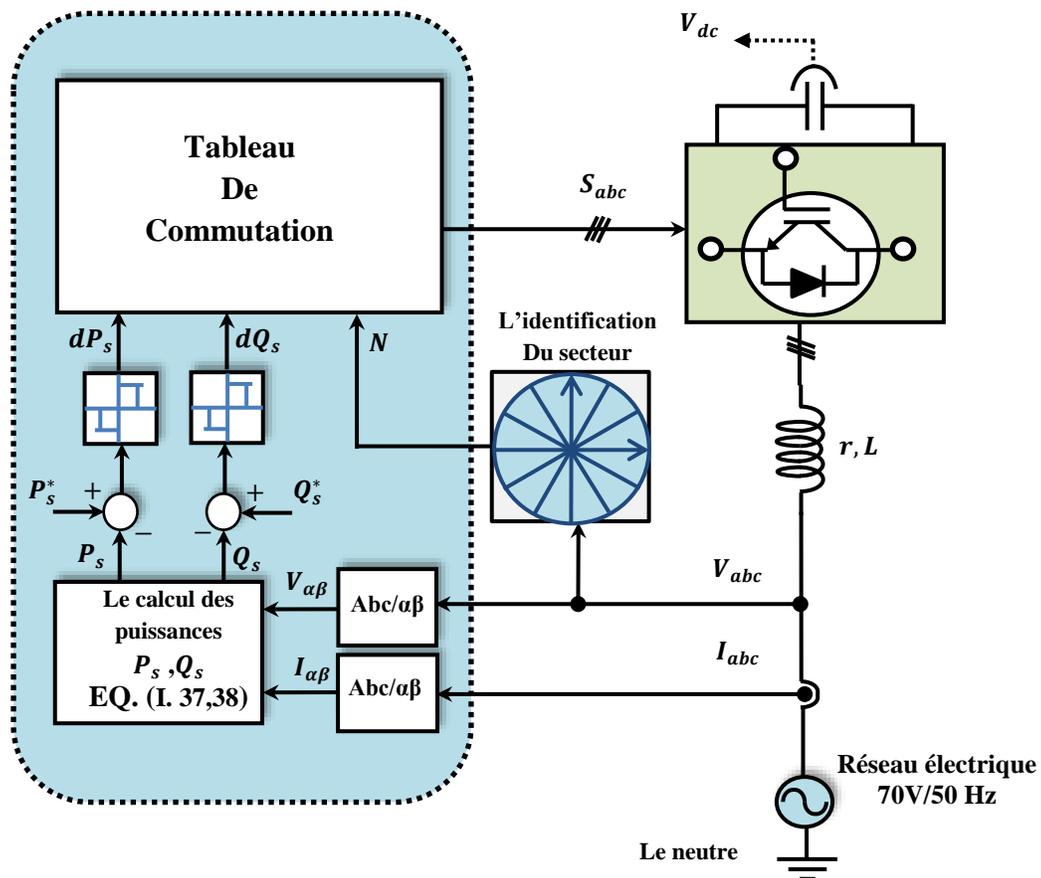


Figure II.1. Schéma synoptique de la commande directe de puissance (DPC) classique avec un tableau de commutation.

II.2.1.2 Identification de la position angulaire de la tension du réseau

La position angulaire de la tension du réseau est indispensable pour accomplir le processus de contrôle, d'où le plan d'espace est divisé en douze secteurs comme représenté sur la figure I.15.

$$(n-1)\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq n\frac{\pi}{6}, \quad n = 1, 2, \dots, 12 \quad (\text{II. 4})$$

La position angulaire peut être calculée par l'équation suivante:

$$\theta = \arctg\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \quad (\text{II. 5})$$

II.2.1.3 Synthèse du tableau de commutation

La conception du tableau de commutation pour la commande DPC classique est un sujet de recherche depuis de nombreuses années. Une illustration détaillée des tableaux de commutation utilisés dans un certain nombre de publications est présentée dans le tableau II.3. La conception des tableaux de commutation généralement considérant l'hypothèse d'une condition de réseau idéale, et la grande majorité des tableaux de commutation proposées sont basés sur le vecteur de tension (V-DPC) et une minorité à base du flux virtuel (VF-DPC). Le premier tableau de commutation est développé par Noguchi et al [23] basant sur le vecteur de tension, et il est particulièrement considéré comme une référence pour des raisons de comparaison. Quelques années plus tard, Malinowski et al dans [26] ont utilisé le même tableau de commutation classique dans une commande VF-DPC pour la première fois. L'utilisation excessive des vecteurs zéros dans le tableau classique a conduit à une réduction évidente des pertes de commutation. Cependant, il subit une dégradation sérieuse de leur performance et efficacité, conduisant à une fluctuation périodique et augmentation des harmoniques à basses fréquences dans les courants de source absorbés. Parmi les tableaux de commutation modifiés rapportés, certains préconisent l'utilisation seulement des vecteurs actifs tandis que d'autres préservent l'utilisation des vecteurs nuls durant l'état $S_p = 1$ et $S_q = 1$. Par rapport au tableau de commutation classique, ces tableaux modifiés ont été considérablement améliorés l'efficacité de la commande DPC en termes de performances en régime permanent et dynamique, car ils ont une meilleure maîtrise des erreurs instantanées de puissance active et réactive.

Tableau. II.1. Effets des vecteurs de contrôle aux variations des puissances active et réactive.

Secteur (N)	$\frac{dP_s}{dt}$		$\frac{dQ_s}{dt}$	
	$\frac{dP_s}{dt} > 0$	$\frac{dP_s}{dt} < 0$	$\frac{dQ_s}{dt} > 0$	$\frac{dQ_s}{dt} < 0$
(I)	V_1, V_2	$V_4, V_5, V_3, V_{0,7}, V_6$	$V_6, V_5, V_1, V_{0,7}$	V_3, V_2, V_4
(II)	V_2, V_1	$V_5, V_4, V_6, V_{0,7}, V_3$	$V_6, V_1, V_5, V_{0,7}$	V_3, V_4, V_2
(III)	V_2, V_3	$V_5, V_6, V_4, V_{0,7}, V_1$	$V_1, V_6, V_2, V_{0,7}$	V_4, V_3, V_5
(IV)	V_3, V_2	$V_6, V_5, V_1, V_{0,7}, V_4$	$V_1, V_2, V_6, V_{0,7}$	V_4, V_5, V_3
(V)	V_3, V_4	$V_6, V_1, V_5, V_{0,7}, V_2$	$V_2, V_1, V_3, V_{0,7}$	V_5, V_4, V_6
(VI)	V_4, V_3	$V_1, V_6, V_2, V_{0,7}, V_5$	$V_2, V_3, V_1, V_{0,7}$	V_5, V_6, V_4
(VII)	V_4, V_5	$V_1, V_2, V_6, V_{0,7}, V_3$	$V_3, V_2, V_4, V_{0,7}$	V_6, V_5, V_1
(VIII)	V_5, V_4	$V_2, V_1, V_3, V_{0,7}, V_6$	$V_3, V_4, V_2, V_{0,7}$	V_6, V_1, V_5
(IX)	V_5, V_6	$V_2, V_3, V_1, V_{0,7}, V_4$	$V_4, V_3, V_5, V_{0,7}$	V_1, V_6, V_2
(X)	V_6, V_5	$V_3, V_2, V_4, V_{0,7}, V_1$	$V_4, V_5, V_3, V_{0,7}$	V_1, V_2, V_6
(XI)	V_6, V_1	$V_3, V_4, V_2, V_{0,7}, V_5$	$V_5, V_4, V_6, V_{0,7}$	V_2, V_1, V_3
(XII)	V_1, V_6	$V_4, V_3, V_5, V_{0,7}, V_2$	$V_5, V_6, V_4, V_{0,7}$	V_2, V_3, V_1

Les tableaux de commutation utilisant des vecteurs de contrôle ayant moindre effet sur le taux de variation de puissance active mènent à une ondulation réduite de la puissance active et introduisent une absorption la plus proche possible à la forme sinusoïdale pour les courants débités.

Tableau II.2. Tableau de commutation généralisé [20].

S_p	S_q	$\left \frac{dP_s}{dt} \right $	Secteur (N)											
			(I)	(II)	(III)	(IV)	(V)	(VI)	(VII)	(VIII)	(IX)	(X)	(XI)	(XII)
0	0		V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6
0	1		V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1
1	0	Grande	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4
		Petite	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5
		Classique*	$V_{0,7}$	V_1	$V_{0,7}$	V_2	$V_{0,7}$	V_3	$V_{0,7}$	V_4	$V_{0,7}$	V_5	$V_{0,7}$	V_6
		Option (1)	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5
1	1	Grande	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3
		Moyenne	V_3	$V_{0,7}$	V_4	$V_{0,7}$	V_5	$V_{0,7}$	V_6	$V_{0,7}$	V_1	$V_{0,7}$	V_2	$V_{0,7}$
		Petite	$V_{0,7}$	V_3	$V_{0,7}$	V_4	$V_{0,7}$	V_5	$V_{0,7}$	V_6	$V_{0,7}$	V_1	$V_{0,7}$	V_2
		Zéro	$V_{0,7}$	$V_{0,7}$	$V_{0,7}$	$V_{0,7}$	$V_{0,7}$	$V_{0,7}$	$V_{0,7}$	$V_{0,7}$	$V_{0,7}$	$V_{0,7}$	$V_{0,7}$	$V_{0,7}$
		Option (2)	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2
		Option (3)	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3

Ces tableaux proposés pourraient achever des performances relativement mieux en termes d'ondulation de puissance active, distorsion harmonique totale de courant (THD) et perte de commutation. Néanmoins, aucun d'entre eux ne peut être considéré comme un tableau optimal. À l'exception des tableaux de commutation lesquelles ont utilisé des vecteurs classique dans l'état $S_p=1$ et $S_q = 0$, le reste ayant une performance proche comme le montre le tableau II.3.

Tableau II.3. Classification et évaluation de certains tableaux de commutation dans la littérature [20].

Type de commande	$\left \frac{dP_s}{dt} \right $		Capteur de tension	Précision de Régulation	fluctuation de P_s	THD courant	Ref.
	$S_p=1, S_q=0$	$S_p=1, S_q=1$					
V-DPC	Classique	Zéro	Non	+	-	-	[23]
	Option(1)	Grande	Non	++	+	+	[74]
	Petite	Grande	Non	++	+	+	[75]
	Petite	Grande	Oui	++	+	+	[76]
	Petite	Zéro	Oui	++	++	++	[77]
	Petite	Option(2)	Oui	++	++	++	[78]
VF-DPC	Classique	Zéro	Non	+	-	-	[79]
	Petite	Zéro	Non	++	++	++	[80]

-, + et ++ signifient mauvaise, standard et bonne performance respectivement.

Dans cette thèse, le tableau proposé par [75], a été choisi pour être utilisé dans le circuit de contrôle du redresseur MLI.

II.2.1.4 Résultats de simulation et expérimentaux

Afin de montrer les performances de la commande DPC classique appliquée à un redresseur MLI, nous présentons dans cette section les différents résultats obtenus par des simulations numériques et des essais expérimentaux. Les paramètres des circuits de puissance et contrôle sont exposés dans l'annexe A (tableau A.1).

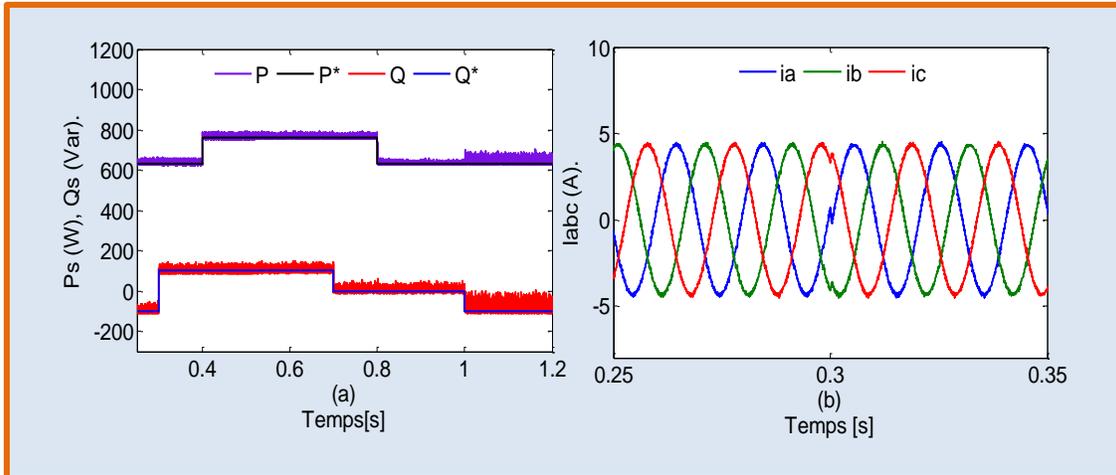


Figure II.2. Résultat de simulation de la commande DPC avec tableau de commutation (a) écoulement de la puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b) courants de source (A).

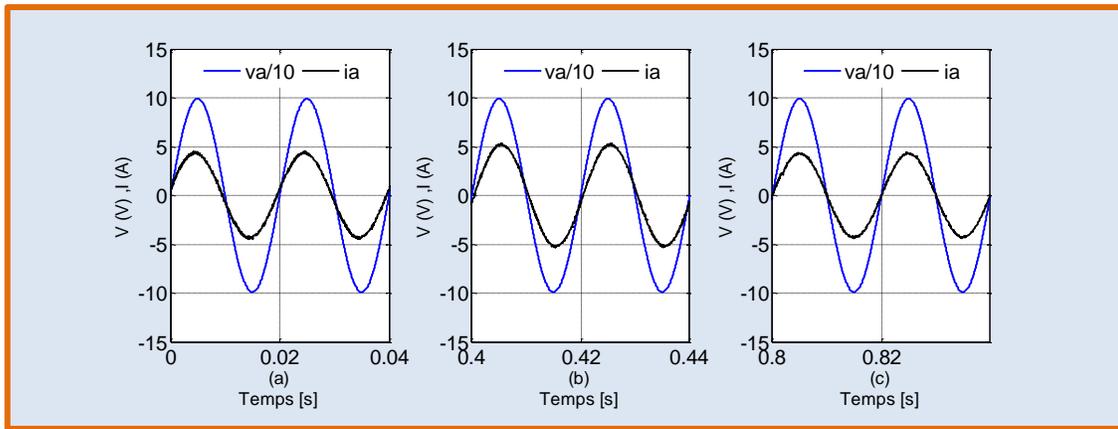


Figure II.3. Déphasage entre tension et courant de la phase (a) pour la commande DPC avec tableau de commutation (simulation) (a) effet capacitive $Q_s = -100$ Var (b) effet inductive $Q_s = 100$ Var, (c) effet résistive $Q_s = 0$ Var.

Les courbes des puissances active et réactive échangées avec le réseau sont montrées dans la figure II.2. On a établi une commande en boucle ouverte où les signaux de références, des puissances active et réactive, sont mis à 630~760 W et $0 \sim \pm 100$ Var respectivement. On observe que les puissances commandées suivent leurs références avec une bonne stabilité et précision, ce qui assure une absorption des courants sinusoïdaux et un facteur de puissance contrôlable. D'après la figure II.3, on remarque que le déphasage entre le courant et la tension de la phase (a) est variable selon la variation de la puissance réactive où : le déphasage est positif en

cas d'un effet inductif ($Q_s = 100$ Var), négatif en cas d'un effet capacitif ($Q_s = -100$ Var) et zéro en cas d'un effet résistif ($Q_s = 0$).

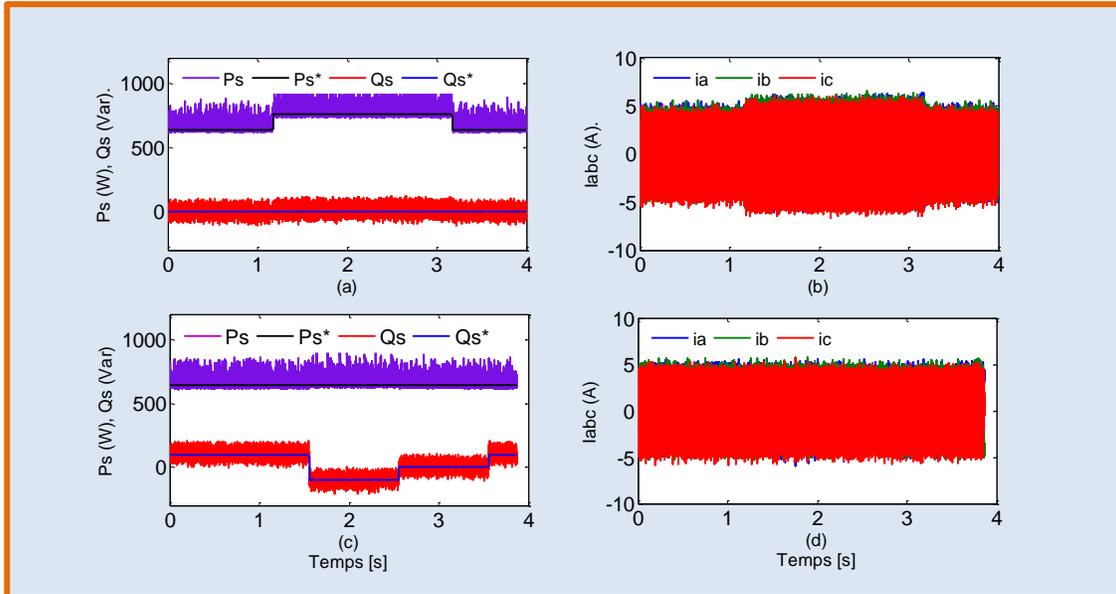


Figure II.4. Résultat expérimental de la commande DPC avec tableau de commutation (a-c) écoulement de la puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b-d) les courants de source (A).

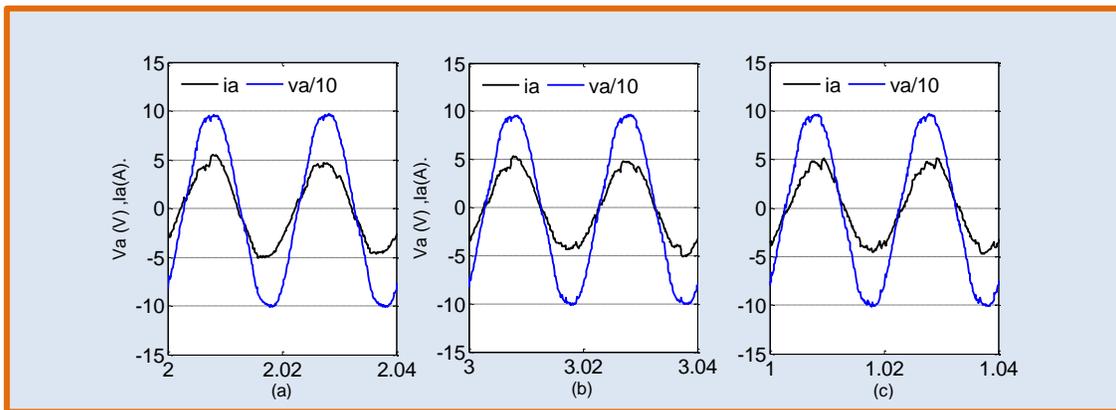


Figure II.5. Déphasage entre tension et courant de la phase (a) pour la commande DPC avec tableau de commutation (expérimental) (a) effet capacitif $Q_s = -100$ Var, (b) effet résistif $Q_s = 0$ Var (c) effet inductif $Q_s = 100$ Var.

Les résultats pratiques qui sont montrés dans les figures II.4 et II.5 sont presque identiques à ceux de la simulation donnés par les figures II.2 et II.3. Les puissances active et réactive poursuivent avec une performance acceptable les différentes transitions des signaux de référence au cours de la période de contrôle. Le niveau de fluctuation des puissances active et réactive est

plus important en pratique qu'en simulation en raison de la faible fréquence d'échantillonnage utilisée dans la manipulation pratique (8.5 kHz).

II.2.2 Commande directe de puissance prédictive optimale

Au cours des dernières années, la commande DPC prédictive avec optimisation a été largement utilisé dans des applications industrielles telles que, la commande des moteurs électriques, régulation des redresseurs MLI et aux systèmes de conversion renouvelables. Le principe généralisé de cette commande est montré à la figure II.6. Il est conçu pour que la variable d'entrée x soit égale à la valeur de référence x^* . Dans chaque période d'échantillonnage, les états de commutation optimaux $S_i^*(k)$ dédiés aux systèmes concernés sont identifiés en ligne à l'aide de deux fonctions principaux ,fonction de prédiction f_p et fonction de coup de minimisation C_i [81].

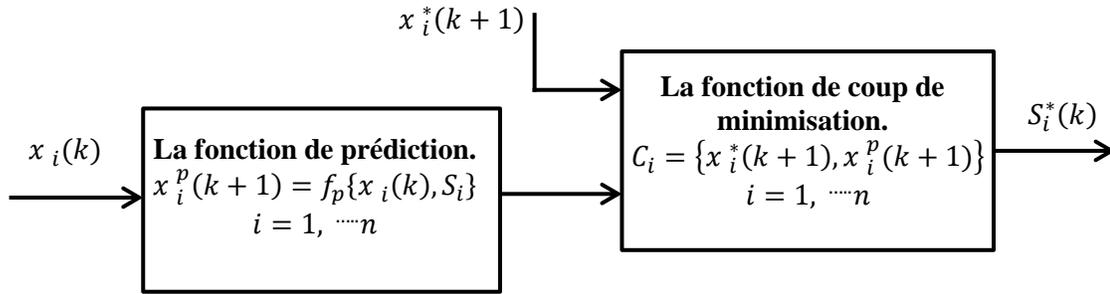


Figure II.6. Mécanisme de fonctionnement du contrôle prédictif optimal.

Parmi les premiers qui ont utilisé cette approche afin de contrôler des redresseurs MLI, la recherche proposée dans [28], peut être mentionnée. La commande DPC prédictive avec optimisation est menée essentiellement par les deux étapes suivantes:

II.2.2.1 Génération du modèle prédictif

Basé sur ce qui a déjà été rapporté par [82], l'expression du modèle prédictif a été décrite en détail. Brièvement, à partir de l'équation (I.43) développée précédemment, on peut déduire l'expression des dérivées des puissances active et réactive sous forme vectorielle comme:

$$\begin{cases} \frac{dP_s}{dt} = \frac{3}{2L} [(|V|^2 - Re[V_r^*V])] - \frac{r}{L} P_s - \omega_0 Q_s \\ \frac{dQ_s}{dt} = \frac{3}{2L} Im(V_r^*V) + \omega_0 P_s - \frac{r}{L} Q_s \end{cases} \quad (II.6)$$

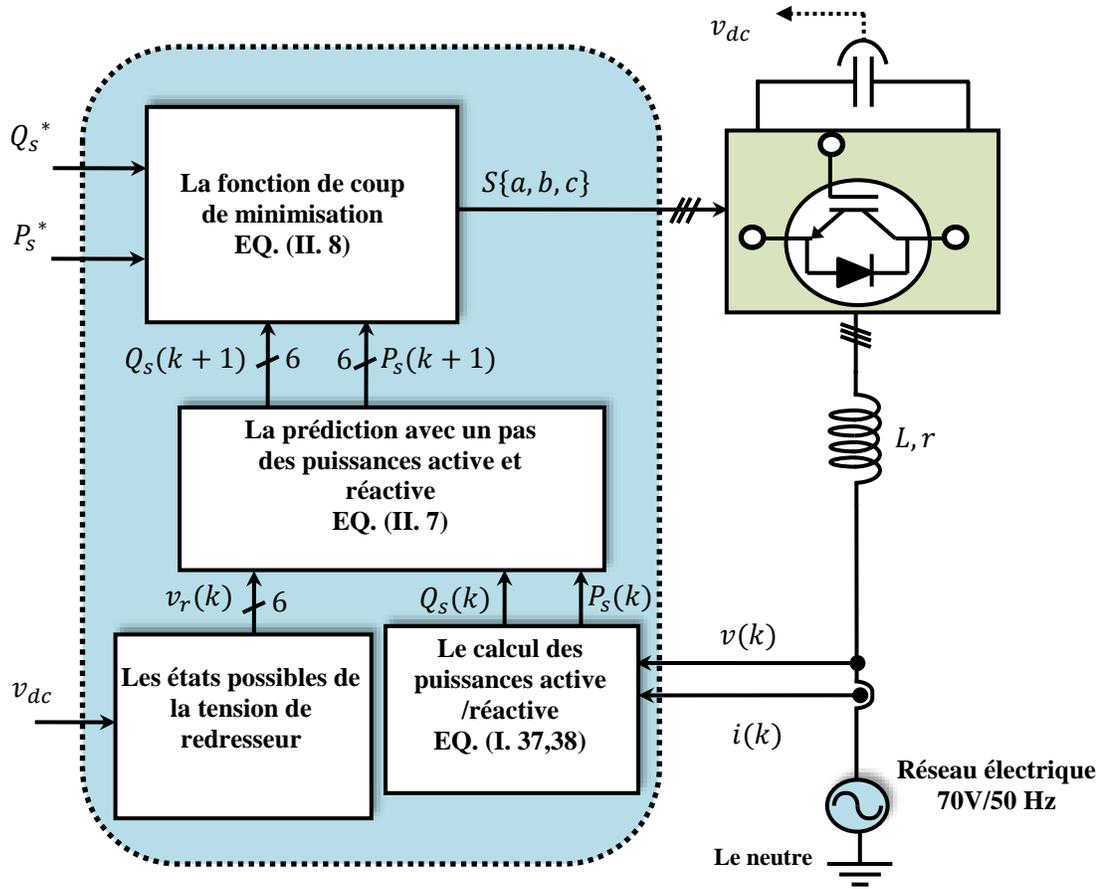


Figure II.7. Schéma synoptique de la commande DPC prédictive optimale.

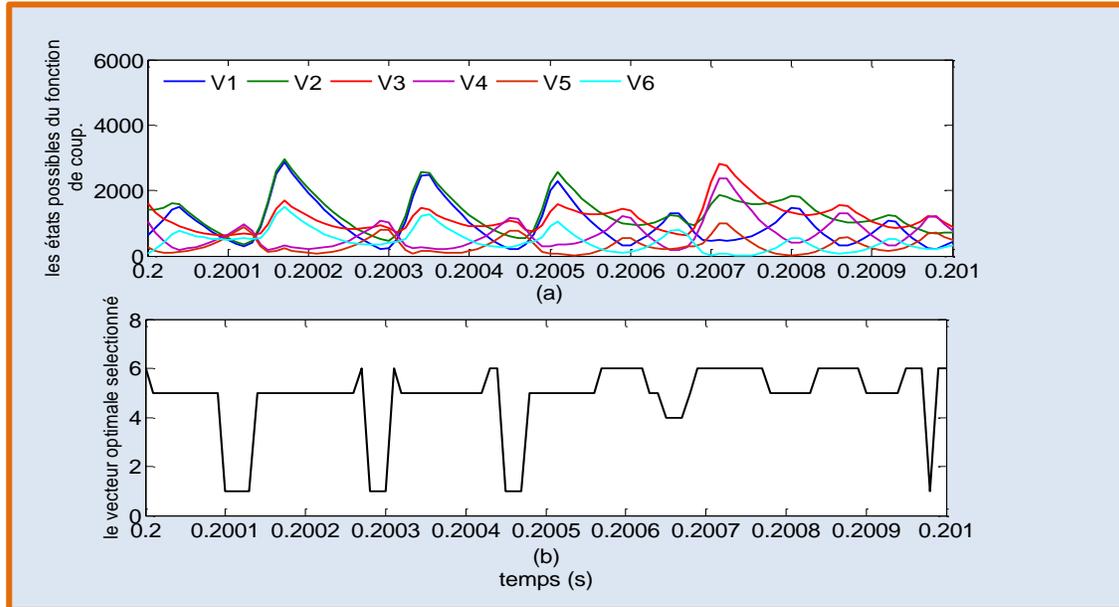


Figure II.8. Principe de fonctionnement de la fonction de coup de minimisation (a) effets des vecteurs de contrôle à la fonction de coup (b) vecteur optimal.

$$\begin{cases} P_s(k+1) = P_s(k) + \frac{3}{2L} [(|V(k)|^2 - \text{Re}[V_r(k)^*V(k)])] - \frac{r}{L} P_s(k) - \omega_0 Q_s(k) \\ Q_s(k+1) = Q_s(k) - \frac{3}{2L} \text{Im}(V_r(k)^*V(k)) + \omega_0 P_s(k) - \frac{r}{L} Q_s(k) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

II.2.2.2 Sélection du vecteur optimal via une fonction de coût

Le principe de la fonction de coût est d'évaluer les effets des vecteurs de contrôle (six vecteurs actifs) à chaque période d'échantillonnage comme montre la figure II.8. La sélection de la commutation optimale est effectuée pour le vecteur qui correspond à la valeur minimale de la fonction de coût.

$$C_F = |Q_s^* - Q_s(k+1)| + |P_s^* - P_s(k+1)| \quad (\text{II.8})$$

Où : P_s^* et Q_s^* sont les signaux de référence de la puissance active et réactive respectivement.

II.2.2.3 Résultats de simulation et expérimentaux

Les performances en régime transitoire et en régime permanent de la technique de commande prédictive optimale appliquée à un redresseur MLI sont évaluées par des résultats de simulation et expérimentaux. La simulation numérique est réalisée sous les mêmes conditions que celles de la technique précédente (la fréquence d'échantillonnage et les paramètres du système sont présentés dans l'annexe (A) (tableau A.1).

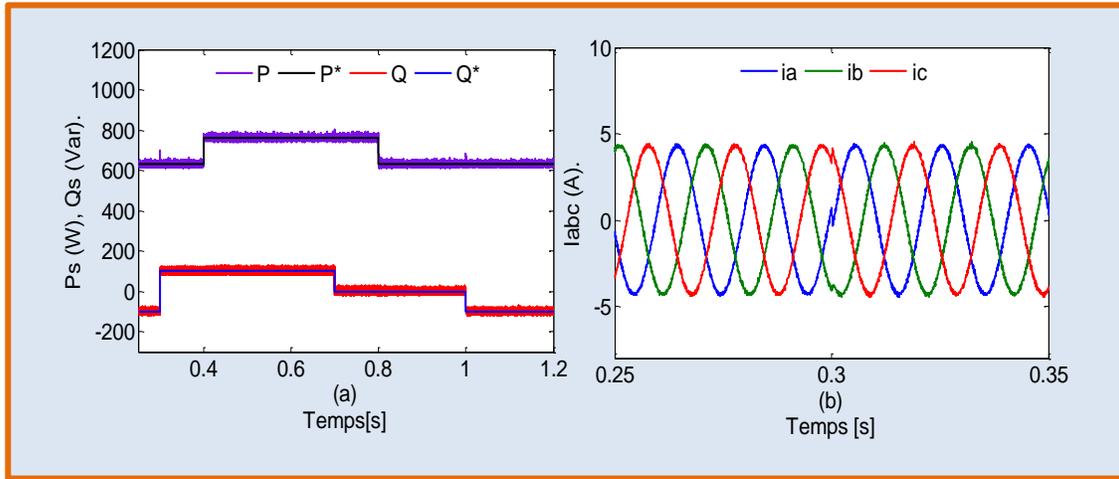


Figure II.9. Résultat de simulation de la commande prédictive optimale (a) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b) courants de source (A).

L'allure de courant de source et l'écoulement des puissances active et réactive instantanées sont données par la figure II.9. Cette dernière montre une performance intéressante où une absorption de courant sinusoïdal est assurée et les trajectoires des puissances active et réactive poursuivent parfaitement et indépendamment les variations brusques des signaux de références avec un temps de réponse plus rapide (le contrôle découplé de la puissance active et réactive est bien établi). Le redresseur MLI est caractérisé par un facteur de puissance contrôlable et ceci est vérifié dans la figure II.10 où les différents effets (capacitif, inductif et résistif) sont bien examinés séparément.

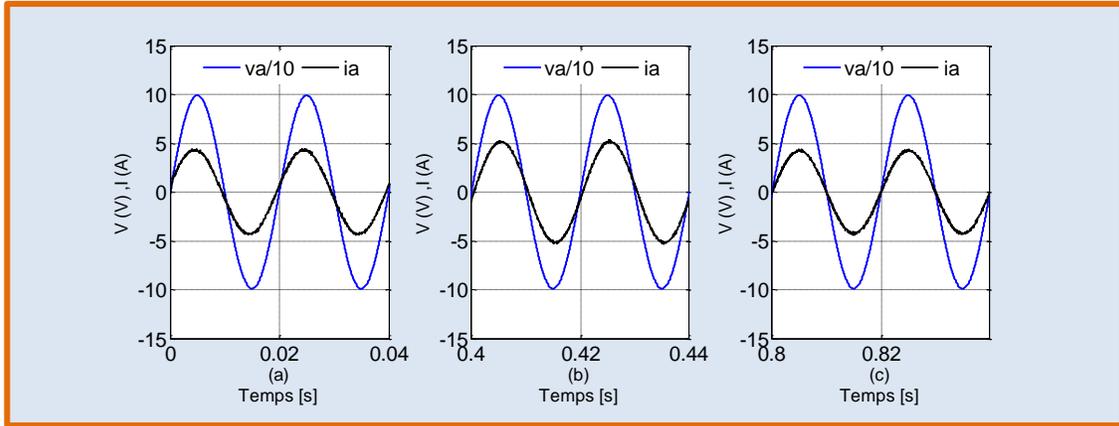


Figure II.10. Déphasage entre tension et courant de la phase (a) pour la commande DPC prédictive optimale (simulation) (a) effet capacitif $Q_s = -100$ Var (b) effet inductif $Q_s = 100$ Var, (c) effet résistif $Q_s = 0$ Var.

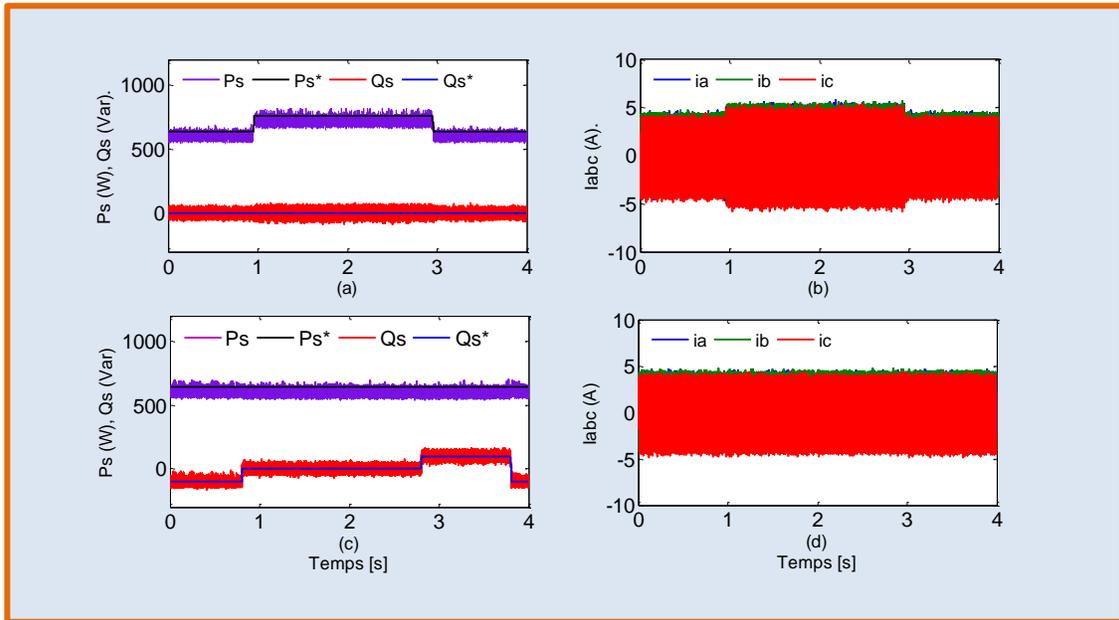


Figure II.11. Résultat expérimental de la commande prédictive optimale (a-c) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) durant différentes fonctionnalités transitoires (b-d) courants de source (A).

Les figures II.11 et II.12 représentent la validation expérimentale de la commande DPC prédictive optimale. Ces résultats montrent une concordance avec les résultats de simulation mentionnés précédemment par les figures II.9 et II.10. Une performance de poursuite instantanée pour les puissances active et réactive est bien assurée, ainsi d'après la figure II.11 une forme quasi sinusoïdale de l'allure du courant de source est établie. Selon la figure II.12 on peut voir l'effet de la puissance réactive à la phase du courant absorbé, $Q_s = -100$ Var, 100 Var ou 0 Var signifie que la phase du courant est en avance (effet capacitif), en arrière (effet inductif), ou en harmonie (effet résistif) par rapport à la phase de la tension respectivement.

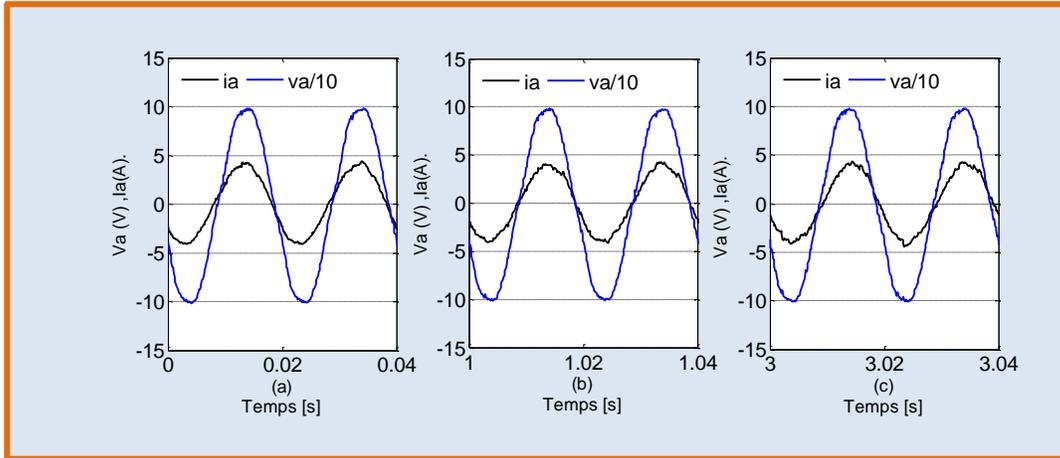


Figure II.12. Déphasage entre tension et courant de la phase (a) pour la commande DPC prédictive optimale (expérimental) (a) effet capacitif $Q_s = -100$ Var (b) effet résistif $Q_s = 0$ Var (c) effet inductif $Q_s = 100$ Var.

II.2.3 Commande direct de puissance à base mode glissant (DPC-SMC)

Comme nous l'avons déjà présenté dans le chapitre précédent (§I.5.3), la résolution d'un problème mathématique via un contrôleur mode glissant s'effectue par deux étapes, l'identification de la surface glissante et l'implémentation de la loi de contrôle. L'intégration de l'approche mode glissant dans un circuit de contrôle d'un redresseur MLI est présentée par la figure II.13.

II.2.3.1 Identification de la surface glissante

Nous avons considéré les puissances active et réactive absorbées comme des variables à contrôler, donc on peut déduire les surfaces glissantes correspondantes par le vecteur suivant:

$$S = [S_P \ S_Q]^T \quad (II.9)$$

Lorsque les objectifs de contrôle souhaités sont achevés, cela signifie que les états de système suivent parfaitement les références de contrôle imposés. Afin de maintenir un bon temps de réponse et de réduire l'erreur statique en régime permanent, les surfaces glissantes peuvent être exprimées selon la forme intégrale suivante [83].

$$S_P = Err_P(t) + K_P \int_0^t Err_P(t) d\tau + Err_P(0) \quad (II.10)$$

$$S_Q = Err_Q(t) + K_Q \int_0^t Err_Q(t) d\tau + Err_Q(0) \quad (II.11)$$

Où : $Err_P(t) = P_s^* - P_s$ et $Err_Q(t) = Q^* - Q_s$ sont les erreurs instantanées entre les signaux de références et les valeurs mesurées des puissances. K_P et K_Q sont des gains de contrôle positifs.

Au moment où la méthode de contrôle peut conduire les états du système à leurs références appropriées, les surfaces glissantes convergent vers zéro $S_P = 0$ et $S_Q = 0$.

$$S_P = S_Q = \frac{dS_P}{dt} = \frac{dS_Q}{dt} = 0 \quad (\text{II.12})$$

Par la suite, d'après les équations (II.10), (II.11) et (II.12), il est possible d'introduire:

$$\frac{dErr_P(t)}{dt} = -K_P Err_P(t) \quad (\text{II.13})$$

$$\frac{dErr_Q(t)}{dt} = -K_Q Err_Q(t) \quad (\text{II.14})$$

II.2.3.2 Conception de la loi de contrôle

La dérivation des expressions des surfaces glissantes (II.10) et (II.11) conduit à :

$$\frac{dS_P}{dt} = \frac{dErr_P(t)}{dt} + K_P Err_P(t) = -\frac{dP_s}{dt} + K_P (P_s^* - P_s) \quad (\text{II.15})$$

$$\frac{dS_Q}{dt} = \frac{dErr_Q(t)}{dt} + K_Q Err_Q(t) = -\frac{dQ_s}{dt} + K_Q (Q_s^* - Q_s) \quad (\text{II.16})$$

La substitution d'équation (I.43) dans les équations (II.15) et (II.16) mène à:

$$\frac{dS}{dt} = G + FV_r \quad (\text{II.17})$$

Où :

$$G = [G_P \ G_Q]^T \quad V_r = [v_{r\alpha} \ v_{r\beta}]^T$$

$$\begin{cases} G_P = -\frac{3}{2L} (v_\alpha^2 + v_\beta^2) + \frac{r}{L} P_s + \omega_0 Q_s + K_P (P_s^* - P_s) \\ G_Q = \frac{r}{L} Q_s - \omega_0 P_s + K_Q (Q_s^* - Q_s) \end{cases}$$

Et

$$F = \frac{3}{2L_s} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix}$$

La conception de la loi de contrôle doit être prudente, alors que pour les surfaces glissantes non nulles, la dérivée de la fonction de Lyapunov doit être négative. Pour plus d'investigations sur la stabilité du circuit de contrôle, il est conseillé au lecteur de consulter cette publication [33]. Ainsi, la loi de contrôle est choisie de la manière suivante:

$$V_r = F^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} G_P \\ G_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{P1} & 0 \\ 0 & K_{Q1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_P) \\ \text{sgn}(S_Q) \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{II.18})$$

Où : K_{P1} et K_{Q1} sont des gains de contrôle. $\text{sgn}(S_P)$ et $\text{sgn}(S_Q)$ sont des fonctions de commutation dédiées aux puissances active et rective respectivement.

Les perturbations du système à haute fréquence non modélisées qui sont excitées par le fonctionnement à fréquence de commutation élevée peuvent générer des effets nocifs inattendus et peuvent conduire à une instabilité imprévue. Pour surmonter cet inconvénient, partie

discontinue du contrôleur est limitée dans un intervalle approprié autour de la surface de glissement. En conséquence, une fonction continue autour du voisinage de la surface de glissement est introduite :

$$\text{sgn}(S_j) = \begin{cases} 1, & \text{if } S_j \geq \gamma_j \\ \frac{S_j}{\gamma_j}, & \text{if } -\gamma_j < S_j < \gamma_j \\ -1, & \text{if } S_j \leq -\gamma_j \end{cases} \quad (\text{II. 19})$$

Où : γ_j est la largeur de la bande du contrôleur d'hystérésis et j se réfère aux puissances active et réactive respectivement.

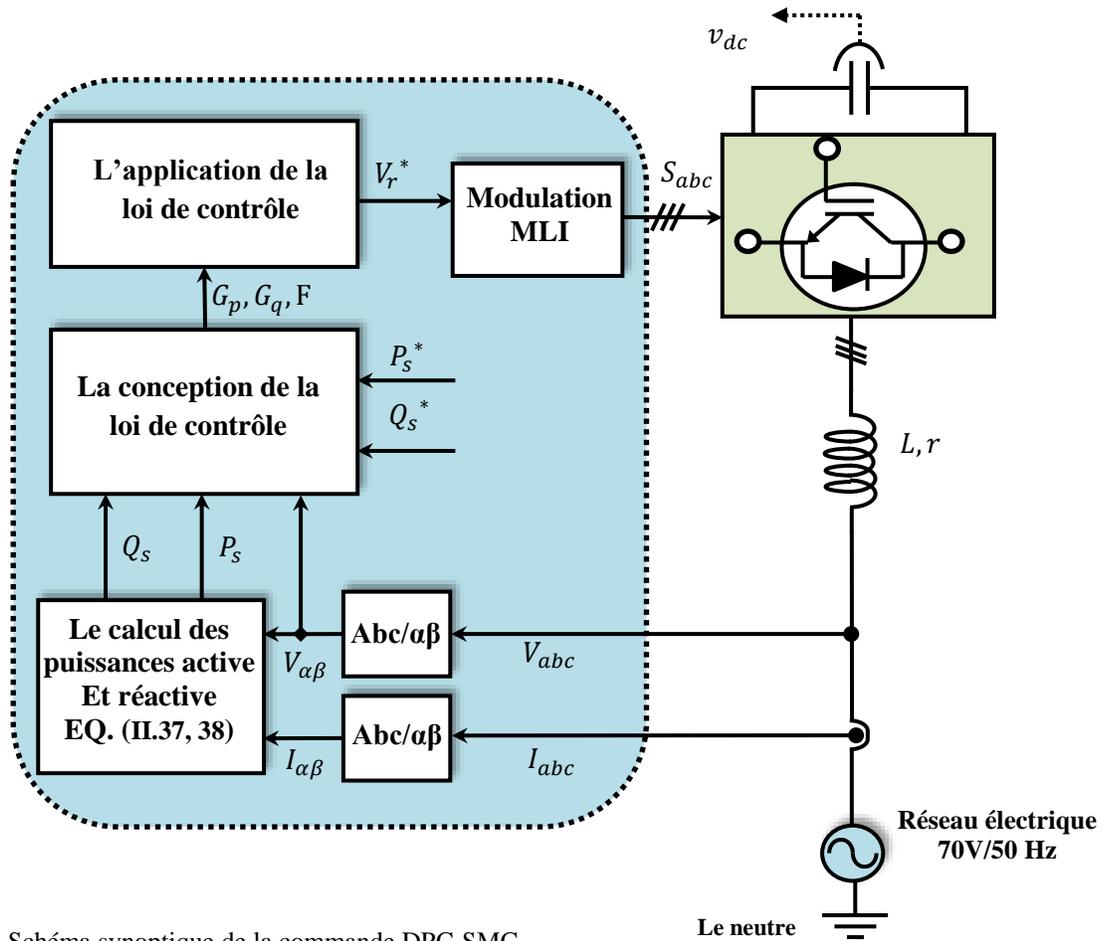


Figure II.13. Schéma synoptique de la commande DPC-SMC.

II.2.3.3 Résultats de simulation et expérimentaux

De manière similaire que les deux techniques de commande précédentes, on a effectué une simulation numérique par le logiciel Matlab/SIMULINK suivie par une validation expérimentale en temps réel (voir annexe (A), tableau A.1)). Comme on a déjà mentionné précédemment, l'écoulement des puissances active et réactive est contrôlé en boucle ouverte ($P_s = 640 \sim 760$ W, $Q_s = 0 \sim \pm 100$ Var).

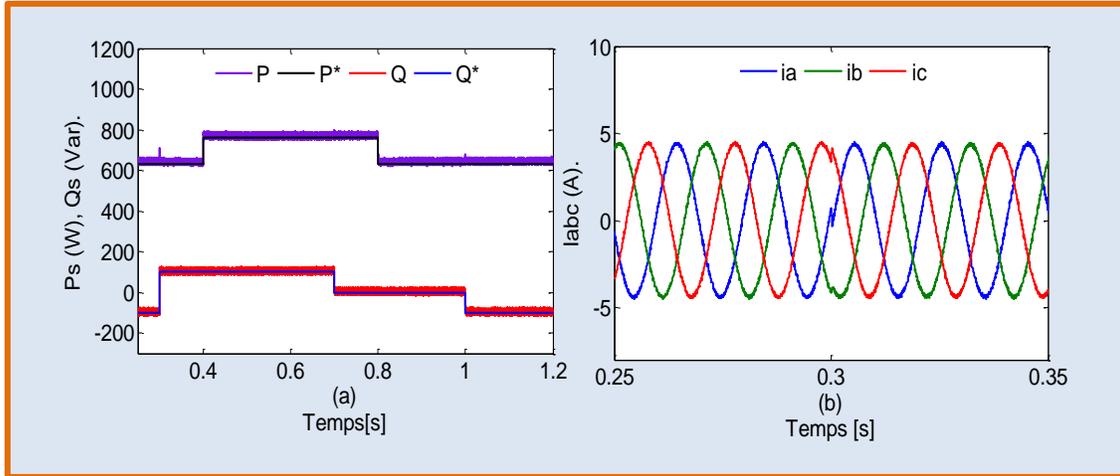


Figure II.14. Résultat de simulation de la commande DPC-SMC (a) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b) courants de source (A).

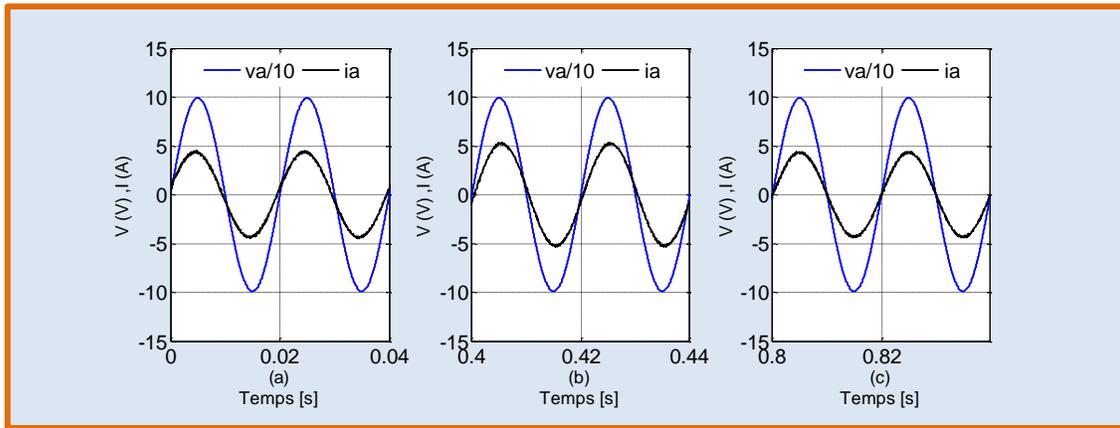


Figure II.15. Déphasage entre tension et courant de la phase (a) pour la commande DPC-SMC (simulation) (a) L'effet capacitif $Q_s = -100$ Var (b) L'effet inductif $Q_s = 100$ Var, (c) L'effet résistif $Q_s = 0$ Var.

Les figures II.14 et II.15 présentent les résultats de simulation obtenus en utilisant la commande directe de puissance à base mode glissant (DPC-SMC). La figure II.14 montre la performance de poursuite des puissances active et réactive et des courants absorbés. Ce dernier démontre que la commande DPC-SMC peut parfaitement gérer les transitions transitoires qui suivent des changements brusques dans les consignes des puissances active et réactive avec un temps de réponse plus rapide et une erreur statique proche à zéro. La contrôlabilité du facteur de puissance est bien vérifiée à partir de la Figure II.15, où la phase du courant débité par rapport à la phase de la tension du réseau varie en fonction du mode imposé par la commande DPC-SMC, en avance si $Q_s < 0$, en arrière si $Q_s > 0$ et en phase si $Q_s = 0$.

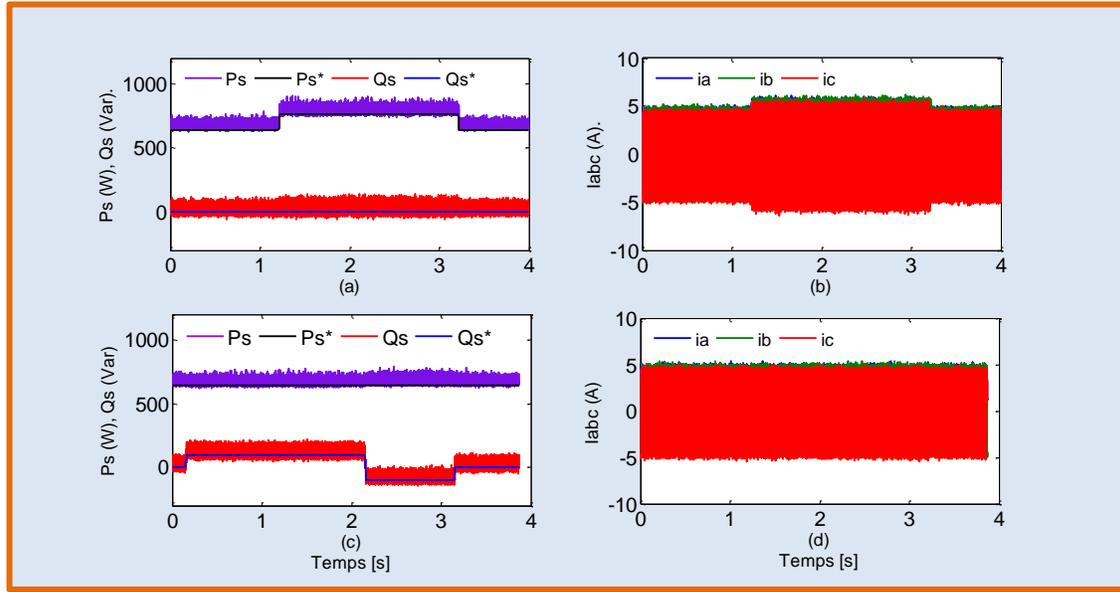


Figure II.16. Résultat expérimental de la commande DPC-SMC (a-c) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b-d) courants de source (A).

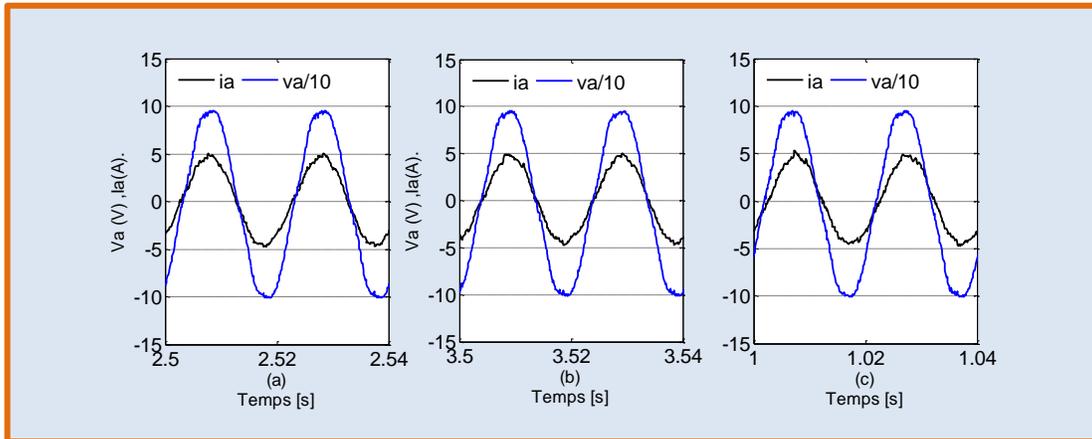


Figure II.17. Déphasage entre tension et courant de la phase (a) pour la commande DPC-SMC (expérimental) (a) effet capacitif $Q_s = -100$ Var (b) effet résistif $Q_s = 0$ Var (c) effet inductif $Q_s = 100$ Var.

Les figures II.16 et II.17 montrent les résultats obtenus en temps réel par la commande DPC-SMC appliquée au redresseur MLI. D'une façon identique aux résultats de simulation, l'échange des puissances active et réactive au niveau du réseau électrique est complètement contrôlable en fonction du profil des signaux de référence P_s^* et Q_s^* avec une performance en régime transitoire et permanent remarquable. D'après la figure II.17 la forme quasi-sinusoidale du courant absorbé est bien assurée et aussi la contrôlabilité du facteur de puissance est vérifiée.

II.2.4 Etude comparative

Afin de mettre en évidence les avantages et les inconvénients de chaque technique de contrôle présentée précédemment, une étude comparative entre eux est menée. Les critères pris en compte pour l'évaluation des performances de ces circuits de contrôle sont le taux de distorsion

harmonique, le niveau de fluctuation des puissances active et réactive, la forme du courant absorbé en régime permanent et le temps de réponse durant les états transitoires.

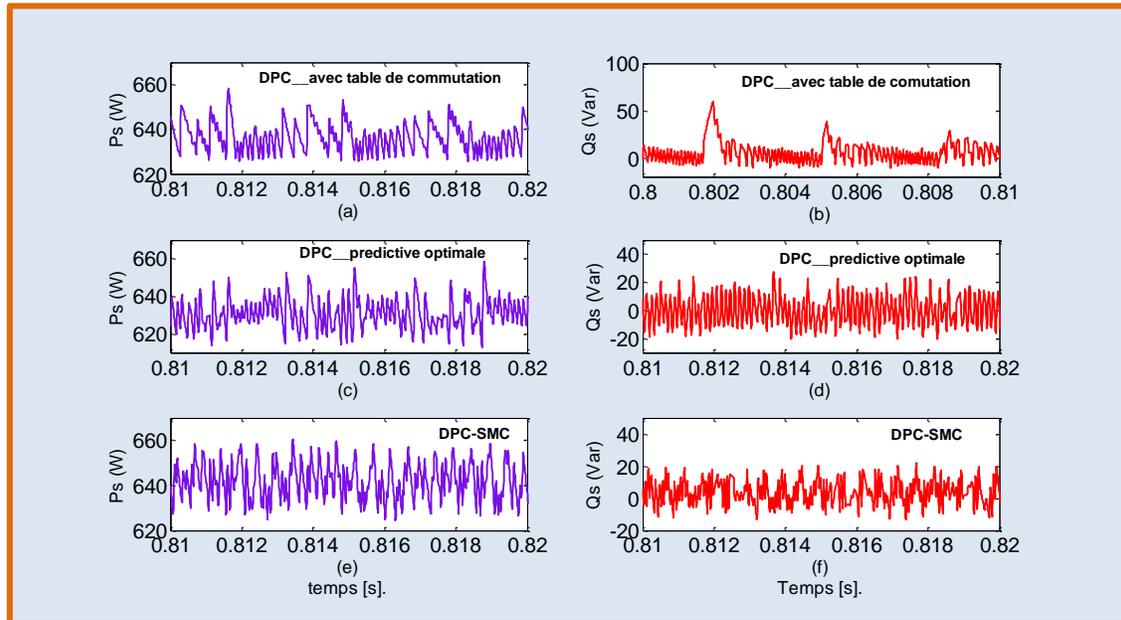


Figure II.18. Niveau de fluctuation des puissances active (ΔP_s) et réactive (ΔQ_s) en régime permanent (simulation).

La figure II.18 montre le niveau de fluctuation en simulation des puissances active (ΔP_s) et réactive (ΔQ_s) pour les différentes techniques de contrôle appliquées dans ce chapitre. On constate que la DPC-SMC a donné la meilleure performance comparativement aux deux autres techniques avec un $\Delta P_s \approx 30$ W et $\Delta Q_s \approx 30$ Var. Il est également possible de noter que l'erreur statique en régime permanent pour les trois techniques est considérée acceptable ($0.5\% < \overline{\Delta P_s} < 1.6\%$).

La figure II.19 montre la validation expérimentale des résultats de simulation présentés dans la figure II.18. De même, il ressort d'après les résultats illustrés que l'application de la commande DPC-SMC donne la meilleure performance par rapport aux deux autres techniques avec un $\Delta P_s \approx 80$ W et $\Delta Q_s \approx 120$ Var. Cette variance entre les résultats de simulation et les résultats pratiques est attendue et compréhensible et peut s'expliquer par plusieurs raisons comme:

- ✓ La fréquence d'échantillonnage utilisée en pratique ($f_s = 8.3$ KHz) est relativement faible en raison de la limitation de la carte Dspace (DSP 1104) utilisée, alors qu'en simulation une fréquence d'échantillonnage élevée a été utilisée ($f_s = 100$ KHz).
- ✓ La qualité des signaux mesurés où le bruit de mesure a un effet considérable sur la performance du circuit de contrôle.
- ✓ En simulation, nous considérons que la tension du réseau électrique est purement sinusoïdale et équilibrée, alors qu'en pratique il contient des harmoniques de basse fréquence, principalement d'ordre 5 et 7 comme le montre la figure II.20.

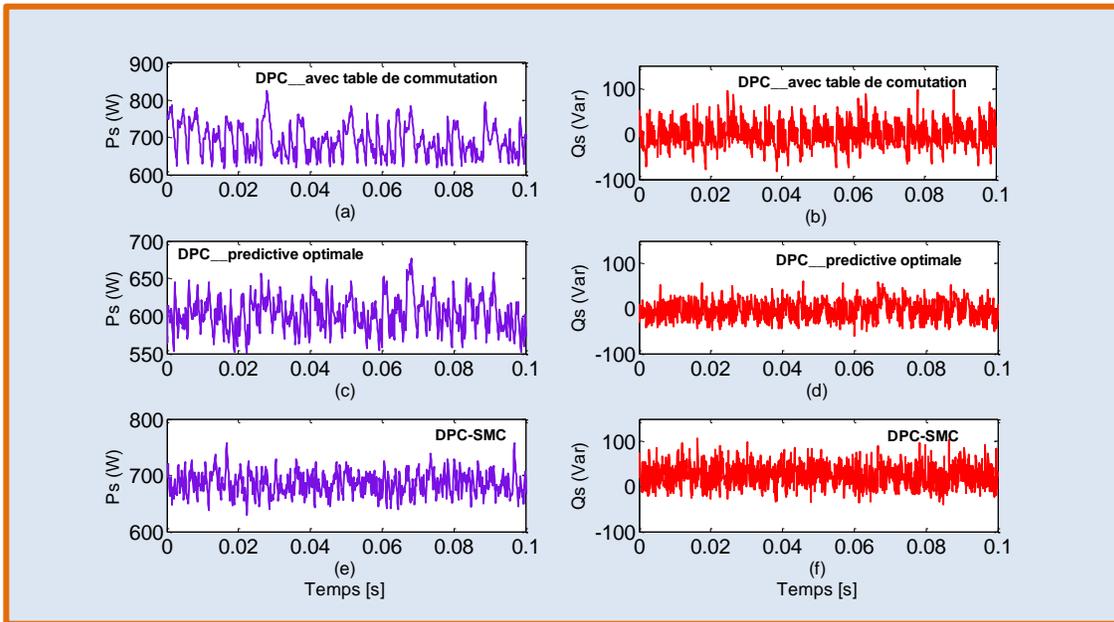


Figure II.19. Comparaison de niveau de fluctuation des puissances active (ΔP_s) et réactive (ΔQ_s) en régime permanent pour les différentes techniques de contrôle (expérimental).

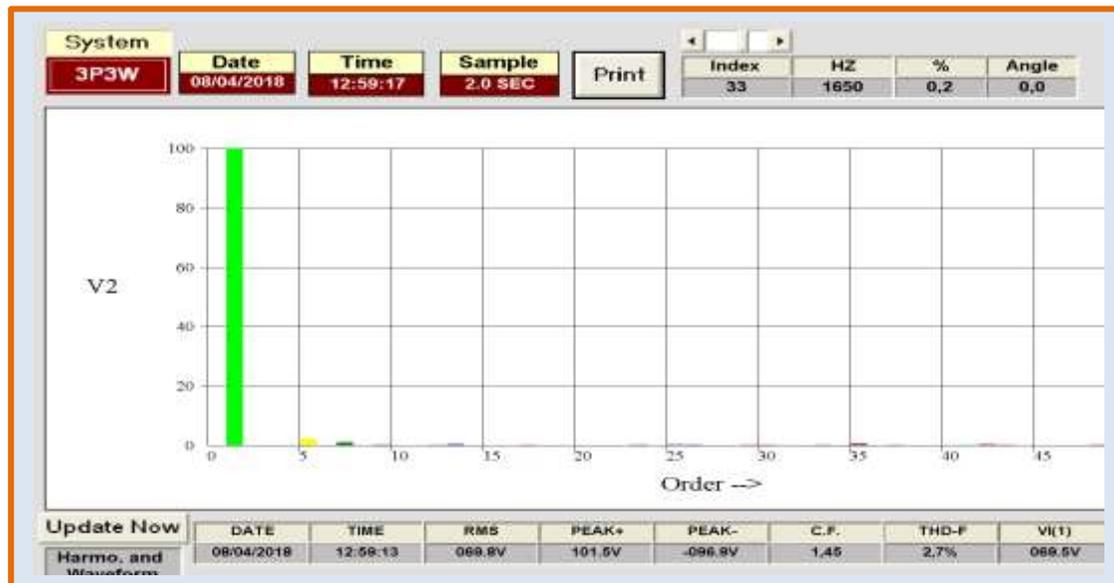


Figure II.20. Spectre fréquentiel de la tension du réseau électrique phase (a) (expérimental).

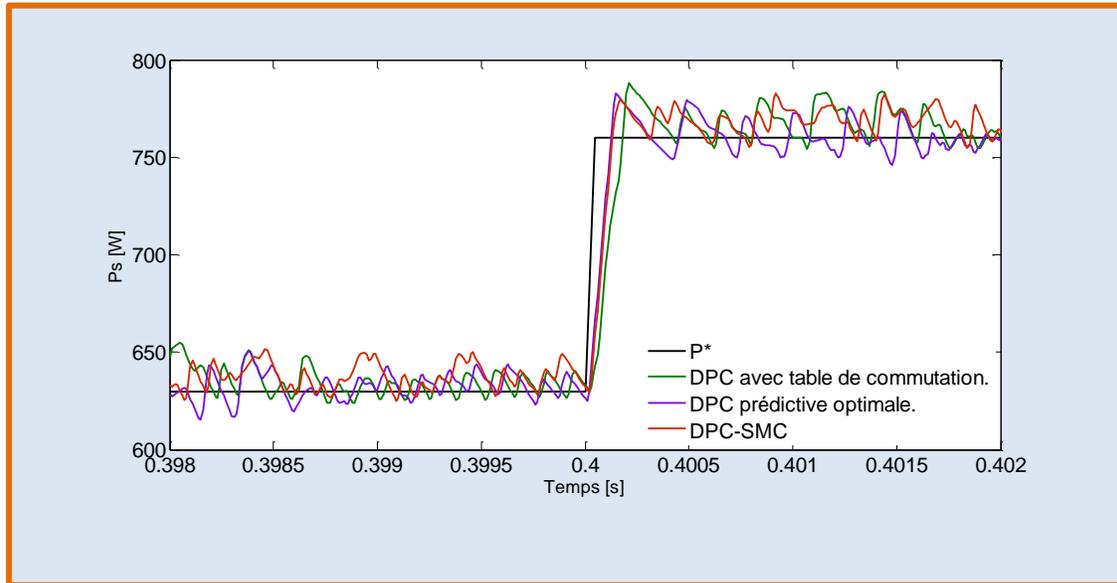


Figure II.21. Performance dynamique des différentes techniques de contrôle pour une variation échelon de la puissance active (simulation). (a) DPC avec tableau de commutation (b) DPC prédictive optimale (c) DPC-SMC.

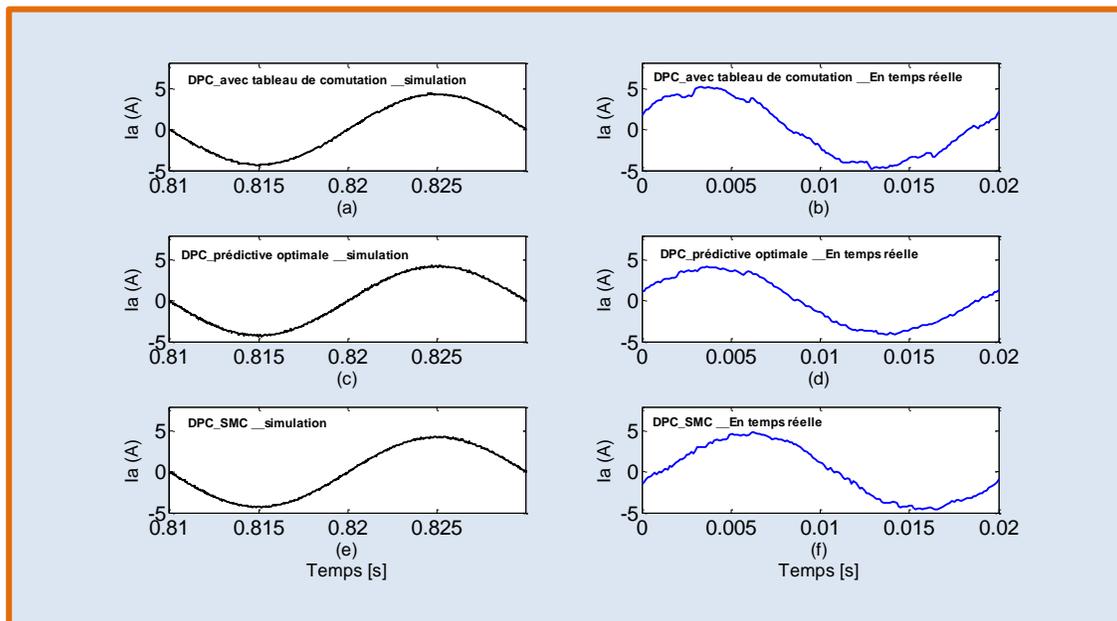


Figure II.22. Forme d'allure du courant débité de la phase (a) pour les différentes techniques de contrôle.

La figure II.21 expose la caractéristique principale d'une commande directe de puissance qui est un temps de réponse plus rapide pendant le régime dynamique. On peut voir que le temps de réponse pour toutes les techniques de contrôle concernées est inférieur à 4 ms. De plus, il y avait une légère supériorité pour les commandes DPC prédictive optimale et DPC-SMC par rapport à la commande DPC avec un tableau de commutation (≈ 0.5 ms).

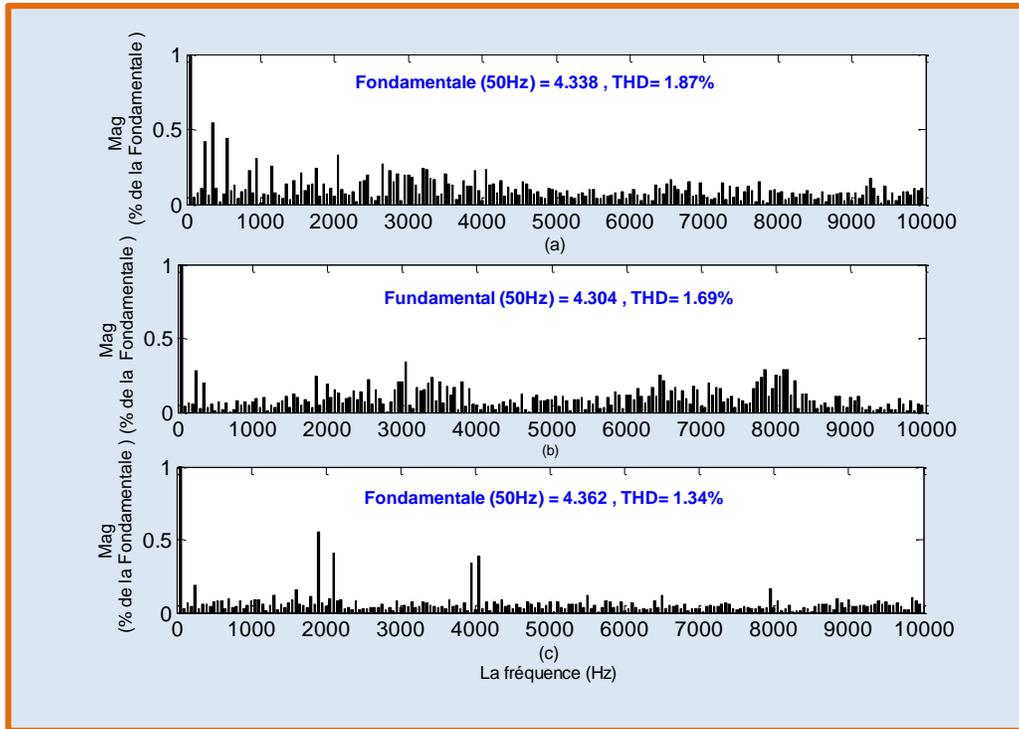
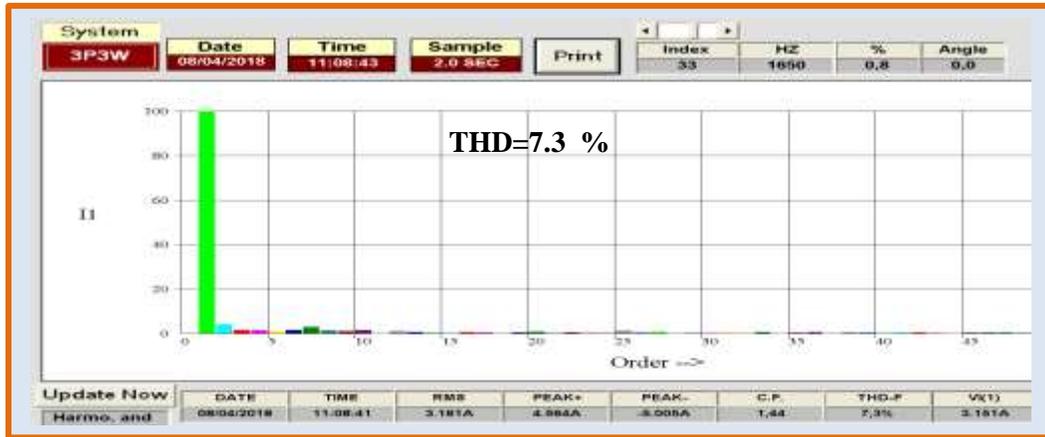


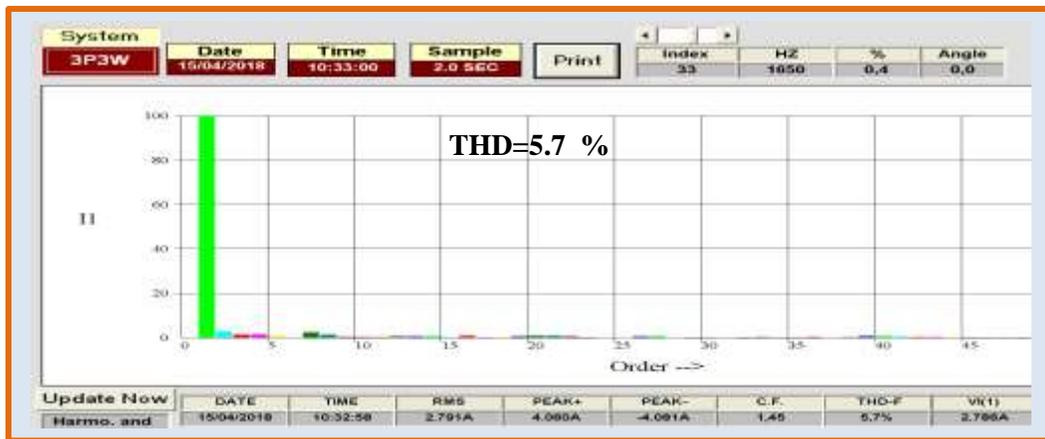
Figure II.23. Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) pour les différentes techniques de contrôle (simulation). (a) DPC avec tableau de commutation (b) DPC prédictive optimale (c) DPC-SMC.

La figure II.22 montre les résultats obtenus qui exposent la forme sinusoïdale ou quasi-sinusoïdale du courant de ligne en régime permanent (a) par simulation numérique et mise en œuvre en temps réel. Visuellement, on peut voir que la commande DPC-SMC a réussi à établir un courant absorbé avec une forme qui est la plus proche de la forme sinusoïdale par rapport au contrôle DPC prédictif optimal et le contrôle DPC classique. Cette dernière observation peut le confirmer par le résultat obtenu sur la figure II.23 qui présente le spectre fréquentiel et le facteur de distorsion harmonique (THD) du courant de ligne phase (a) pour les différentes techniques de contrôle par la simulation numérique, où la technique de contrôle DPC-SMC donne le THD le plus bas à 1,34% comparé à 1,69% pour le contrôle prédictif optimal et 1,87% pour la commande DPC avec tableau de commutation.

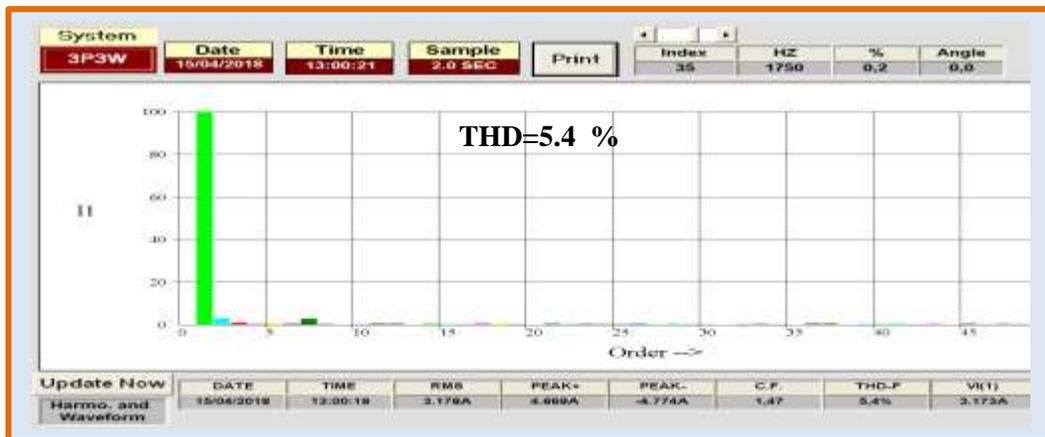
La figure II.24 montre le spectre harmonique du courant de la phase (a) durant l'exécution du système en temps réel. Les résultats obtenus sont en accord avec les résultats de simulation illustrés par la figure II.23. La commande DPC-SMC donne le meilleur THD avec 5.4 %, suivi par la commande prédictive optimale avec 5.7 % est finalement la commande DPC avec tableau de commutation avec 7.3 %.



(a)



(b)



(c)

Figure II.24. Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) pour les différentes techniques de contrôle (expérimental). (a) DPC avec tableau de commutation (b) DPC prédictive optimale (c) DPC-SMC.

Le dernier point dont nous devons discuter est la fréquence de commutation, à partir de la figure II.23 nous pouvons voir que pour la commande DPC-SMC, le spectre fréquentiel du courant de ligne est clairement concentré autour de la fréquence 2 kHz et leurs multiples, et ceci est attendu parce que la modulation du signal de commande est faite par la technique de modulation intersective en utilisant une porteuse triangulaire avec une fréquence de 2 kHz. Pour les deux autres contrôles, leurs spectres fréquentiels du courant sont diversifiés et ne sont pas concentrés autour n'importe quelle fréquence, et cela signifie que le fonctionnement de ces techniques de contrôle est effectué par une fréquence de commutation variable contrairement à la commande DPC-SMC qui est à une fréquence de commutation constante

Nous concluons cette section avec le tableau II.4 qui résume tous les avantages et les inconvénients de chaque technique de contrôle étudiée.

Tableau II.4. Etude comparative entre les trois techniques de contrôle.

	Fluctuation des puissances $\Delta P_s, \Delta Q_s$ (W), (Var)		Erreur statique $\frac{\Delta P_s}{P_s}$ (%)		Temps de réponse (ms)	Fréquence de commutation	THD %	
	sim	exp	sim	exp			sim	exp
DPC avec tableau de commutation	30,70	200,180	1.6	11.1	3.5	Variable	1.87	7.3
DPC prédictive optimale	30,40	120,80	0.8	3.1	3	Variable	1.69	5.7
DPC-SMC	30,30	80,100	1.6	6.5	3	Constante 2 KHz	1.34	5.4

II.3 Implémentation de la commande DPC sans capteurs de tension

Dans cette partie, on a essayé de réduire la complexité matérielle du système étudié par l'élimination des capteurs de tension. Pour cela, nous avons remplacé ces capteurs par un estimateur en ligne. Une étude analytique est déjà introduite dans le chapitre précédent (§ I.5) pour deux techniques d'estimation, l'estimation par un filtre de Kalman (KF) et par une méthode à mode glissant. Une étude comparative entre eux, a conclu que l'estimation par une méthode à mode glissant est plus performante en termes de précision et stabilité. On peut noter que la méthode d'estimation à mode glissant a deux versions, la première est adaptée dans le cas d'un réseau électrique idéal et la deuxième est assignée pour un réseau électrique perturbé (présence de déséquilibre et/ou autres harmoniques à basse fréquence). En considérant dans cette partie que le réseau électrique n'est pas perturbé, ceci implique que l'estimation de la tension du réseau est réalisée par la première version. Dans ce qui suit, nous présenterons les différents résultats obtenus pour les différentes techniques de contrôle. Il convient de mentionner que les différents paramètres du système sont les mêmes que dans le cas étudié précédemment (voir annexe (A))

(tableau A.1)). La régulation du flux de puissance est réalisée en boucle fermée, ainsi la consigne de la puissance active P^* est définie par la sortie de la boucle de régulation de la tension du bus continu v_{dc} .

II.3.1 Contrôle direct de puissance avec un tableau de commutation

L'intégration d'un estimateur à base mode glissant a été appliquée dans le cas de la commande vectorielle (VOC) [63] et la commande DPC prédictive optimale [64]. Nous proposons l'application de cet estimateur à la DPC avec tableau de commutation comme le montre la figure II.25.

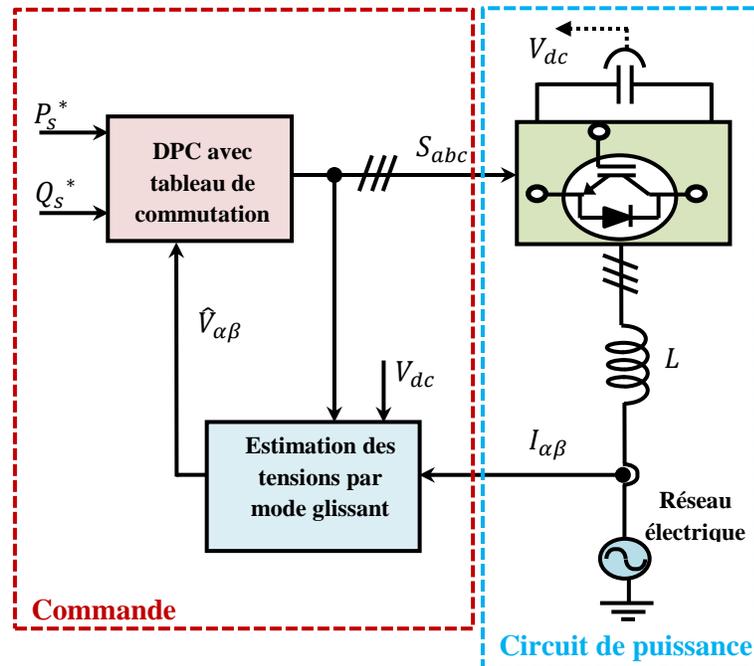


Figure II.25. Schéma synoptique de la commande DPC avec tableau de commutation sans capteurs de tension.

II.3.1.1 Résultats de simulation et expérimentaux

Les figures II.26 et II.27 montrent les résultats de simulation et la validation expérimentale de l'écoulement de puissance et les courants absorbés côté réseau électrique. Il est évident que les résultats expérimentaux ont une bonne concordance avec les résultats de simulation. On peut noter que la transition de la puissance active est comprise entre deux niveaux distincts (630 ~ 760 W) suivant une variation du signal de référence P_s^* . L'évolution du signal de référence P_s^* s'est produite en fonction du profil de régulation de la tension du bus continu (200 ~ 220 V). De plus, la puissance réactive suit effectivement les trois niveaux imposés (0 ∓ 100 Var), ce qui montre que la commande DPC avec tableau de commutation peut assurer un contrôle complètement découplé. Les courants absorbés sont quasi sinusoïdaux et cela signifie le bon fonctionnement du redresseur MLI.

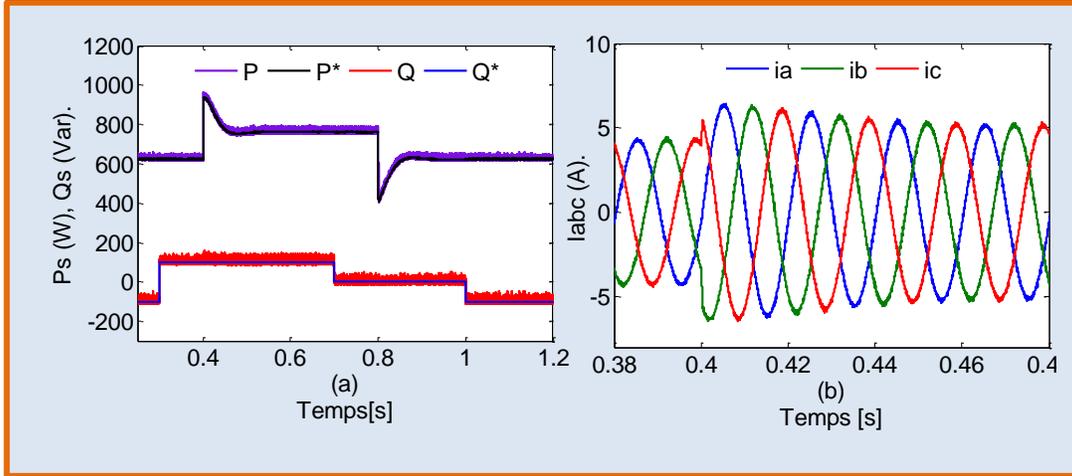


Figure II.26. Résultats de simulation de la commande DPC avec tableau de commutation sans capteurs de tension (a) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b) courants de source (A).

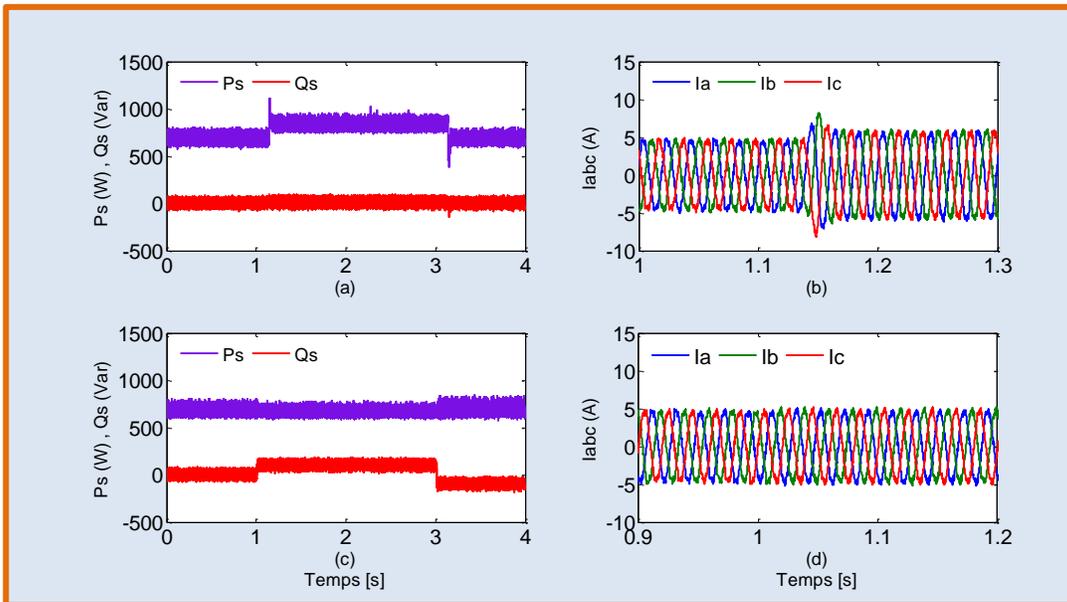


Figure II.27. Résultat expérimental de la commande DPC avec tableau de commutation sans capteurs de tension (a-c) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b-d) courants de source (A).

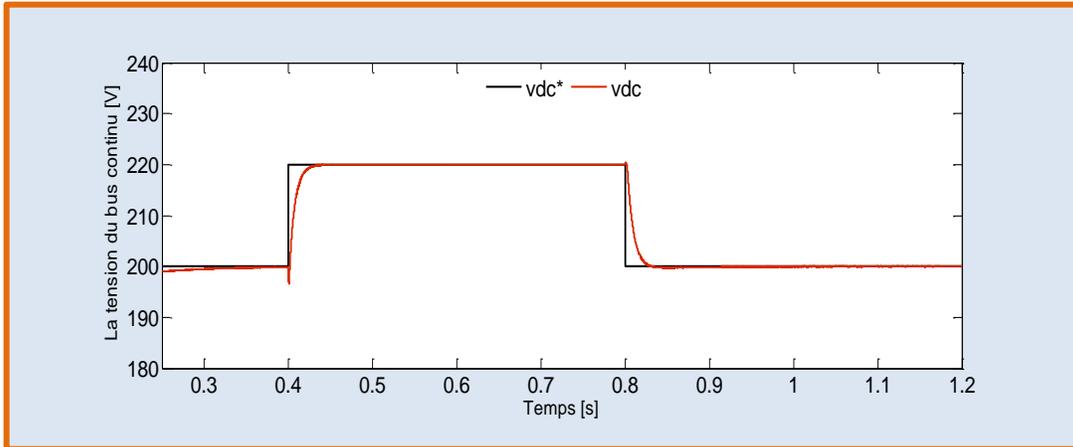


Figure II.28. Régulation de la tension du bus continu (V) (simulation).

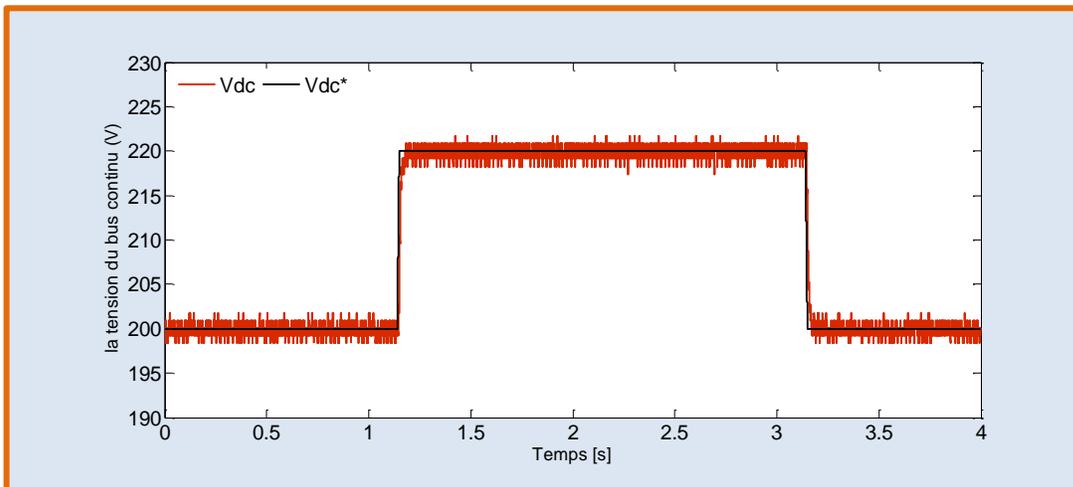


Figure II.29. Régulation de la tension du bus continu (V) (expérimental).

Les figures II.28 et II.29 montrent les résultats de simulation et expérimentaux de la régulation de la tension du bus continu. La régulation est effectuée par un régulateur proportionnel intégral classique (PI). La transition du signal de référence est effectuée entre deux niveaux (200~220 V). On voit que la régulation se déroule de manière satisfaisante en termes de temps de réponse et de dépassement.

II.3.2 Commande directe de puissance (DPC) prédictive optimale [64]

L'association d'un estimateur à base mode glissant avec la commande prédictive optimale est réalisée comme le montre la figure II.30.

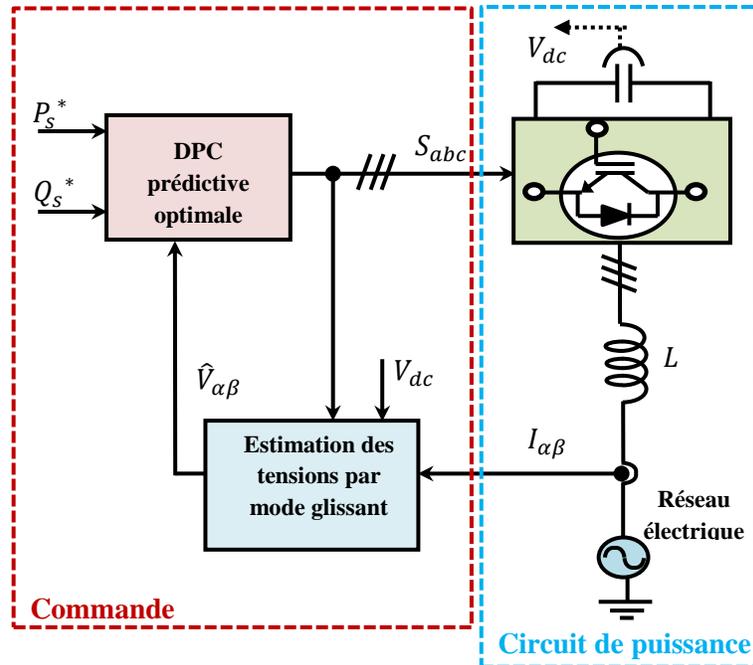


Figure II.30. Schéma synoptique de la commande prédictive optimale sans capteurs de tension.

II.3.2.1 Résultats de simulation et expérimentaux

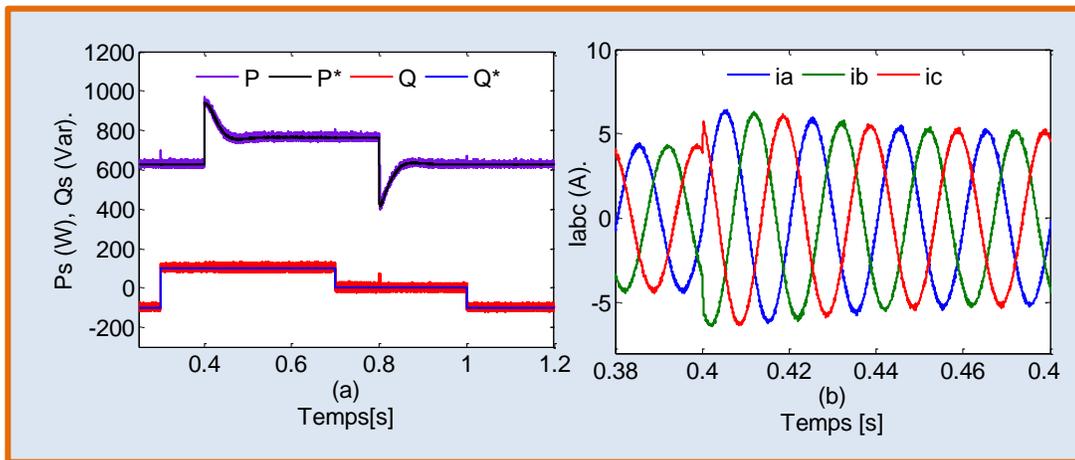


Figure II.31. Résultat de simulation de la commande prédictive optimale sans capteurs de tension (a) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b) courants de source (A).

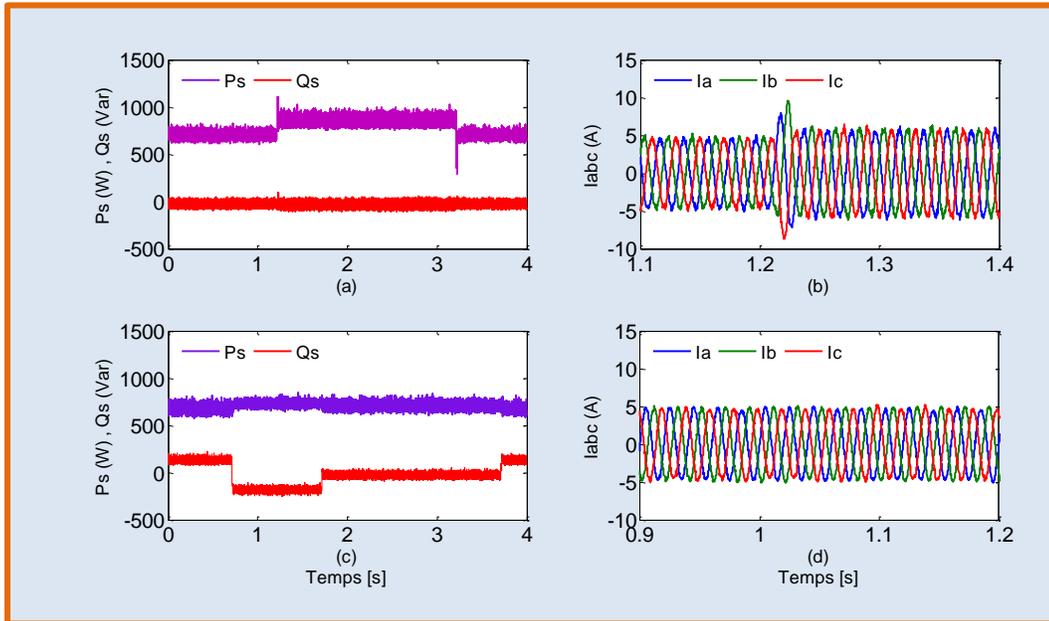


Figure II.32. Résultat expérimental de la commande prédictive optimale sans capteurs de tension (a-c) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b-d) les courants de source (A).

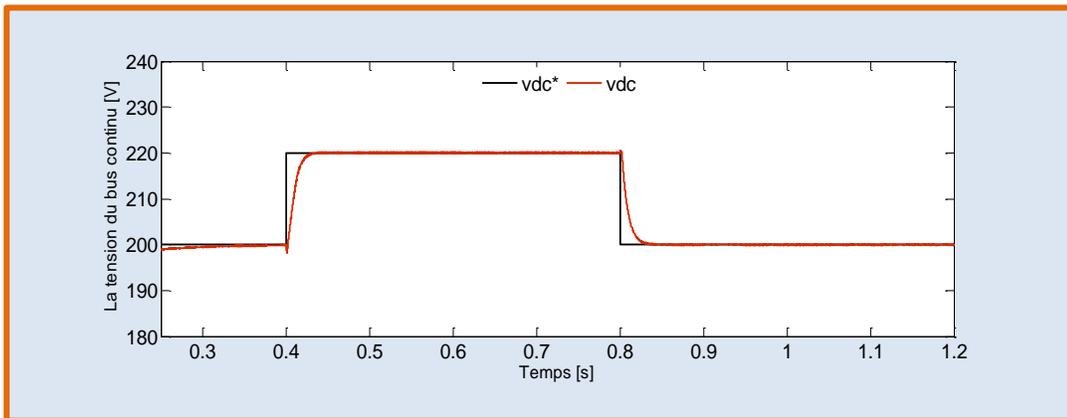


Figure II.33. Régulation de la tension du bus continu (V) (simulation).

Les figures II.31 et II.32 représentent les résultats de simulation numérique et expérimentaux de l'échange des puissances active et réactive et les courants côté réseau. Les résultats obtenus montrent que le contrôle prédictif optimal assure un suivi parfait des puissances active et réactive quel que soit le changement de point de fonctionnement. L'absorption d'un courant quasi sinusoïdal est également bien assurée. Les figures II.33 et II.34 représentent la courbe de la tension du bus continu par simulation numérique et validation expérimentale respectivement. Les résultats rapportés prouvent une performance satisfaisante pour la boucle de la régulation du v_{dc} avec un temps de réponse acceptable durant les états transitoires et une erreur statique presque zéro en régime permanent.

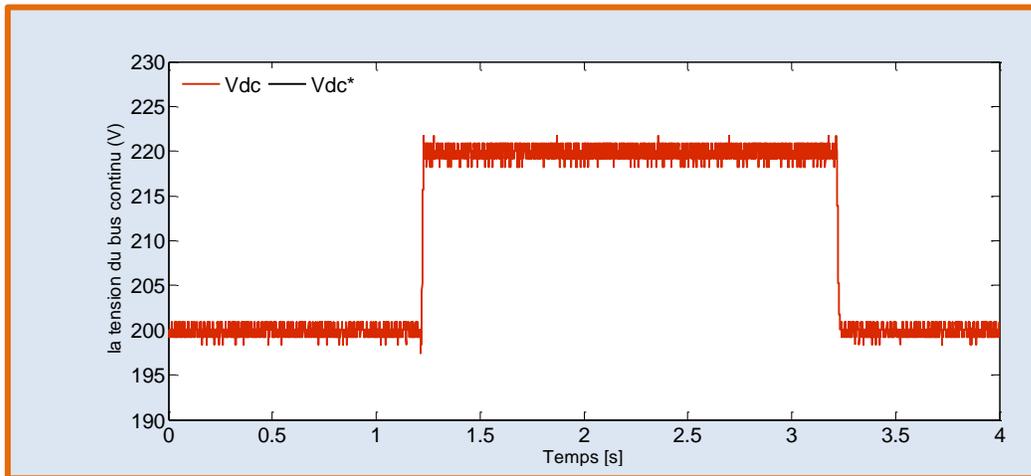


Figure II.34. Régulation de la tension du bus continu (V) (expérimental).

II.3.3 le Contrôle direct de puissance à base mode glissant (DPC-SMC)

L'utilisation d'un estimateur à base mode glissant pour un contrôleur DPC-SMC est effectuée conformément au schéma synoptique présenté par la figure II.35.

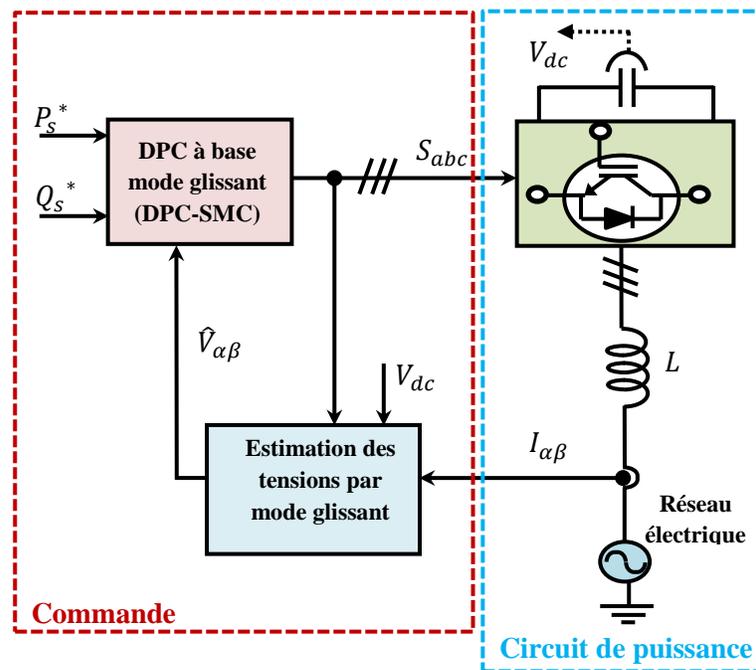


Figure II.35. Schéma synoptique de la commande DPC-SMC sans capteurs de tension.

II.3.3.1 Résultats de simulation et expérimentaux

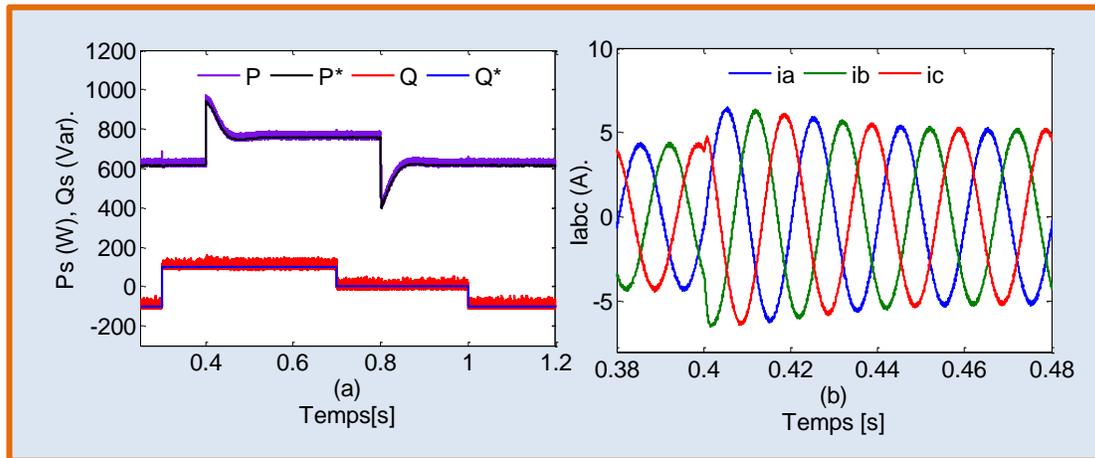


Figure II.36. Résultat de simulation de la commande SMC-DPC sans capteurs de tension (a) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b) courants de source (A).

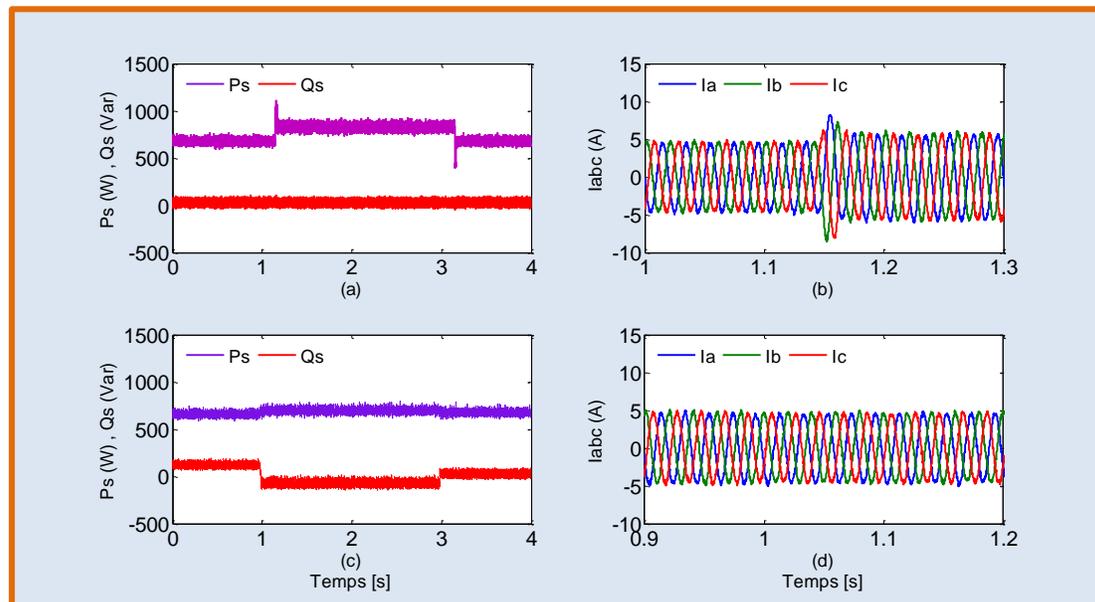


Figure II.37. Résultat expérimental de la commande SMC-DPC sans capteurs de tension (a-c) écoulement de puissance active (W) et réactive (Var) pendant différentes fonctionnalités transitoires (b-d) courants de source (A).

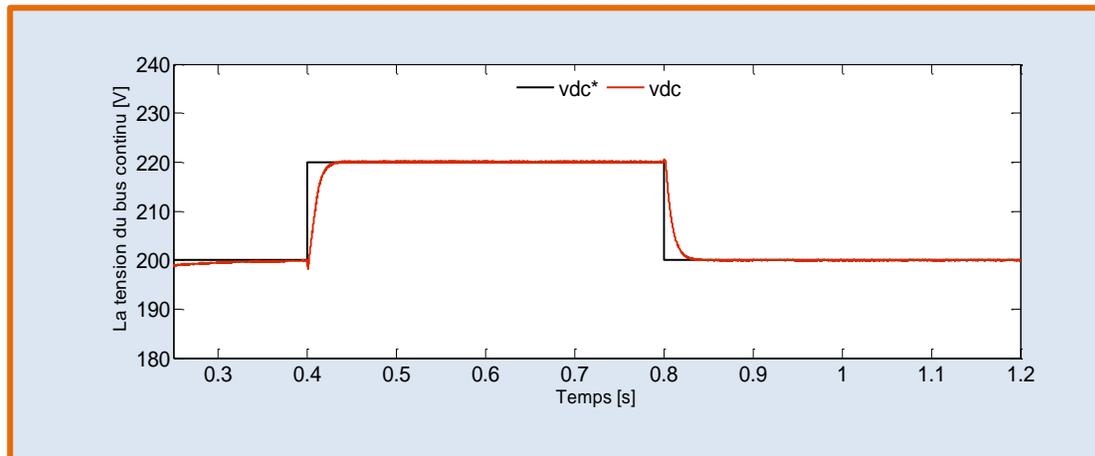


Figure II.38. Régulation de la tension du bus continu (V) (simulation).

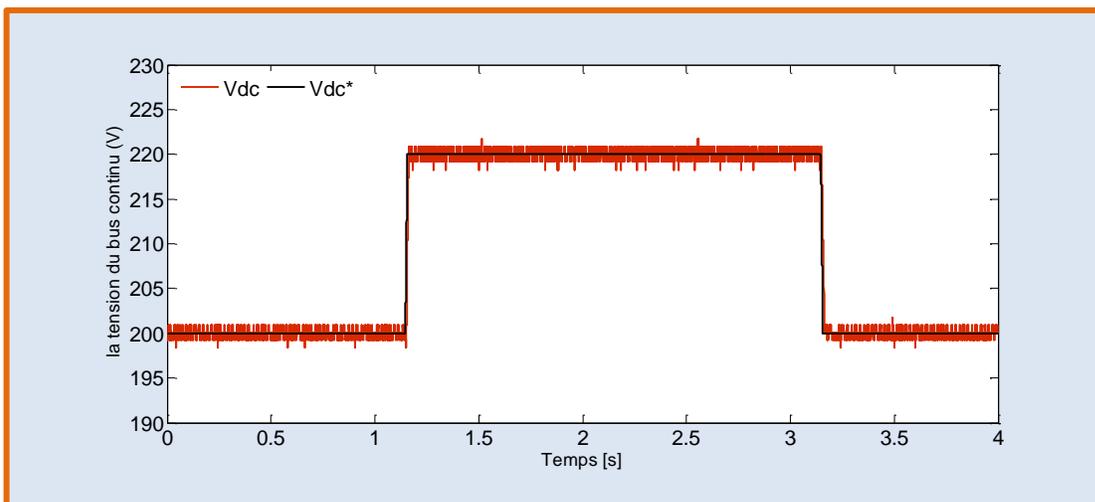


Figure II.39. Régulation de la tension du bus continu (V) (expérimental).

Les figures II.36 et II.37 montrent les courbes obtenues de la puissance active et réactive et courant côté réseau par la simulation numérique et en expérimental respectivement. Une concordance claire peut être observée entre les résultats de la simulation et les résultats correspondants par la validation expérimentale. Le contrôle DPC-SMC a la capacité de gérer parfaitement la variation de la consigne de puissance active et réactive avec un temps de réponse remarquable et une erreur statique minimale. D'autre part, la régulation de la tension du bus continu est réalisée de manière stable et fiable avec un temps de réponse et un niveau de dépassement admissible par simulation et en pratique comme le montrent les figures II.38, II.39 respectivement.

II.3.4 Etude comparative

Afin de mettre en évidence les points faibles et forts de chaque technique de contrôle en boucle fermée sans capteurs de tension, présentées précédemment, une étude comparative entre

elles est menée. Les critères pris en compte pour évaluer les performances de ces techniques de contrôle sont le taux de distorsion harmonique du courant (THDi), le niveau de fluctuation des puissances active et réactive, la forme d'allure du courant absorbé en régime permanent, le temps de réponse durant les états transitoires et la précision d'estimation des tensions du réseau électrique.

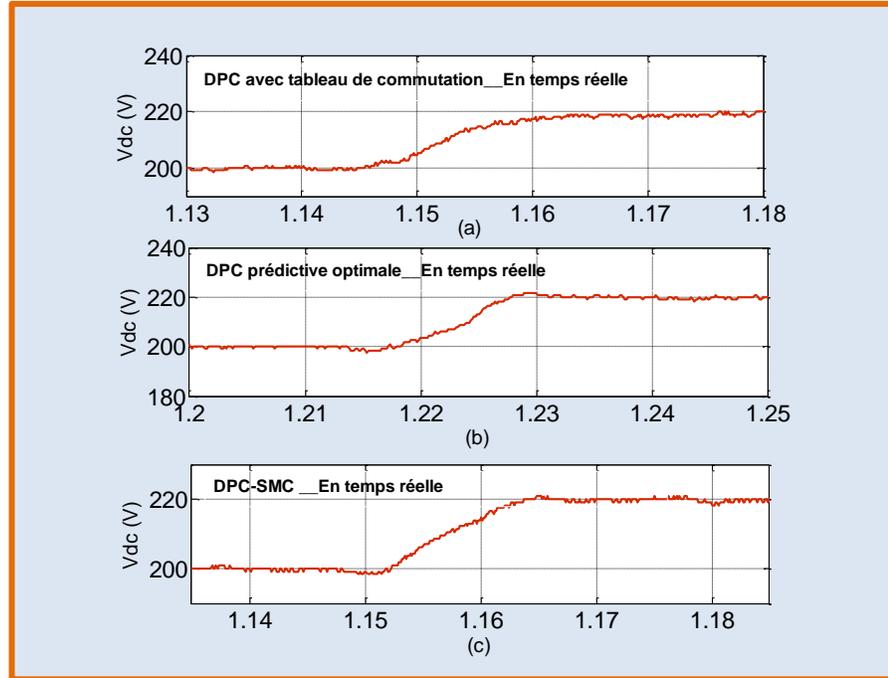


Figure II.40. Temps de réponse du v_{dc} expérimental pour une variation brusque de la consigne v_{dc}^* (200~220 V). (a) commande DPC avec tableau de commutation (b) commande prédictive optimale (c) commande DPC-SMC.

La figure II.40 expose du haut en bas le comportement transitoire en pratique de la tension du bus continu pour les commandes DPC avec tableau de commutation, DPC prédictive optimale et DPC-SMC respectivement. Il est à noter que la commande DPC prédictive optimale donne la meilleure performance comparativement aux autres commandes avec un temps de réponse estimé à 17 ms et 23 ms pour la commande DPC-SMC et finalement 45 ms pour la commande DPC avec tableau de commutation.

La figure II.41 montre la forme d'allure du courant de la phase (a) en régime permanent par la simulation numérique et validation expérimentale respectivement, pour les différentes techniques de contrôle impliquées dans ce chapitre. Visuellement, on peut affirmer que la commande DPC-SMC a réussi à introduire une forme d'onde la plus proche de la forme sinusoïdale par rapport aux autres commandes. Cette observation clarifiera et confirmera lorsque nous discuterons plus tard du spectre fréquentiel du courant.

La figure II.42 représente le niveau de fluctuation des puissances active et réactive en régime permanent par la simulation numérique et la validation expérimentale pour les différentes techniques de contrôle. On observe que le niveau de fluctuation est minimal pour la commande DPC-SMC avec 90 W and 80 Var pour les puissances active et réactive respectivement.

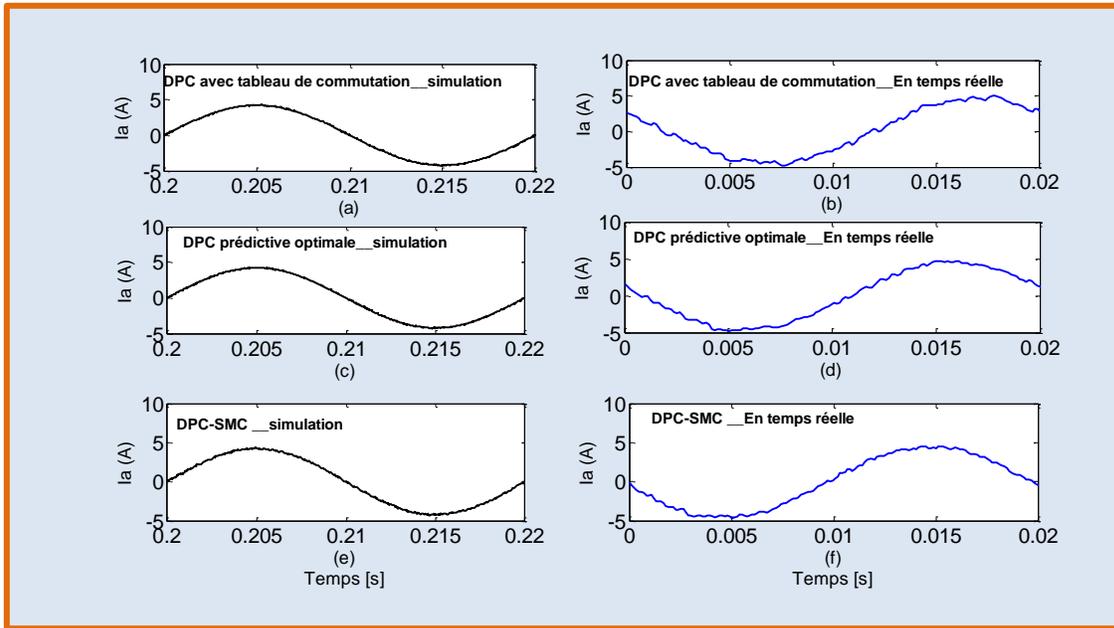


Figure II.41. Forme d'allure du courant débité phase (a) pour différentes techniques de contrôle.

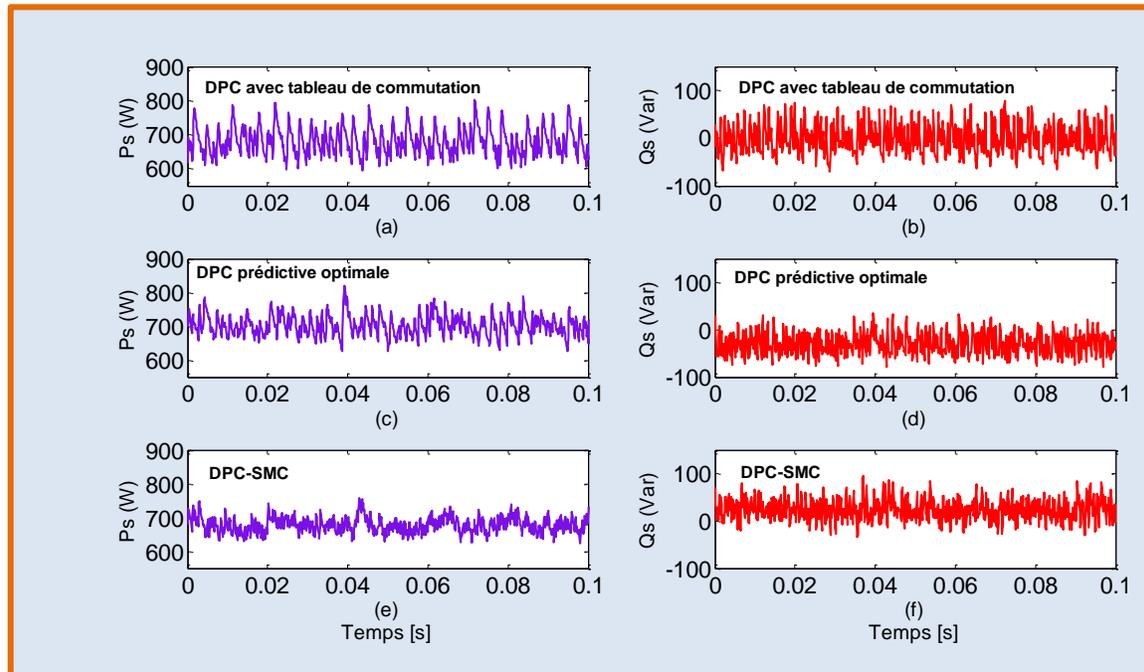


Figure II.42. Niveau de fluctuation des puissances active et réactive ΔP_s , ΔQ_s (W, Var) en régime permanent.

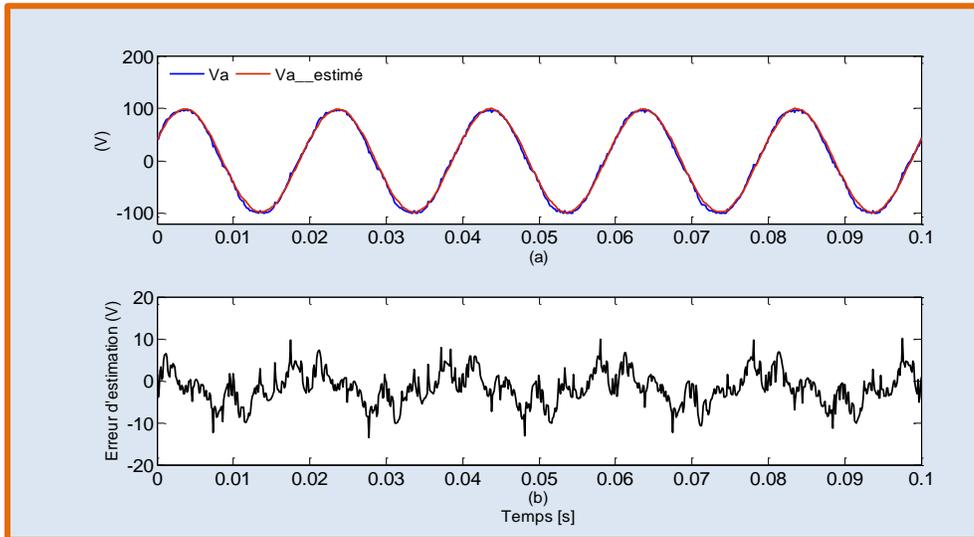


Figure II.43. Estimation de la tension simple de la phase (a) pour la commande DPC avec tableau de commutation (expérimental) (a) tension mesurée et tension estimée (b) erreur d'estimation.

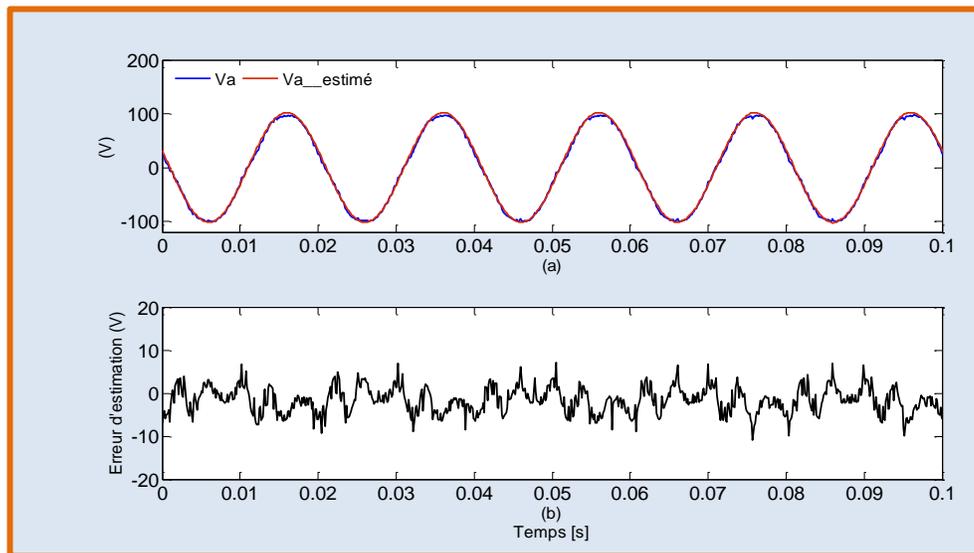


Figure II.44. Estimation de la tension simple de la phase (a) pour la commande DPC prédictive optimale (expérimental) (a) tension mesurée et tension estimée (b) erreur d'estimation.

D'autre part, la commande DPC prédictive optimale a une performance acceptable avec un niveau de fluctuation autour de 120 W et 80 Var pour les puissances active et réactive respectivement. En revanche, la commande DPC avec tableau de commutation présente la plus mauvaise performance avec une fluctuation de 185 W et 130 Var respectivement.

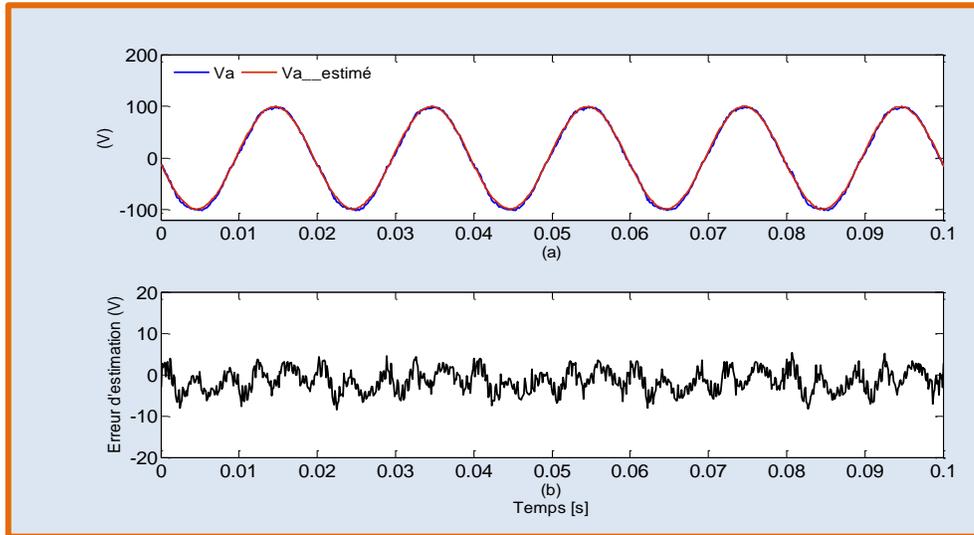


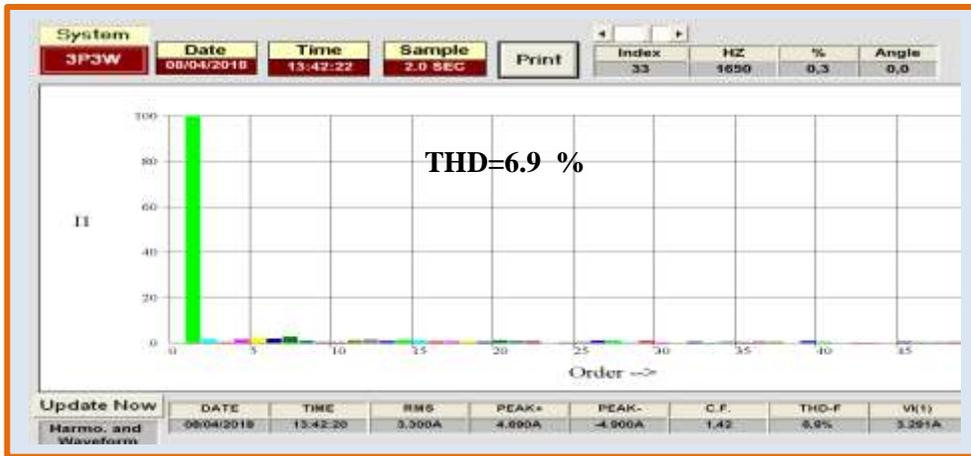
Figure II.45. Estimation de la tension simple de la phase (a) pour la commande DPC-SMC (expérimental) (a) tension mesurée et tension estimée (b) erreur d'estimation.

Les figures II.43, II.44 et II.45 montrent les résultats expérimentaux obtenus de l'algorithme d'estimation des tensions côté réseau pour les trois techniques de contrôle étudiées respectivement. Généralement, on peut noter que l'estimation est effectuée parfaitement avec une erreur statique admissible est un déphasage entre la tension mesurée et estimée pratiquement nulle. En comparant les erreurs d'estimation obtenues pour les trois techniques de contrôle, la commande DPC-SMC a la meilleure performance d'estimation avec une erreur de $\approx 5\%$. Il vaut la peine de mentionner que le signal de la tension électrique mesurée est affecté par deux choses:

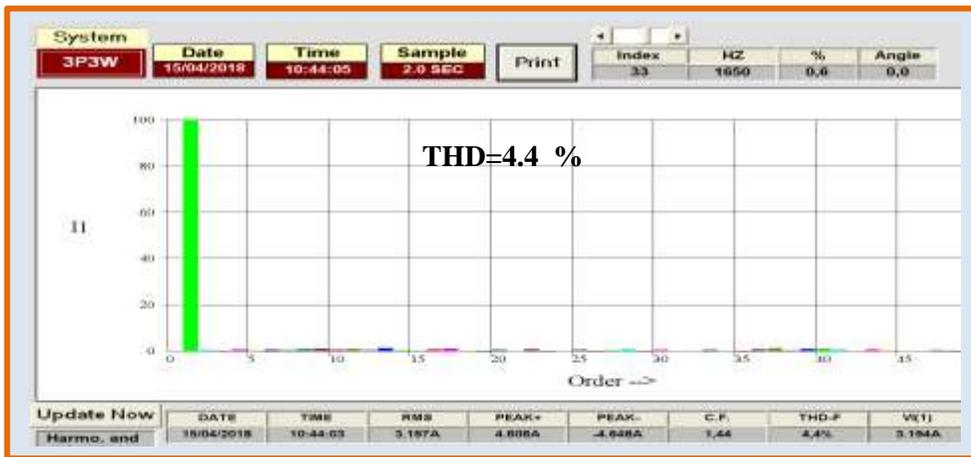
- ✓ Les bruits de mesure.
- ✓ Les harmoniques à basses fréquences d'ordres 5 et 7 comme montre la figure II.20.

Réellement le signal d'erreur d'estimation obtenu n'est pas exactement la différence entre la valeur réelle et la valeur estimée de la tension. Ainsi, le signal d'erreur d'estimation représente la somme de l'erreur d'estimation réelle plus le bruit de mesure et les harmoniques à basses fréquences inclus dans le signal de tension. Par conséquent, l'erreur d'estimation réelle doit être inférieure à 5%.

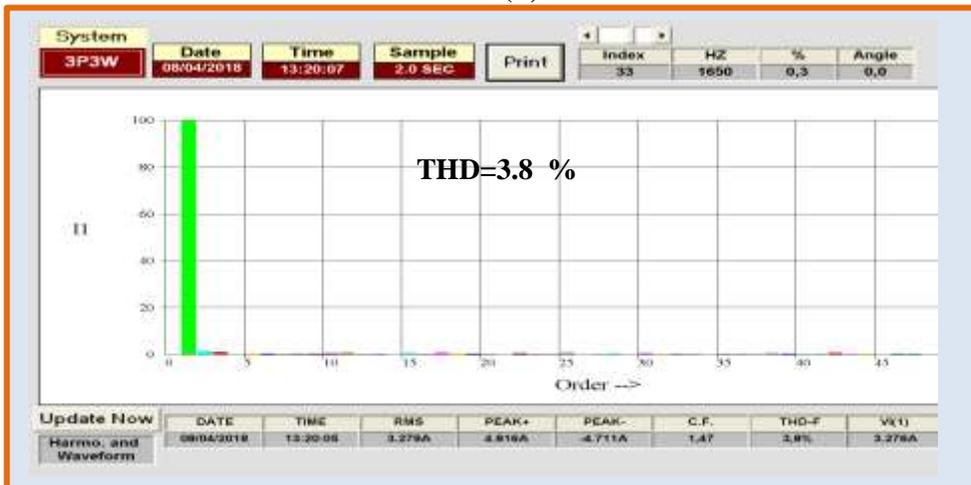
La figure II.46 expose le spectre fréquentiel du courant de la phase (a) expérimentalement. De même que dans la section précédente (contrôle en boucle ouverte avec des capteurs de tensions), la commande DPC-SMC donne le meilleur THD avec 3.8%, puis la commande prédictive optimale avec 4.4% est finalement la commande DPC avec tableau de commutation avec 6.9%. En outre, on constate d'après la figure II.47 que le circuit de contrôle sans capteurs de tension est mieux qu'avec capteurs de tension en termes du facteur de distorsion harmonique THD en temps réel. Ce dernier s'explique par l'utilisation des signaux de tension estimés qui sont purement sinusoïdaux par le circuit de contrôle, et cela a conduit à améliorer efficacement les performances de contrôle, cependant l'utilisation des capteurs de tension, le signal mesuré est affecté par le bruit de mesure et des harmoniques à basse fréquences d'ordres 5 et 7, a mené à dégrader l'efficacité du circuit de contrôle.



(a)



(b)



(c)

Figure II.46. Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) pour les différentes techniques de contrôle (Expérimental). (a) DPC avec tableau de commutation (b) DPC prédictive optimale (c) SMC-DPC.

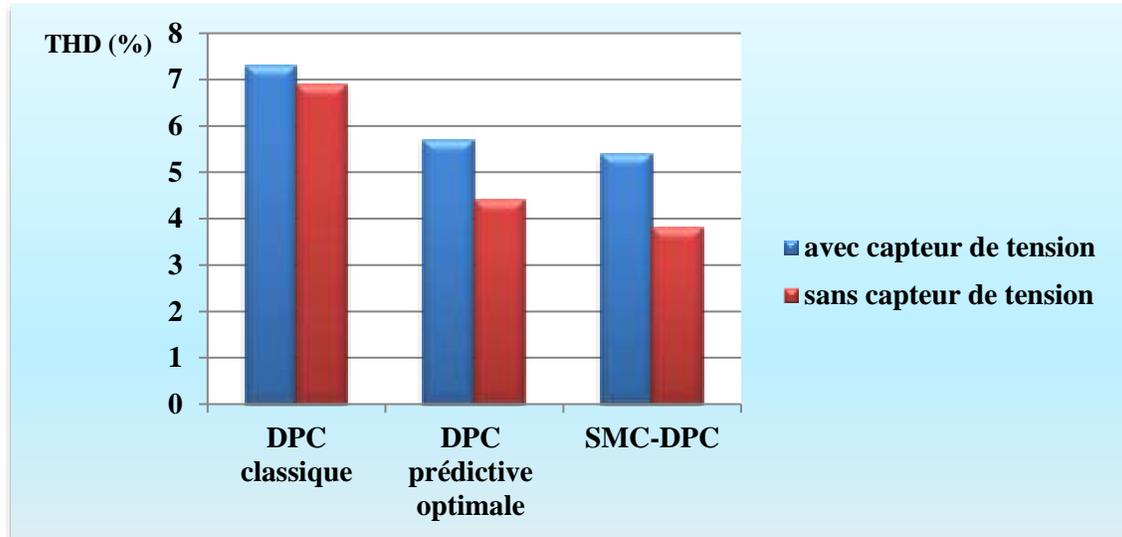


Figure II.47. Comparaison de facteur THD pour les différentes techniques de contrôle.

Finalement, le tableau II.5 résume brièvement les caractéristiques de chaque technique de contrôle.

Tableau II.5. Etude comparative entre les trois techniques de contrôle sans capteurs de tension.

	Fluctuation des puissances $\Delta P_s, \Delta Q_s$ (W), (Var)	Temps de réponse (ms)	Fréquence de commutation	THD %		Erreur d'estimation ΔV (V)
				sim	exp	
DPC avec tableau de commutation	185, 130	45	Variable	1.87	6.9	22
DPC prédictive optimale	120, 80	17	Variable	1.69	4.4	14
DPC-SMC	90, 80	23	Constante 2 KHz	1.34	3.8	10

II.4 Commande directe de puissance sans capteurs de tension en cas d'un réseau électrique déséquilibré

Dans cette partie on a considéré que le réseau d'alimentation est déséquilibré. L'état déséquilibré est effectué pratiquement par l'insertion d'une résistance supplémentaire en série avec la phase (a). Par conséquent, la valeur efficace de la tension de phase (a) est diminuée par 14 V (20 %), sachant que l'alimentation est réglée par un autotransformateur à 70 V (tension

simple). Dans ce qui suit, nous présenterons les résultats expérimentaux dans le cas d'un réseau électrique déséquilibré avec et sans capteurs de tension. La commande DPC sans capteurs dans cette section adoptera la technique d'estimation par mode glissant modifié qui est déjà présenté et développé en détails dans le chapitre précédent (§ I.5.3.2). La version modifiée de l'estimateur mode glissant a la capacité de gérer parfaitement les conditions de déséquilibre et même la présence des harmoniques à basses fréquences (d'ordre 5 par exemple).

Brièvement, en cas d'un état déséquilibré du réseau, l'estimateur à mode glissant modifié peut nous introduire la séquence positive précise du réseau électrique. À partir de ce point, la séquence positive extraite peut être exploitée pour réaliser une commande modifiée stable et fiable.

II.4.1 Structure de la commande DPC pour un réseau électrique déséquilibré

Dans des conditions de tension de réseau anormales, la plupart des configurations de contrôle direct de puissance ont été modifiés pour être en mesure de gérer ce problème. La modification du circuit de contrôle est généralement réalisé de deux manières: la mise à jour du signal de référence par des termes de compensation comme dans [39] ou en modifiant le tableau de commutation comme dans [85]. La première solution est généralement compliquée en raison de l'extraction de la séquence positive/négative des tensions et/ou des courants du réseau. En plus, la deuxième a des performances limitées contre les perturbations sévères.

II.4.1.1 Mise à jour du signal de référence par des termes de compensation

Le schéma synoptique de cette structure est présenté par la figure II.48.

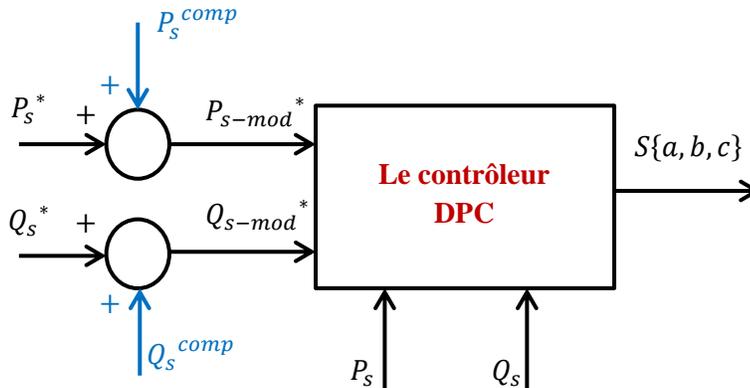


Figure II.48. Commande directe de puissance modifiée à base des termes de compensation.

Le contrôleur DPC dans la figure ci-dessus peut être soit la commande DPC à base d'un tableau de commutation, commande prédictive optimale ou la commande DPC mode glissant (DPC-SMC).

D'après les équations introduites dans le chapitre précédent (§I.4), les formules généralisées des puissances active et réactive côté réseau électrique (présence du déséquilibre et des harmoniques d'ordre 5 et 7) sont définies comme suit:

$$\begin{cases} P_s = P_{s1} + P_{s2} + P_{s3} + P_{s4} + P_{s5} + P_{s6} + P_{s7} \\ Q_s = Q_{s1} + Q_{s2} + Q_{s3} + Q_{s4} + Q_{s5} + Q_{s6} + Q_{s7} \end{cases} \quad (\text{II. 20})$$

En considérant seulement le déséquilibre dans le réseau électrique, et on assume que les courants absorbés sont purement sinusoïdaux et équilibrés ($I_{\alpha\beta-} = I_{\alpha\beta-5} = I_{\alpha\beta+7} = 0$) donc:

$$\begin{cases} P_{s1} = V_{\alpha\beta+} \cdot I_{\alpha\beta+} \\ P_{s2} = V_{\alpha\beta-} \cdot I_{\alpha\beta+} \\ P_{s3} = P_{s4} = P_{s5} = P_{s6} = P_{s7} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 21})$$

$$\begin{cases} Q_{s1} = V_{\alpha\beta+} \otimes I_{\alpha\beta+} \\ Q_{s2} = V_{\alpha\beta-} \otimes I_{\alpha\beta+} \\ Q_{s3} = P_{s4} = P_{s5} = P_{s6} = P_{s7} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 22})$$

Afin d'assurer une absorption sinusoïdale et équilibrée pour les courant côté alternatif, il est nécessaire de prendre en compte les termes de compensation P_s^{comp}, Q_s^{comp} qui sont définis comme:

$$\begin{cases} P_s^{comp} = P_{s2} = V_{\alpha\beta-} \cdot I_{\alpha\beta+} \\ Q_s^{comp} = Q_{s2} = V_{\alpha\beta-} \otimes I_{\alpha\beta+} \end{cases} \quad (\text{II. 23})$$

Par conséquent, les expressions des signaux de référence modifiées des puissances actives et réactive sont introduites comme suit:

$$\begin{cases} P_{s-mod}^* = P_s^{comp} + P_s^* \\ Q_{s-mod}^* = Q_s^{comp} + Q_s^* \end{cases} \quad (\text{II. 24})$$

II.4.1.2 Utilisation d'un tableau de commutation adapté à un réseau déséquilibré

Cette solution est basée sur le calcul des dérivées des puissances active $\frac{dP_s}{dt}$ et réactive $\frac{dQ_s}{dt}$ pour les huit vecteurs de contrôle possibles ($V_0 - V_7$) sous un réseau électrique déséquilibré. Les résultats obtenus conduisent à la construction d'un tableau de commutation spécifié, capable de minimiser relativement les effets néfastes de l'état du déséquilibre.

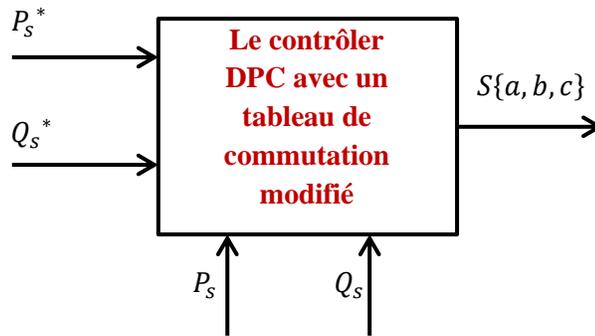


Figure II.49. Commande directe de puissance modifiée à base d'un tableau de commutation adapté [85].

II.4.1.3 Configuration simplifiée de la commande directe de puissance modifiée

Pour une commande DPC modifiée basée sur les termes de compensation, les erreurs des puissances active et réactive sont données par les équations suivantes:

$$\begin{cases} \Delta P_s = P_s^{comp} + P_s^* - P_s = P_s^{comp} + P_s^* - P_{s1} - P_{s2} \\ \Delta Q_s = Q_s^{comp} + Q_s^* - Q_s = Q_s^{comp} + Q_s^* - Q_{s1} - Q_{s2} \end{cases} \quad (\text{II. 25})$$

Ainsi, les expressions simplifiées des erreurs des puissances sont données comme:

$$\begin{cases} \Delta P_s = P_s^* - P_{s1} \\ \Delta Q_s = Q_s^* - Q_{s1} \end{cases} \quad (\text{II. 26})$$

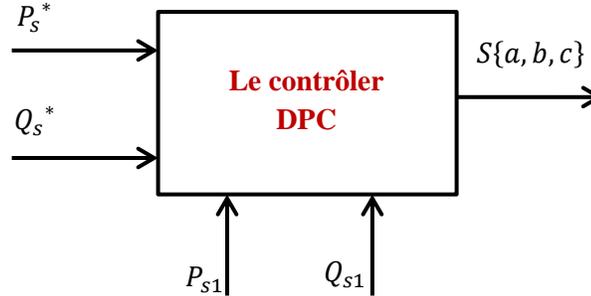


Figure II.50. Commande directe de puissance modifiée (version simplifiée).

La figure II.50 expose le schéma synoptique d'une commande DPC modifiée (version simplifiée). Il suffit d'extraire la séquence positive du réseau déséquilibré afin d'assurer une performance adéquate pour la technique de contrôle appliquée. Par conséquent, la séquence négative et les termes de compensation ne sont plus nécessaires pour réaliser la commande DPC modifiée. Ainsi, cette approche est utilisée pour les différentes techniques de contrôle discutées auparavant, et les résultats expérimentaux seront présentés dans la section suivante. La séquence positive du réseau électrique est estimée à l'aide d'un estimateur à mode glissant (version modifiée) qui est présenté et analysé dans le chapitre précédent (§ I.5.3.2).

II.4.2 Résultats de simulation et expérimentaux

II.4.2.1 Commande directe de puissance (DPC) avec un tableau de commutation

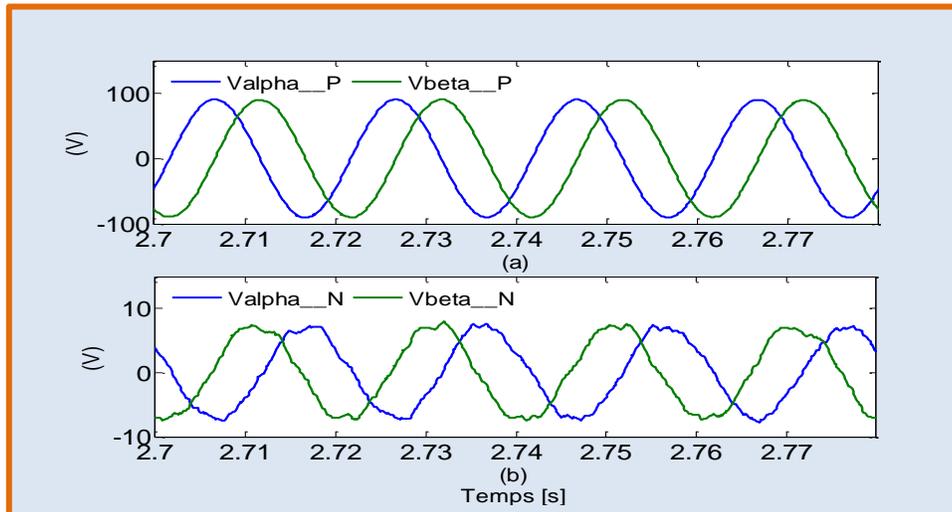


Figure II.51. Performance d'estimation (expérimental) (a) séquence positive (V) (b) séquence négative (V).

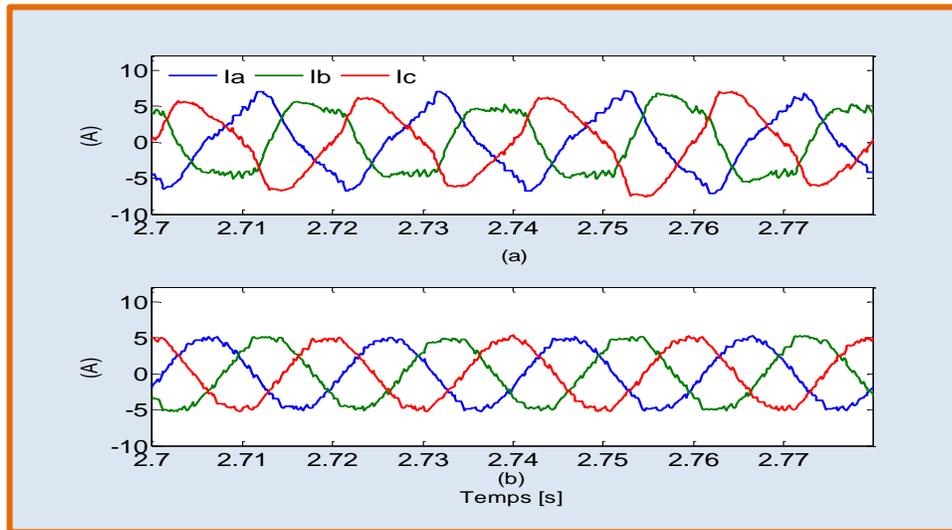


Figure II.52. Courants absorbés côté réseau électrique (A) (expérimental) (a) commande DPC avec tableau de commutation normale (b) commande DPC avec tableau de commutation modifiée.

La figure II.51 expose les séquences positive et négative extraites par l'estimateur mode glissant modifié durant l'application de la commande DPC avec tableau de commutation. Outre, la figure II.52 montre l'allure du courant de ligne résultant par la commande DPC conventionnelle simplifiée et modifiée respectivement.

II.4.2.2 Commande directe de puissance (DPC) prédictive optimale

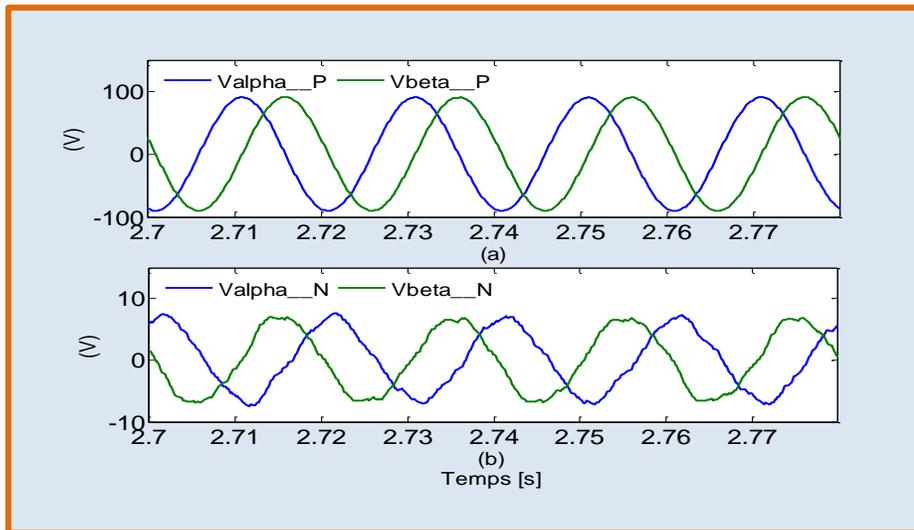


Figure II.53. Performance d'estimation (expérimental) (a) séquence positive (V) (b) séquence négative (V).

Les formes d'onde des séquences positive et négative extraites de la tension du réseau électrique par l'estimateur mode glissant modifié durant l'application de la commande DPC

prédictive optimale, sont présentées dans la figure II.53. En plus, la figure II.54 montre la variance entre les allures des courants de ligne obtenues par la commande DPC prédictive optimale simplifiée et modifiée respectivement.

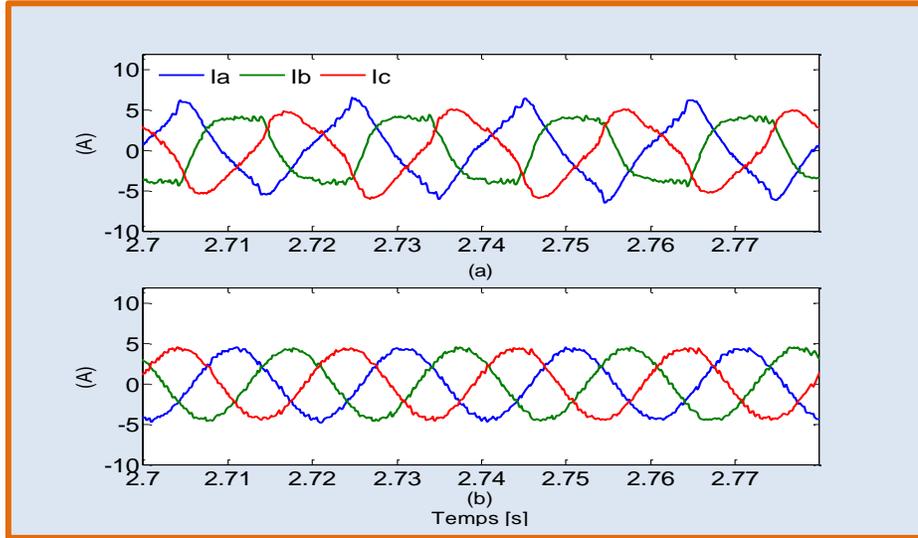


Figure II.54. Courants absorbés côté réseau électrique (A) (expérimental) (a) commande DPC prédictive optimale normale (b) commande DPC prédictive optimale modifiée.

II.4.2.3 Commande directe de puissance à base mode glissant (DPC-SMC)

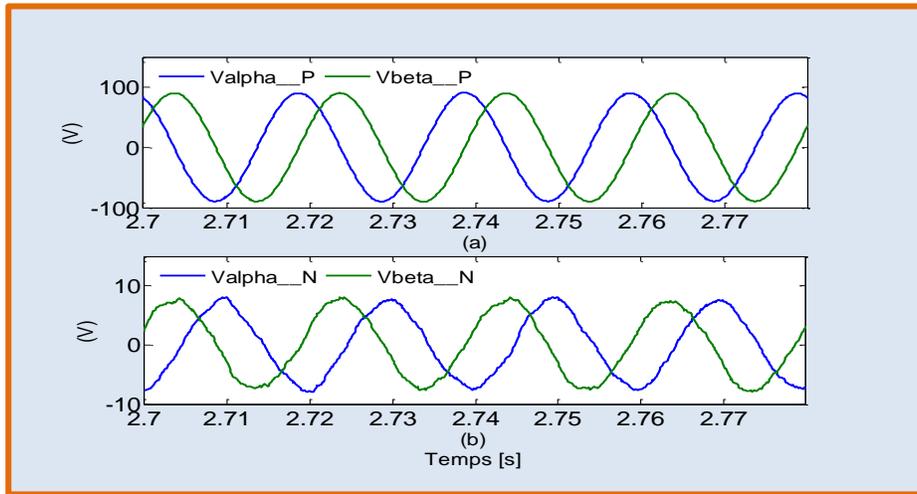


Figure II.55. Performance d'estimation (expérimental) (a) séquence positive (V) (b) séquence négative (V).

La figure II.55 manifeste les allures de la séquence positive et négative de la tension du réseau, extraites par l'estimateur mode glissant modifié durant l'application de la commande DPC à mode glissant DPC-SMC. D'autre part, la figure II.56 démontre la variance entre les allures des courants de ligne obtenues par la commande DPC-SMC simplifiée et modifiée respectivement.

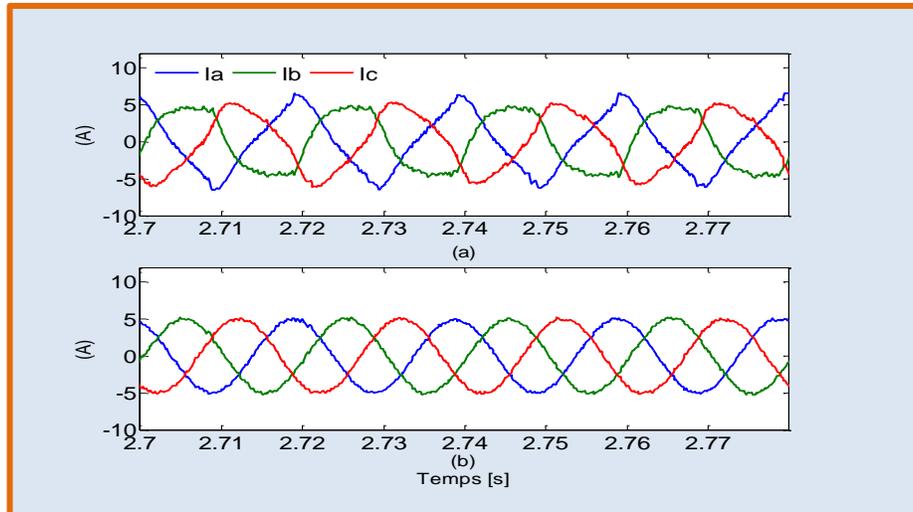
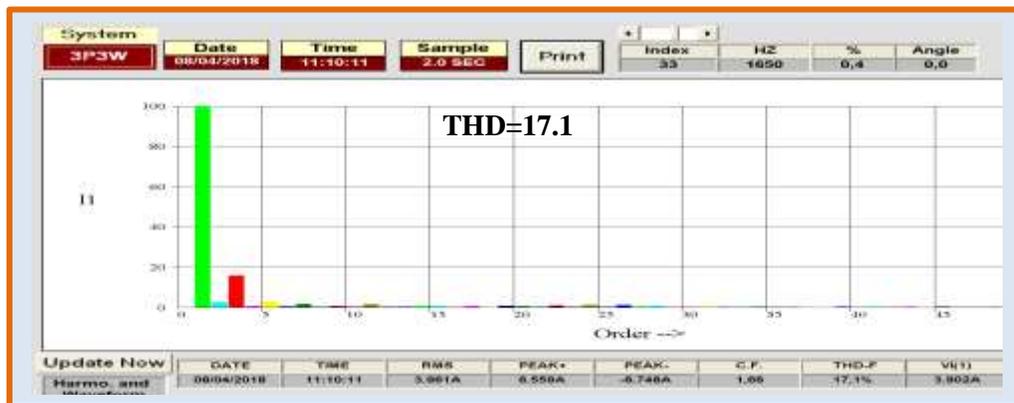
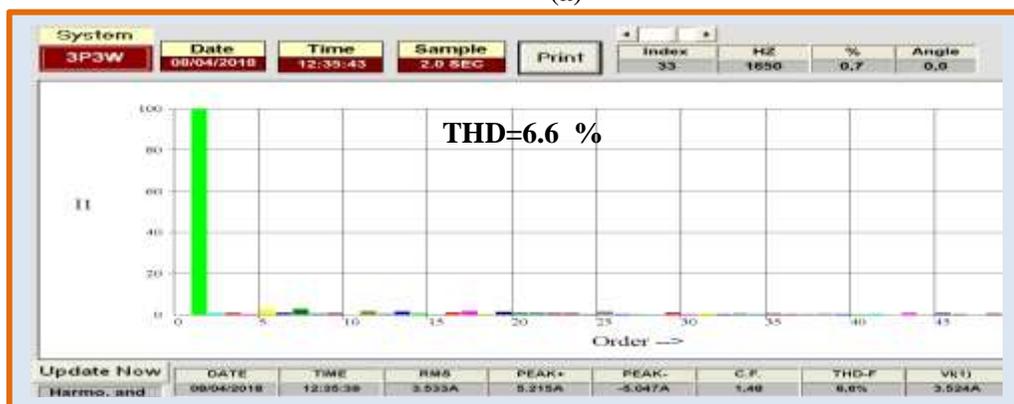


Figure II.56. Courants absorbés côté réseau électrique (A) (expérimental) (a) commande DPC-SMC normale (b) commande DPC-SMC modifiée.

II.4.2.4 Etude comparative

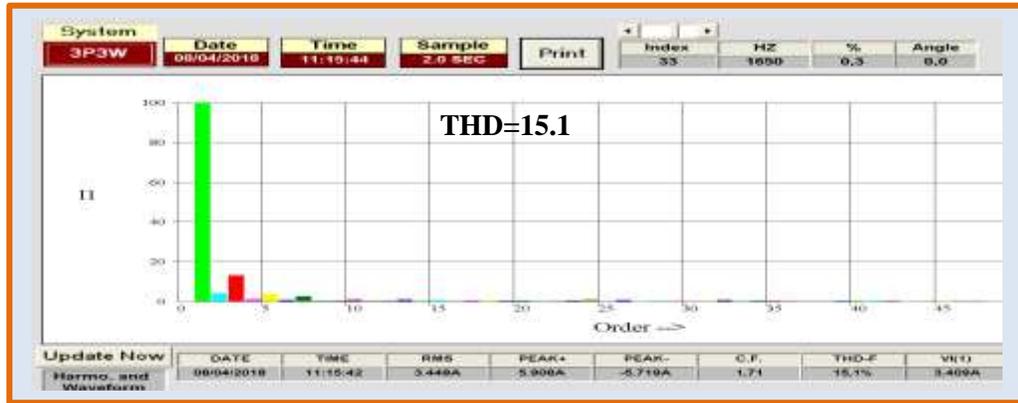


(a)

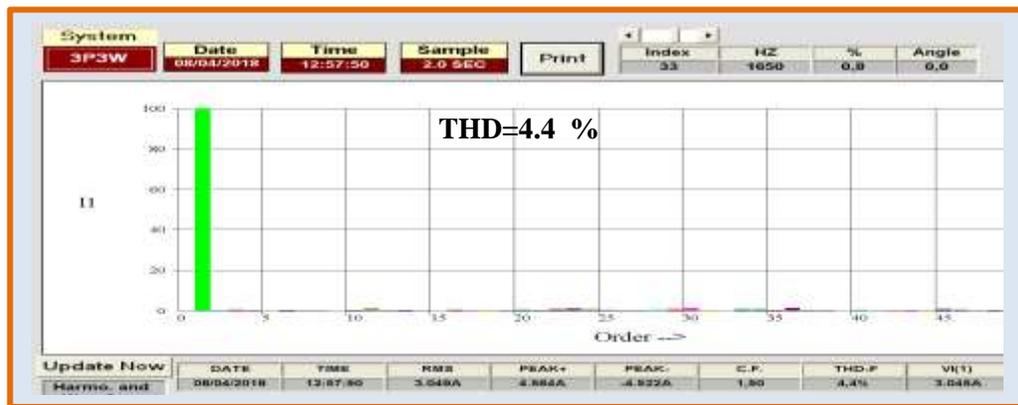


(b)

Figure II.57. Spectre fréquentiel du courant absorbé phase (a) : (a) commande DPC avec tableau de commutation normale (b) commande DPC avec tableau de commutation modifiée.

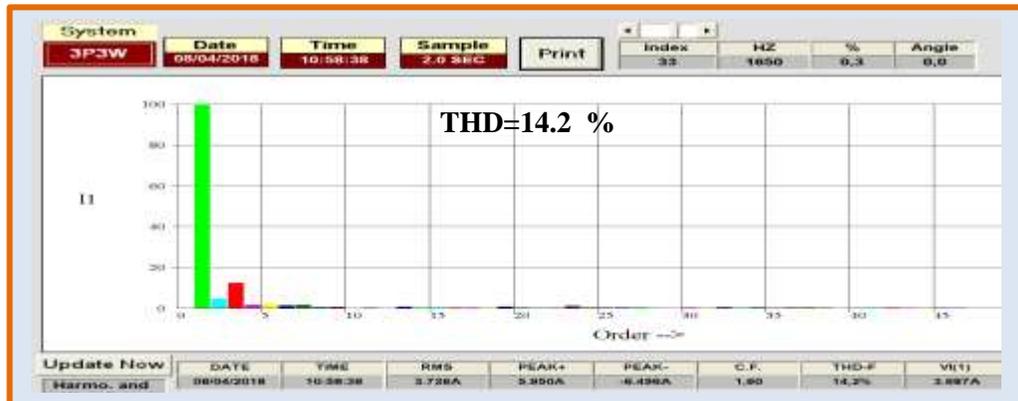


(a)

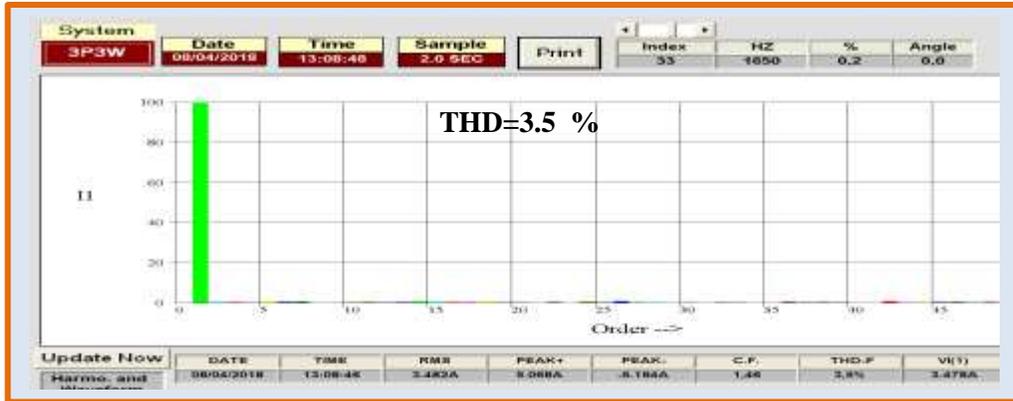


(b)

Figure II.58. Spectre fréquentiel du courant absorbé phase (a) : (a) commande DPC prédictive optimale normale (b) commande DPC prédictive optimale modifiée.



(a)



(b)

Figure II.59. Spectre fréquentiel du courant absorbé phase (a) commande DPC-SMC normale (b) commande DPC-SMC modifiée.

L'étude comparative entre les différentes techniques de contrôle est effectuée en vue du courant absorbé côté réseau électrique: la forme d'onde et leur spectre fréquentiel.

✓ *Cas d'une technique de contrôle simplifiée :*

D'après les figures II.54(a), II.55(a) et II.56(a), sous un réseau électrique déséquilibré toutes les versions simplifiées des techniques de contrôle étudiées souffrent d'une grave insuffisance de leurs performances, où peut voir la forme déformée typique des courants qui sont habituellement vus dans le cas de déséquilibre. L'apparition de l'harmonique d'ordre 3 et de ses multiples dans le spectre fréquentiel du courant, comme on peut le voir dans les figures II.57(a), II.58(a) et II.59 (a) représente le symptôme le plus clair d'un état de déséquilibre.

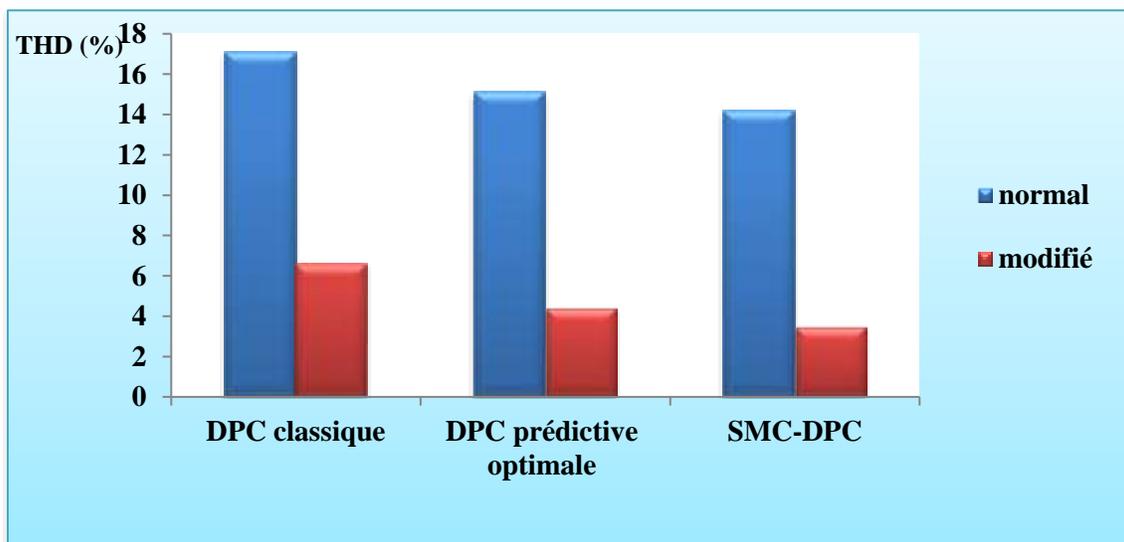


Figure II.60. Comparaison du THD pour les différentes techniques de contrôle sous un réseau électrique déséquilibré.

Le facteur THD est relativement élevé par rapport aux limites définies par la norme IEEE-519 (5 %), avec un THD de 17.1 %, 15.1 % et 14.2 % pour les commandes DPC avec tableau de commutation, DPC prédictive optimale et DPC à mode glissant DPC-SMC respectivement.

✓ *Cas d'une technique de contrôle modifiée*

Les figures II.54(b), II.55(b) et II.56(b) montrent les allures des courants absorbés côté alternatif sous un réseau électrique déséquilibré. La forme quasi-sinusoidal est établie effectivement pour les différentes versions de contrôle modifiées. D'après les spectres fréquentiels du courant de phase (a) dédiés aux différentes techniques de contrôle modifiées dans les figures II.57(b), II.58(b) et II.59 (b), nous pouvons voir une minimisation remarquable de l'harmonique d'ordre 3. Le facteur THD obtenu pour les différentes techniques de contrôle est: 6.6 %, 4.4 % et 3.5 % pour la commande DPC avec tableau de commutation, la commande DPC prédictive optimale et la commande à mode glissant DPC-SMC respectivement. La figure II.60 démontre la supériorité de la commande DPC-SMC par rapport aux autres techniques utilisées avec le moindre THD, respectant la norme IEEE-519. En revanche, la commande DPC avec tableau de commutation donne la plus mauvaise performance avec un THD hors des limites permises.

II.5 Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes techniques de contrôle DPC qui sont largement utilisées pour un redresseur MLI. Nous nous sommes concentrés sur l'étude analytique de ces techniques qui nous a permis de voir les performances en régimes transitoire et permanent de chaque technique dans différentes conditions de fonctionnement. Dans ce contexte, Nous avons effectué plusieurs tests et nous nous sommes intéressés aux trois axes principaux suivants:

- Le fonctionnement du redresseur en boucle ouverte avec capteurs de tension.
- Le fonctionnement du redresseur en boucle fermée sans capteurs de tension.
- Le fonctionnement du redresseur sans capteurs de tension sous un réseau électrique déséquilibré.

Les résultats de simulation et de la validation expérimentale obtenus confirment les conclusions suivantes :

- la supériorité de la commande DPC-SMC en termes de facteur de distorsion harmonique THD des courants et le niveau de fluctuation des puissances active et réactive par rapport aux autres techniques étudiées.
- La technique d'estimation des tensions à base mode glissant (simplifiée et modifiée) donne une performance remarquable pour un réseau électrique normal ou déséquilibré avec un temps de réponse rapide et une erreur statique minimale.
- Le bon fonctionnement du redresseur sous un réseau électrique déséquilibré est vérifié par l'utilisation d'une commande DPC modifiée.

Chapitre III

Contribution à L'amélioration de la Performance de la Commande DPC Appliquée à un Filtre Actif de Puissance Parallèle sous un Réseau Electrique Généralisé.

III.1 Introduction

Le filtrage actif de puissance parallèle représente une solution moderne et efficace de la problématique de la qualité d'énergie. C'est l'équivalent d'une source d'énergie contrôlable et adaptative qui a la capacité de compenser les composantes harmonique et réactive non souhaités engendrer par une source perturbatrice.

Les objectifs de recherche que nous nous sommes fixés dans ce chapitre devront nous permettre d'améliorer les performances de compensation d'un filtre actif parallèle contrôlé par la commande directe de puissance (DPC) sous un réseau électrique non idéal.

Ce chapitre sera décomposé en trois parties principales. Dans une première partie, nous étudierons les techniques de synchronisation qui servent à maintenir la fiabilité de l'information extraite du réseau électrique. Une information fiable conduit à un processus de contrôle performant et stable. Selon les différentes techniques de synchronisation, trois techniques, le filtre multi-variable (STF), le filtre avec multi-coefficients complexes (MCCF) et le filtre de Kalman (KF) ont été choisies pour être évaluées et analysées. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous étudierons la structure générale du filtre actif parallèle, la description mathématique du circuit de puissance et l'intégration de la commande DPC classique et prédictive dans le circuit de contrôle d'un filtre actif parallèle. De plus, afin de maîtriser les états perturbés du réseau électrique, la commande DPC a été combinée avec le filtre de Kalman pour concevoir une commande DPC modifiée. Finalement, dans la troisième partie, une commande DPC prédictive sans capteurs de tension a été proposée pour être appliquée à un système de filtrage de puissance. L'estimation des tensions est effectué par l'estimateur à mode glissant modifié, développé dans le premier chapitre (§I.5.3.2).

III.2 Techniques de synchronisation

L'intérêt récent à l'intégration de l'électronique de puissance dans des systèmes d'énergies renouvelables (SER) et des applications industrielles ont soulevé des préoccupations de la synchronisation avec le réseau électrique de distribution. Le critère de synchronisation peut être défini simplement par la minimisation des écarts de tension, d'angle de phase et de fréquence entre la sortie du dispositif d'électronique de puissance et le réseau d'alimentation [86]. Cela permet un fonctionnement correct entre le réseau électrique et le convertisseur de puissance synchronisé. D'après [87], une approche de synchronisation idéale doit:

- ☞ Suivre précisément l'angle de phase du réseau électrique.
- ☞ Détecter efficacement les variations de fréquence.
- ☞ Éliminer efficacement les perturbations et les composantes harmoniques.

☞ Réagir immédiatement aux variations brusques du réseau électrique.

Le mécanisme de fonctionnement d'une technique de synchronisation est exposé dans la figure III.1. Dans la littérature on peut voir plusieurs types des techniques de synchronisation, et généralement elles peuvent être classées comme des techniques dans le domaine temporel ou fréquentiel. Certaines techniques qui sont couramment utilisées, sont brièvement mentionnées comme des exemples. La technique la plus utilisée c'est le PLL (phase locked loop) dans le référentiel synchrone [88].

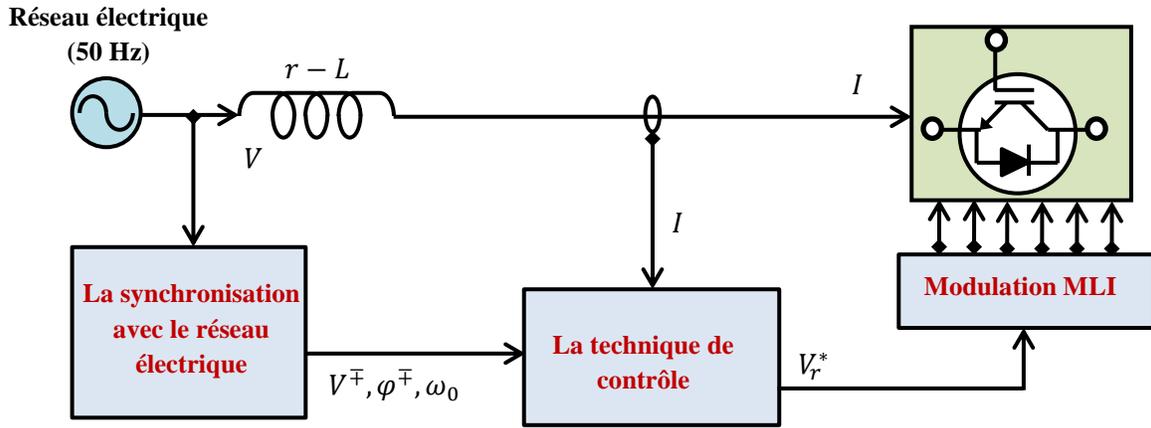


Figure III.1. Schéma synoptique d'un dispositif d'électronique de puissance synchronisé avec le réseau électrique.

En outre, il existe d'autres techniques de synchronisation intéressantes telles que, la détection par le passage à zéro (ZCD) [89], transformée de Fourier discrète (DFT) [90], filtre notch adaptatif (ANF) [91], filtre de Kalman (KF) [92, 93], intégrateur double généralisé d deuxième ordre (DSOGI) [94], filtre multi-variable (STF) [95] et le filtre avec multi-coefficients complexes (MCCF) [96]. Pour évaluer les performances des techniques de synchronisation, nous avons sélectionné trois approches différentes STF, MCCF et KF.

L'étude analytique et l'évaluation de la performance de chacune des techniques sous différentes conditions opératoires (réseau électrique perturbé, variation de fréquence et variation de l'angle de phase) sont réalisées, La modélisation mathématique et la simulation numérique du réseau électrique généralisé et les techniques de synchronisation adoptées seront présentées dans la partie suivante.

III.2.1 Modèle dynamique paramétré d'un réseau électrique triphasé généralisé

On considère que le réseau électrique en général, contient la composante fondamentale et aussi des composantes harmoniques comme perturbation. Le réseau électrique peut être décrit en vue des composants harmoniques de tension comme celui-ci:

$$v_{abc} = [v_a v_b v_c]^T = \sum_{i=1}^m (v_{abc-pi} + v_{abc-ni}) \quad (\text{III. 1})$$

Où :

$$v_{abc-pi} = V_{pi} \begin{bmatrix} \sin(a_i w_0 t + \varphi_{pi}) \\ \sin(a_i w_0 t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_{pi}) \\ \sin(a_i w_0 t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_{pi}) \end{bmatrix}$$

$$v_{abc-ni} = V_{ni} \begin{bmatrix} \sin(a_i w_0 t + \varphi_{ni}) \\ \sin(a_i w_0 t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_{ni}) \\ \sin(a_i w_0 t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_{ni}) \end{bmatrix}$$

Dans l'équation (III.1), V_{pi}, V_{ni} indiquent les amplitudes des séquences positive et négative d'ordre i , l'indice pi et ni représentent les séquences positive et négative de la vecteur de tension v_{abc} respectivement et $a_1 \dots a_m$ représentent les ordres respectifs des composantes harmoniques.

Nous pouvons déduire l'expression du vecteur de tension dans le référentiel stationnaire via une transformation fixe de Clarke comme celui-ci:

$$v_{abc} = [v_\alpha v_\beta]^T = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^m (v_{\alpha-pi} + v_{\alpha-ni}) \\ \sum_{i=1}^m (v_{\beta-pi} + v_{\beta-ni}) \end{bmatrix} \quad (III.2)$$

Où : $v_{\alpha-pi}, v_{\alpha-ni}$ et $v_{\beta-pi}, v_{\beta-ni}$ sont les composants positifs et négatifs d'ordre i du vecteur de tension dans le référentiel stationnaire ($\alpha\beta$).

Les expressions des composantes positive et négative du vecteur de tension peuvent être introduites comme suit [69]

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha-pi} \\ v_{\alpha-ni} \\ v_{\beta-pi} \\ v_{\beta-ni} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{pi} \sin(a_i w_0 t + \varphi_{pi}) \\ V_{ni} \sin(a_i w_0 t + \varphi_{ni}) \\ V_{pi} \cos(a_i w_0 t + \varphi_{pi}) \\ -V_{ni} \cos(a_i w_0 t + \varphi_{ni}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{pi} \sin \vartheta_{pi} \\ V_{ni} \sin \vartheta_{ni} \\ V_{pi} \cos \vartheta_{pi} \\ -V_{ni} \cos \vartheta_{ni} \end{bmatrix} \quad (III.3)$$

En supposant que la fréquence fondamentale du réseau électrique est constante, donc à partir des équations (III.2) et (III.3), on peut déduire un modèle dynamique en dimension de $2m$ comme suit:

$$\begin{cases} \dot{x}_\alpha = Ax_\alpha \\ y_\alpha = Cx_\alpha = v_\alpha \end{cases} \quad (III.4)$$

Où : $x_\alpha = [x_{\alpha,1} \quad x_{\alpha,2} \quad \dots \quad x_{\alpha,2m-1} \quad x_{\alpha,2m}]^T$

$$x_\alpha = \begin{bmatrix} V_{p1} \sin(w_0 t + \varphi_{p1}) + V_{n1} \sin(w_0 t + \varphi_{n1}) \\ V_{p1} \cos(w_0 t + \varphi_{p1}) + V_{n1} \cos(w_0 t + \varphi_{n1}) \\ \vdots \\ V_{pm} \sin(a_m w_0 t + \varphi_{pm}) + V_{nm} \sin(a_m w_0 t + \varphi_{nm}) \\ V_{pm} \cos(a_m w_0 t + \varphi_{pm}) + V_{nm} \cos(a_m w_0 t + \varphi_{nm}) \end{bmatrix}$$

L'équation (III.4) peut être encore simplifiée en tant que:

$$x_\alpha = \begin{bmatrix} V_1 \sin(w_0 t + \varphi_1) \\ V_1 \cos(w_0 t + \varphi_1) \\ \vdots \\ V_m \sin(a_m w_0 t + \varphi_m) \\ V_m \cos(a_m w_0 t + \varphi_m) \end{bmatrix} \quad (III.5)$$

Avec :

$$V_i = \sqrt{(V_{pi} \sin \varphi_{pi} + V_{ni} \sin \varphi_{ni})^2 + (V_{pi} \cos \varphi_{pi} + V_{ni} \cos \varphi_{ni})^2}$$

$$\tan \varphi_i = \frac{V_{pi} \sin \varphi_{pi} + V_{ni} \sin \varphi_{ni}}{V_{pi} \cos \varphi_{pi} + V_{ni} \cos \varphi_{ni}}$$

Et : $i = 1, 2, \dots, 2m - 1, m$

La matrice de transition est:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & a_1 w_0 & \cdots & 0 & 0 \\ -a_1 w_0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & a_m w_0 \\ 0 & 0 & \cdots & -a_m w_0 & 0 \end{bmatrix}_{2m \times 2m} \quad (III.6)$$

La matrice de sortie est définie comme:

$$C = [1 \ 0 \ \cdots \ 1 \ 0]_{1 \times 2m} \quad (III.7)$$

De même, nous pouvons faire la même modélisation avec la composante v_β , et on peut noter que le même système dynamique est trouvé.

Le rang de la matrice est calculé comme suit:

$$\text{Rang} [C \ CA \ \cdots \ CA^{2m-1}] = 2m \quad (III.8)$$

Ainsi, le système dynamique décrit par la formule (III.4) est observable [69], et peut être utilisé pour identifier les composantes fondamentale et harmonique de la tension du réseau électrique.

III.2.2 Filtre multi-variable (STF)

Le filtre STF est principalement dédié à l'extraction de la composante vectorielle fondamentale $\hat{X}_{\alpha\beta}$ d'une entrée $X_{\alpha\beta}$ polluée par des harmoniques, dans le référentiel stationnaire $(\alpha\beta)$. Il convient de noter que $X_{\alpha\beta}$ peut-être soit un signal de tension ou de courant. La composante fondamentale extraite d'un signal de tension est à des fins de synchronisation, tandis que la composante fondamentale extraite d'un signal de courant sert à s'intégrer dans un circuit de contrôle. La figure III.2 montre la structure d'un filtre STF typique, qui est fonctionné selon la formule exprimée dans le domaine fréquentiel comme ceci:

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_{\alpha}(s) \\ \hat{X}_{\beta}(s) \end{bmatrix} = \frac{K_{STF}}{s} \begin{bmatrix} X_{\alpha}(s) - \hat{X}_{\alpha}(s) \\ X_{\beta}(s) - \hat{X}_{\beta}(s) \end{bmatrix} + \frac{\hat{\omega}_0}{s} \begin{bmatrix} -\hat{X}_{\beta}(s) \\ \hat{X}_{\alpha}(s) \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

K_{STF} est un gain positif et $\hat{\omega}_0$ est la pulsation du réseau électrique estimée.

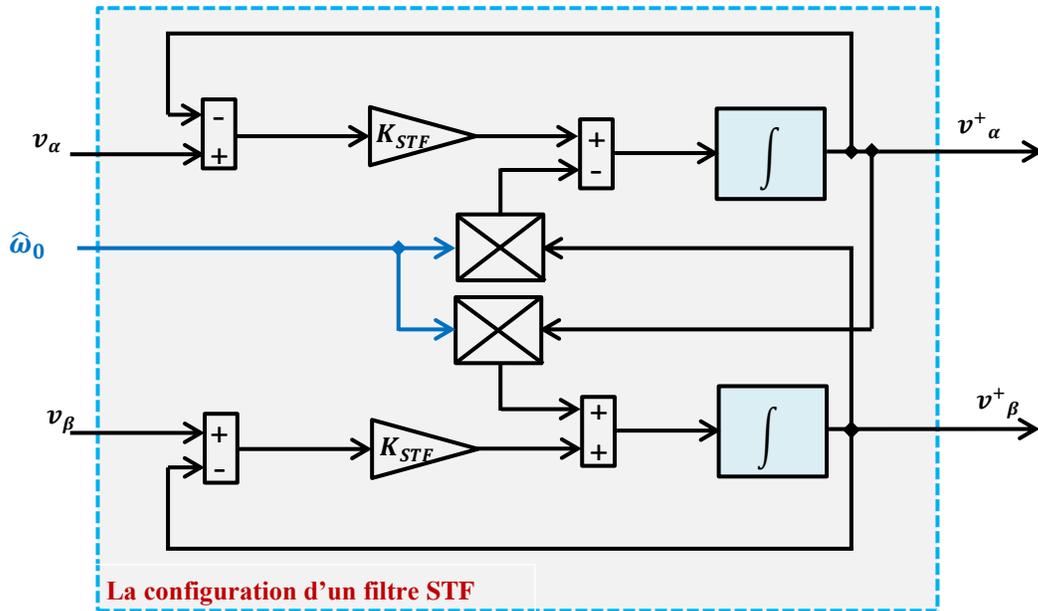


Figure III.2. Schéma synoptique du filtre STF [95].

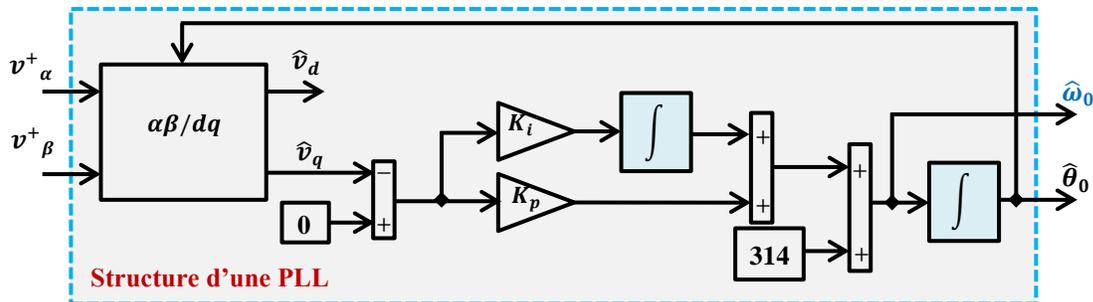


Figure III.3. Schéma synoptique de la PLL [94].

Le filtre STF doit être sensible à la variation de la fréquence du réseau électrique, pour cela la pulsation $\hat{\omega}_0$ est identifiée à partir d'une PLL comme le montre la figure III.3.

➤ **Les résultats de simulation**

La simulation numérique est réalisée pour un système électrique triphasé (70 V, 50 Hz) sous trois conditions distinctes:

- ☞ **Condition 1** : Un réseau électrique perturbé.
 - ✓ l'atténuation de la phase (a) de 25 %,
 - ✓ la superposition de la séquence négative de l'harmonique d'ordre 5 et la séquence positive de l'harmonique d'ordre 7 avec une amplitude de 10 % de fondamental, sur la séquence positive fondamentale du système triphasé.

☞ **Condition 2** : La variation de la fréquence du réseau électrique ($f=50\sim 55$ Hz).

☞ **Condition 3** : La variation de l'angle de phase de 30° en avance.

Remarque : Les conditions sont examinées séparément durant l'intervalle temporel [0.2s-0.3s].

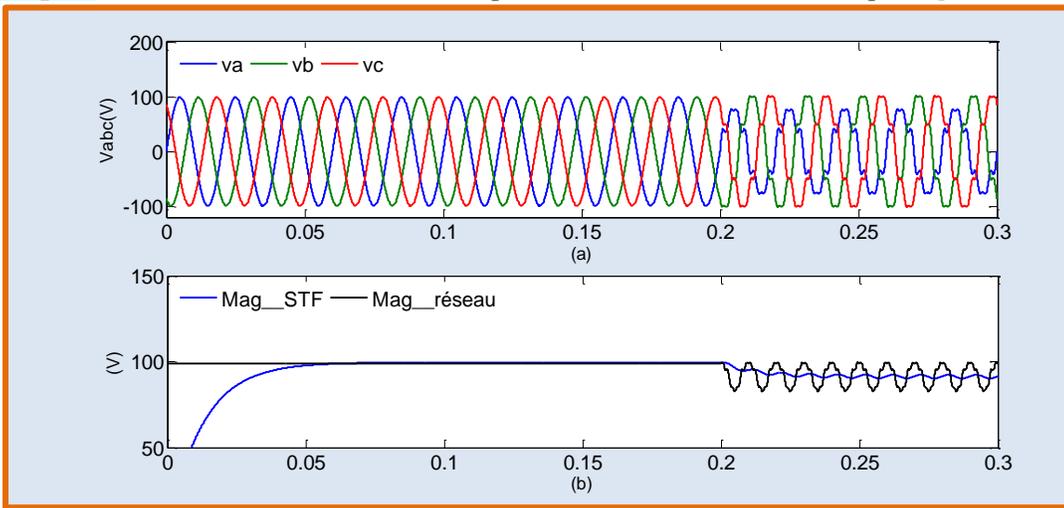


Figure III.4. Performance du filtre STF sous un réseau électrique perturbé (a) tensions du réseau électrique (V) (b) amplitude de la tension fondamentale extraite par le filtre STF.

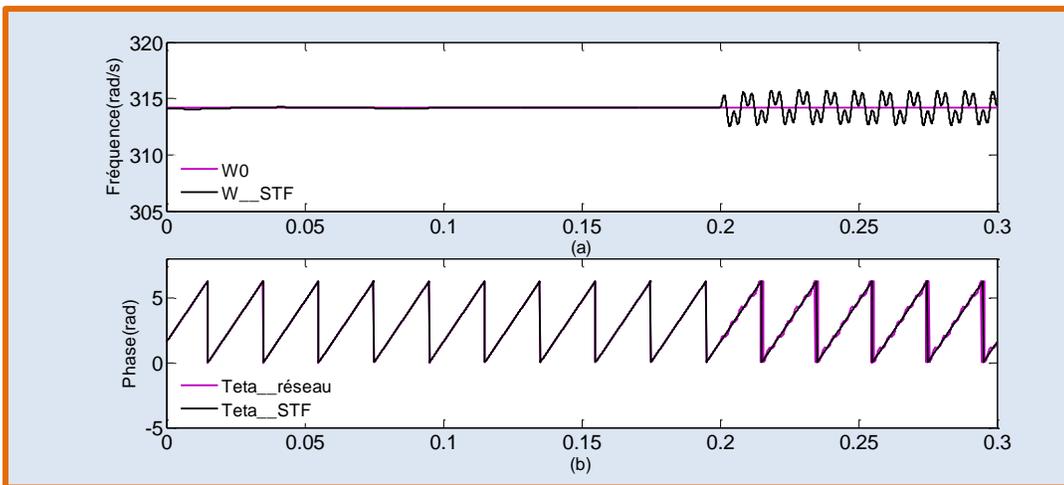


Figure III.5. Performance du filtre STF sous un réseau électrique perturbé (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre STF (b) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre STF.

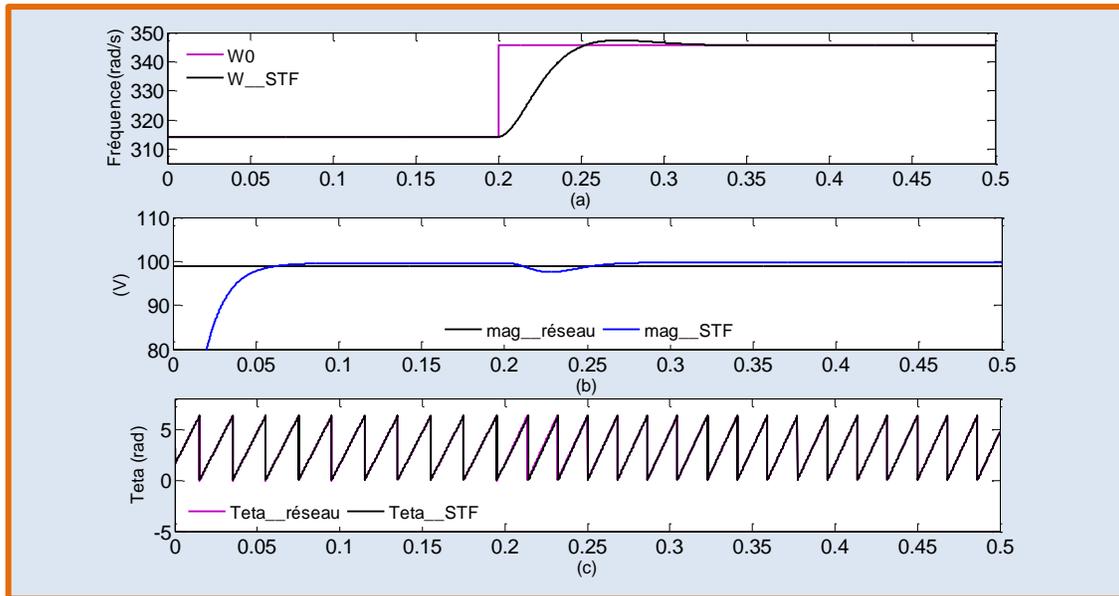


Figure III.6. Performance du filtre STF pour une variation de fréquence (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre STF (b) amplitude de la tension fondamentale extraite par le filtre STF (c) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre STF.

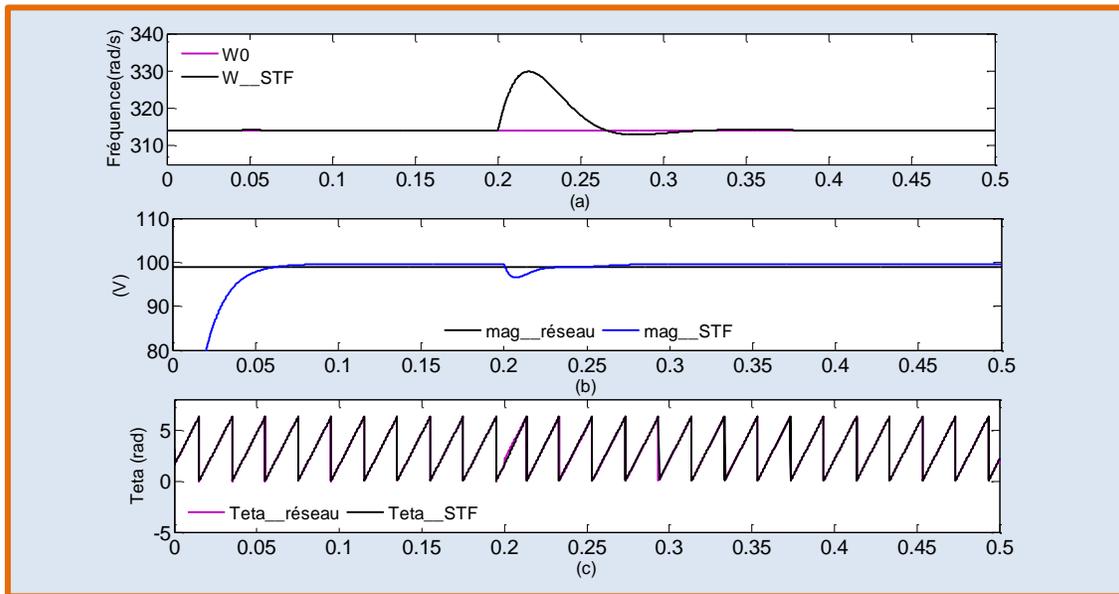


Figure III.7. Performance du filtre STF pour une variation d'angle de phase (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre STF (b) amplitude de la tension fondamentale extraite par le filtre STF (c) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre STF.

III.2.3 Filtre de Kalman

L'application du filtre Kalman est envisagée afin d'introduire une meilleure performance d'extraction des différentes composantes harmoniques incluses dans le signal de tension du réseau électrique. Par conséquent, l'implémentation du filtre Kalman est effectuée en utilisant le modèle dynamique exprimé par la formule (III.4). Ce dernier introduit la représentation dynamique paramétrée d'un réseau électrique triphasé et s'écrit:

$$\begin{cases} \hat{\hat{x}}_j = A\hat{\hat{x}}_j \\ y_j = C\hat{\hat{x}}_j = v_j \end{cases} \quad (\text{III. 10})$$

Où : $j = \{\alpha, \beta\}$

De manière similaire que le filtre STF, il a été considéré que le réseau électrique concerné est déséquilibré (l'atténuation de la phase (a) de 25 %) et pollué (la présence de la séquence négative de l'harmonique d'ordre 5 et de la séquence positive de l'harmonique d'ordre 7 de 10 %). Par conséquent, la matrice de transition A et le vecteur d'états peuvent s'exprimer d'une manière simplifiée comme suit:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & a_1 w_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_1 w_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_5 w_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -a_5 w_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_7 w_0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -a_7 w_0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 11})$$

$$\hat{\hat{x}}_j = [\hat{\hat{x}}_{j,1} \ \hat{\hat{x}}_{j,2} \ \hat{\hat{x}}_{j,3} \ \hat{\hat{x}}_{j,4} \ \hat{\hat{x}}_{j,5} \ \hat{\hat{x}}_{j,6}]^T \quad (\text{III. 12})$$

D'après l'équation (III.7) et en tant que le nombre des composantes harmoniques dans notre cas est $m=3$, alors la matrice de sortie est définie comme:

$$C = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0] \quad (\text{III. 12})$$

Etant donné que le modèle mathématique décrit par l'équation (III.10) est linéaire, les étapes d'exécution du filtre de Kalman sont effectuées de la même manière que celles présentées dans le chapitre précédent (§I.5.2.1).

Les relations entre les séquences positives et négatives des différentes composantes harmoniques estimées et les signaux générés par le filtre de Kalman sont présentées à la figure III.18 et définies par les équations suivantes (III.13-III.18):

$$\begin{cases} \hat{v}_{\alpha,1}^+ = \frac{\hat{\hat{x}}_{\alpha,1} + \hat{\hat{x}}_{\beta,2}}{2} \\ \hat{v}_{\alpha,1}^- = \frac{\hat{\hat{x}}_{\alpha,1} - \hat{\hat{x}}_{\beta,2}}{2} \end{cases} \quad (\text{III. 13})$$

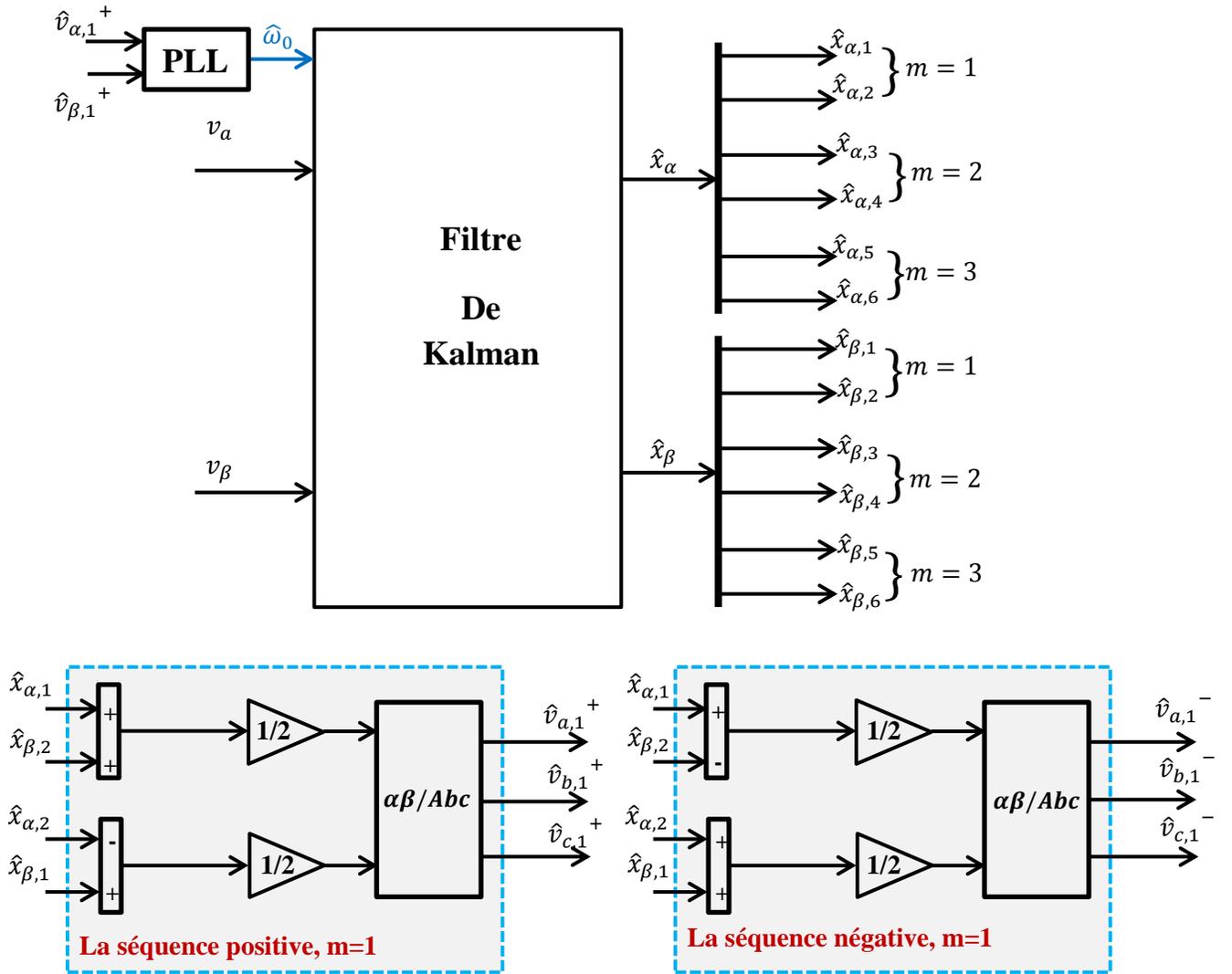


Figure III.8. Schéma synoptique d'extraction des composantes harmoniques de la tension du réseau électrique par un filtre de Kalman linéaire.

$$\begin{cases} \hat{v}_{\beta,1}^+ = \frac{-\hat{x}_{\alpha,2} + \hat{x}_{\beta,1}}{2} \\ \hat{v}_{\beta,1}^- = \frac{\hat{x}_{\alpha,2} + \hat{x}_{\beta,1}}{2} \end{cases} \quad (\text{III. 14})$$

$$\begin{cases} \hat{v}_{\alpha,5}^+ = \frac{\hat{x}_{\alpha,3} + \hat{x}_{\beta,4}}{2} \\ \hat{v}_{\alpha,5}^- = \frac{\hat{x}_{\alpha,3} - \hat{x}_{\beta,4}}{2} \end{cases} \quad (\text{III. 15})$$

$$\begin{cases} \hat{v}_{\beta,5}^+ = \frac{-\hat{x}_{\alpha,4} + \hat{x}_{\beta,3}}{2} \\ \hat{v}_{\beta,5}^- = \frac{\hat{x}_{\alpha,4} + \hat{x}_{\beta,3}}{2} \end{cases} \quad (\text{III. 16})$$

$$\begin{cases} \hat{v}_{\alpha,7}^+ = \frac{\hat{x}_{\alpha,5} + \hat{x}_{\beta,6}}{2} \\ \hat{v}_{\alpha,7}^- = \frac{\hat{x}_{\alpha,5} - \hat{x}_{\beta,6}}{2} \end{cases} \quad (\text{III. 17})$$

$$\begin{cases} \hat{v}_{\beta,7}^+ = \frac{-\hat{x}_{\alpha,6} + \hat{x}_{\beta,5}}{2} \\ \hat{v}_{\beta,7}^- = \frac{\hat{x}_{\alpha,6} + \hat{x}_{\beta,5}}{2} \end{cases} \quad (\text{III. 18})$$

➤ **Les résultats de simulation**

Les performances du filtre de Kalman sont évaluées dans les mêmes conditions que celles présentées au paragraphe précédent (§III.2.2).

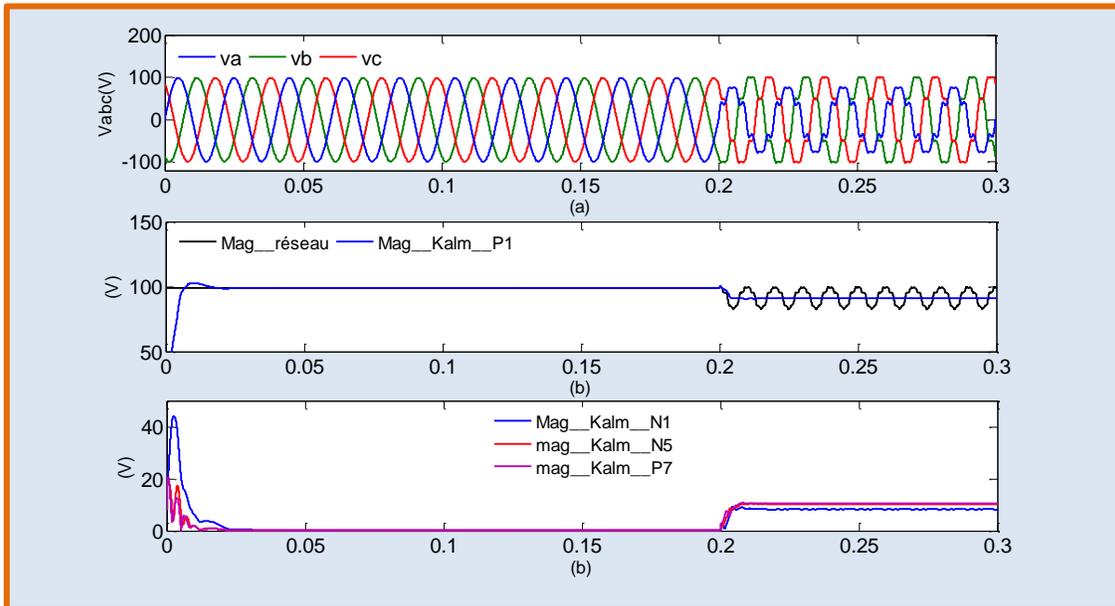


Figure III.9. Performance du filtre de Kalman sous un réseau électrique perturbé (a) tensions du réseau électrique (V) (b) amplitude de la séquence positive (P1) extraite par le filtre de Kalman (c) amplitudes de la séquence négative fondamentale (N1) et les harmoniques d'ordre 5 (N5) et 7 (P7) (V).

La figure III.9 montre la performance du filtre de Kalman sous un réseau électrique perturbé. L'identification des différentes séquences des composantes harmoniques (P1, N1, N5, P7) est effectuée de façon satisfaisante en termes de rapidité et fiabilité. La figure III.10 présente la pulsation du réseau et l'angle de phase, estimés.

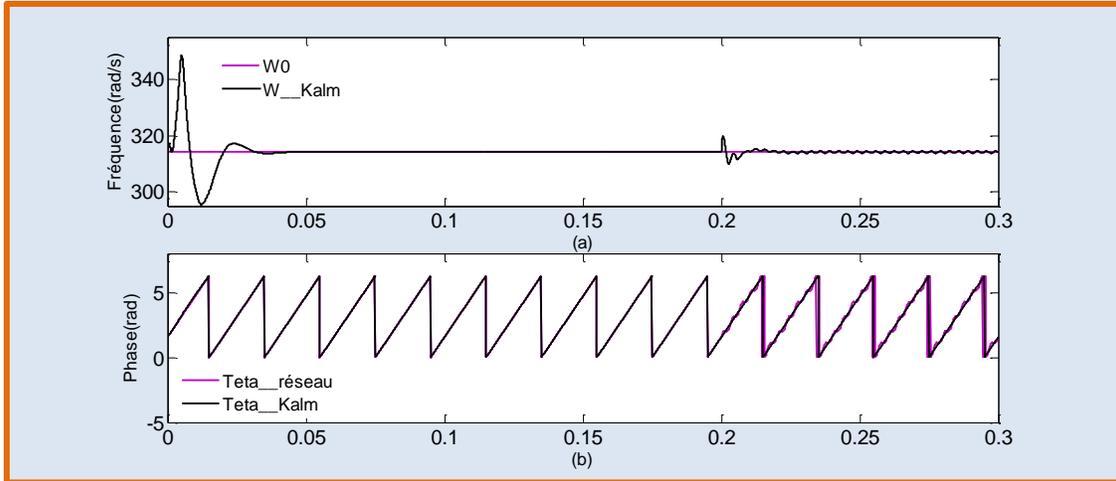


Figure III.10. Performance du filtre de Kalman sous un réseau électrique perturbé (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre de Kalman (rad/s) (b) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre de Kalman (rad).

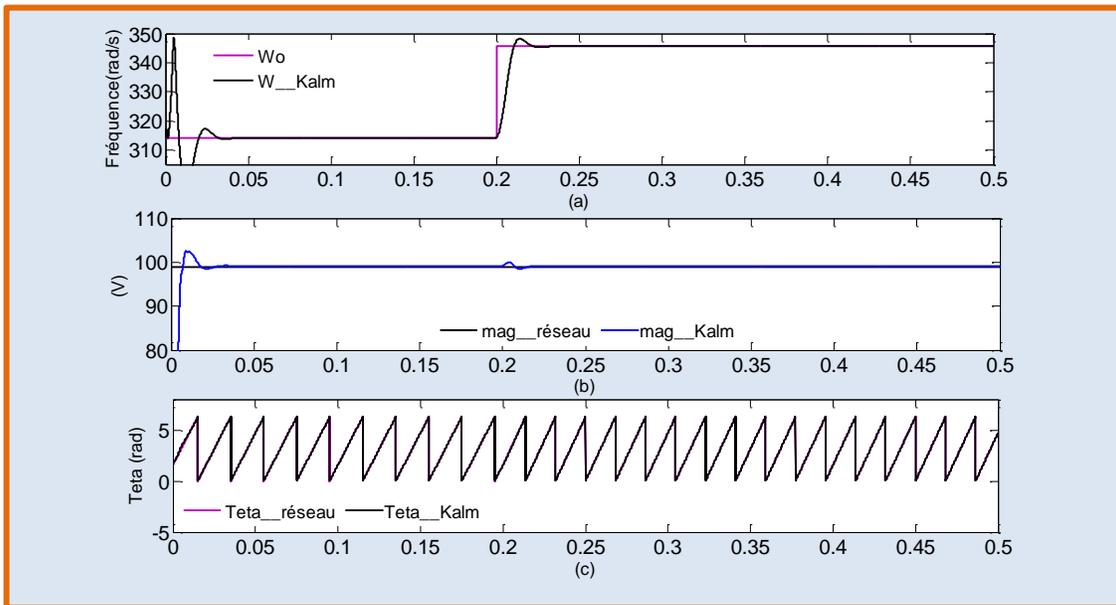


Figure III.11. Performance du filtre de Kalman pour une variation de fréquence (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre de Kalman (rad/s) (b) amplitude de la tension fondamentale extraite par le filtre de Kalman (V) (c) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre de Kalman (rad).

La figure III.11 expose le comportement du filtre de Kalman en face d'une variation brusque de la fréquence (50-55 Hz). La pulsation estimée converge rapidement vers la pulsation réelle avec moins d'effet sur le mécanisme d'extraction des composantes fondamentale et harmonique.

La figure III.12 montre la réaction dynamique du filtre de Kalman contre la variation de l'angle de phase. On peut noter que la variation d'angle de phase conduit à une perturbation transitoire à l'amplitude du vecteur de la séquence positive et à la fréquence estimée.

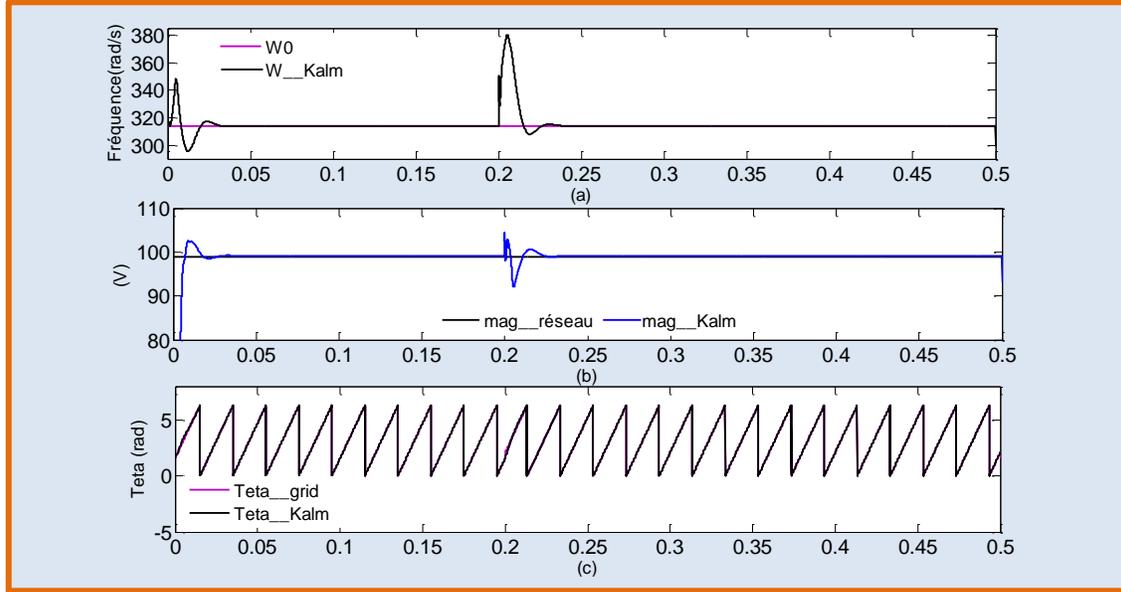


Figure III.12. Performance du filtre de Kalman pour une variation de l'angle de phase (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre de Kalman (rad/s) (b) amplitude de la séquence positive fondamentale extraite par le filtre de Kalman. (c) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre de Kalman (rad).

III.2.4 Filtre avec multi-coefficients complexes (MCCF) [96]

Un filtre MCCF avec une sélectivité idéale de la fréquence et de polarité devrait non seulement maintenir un gain unitaire et un déphasage nul à la fréquence désirée et une atténuation efficace à d'autres fréquences, mais également il faut introduire une réponse rapide et une erreur statique minimale au cours de l'extraction du signal. Le filtre MCCF peut être représenté par une fonction de transfert du premier ordre comme celle-ci:

$$\begin{cases} F^+_{MCCF} = \frac{\omega_c}{s - jn\hat{\omega}_0 + \omega_c} \\ F^-_{MCCF} = \frac{\omega_c}{s + jn\hat{\omega}_0 + \omega_c} \end{cases} \quad (III.19)$$

Où : +,- dénotent les séquences positive et négative de l'harmonique d'ordre n .

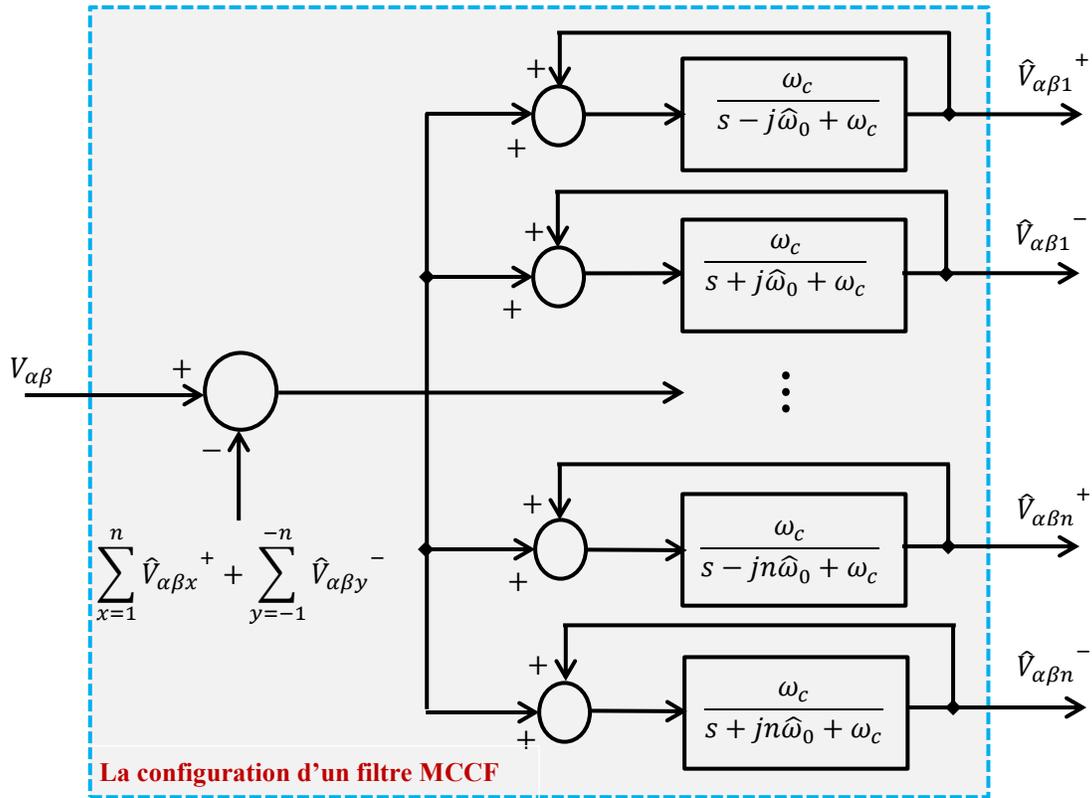
$\hat{\omega}_0$: La fréquence fondamentale estimée par une PLL, pour un réseau électrique idéal il est à peu près égale à 314 rad/s. La fréquence de coupure ω_c est fixée à 222 rad/s, qui est un rapport d'amortissement optimal de $0,707\omega_0$.

D'après le diagramme de Bode dans la figure III.13, on peut observer que le filtre peut extraire la composante de fréquence fondamentale ($\omega_0 = 2\pi.f$) avec un gain unitaire (0 dB) et un déphasage nul.

Par un réglage approprié du filtre MCCF, il est possible d'extraire les différentes composantes harmoniques incluses dans le signal de tension du réseau électrique. La figure III.14 montre la structure généralisée d'un filtre MCCF.



Figure III.13. Diagramme de Bode du filtre MCCF pour la pulsation fondamentale ($\omega_0 = 2\pi \cdot f$ rad/s).



(a)

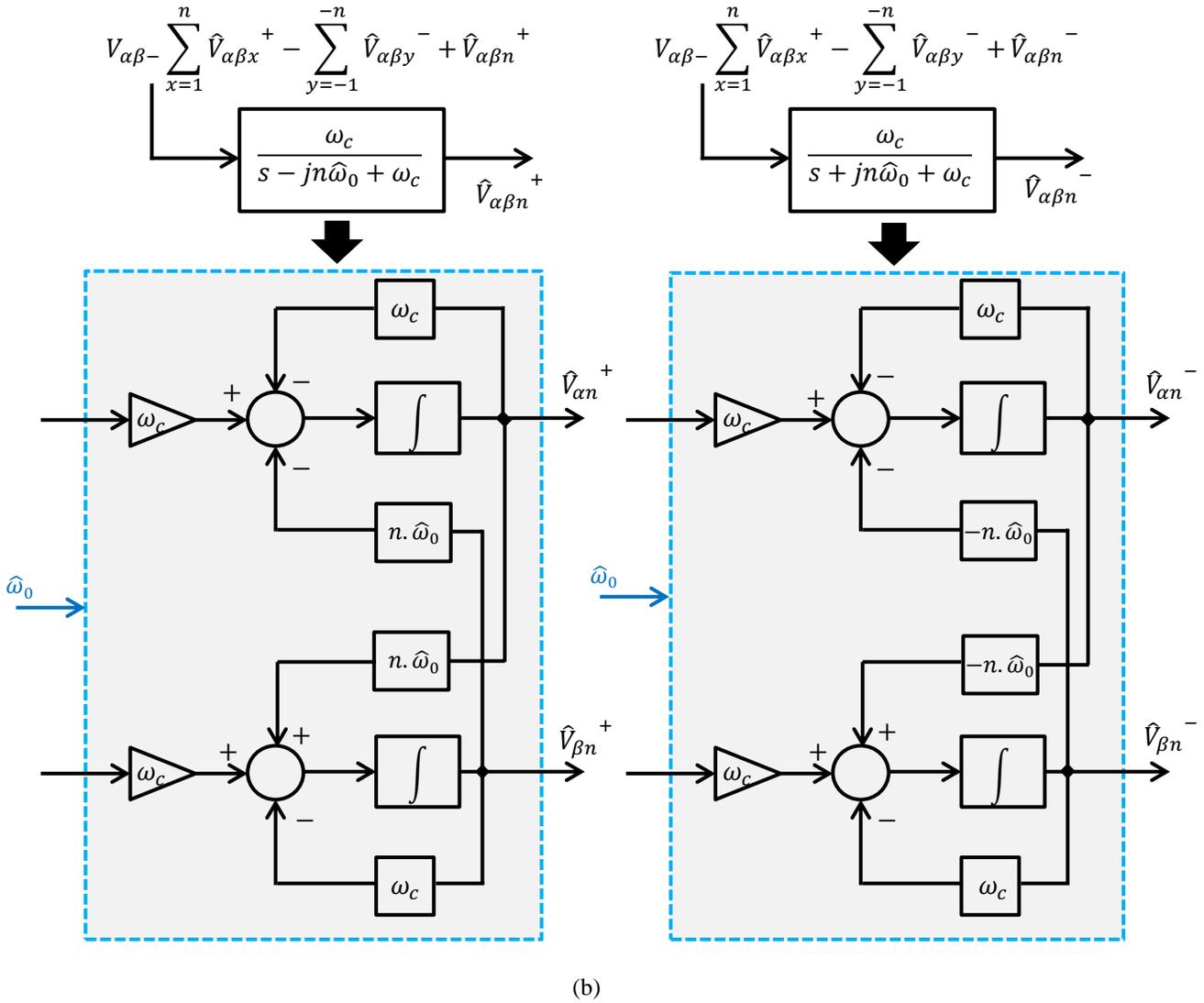


Figure III.14. Filtre MCCF (a) schéma synoptique généralisé (b) schéma synoptique détaillé.

➤ **Les résultats de simulation :**

D'une manière similaire à celle des techniques précédentes, la performance statique et dynamique du filtre MCCF sont testées dans trois conditions : réseau électrique perturbé, variation de fréquence et variation de l'angle de phase.

La figure III.15 illustre le résultat de simulation du filtre MCCF pour un réseau électrique perturbé. On peut constater que l'identification de la composante fondamentale n'est pas affectée par la condition perturbée du réseau électrique et se fait de manière rapide et stable. La figure III.16 montre que le filtre MCCF peut maintenir la fréquence estimée avec une perturbation minimale. La caractéristique de suivi de la fréquence est illustrée par la figure III.17. Ainsi,

l'impact de la variation de l'angle de phase est parfaitement pris en charge par le filtre MCCF comme le montre la figure III.18.

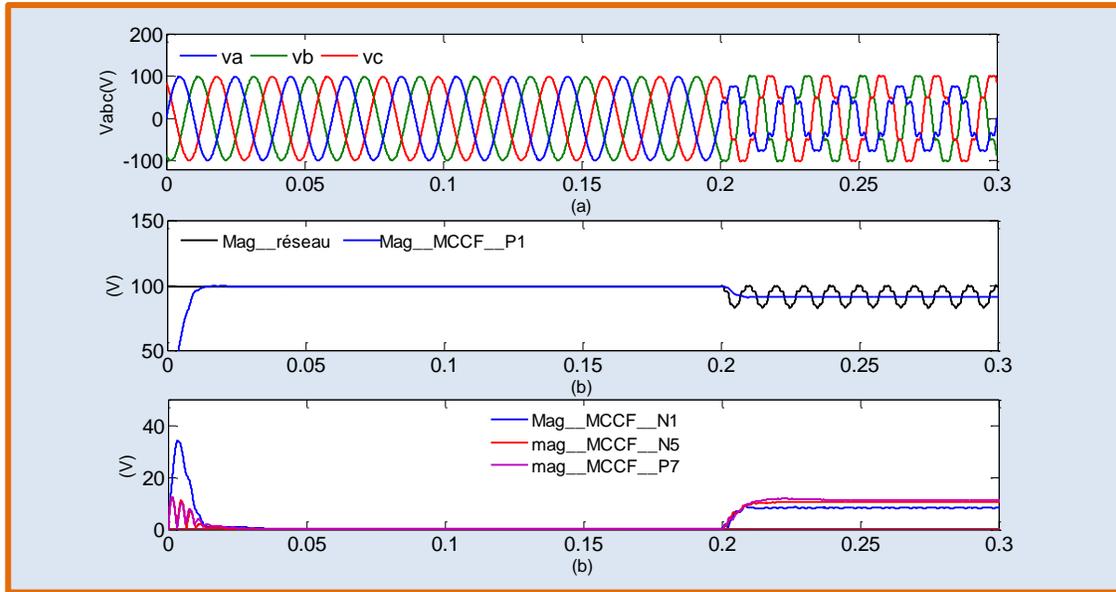


Figure III.15. Performance du filtre MCCF sous un réseau électrique perturbé (a) tensions du réseau électrique (V) (b) amplitude de la séquence positive fondamentale (P1) extraite par le filtre MCCF (c) amplitudes de la séquence négative fondamentale (N1) et les harmoniques d'ordres 5 (N5) et 7 (P7) (V).

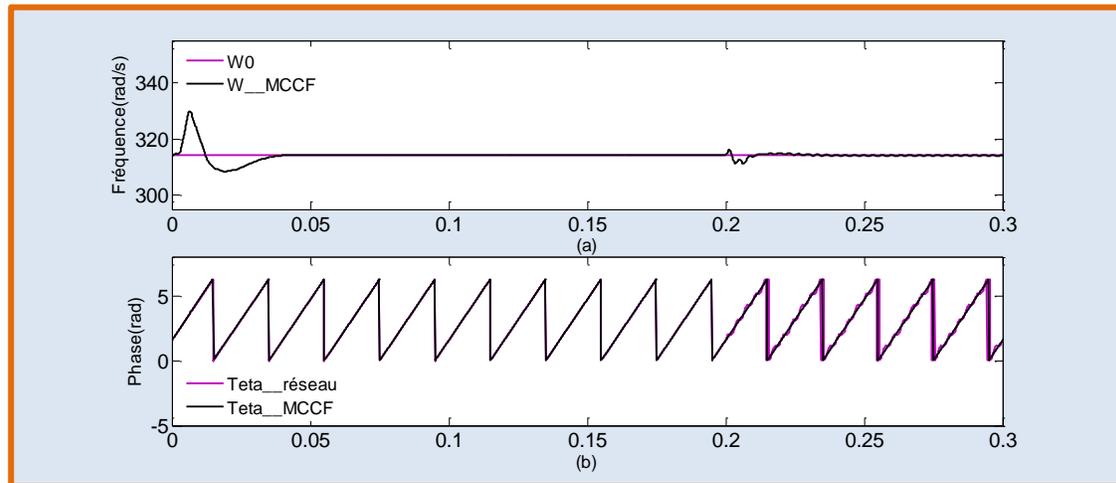


Figure III.16. Performance du filtre MCCF sous un réseau électrique perturbé (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre MCCF (rad/s) (b) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre MCCF (rad).

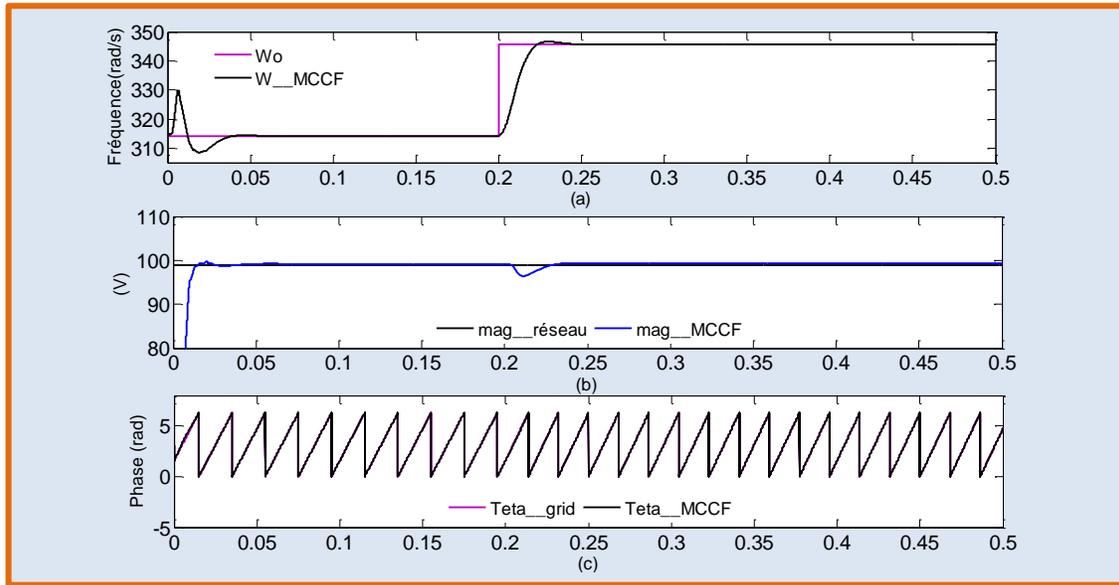


Figure III.17. Performance du filtre MCCF pour une variation de fréquence (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre MCCF (rad/s) (b) amplitude de la tension fondamentale extraite par le filtre MCCF (c) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre MCCF.

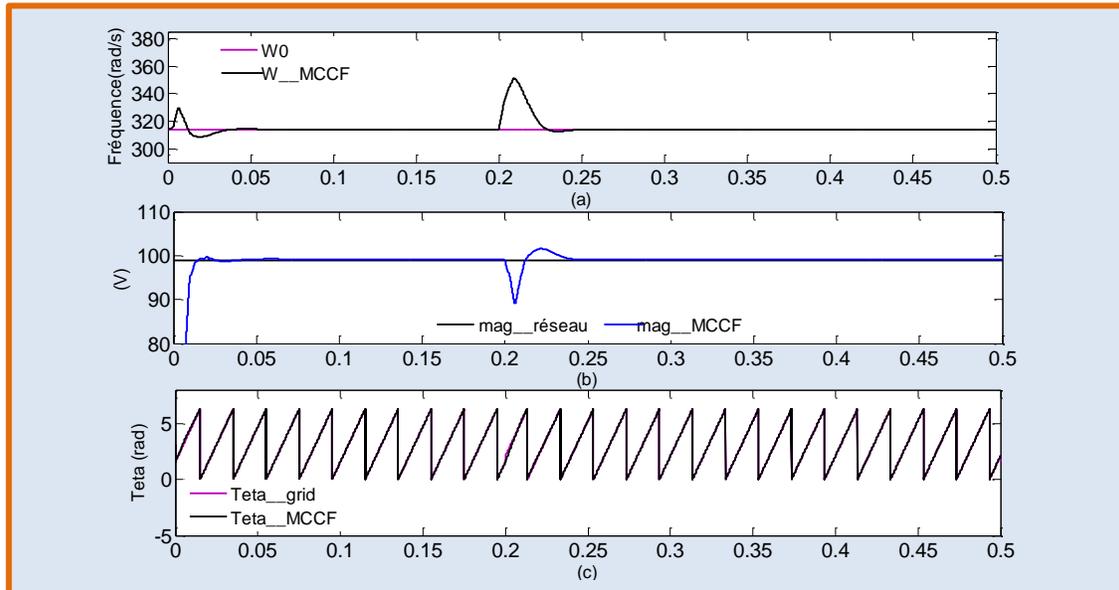


Figure III.18. Performance du filtre MCCF pour une variation de l'angle de phase (a) pulsation du réseau électrique par rapport à la pulsation estimée par le filtre MCCF (rad/s) (b) amplitude de la séquence positive fondamentale extraite par le filtre MCCF (c) position angulaire du réseau mesurée et estimée par le filtre MCCF.

III.2.5 Etude comparative

Plusieurs tests ont été effectués en élaborant la réponse dynamique sous des conditions diverses concernant la tension source telles que: la perturbation du réseau électrique, la variation de fréquence (50~ 55 Hz) et la variation de l'angle de phase (30°).

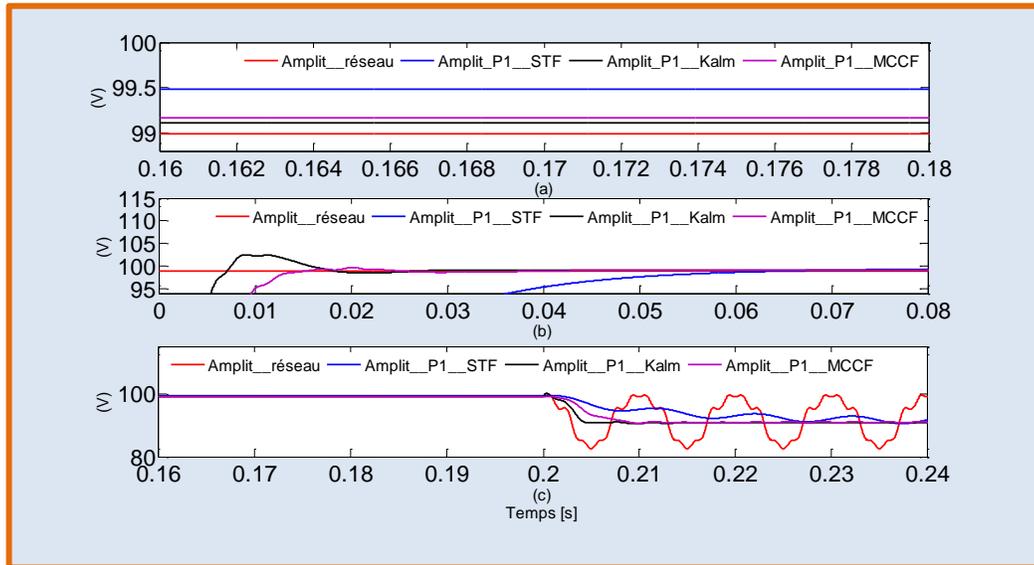
Le filtre STF

- ☞ La détection instantanée de l'angle de phase de la tension d'alimentation au démarrage.
- ☞ La qualité du signal filtré et le temps de réponse sont dépendus à la valeur du gain K_{STF} , un gain maximal conduit à un temps de réponse rapide mais avec une moindre qualité du signal filtré et vice-versa [97]. Par conséquent, le gain K_{STF} est choisi d'une manière qu'il y ait un compromis entre la rapidité du filtre et la qualité du signal extrait (dans notre cas on met $K_{STF}=40$).
- ☞ Il a été noté qu'il existe une erreur statique minimale d'extraction de la composante fondamentale d'environ 0.51 % (voir figure III.16), mais comparativement aux autres méthodes, elle est considérée comme la plus importante d'entre elles.
- ☞ Durant la condition perturbée du réseau électrique, la sensibilité contre la variation d'amplitude de la composante fondamentale est satisfaisante, mais le rejet total de la perturbation n'est pas établi, où l'on observe une ondulation minimale autour de la valeur réelle (2%).
- ☞ Le mécanisme de STF est sensible à la variation de fréquence et de l'angle de phase avec un temps de réponse admissible (2 périodes) et un dépassement minimal (1-2 %).
- ☞ En termes de charge de calcul en temps réel, le filtre STF est considéré le plus simple avec moins d'efforts de calcul.

Le filtre Kalman

- ☞ La détection de l'angle de phase de la tension d'alimentation est effectuée de bonne manière, avec un retard minimal d'environ 1.5 périodes.
- ☞ L'erreur statique d'extraction de la composante fondamentale est d'environ 0.11 % (voir figure III.16), et elle est considérée le plus performant par rapport aux autres méthodes dans ce sens.
- ☞ La rejection de perturbation sous un réseau électrique perturbé est bien assurée pour les différentes composantes extraites fondamentale et harmonique.
- ☞ La variation brusque de fréquence provoque des états transitoires avec un dépassement maximal inférieur à 2-3 % de l'amplitude de la séquence positive fondamentale estimée.
- ☞ La variation brusque de l'angle de phase crée des états transitoires avec un dépassement maximal inférieur à 7-8 % de l'amplitude de la séquence positive fondamentale estimée.

- ☞ En termes de charge de calcul en temps réel, le filtre de Kalman est considéré comme le plus compliqué avec un effort de calcul maximal.



Le filtre MCCF

- ☞ L'identification de l'angle de phase de la tension d'alimentation est effectuée rapidement pendant 1.5 périodes de temps.
- ☞ L'erreur statique d'extraction de la composante fondamentale est d'environ 0.18 % (voir figure III.16), et elle est considérée modérée par rapport aux autres méthodes étudiées.
- ☞ La rejection de perturbation sous un réseau électrique perturbé est bien assurée pour les différentes composantes extraites fondamentales et harmoniques.
- ☞ La variation brusque de fréquence engendre des états transitoires limités avec un dépassement maximal inférieur à 1-2 % de l'amplitude de la séquence positive fondamentale estimée.
- ☞ La variation brusque de l'angle de phase conduit à des états transitoires avec un dépassement maximal inférieur à 7-8 % de l'amplitude de la séquence positive fondamentale estimée.
- ☞ En termes de charge de calcul en temps réel, le filtre MCCF est considéré comme moyen avec un effort de calcul raisonnable.

Finalement, à la lumière de ce qui a été mentionné au dessus, on peut conclure que le filtre STF est généralement caractérisé par de faibles performances en termes de rapidité et de robustesse. En revanche, le filtre Kalman et MCCF introduisent une performance proche avec une petite supériorité pour le filtre Kalman. Par conséquent, pour des applications en temps réel avec des efforts logiciels limités, il est préférable d'utiliser le filtre MCCF pour garantir des performances

élevées avec moins de charge de calcul. Par contre, en cas des études de simulation numérique, le filtre de Kalman peut introduire la bonne performance désirée.

Tableau III.1. Comparaison de la performance de différentes techniques de synchronisation.

	Le temps de réponse D'extraction du fondamentale (ms)		Erreur statique $ \Delta V $ (%)	L'ondulation de l'amplitude $\Delta \hat{V}$ Estimée (%)		Charge de calcul
	Au démarrage	Régime dynamique		Réseau idéal	Réseau perturbé	
	Filtre STF	60		40	0.51	
Filtre de Kalman	35	5	0.11	0	0.14	élevée
Filtre MCCF	40	10	0.18	0	0.14	moyenne

III.3 Description et modélisations d'un système de filtrage actif de puissance parallèle

III.3.1 Notion générale

Les notions de base du fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle ont été exposées dans la littérature depuis le début des années 1970 [98]. La première configuration du filtre actif parallèle était basée sur des onduleurs à transistors de puissance contrôlés par la commande MLI en 1976 par [99]. Pour certaines raisons de limitation technologique, la conception de ce type de système pour des applications industrielles était difficile à ce moment-là. Ce défi technologique sera franchi, en 1977, par l'apparition du premier prototype de filtre actif parallèle à base de thyristors à commutation naturelle pour la compensation de courant harmonique. Cependant, cette solution par la suite a posé un problème sérieux, lequel est l'excitation des composantes harmoniques perturbatrices autour de la fréquence de commutation au réseau.

Dès le début des années 1980, un développement remarquable dans le domaine des semi-conducteurs a conduit à développer de nouveaux composants d'électronique de puissance caractérisés par une fréquence opérationnelle élevée et une adaptabilité aux systèmes de haute puissance. Bénéficiant de ces progrès, et de l'émergence des interrupteurs de puissance du type GTO et IGBT, de nombreux onduleurs de puissance, commandés en MLI, ont pu être conçus en vue de répondre aux contraintes industrielles de la conception des filtres actifs parallèles.

Les avantages les plus importants de ces filtres actifs de puissance [100], par rapport aux filtres passifs sont les suivants [101]:

- ☞ Le volume physique du filtre est plus réduit.

- ☞ La capacité de filtrage est supérieure.
- ☞ La flexibilité et l'adaptabilité sont très supérieures.

Pourtant, ils ont également quelques inconvénients:

- ☞ Leur coût élevé a limité leur implantation dans l'industrie.
- ☞ Les pertes sont plus élevées.

III.3.2 Circuit de puissance d'un filtre actif parallèle

Le système incorporant un filtre actif de puissance shunt est représenté sur la figure.III.20. Il comprend principalement une alimentation en tension alternative triphasée avec une impédance de ligne Z_s alimentant une charge équilibrée non linéaire (redresseur triphasé non contrôlé débité une charge capacitive) et un onduleur, source tension, triphasé à deux niveaux à six interrupteurs IGBT. L'onduleur est connecté en parallèle avec un circuit de stockage d'énergie (condensateur C), et il est raccordé au point de raccordement commun (PCC) via l'impédance de la sortie Z_c . L'onduleur de tension contient trois branches (a, b, c) avec deux interrupteurs dans chacune. L'état de commutation S_x dans la $x^{\text{ième}}$ branche a deux états possibles, $S_x = 1$ (interrupteur fermé) ou $S_x = 0$ (interrupteur ouvert).

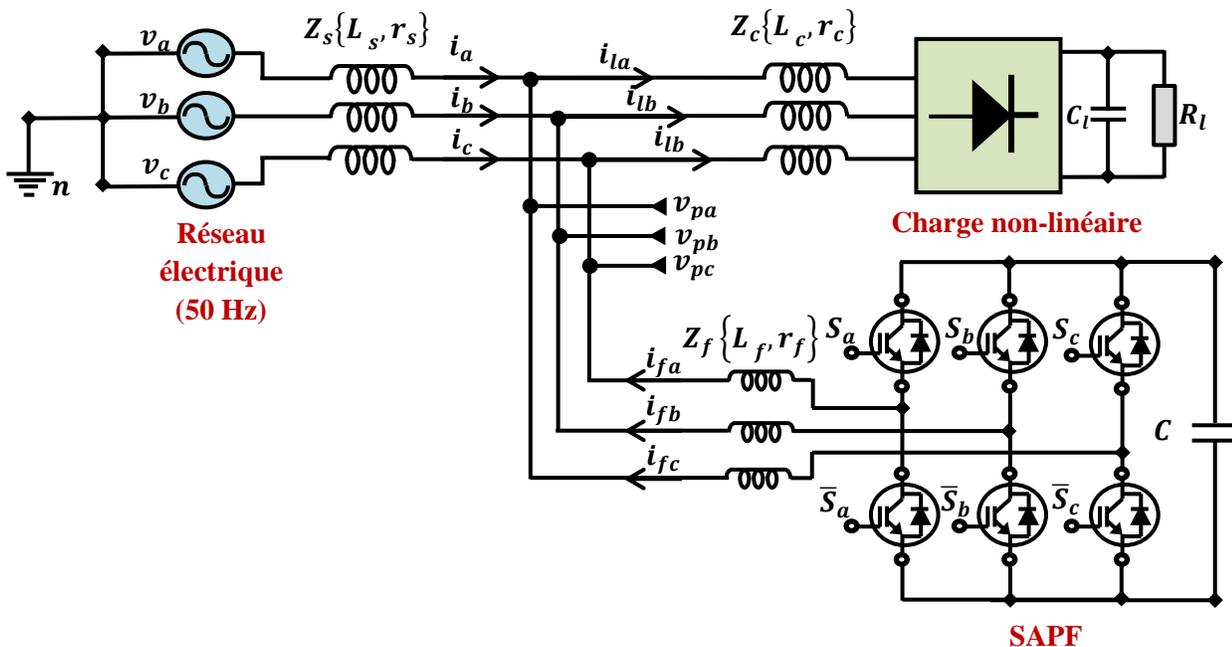


Figure.III.20. Circuit de puissance d'un filtre actif de puissance parallèle.

III.3.3 Modélisation mathématique

Les équations dynamiques du système peuvent s'écrire comme suit:

$$L_f \frac{dI_f}{dt} = V_p - r_f i_f - v_{dc} U_i - v_n \quad (\text{III. 20})$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{fa} u_a + i_{fb} u_b + i_{fc} u_c \quad (\text{III. 21})$$

$$v_n = \frac{v_{dc}}{3} (u_a + u_b + u_c) \quad (\text{III. 22})$$

Où: v_n est la tension au point neutre, $I_f = [i_{fa} \ i_{fb} \ i_{fc}]^T$ c'est le vecteur du courant de filtre, $V_p = [v_{pa} \ v_{pb} \ v_{pc}]^T$ c'est le vecteur tension au point PCC, $U_i = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ représente les signaux de contrôle avec $u_{a,b,c} \in \{-2/3 \sim +2/3\}$, v_{dc} c'est la tension aux bornes du condensateur.

III.4 Contrôle du filtre actif parallèle par la commande DPC

L'application de la commande DPC pour un système de filtrage actif de puissance parallèle est proposée premièrement par Chaoui et al dans [102] et Chen et Joos dans [103]. Ces travaux, ont été exploités la commande DPC de deux manières différentes. Dans [102], l'auteur a pris la même structure classique de contrôle que dans [23], de sorte que les puissances active et réactive côté réseau ont été retenues comme des variables à contrôler. Par contre, dans [103], l'auteur a considéré les puissances, active et réactive injectées par le filtre actif comme des variables à contrôler, et en plus de cela, il a également introduit une table de commutation améliorée. Outre, quelques années plus tard, une commande DPC modifiée est proposée dans [104], à appliquer à un filtre actif de puissance parallèle, adaptée aux conditions perturbées du réseau électrique. La nouveauté apportée par ce dernier par rapport à [103] est l'intégration d'un filtre multi-variable au lieu d'un filtre passe-bas. De même, les auteurs dans [105] présentent la configuration classique de la DPC comme dans [102], mais il était intégré dans un système multifonctionnel qui combine un système de génération photovoltaïque avec un filtre actif de puissance.

III.4.1 Performance de la commande DPC sous un réseau électrique généralisé

III.4.1.1 Commande DPC classique

Le principe de la commande DPC classique est déjà présenté dans le chapitre précédent (§II.2.1). L'intégration de la commande DPC classique dans le circuit de contrôle d'un filtre actif parallèle est montrée dans la figure III.21. Cette structure est proposée premièrement dans la littérature par [102]. De manière différente que la configuration classique d'un circuit de contrôle d'un filtre actif parallèle, utilisant couramment des techniques d'identification des courants harmoniques basées sur la théorie PQ [106], la commande DPC contrôle l'écoulement de puissance côté réseau, de sorte que peut imposer à l'onduleur du filtre actif de compenser les composantes harmonique et réactive absorbées par la charge non-linéaire. La consigne de référence de la puissance active (P_s^*) provient de la sortie de la boucle de contrôle de v_{dc} . En régime permanent, la valeur de P_s^* est exactement égale à la valeur de la partie fondamentale de la puissance active absorbée par la charge non linéaire ($P_s^* = P_l$). De plus, la valeur de la consigne

de puissance réactive (Q_s^*) est mise à zéro pour assurer un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire, c'est-à-dire la compensation de la puissance réactive absorbée par la charge non linéaire. Par conséquent, une bonne régulation du flux de puissance côté réseau électrique conduit indirectement à une compensation efficace des composantes harmonique et réactive engendrées par les charges perturbatrices.

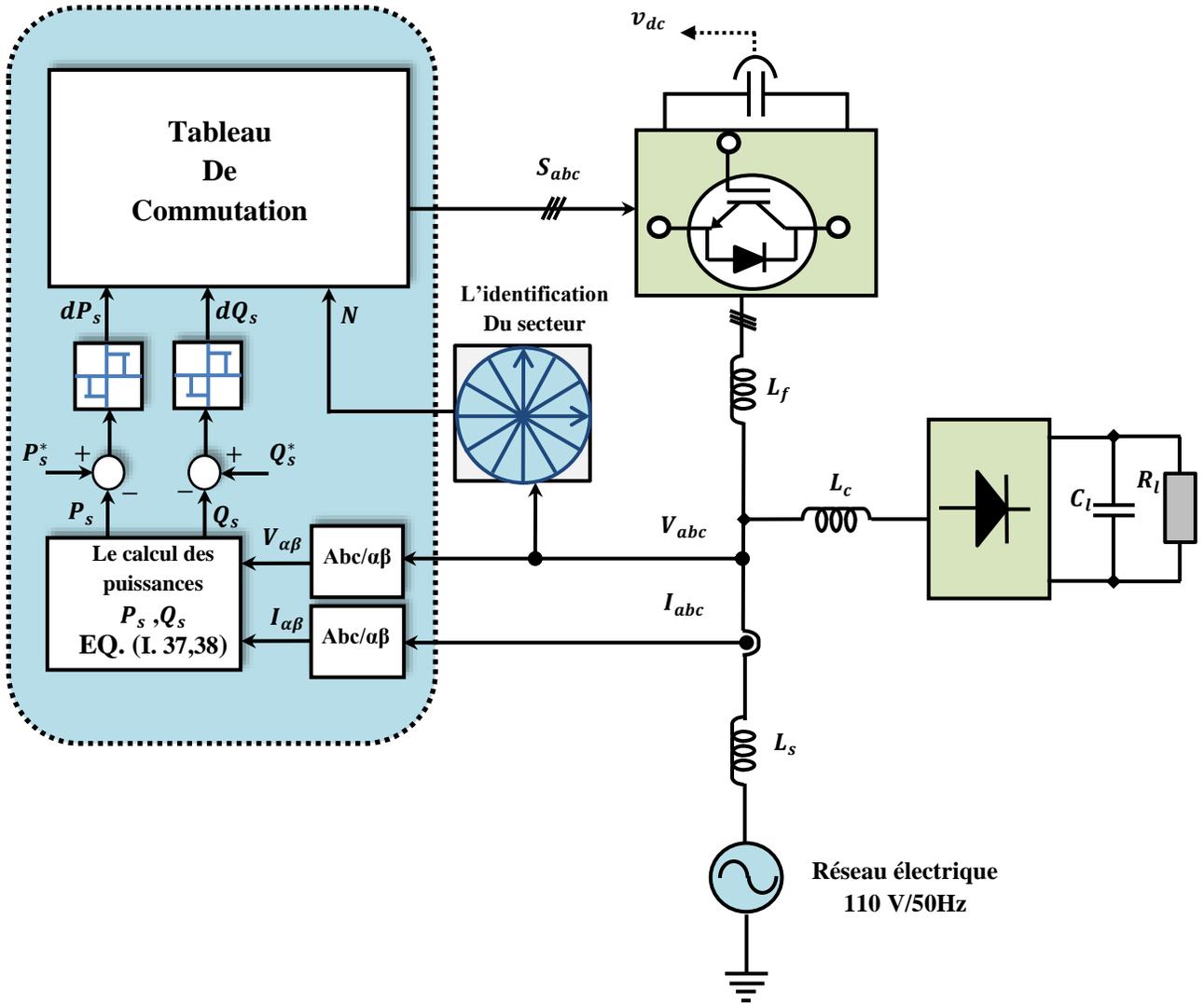


Figure.III.21. Circuit de contrôle d'un filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC classique.

III.4.1.1.1 Résultats de simulation

La simulation numérique est élaborée avec le logiciel matlab/SIMULINK. Les paramètres du système et du contrôle sont illustrés dans l'annexe A (tableau A.2). La performance de la commande DPC classique est évaluée dans deux conditions de fonctionnement transitoires extrêmes:

- ❖ Le fonctionnement sous un réseau électrique déséquilibré et/ou déformé (on a pris la même condition perturbée du réseau électrique étudiée précédemment (§III.2.2)).
- ❖ La variation brusque de la charge non linéaire (24~48 Ω).

✓ *Réseau électrique idéal*

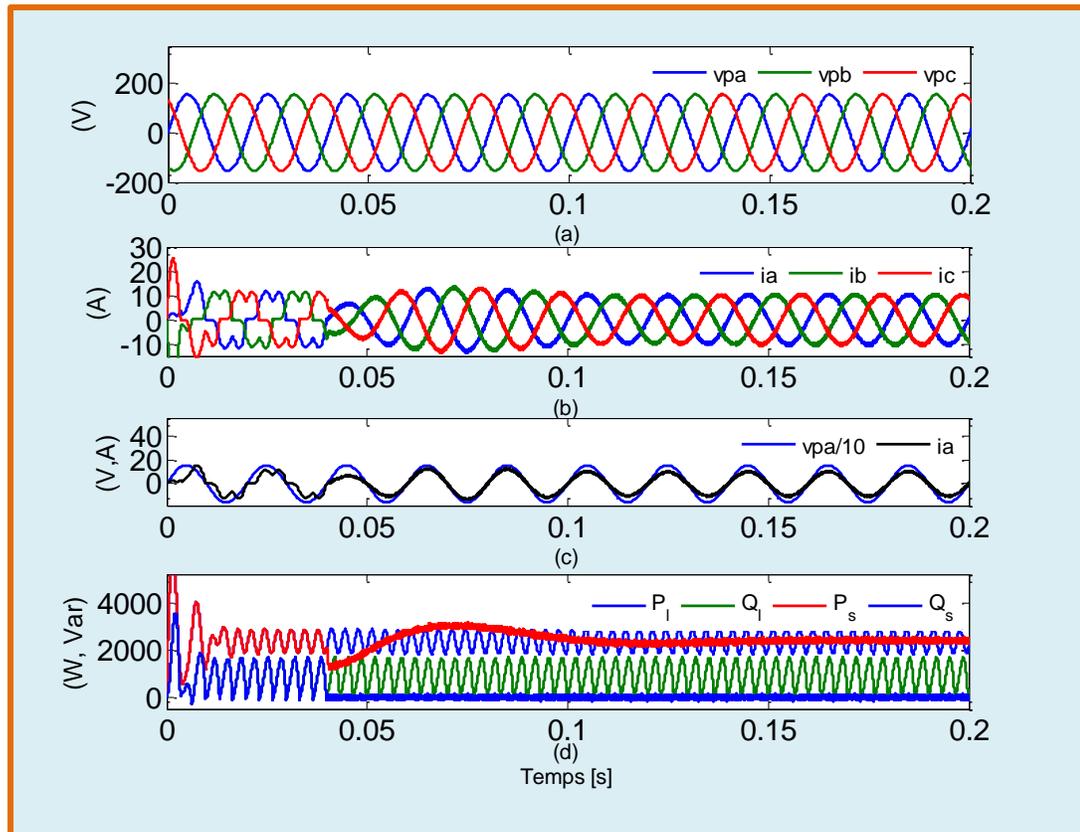


Figure III.22. Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC classique sous un réseau électrique idéal (a) tensions du réseau (V) (b) courants côté réseau (A) (c) déphasage entre le courant et la tension de la phase (a) (d) puissances active et réactive côté charge et côté alternatif (W, Var).

Il est évident que la commande DPC classique peut donner un bon résultat sous un réseau électrique idéal comme le montre la figure III.22. En régime permanent la puissance active débitée par le réseau est à peu près 2400 W, ce qui représente la partie fondamentale absorbée par la charge non-linéaire. De plus, les allures de courant et de tension sont exactement en phase, ce qui signifie qu'un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire (voir figure III.23) est

assuré. Le facteur de distorsion harmonique obtenue $THD=3.51\%$ (voir figure III.24) est considéré acceptable par les normes recommandées.

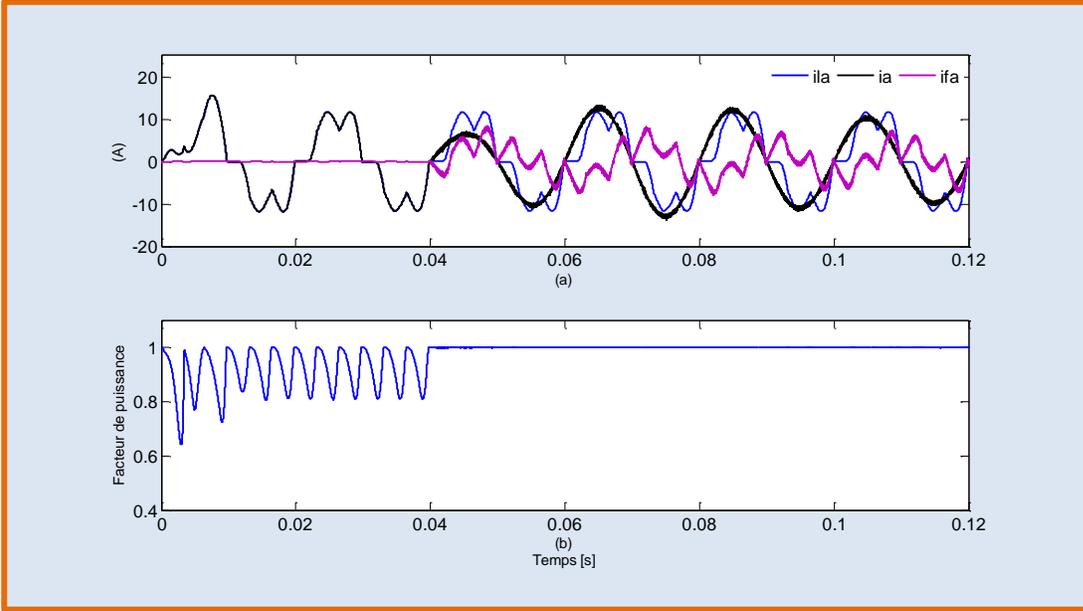


Figure III.23. Réseau électrique idéal (a) courants de charge, de ligne et de filtre (b) facteur de puissance.

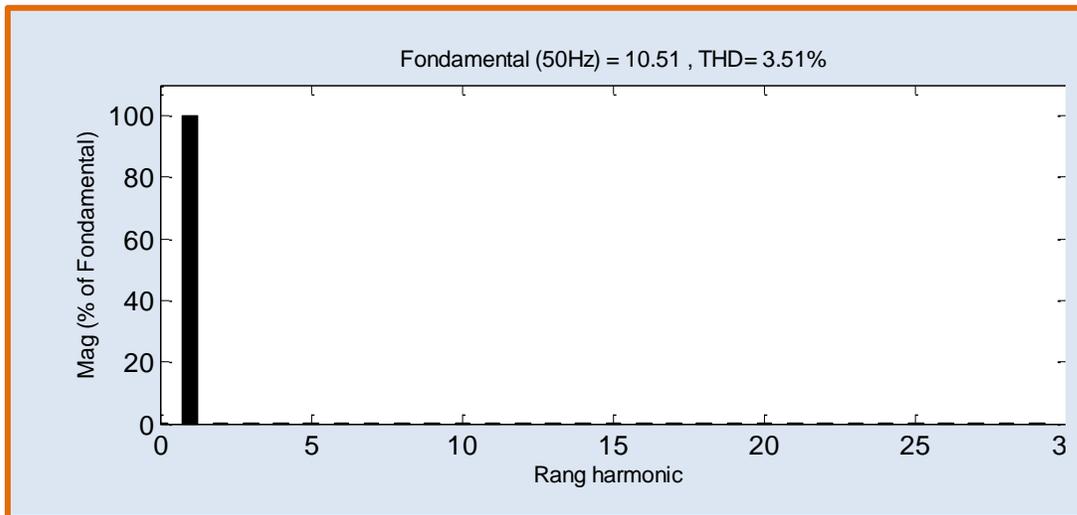


Figure III.24. Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) utilisant la commande DPC classique (réseau électrique idéal).

D'après la figure III.25, on a observé un échec total de la fonction de filtrage sous un réseau électrique perturbé avec un THD égale à 19.25 % (voir figure III.26). Dans des conditions transitoires lors d'un changement brusque de charge, la commande DPC classique montre une réaction dynamique satisfaisante comme montre la figure III.27.

✓ Réseau électrique perturbé

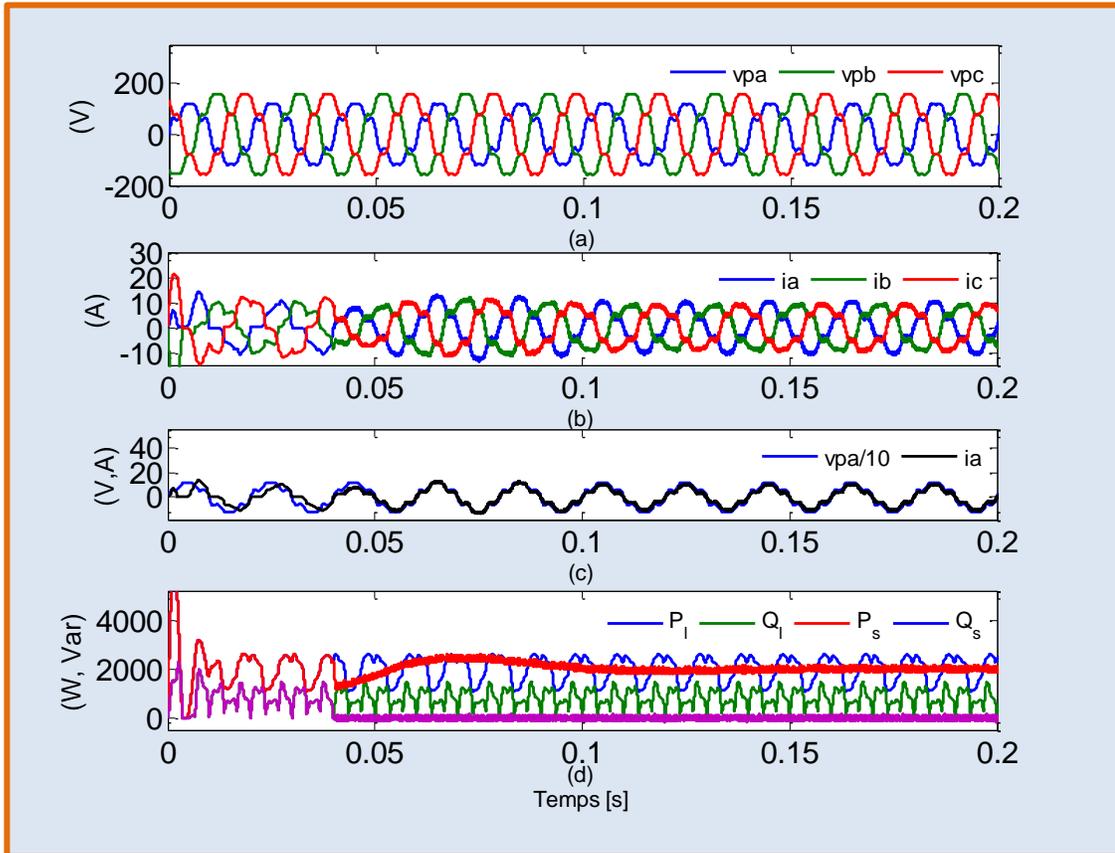


Figure III.25. Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC classique sous un réseau électrique perturbé (a) tensions du réseau (V) (b) courants côté réseau (A) (c) déphasage entre le courant et la tension de la phase (a) (d) puissances active et réactive côté charge et côté alternatif (W, Var).

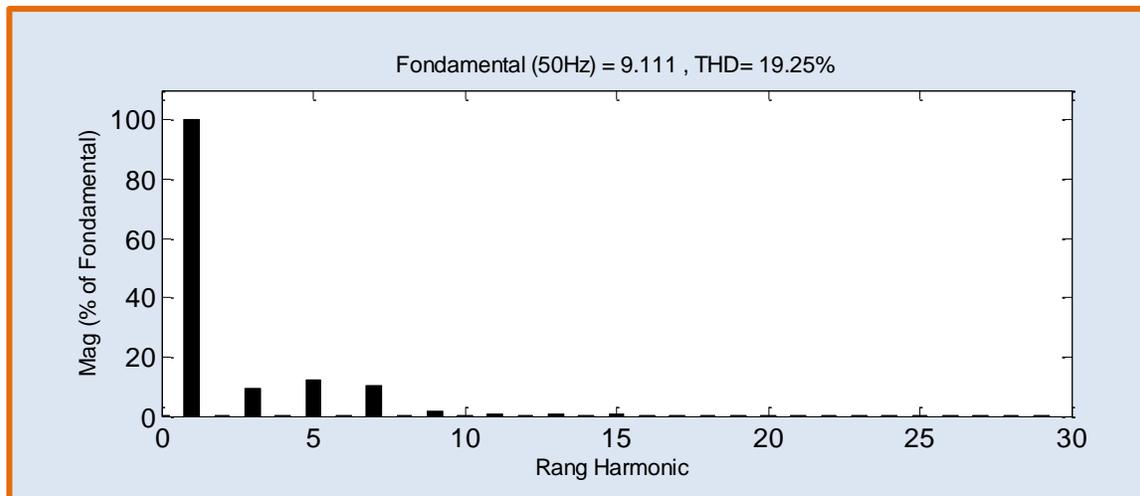


Figure III.26. Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) en utilisant la commande DPC classique (réseau électrique perturbé).

✓ *La variation de la charge (24~48Ω)*

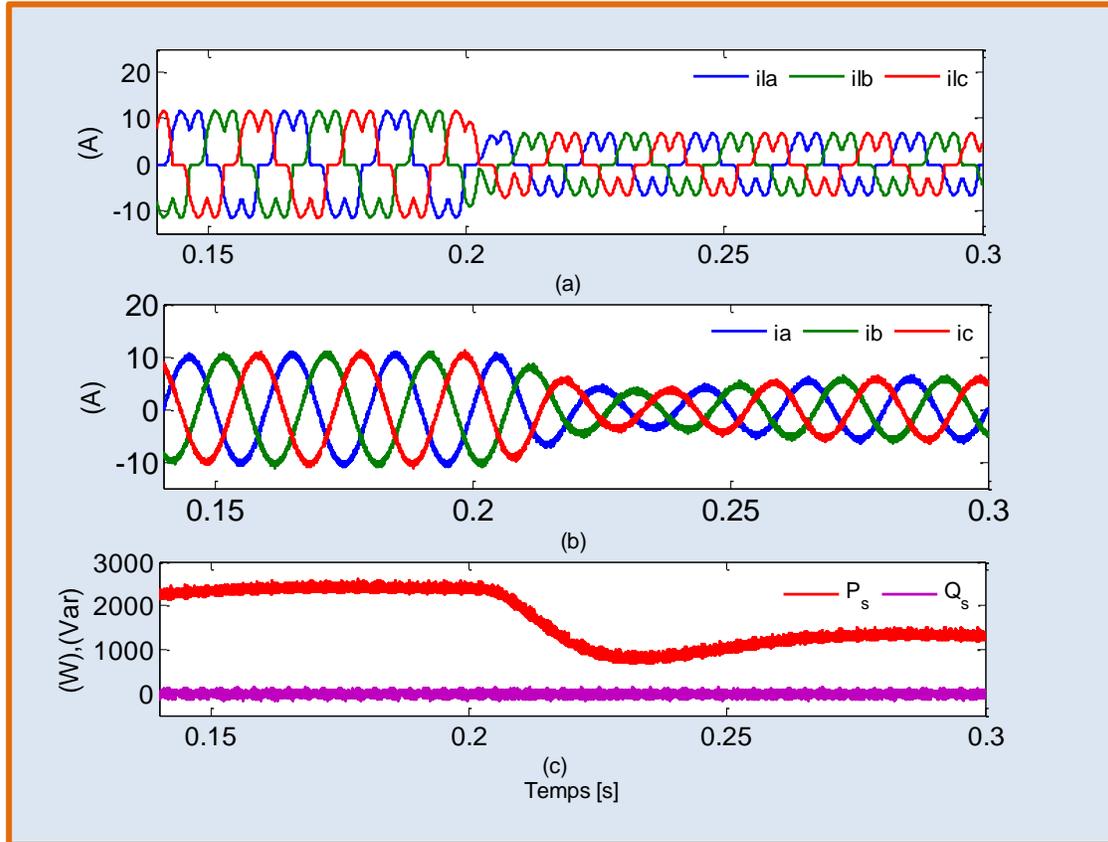


Figure III.27. Réponse transitoire du filtre actif de puissance parallèle à une variation brusque de la charge (24~48 Ω) utilisant la commande DPC classique (a) courants de charge (A), (b) courants côté source (A), (c) puissances active et réactive côté réseau (W,Var).

III.4.1.2 Commande DPC prédictive optimale [107].

Dans le chapitre précédent (§II.2.2), le principe de la commande prédictive optimale appliquée à un redresseur MLI a déjà été expliqué. La même structure de contrôle s'appliquera pour contrôler un filtre de puissance actif shunt. Le schéma bloc du circuit de commande prédictive est montré dans la figure.III.28.

III.4.1.2.1 Résultats de simulation

L'application de la commande DPC prédictive optimale est effectuée avec le même cahier des charges et dans les mêmes conditions d'opération que pour la commande DPC classique.

D'après la figure III.29, on peut voir que la commande DPC prédictive optimale a donné une performance appréciable sous un réseau électrique idéal. On peut noter que la commande DPC prédictive optimale a été réussie à imposer au filtre actif d'injecter la partie harmonique de la puissance active et la totalité de la puissance réactive, absorbées par la charge non linéaire. Cela signifie que le réseau électrique ne délivre que la partie fondamentale de la puissance active absorbée par la charge non linéaire. Par conséquent, une absorption sinusoïdale avec un facteur de puissance unitaire (voire figure III.31), a été assurée côté réseau électrique.

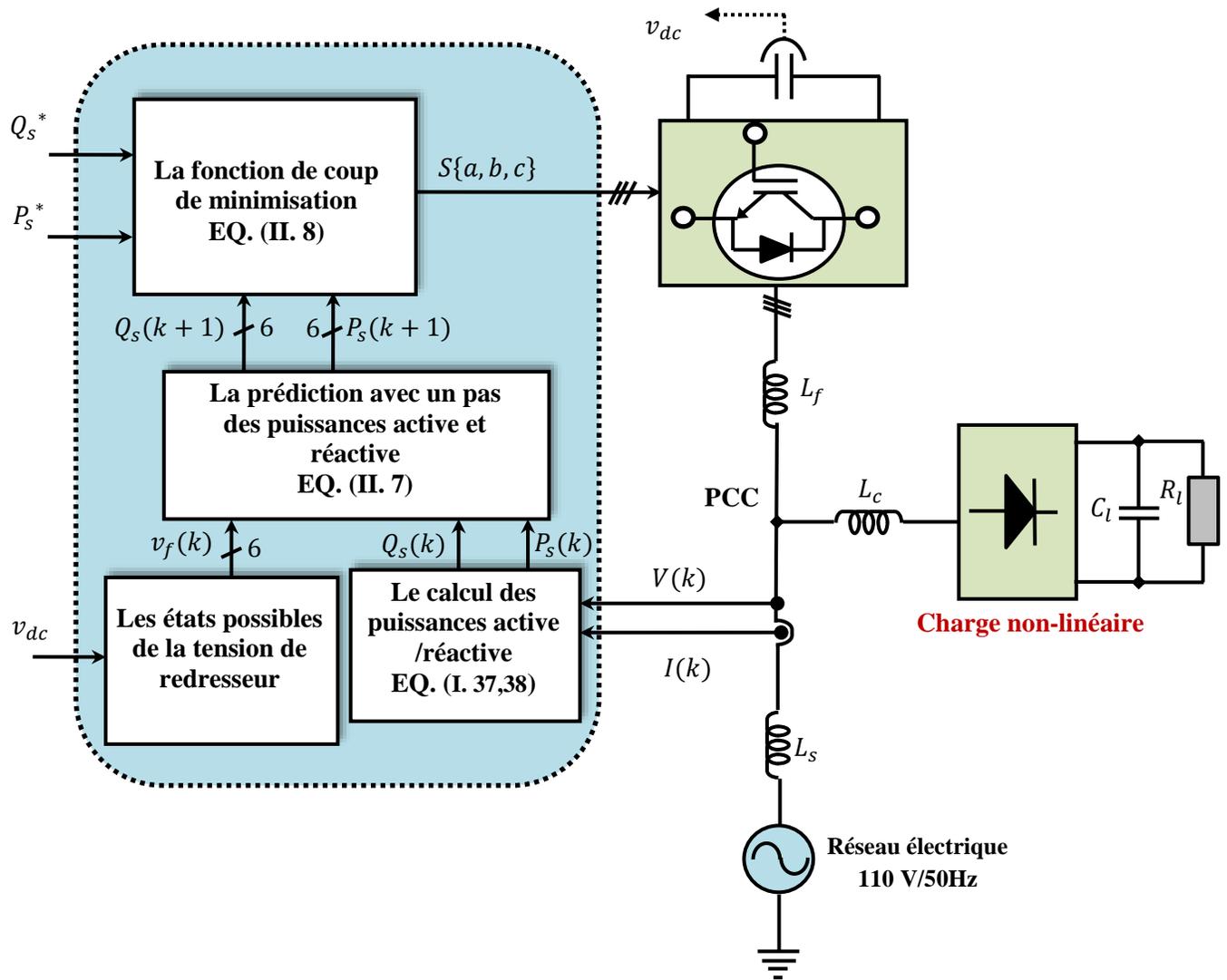


Figure.III.28. Circuit de contrôle d'un filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC prédictive optimale.

D'après la figure III.30 le contenu harmonique dans le courant de source est minimal et il est déterminé par un THD de 2.73 %.

✓ Réseau électrique idéal

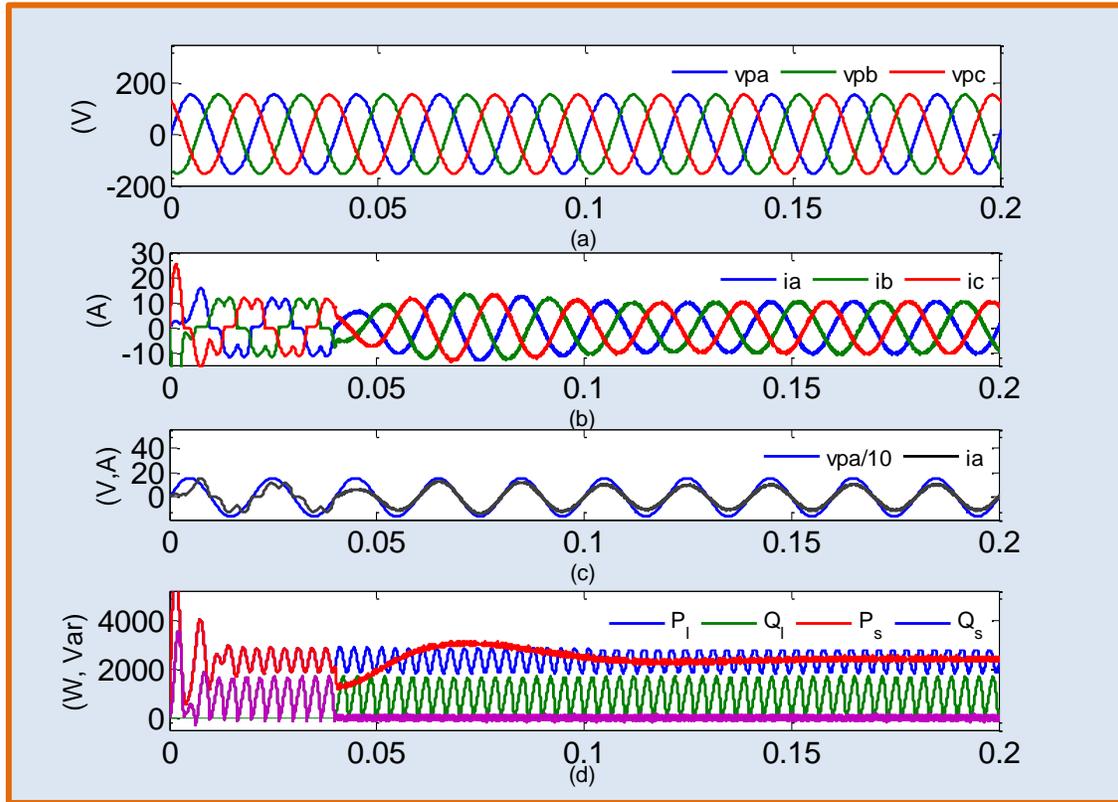


Figure III.29. Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC prédictive optimale sous un réseau électrique idéal (a) tensions du réseau (V) (b) courants côté réseau (A) (c) déphasage entre le courant et la tension de la phase (a) (d) puissances active et réactive côté charge et côté alternatif (W, Var).

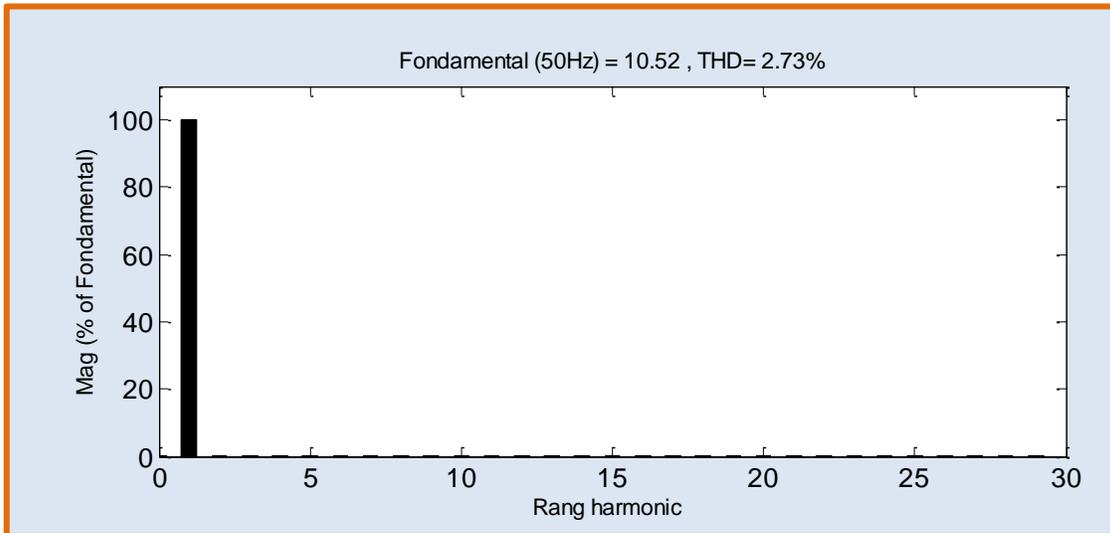


Figure III.30. Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) utilisant la commande DPC prédictive optimale (réseau électrique idéal).

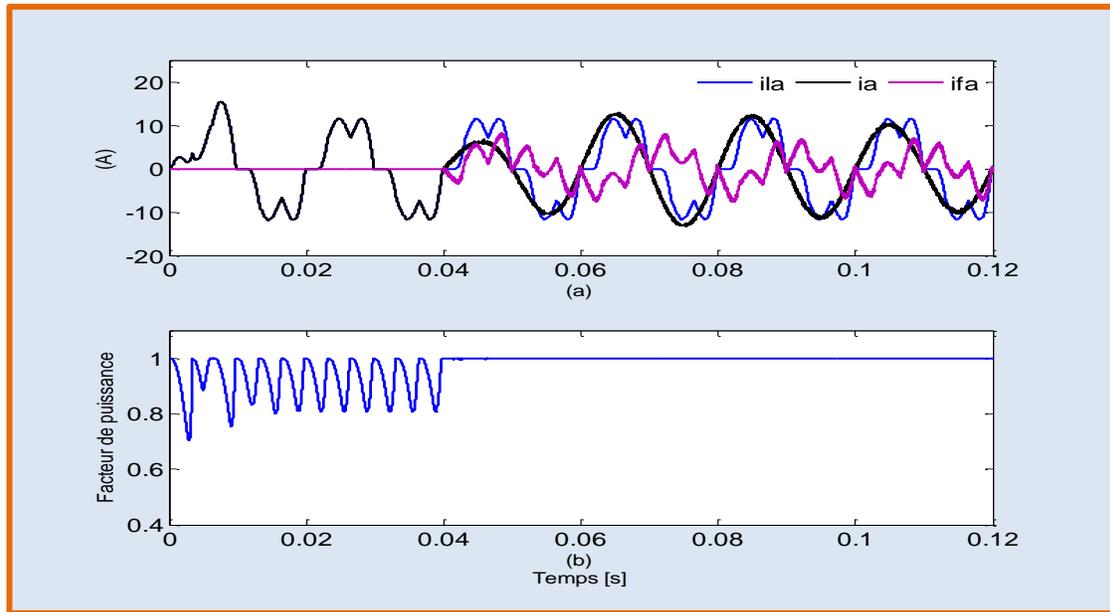


Figure III.31. Réseau électrique idéal (a) courants de charge, de ligne et de filtre (b) facteur de puissance.

De manière similaire que pour la commande DPC classique, sous un réseau électrique déséquilibré, la commande DPC prédictive optimale n'a pas réussi à maintenir le bon fonctionnement du filtre actif. D'après la figure III.32, on peut voir que la forme d'allure du courant est déformée et loin d'être sinusoïdale. La figure III.33 montre la présence remarquable d'harmoniques à basse fréquence (d'ordres 3,5 et 7) dans le spectre fréquentiel du courant de la phase (a), conduisant à un THD élevé de 19.41 %.

La figure III.34 expose le résultat de simulation obtenu lors d'un impact de charge. On peut noter que la variation brusque de la charge ($24\sim 48\ \Omega$), conduit directement à une diminution du courant appelé par la charge non linéaire. La variation du courant signifie qu'il y a une variation des puissances, fondamentale, harmonique et réactive, absorbées par la charge perturbatrice. On a noté que la forme sinusoïdale du courant côté réseau électrique est bien maintenue durant la période transitoire et cela signifie que le circuit de commande a une réaction adaptative contre la variation de la charge.

✓ Réseau électrique perturbé

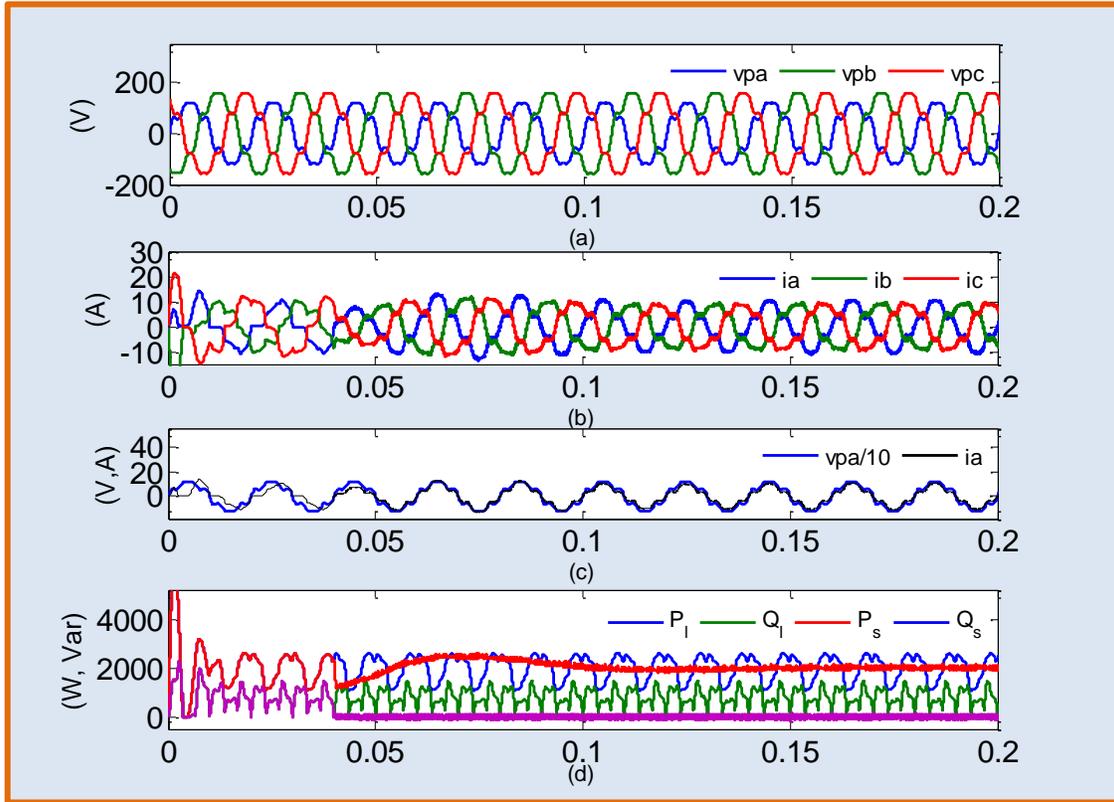


Figure III.32. Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC prédictive optimale sous un réseau électrique perturbé (a) tensions du réseau (V) (b) courants côté réseau (A) (c) déphasage entre le courant et la tension de la phase (a) (d) puissances active et réactive côté charge et côté alternatif (W, Var).

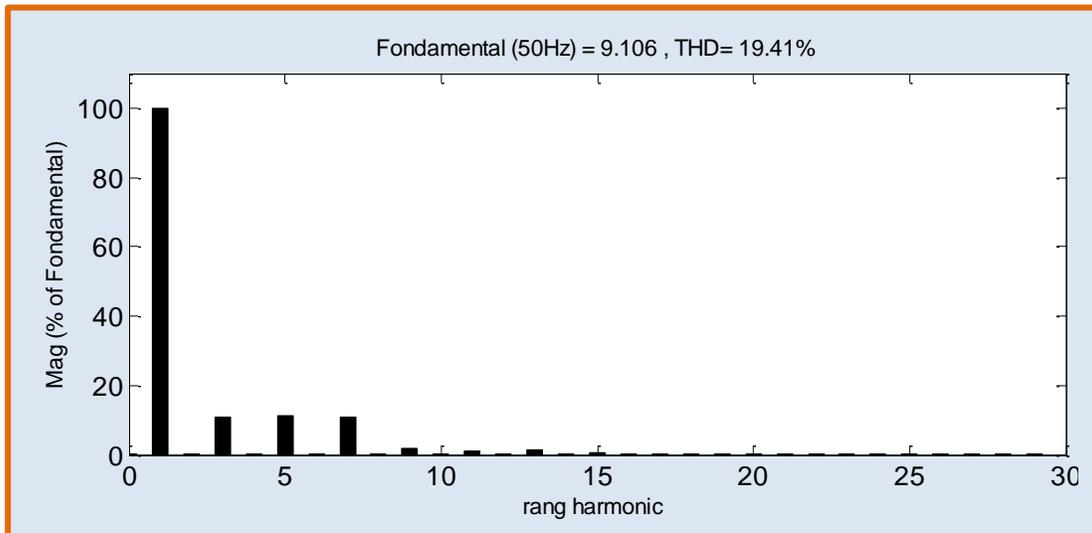


Figure III.33 Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) utilisant la commande DPC prédictive optimale (un réseau électrique perturbé).

✓ *Variation de la charge*

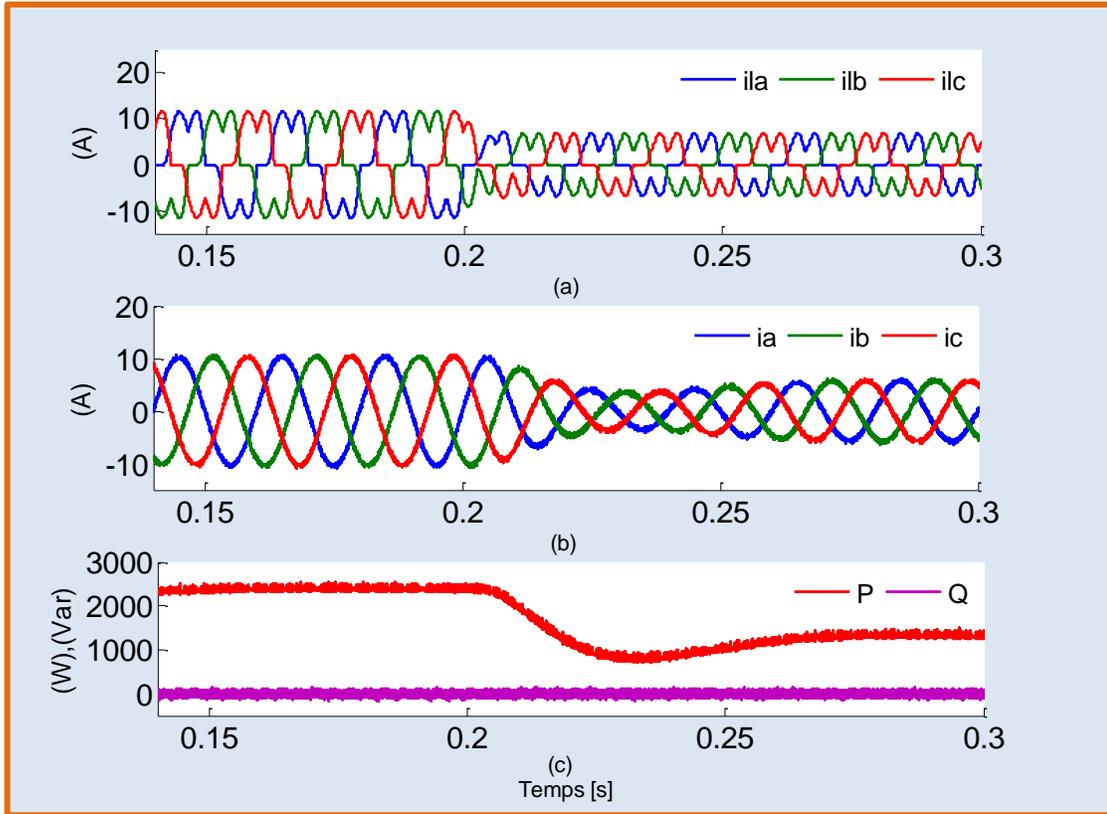


Figure III.34. Réponse transitoire du filtre actif de puissance parallèle à une variation brusque de la charge (24~48 Ω) utilisant la commande DPC prédictive optimale (a) courants de charge (A), (b) courants côté source (A), (c) puissances active et réactive côté réseau (W,Var).

III.4.1.3 Etude comparative

Afin de mettre en évidence les propriétés de chaque technique de contrôle décrite précédemment, une étude comparative entre elles est réalisée. Le critère pris en compte pour évaluer la performance de ces techniques de contrôle est le facteur de distorsion harmonique (THDi) du courant côté réseau électrique.

Les deux techniques utilisées dans le circuit de contrôle d'un filtre actif de puissance shunt sont la commande DPC classique et la commande DPC prédictive optimale. L'analyse de performance de ces contrôles est effectuée par la simulation numérique du système sous deux perturbations distinctes, la perturbation du réseau électrique et la variation de la charge.

✓ *Dépendance de la performance à la condition du réseau électrique*

D'après la figure III.35, les deux techniques de contrôle peuvent maintenir un fonctionnement adéquat avec un THD respectant les limites recommandées (<5%) dans le cas d'un réseau électrique idéal. De plus, la commande DPC prédictive optimale donne le meilleur comportement en régime permanent par rapport à la commande DPC classique avec un THD de 2.73 et 3.51% respectivement. Cependant, sous un réseau électrique perturbé, il y avait une défaillance totale de

la performance du système de filtrage pour les deux techniques de contrôle, où l'on peut voir que le THD est très élevé relativement aux limites admissibles ($\gg 5\%$).

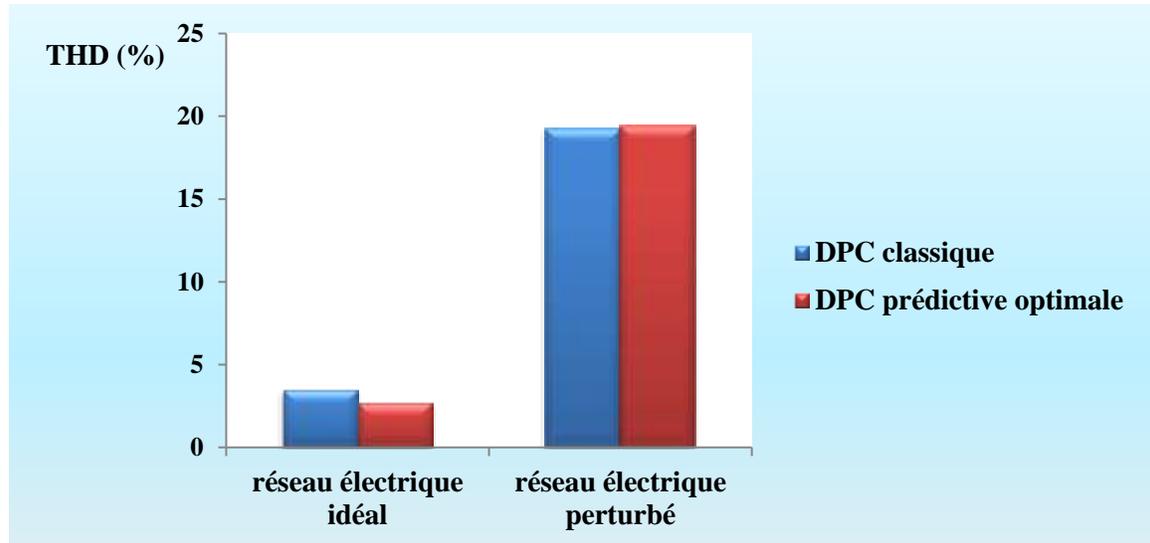


Figure III.35. Comparaison de THD pour les deux techniques de contrôle.

✓ *Réaction contre la variation brusque de la charge.*

On peut voir que les deux techniques de contrôle peuvent suivre l'instruction dynamique (variation de charge) d'une façon satisfaisante pendant deux à trois périodes. La réponse transitoire est rapide et les courants côté réseau ont une distorsion négligeable pendant la durée transitoire, prouvant que le système de filtrage peut compenser effectivement la variation dynamique des composantes harmonique et réactive due à la variation des paramètres de la charge non-linéaire.

III.4.2 Contribution à l'amélioration de la commande DPC sous un réseau électrique généralisé par la combinaison avec un filtre de Kalman

Le défi de la robustesse de la commande DPC dans des conditions de fonctionnement non idéales est apparu dans la section précédente. La détérioration totale de la fonction de filtre actif de puissance parallèle sous un réseau électrique perturbé nous a été imposée de trouver une solution permettant d'atténuer cette défaillance. En principe, l'échec du circuit de contrôle est grâce à l'absence de la synchronisation de fonctionnement entre le dispositif d'électronique de puissance (onduleur) et le réseau électrique. Par conséquent, l'intégration d'un processus permettant d'identifier les paramètres spécifiques du réseau électrique, la séquence positive et la fréquence (V^+, θ^+, f), peut conduire à maintenir le bon fonctionnement du filtre actif contre les perturbations transitoires du réseau. Grâce à ses propriétés distinctives qui sont démontrées précédemment, le filtre de Kalman a été choisi comme synchroniseur pour soutenir la fiabilité du fonctionnement du système pendant les conditions transitoires.

III.4.2.1 Commande DPC classique modifiée

Le schéma synoptique simplifié de la commande DPC classique combiné avec un filtre Kalman dans le circuit de contrôle d'un système de filtrage parallèle est présenté dans la figure III.36.

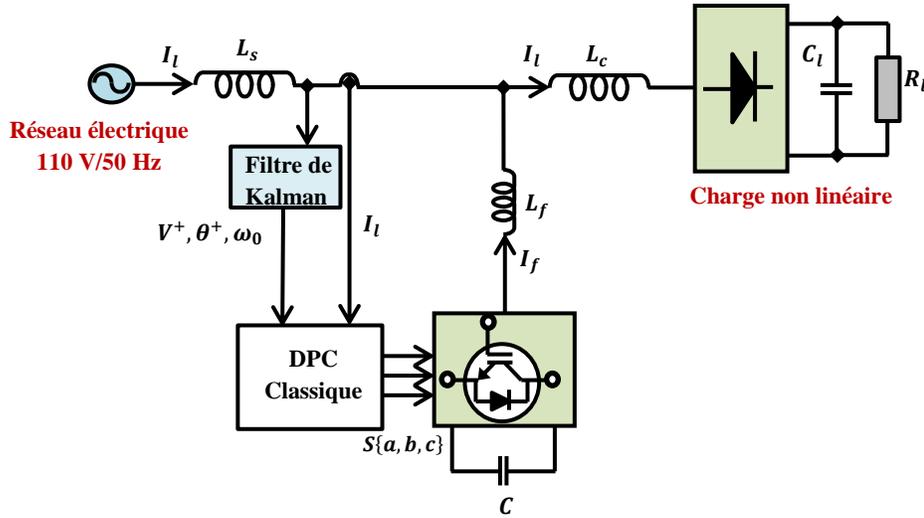


Figure III.36. Schéma synoptique de la commande DPC classique modifiée.

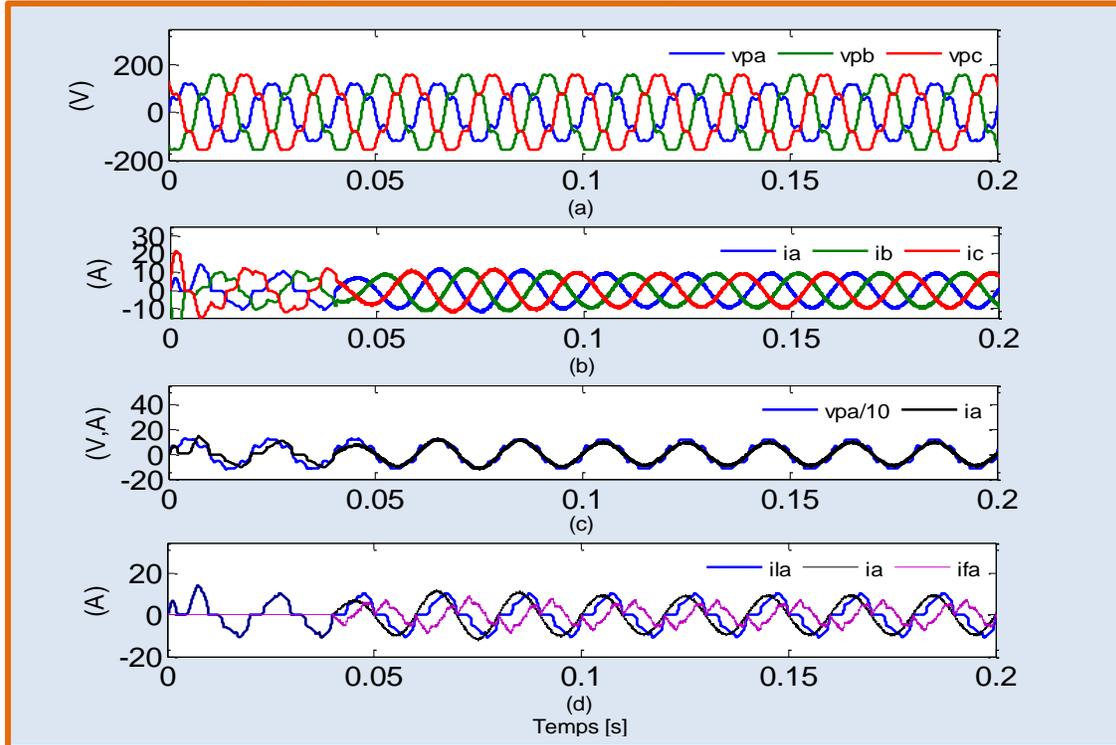


Figure III.37. Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC classique modifiée sous un réseau électrique perturbé (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants côté réseau électrique (A) (c) déphasage entre le courant et la tension de la phase (a) (d) courants de charge, de ligne et de filtre (A).

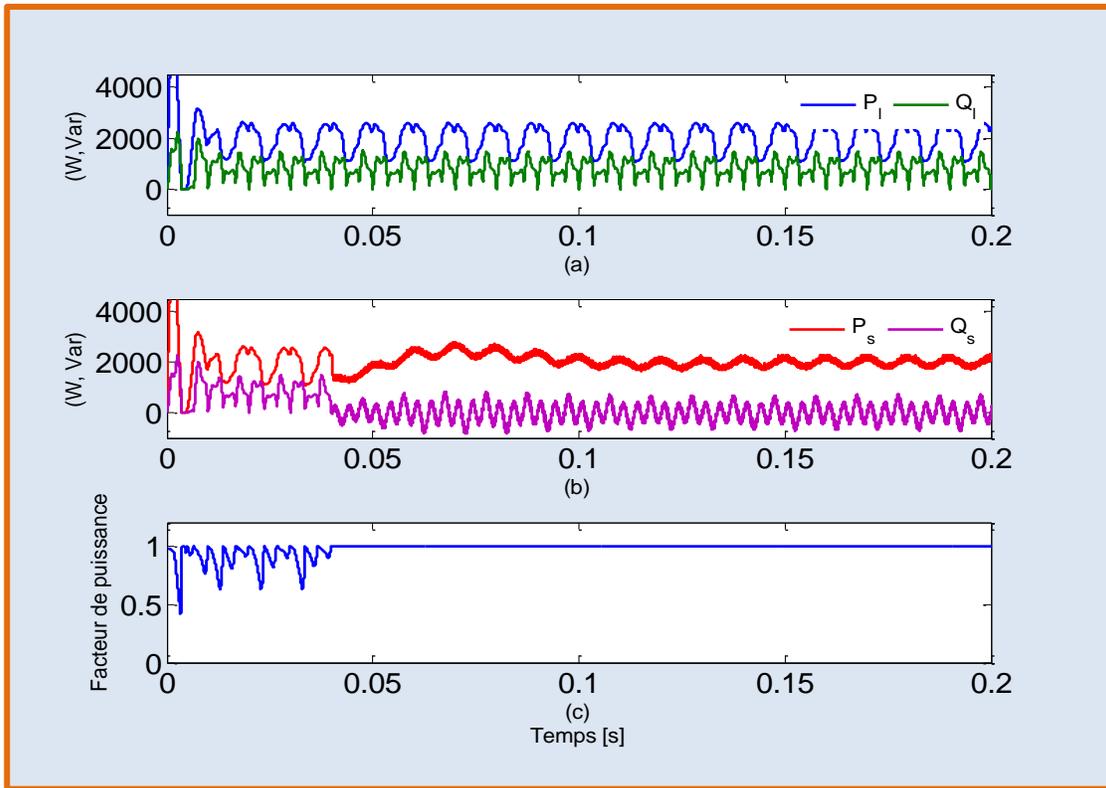


Figure III.38. Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC classique modifiée sous un réseau électrique perturbé (a) puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var) (b) puissances active et réactive côté réseau électrique (W, Var) (c) facteur de puissance.

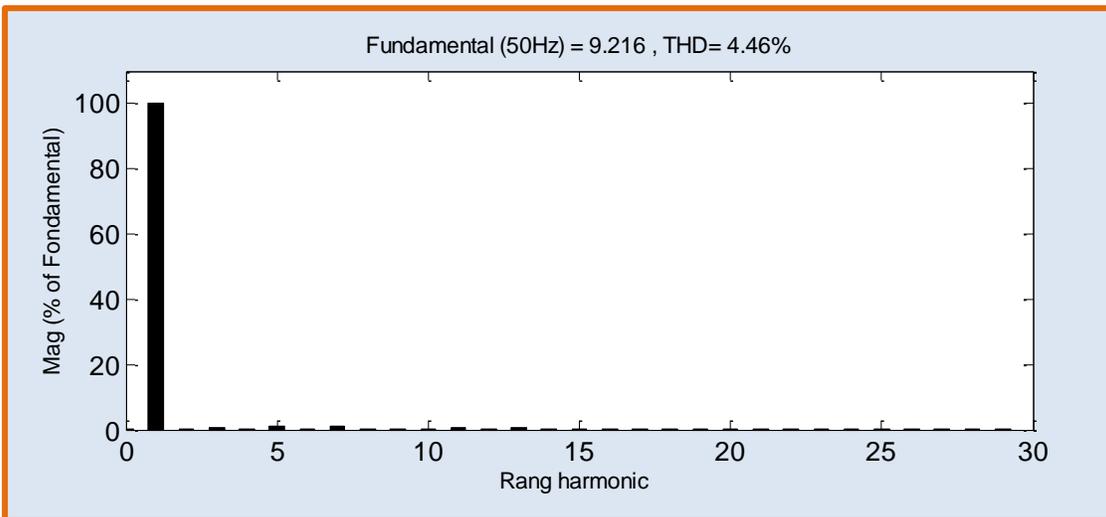


Figure III.39. Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) utilisant la commande DPC classique modifiée (réseau électrique perturbé).

III.4.2.2 Commande DPC prédictive optimale modifiée

Le schéma synoptique simplifié de la commande DPC prédictive optimale, combinée avec un filtre de Kalman dans le circuit de contrôle d'un système de filtrage parallèle, est présenté dans la figure III.40.

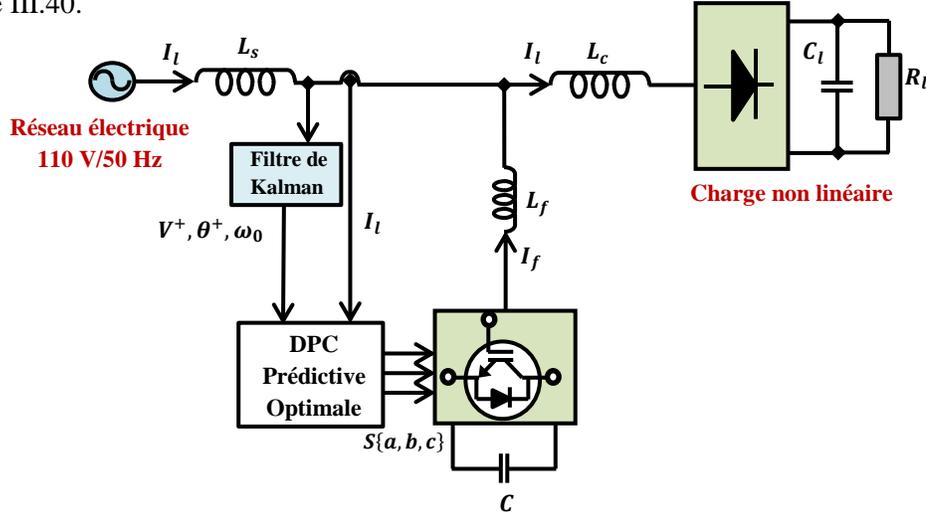


Figure III.40. Schéma synoptique de la commande DPC prédictive optimale modifiée.

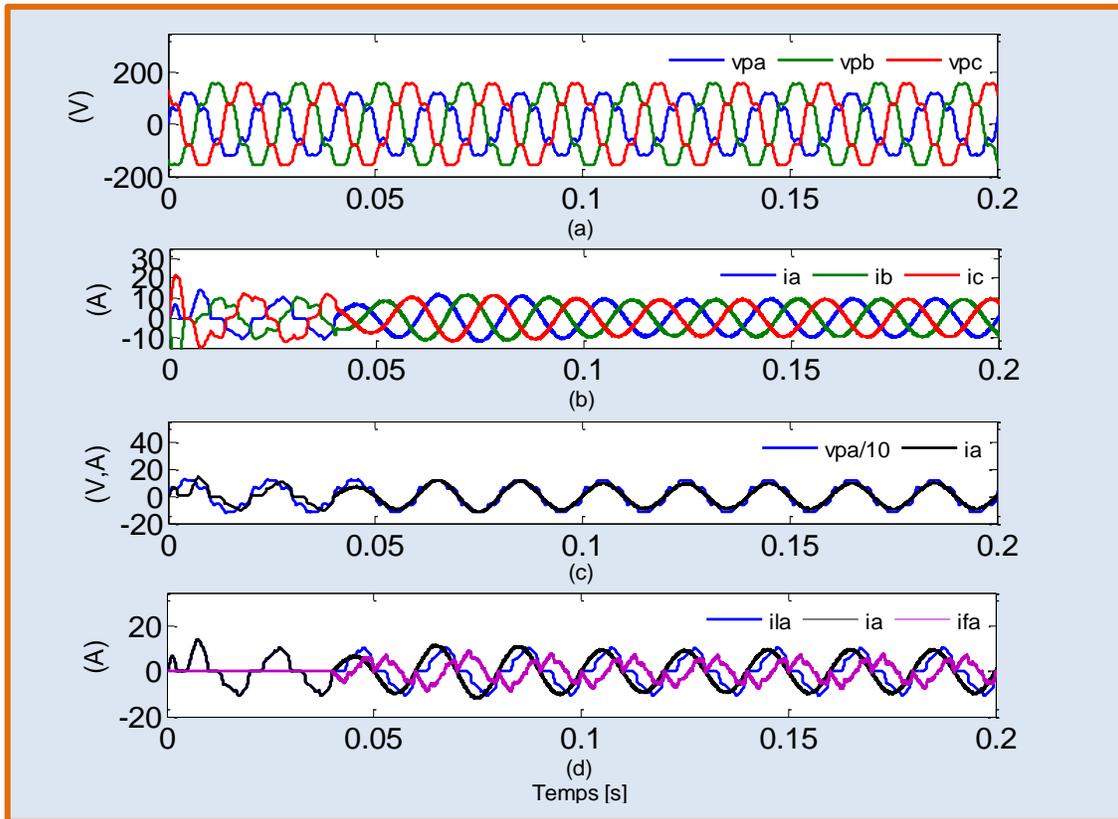


Figure III.41. Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC prédictive optimale modifiée sous un réseau électrique perturbé (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants côté réseau électrique (A) (c) déphasage entre le courant et la tension de la phase (a) (d) courants de charge, courant de ligne et de filtre (A).

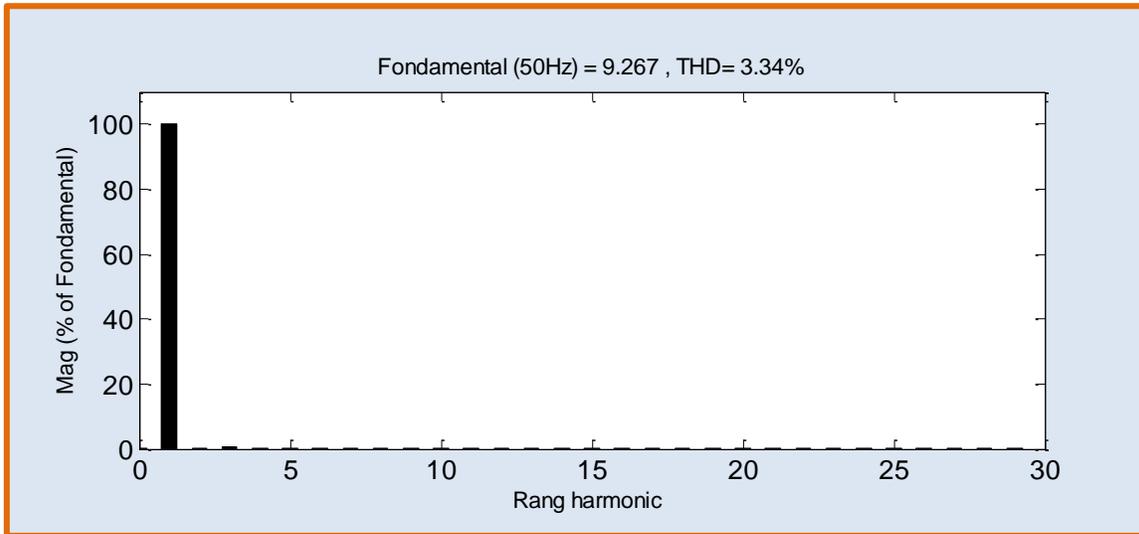


Figure III.42. Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) utilisant la commande DPC prédictive optimale modifiée (réseau électrique perturbé).

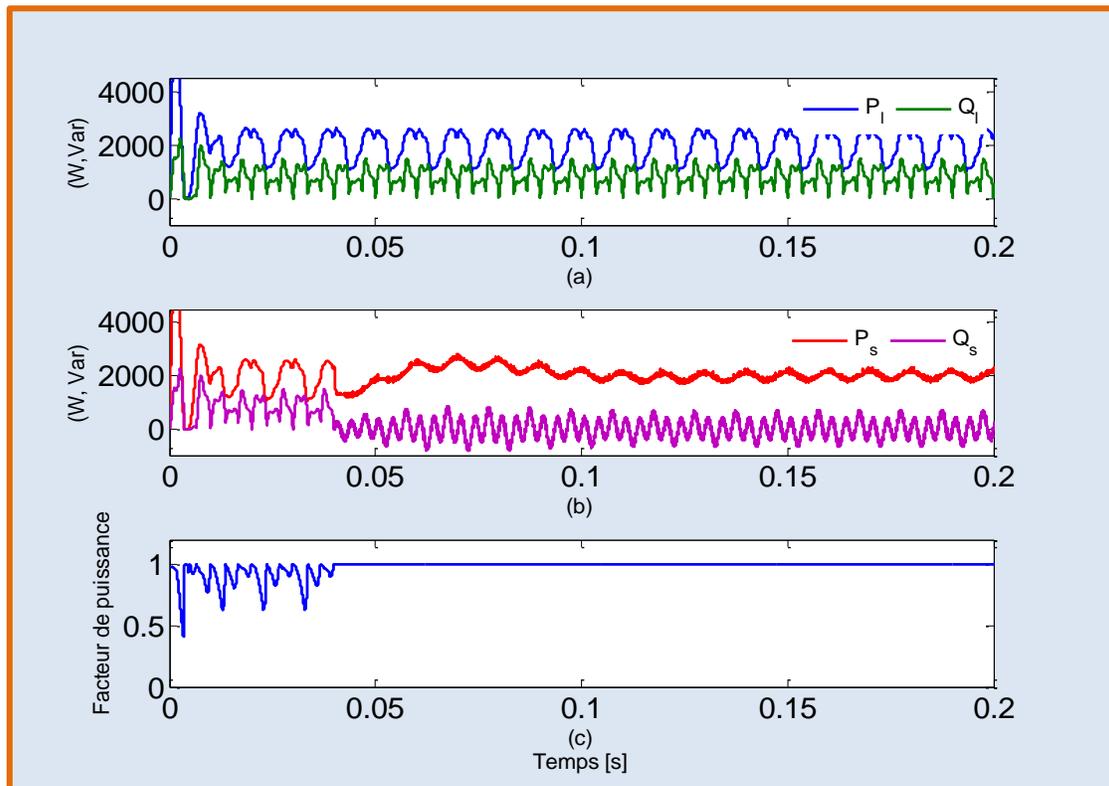


Figure III.43. Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC prédictive optimale modifiée sous un réseau électrique perturbé (a) puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var) (b) puissances active et réactive côté réseau électrique (W, Var) (c) facteur de puissance.

III.4.2.3 Etude comparative

L'évaluation des techniques de contrôle modifiées proposées est effectuée sous un réseau électrique perturbé dans le même environnement hardware que pour les techniques discutées auparavant. D'une manière similaire que l'étude comparative précédente, le facteur THD est toujours le critère majeur de comparaison.

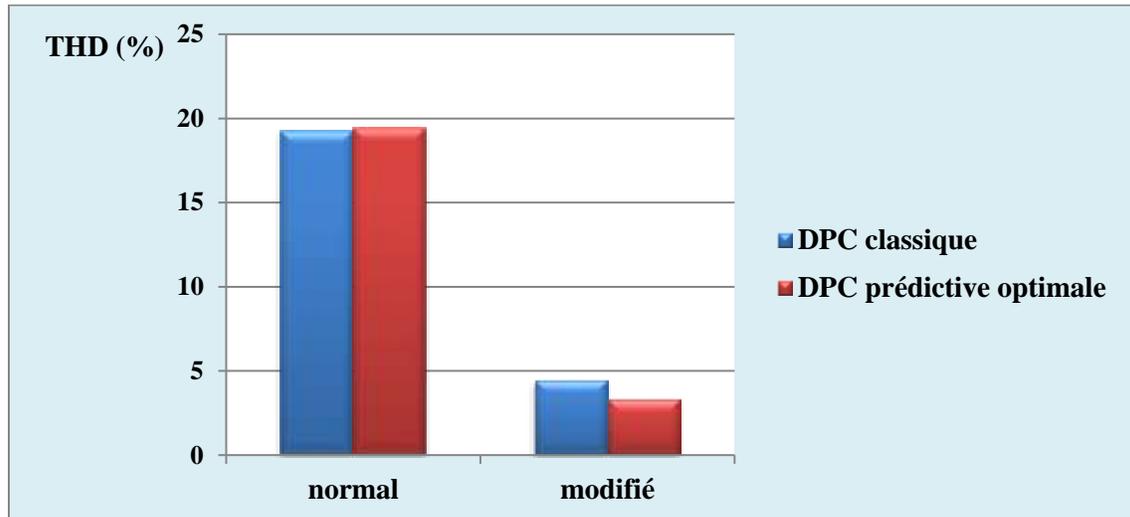


Figure III.44. Comparaison de THD pour les deux techniques de contrôle (normale et modifiée) sous un réseau électrique perturbé.

D'après la figure III.44, on peut voir que les techniques DPC modifiées (DPC classique et prédictive optimale modifiées) peuvent réduire carrément le niveau de THD à la zone admissible par la norme IEEE-519 au contraire dans le cas des techniques DPC non modifiées. De plus, la commande DPC prédictive optimale modifiée, est toujours plus performante que la DPC classique modifiée avec un THD de 3.34 % et 4.46 % respectivement.

III.5 Proposition d'une commande DPC prédictive sans capteurs de tension dédiée aux filtres actifs de puissance parallèles

Sur la base de ce qui a déjà été mentionné précédemment dans (§III.4), le second concept de contrôle DPC appliqué à un système de filtrage shunt est proposé dans [103]. Ce dernier, a été pris les puissances, active et réactive injectées par le filtre actif de puissance parallèle comme variables à contrôler. La régulation des puissances injectées est réalisée via une table de commutation heuristique et un filtre passe-bas pour extraire les consignes de puissance. Cette configuration n'est adoptée que pour les conditions de tension du réseau idéales. Afin de soutenir la performance du circuit de contrôle contre les perturbations du réseau, les auteurs dans [104] ont proposé une configuration DPC modifiée basée sur un filtre STF. Au moyen d'un filtre STF, l'extraction des signaux de référence de puissance est effectuée de manière adéquate sous un réseau électrique perturbé, ce qui conduit à augmenter la fiabilité du circuit de contrôle.

Afin d'augmenter la simplicité du matériel du processus de contrôle et l'efficacité de filtrage en régime permanent simultanément, *on propose dans cette partie une commande DPC sans capteurs de tension à base d'un modèle prédictif.*

III.5.1 Description mathématique

Le schéma simplifié représentant l'interconnexion entre l'onduleur et le point de raccordement commun (PCC) est présenté dans la figure III.43.

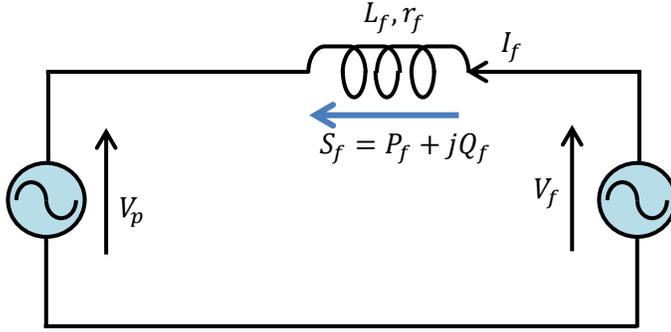


Figure III.45. Circuit simplifié monophasé du filtre actif parallèle.

L'expression dynamique vectorielle du courant du filtre est exprimée comme :

$$\frac{dI_f}{dt} = \frac{1}{L_f} (V_f - V_p - r_f I_f) \quad (\text{III. 23})$$

La dérivée de la tension au point PCC est :

$$\frac{dV_p}{dt} = j\omega_0 V_p \quad (\text{III. 24})$$

La puissance apparente injectée par le filtre actif est définie comme:

$$S_f = \frac{3}{2} V_p \cdot I_f^* \quad (\text{III. 25})$$

La dérivée de la puissance apparente injectée est:

$$\frac{dS_f}{dt} = \frac{3}{2} \frac{d}{dt} (V_p \cdot I_f^*) = \frac{3}{2} \left(\frac{dV_p}{dt} I_f^* + V_p \frac{dI_f^*}{dt} \right) \quad (\text{III. 26})$$

La substitution des équations (III.23) et (III. 24) dans l'équation (III.26) conduit à :

$$\frac{dS_f}{dt} = \frac{3}{2} \left\{ \left[\frac{2}{3} S_h \left(j\omega_0 - \frac{r_f}{L_f} \right) \right] + \frac{1}{L_f} (V_f V_p - V_p^2) \right\} \quad (\text{III. 27})$$

Après une simplification mathématique, on obtient :

$$\frac{dS_f}{dt} = \frac{1}{L_f} \left\{ \frac{3}{2} (V_f V_p - V_p^2) - (r_f - L_f j\omega_0) S_f \right\} \quad (\text{III. 28})$$

Finalement, nous avons développé le modèle mathématique suivant:

$$\begin{cases} \frac{dP_f}{dt} = \frac{3}{2L_f} \left\{ \left(\text{Re}[V_f \cdot V_p] - |V_p|^2 \right) - r_f P_f - L_f \omega_0 Q_f \right\} \\ \frac{dQ_f}{dt} = \frac{3}{2L_f} \left\{ \text{Im}[V_f \cdot V_p] + r_f Q_f - L_f \omega_0 P_f \right\} \end{cases} \quad (\text{III. 29})$$

Pour mettre en œuvre numériquement, la discrétisation du modèle mathématique, décrite par l'équation (III.29), par la méthode d'Euler conduit à:

$$\begin{cases} P_f(k+1) = P_f(k) + \frac{3}{2L_f} \left\{ \left(\text{Re}[V_f(k) \cdot V_p(k)] - |V_p(k)|^2 \right) - r_f P_f(k) - L_f \omega_0 Q_f(k) \right\} \\ Q_f(k+1) = Q_f(k) + \frac{3}{2L_f} \left\{ \text{Im}[V_f(k) \cdot V_p(k)] - r_f Q_f(k) + L_f \omega_0 P_f(k) \right\} \end{cases} \quad (\text{III. 30})$$

III.5.2 Synthèse du circuit de contrôle proposé

Le schéma synoptique du circuit de contrôle proposé est montré dans la figure III.46. Il est exécuté selon les étapes suivantes:

✓ *Calcul des puissances injectées instantanées*

Il est établi dans le référentiel stationnaire par les expressions suivantes:

$$\begin{cases} P_f = \hat{v}_{p\alpha}^+ i_{f\alpha} + \hat{v}_{p\beta}^+ i_{f\beta} \\ Q_f = \hat{v}_{p\beta}^+ i_{f\alpha} - \hat{v}_{p\alpha}^+ i_{f\beta} \end{cases} \quad (\text{III. 31})$$

✓ *Identification des consignes de référence :*

En utilisant le filtre STF, nous avons extrait la composante harmonique du courant appelée par la charge non linéaire. Ensuite, les signaux extraits par le filtre STF et la séquence positive fondamentale estimée de la tension du réseau électrique sont utilisés pour calculer les instructions de contrôle généralisées comme suit:

$$\begin{cases} P_f^* = \hat{v}_{p\alpha}^+ \tilde{i}_{l\alpha} + \hat{v}_{p\beta}^+ \tilde{i}_{l\beta} = \tilde{P}_l - x \\ Q_f^* = \hat{v}_{p\beta}^+ \tilde{i}_{l\alpha} - \hat{v}_{p\alpha}^+ \tilde{i}_{l\beta} = Q_l - y \end{cases} \quad (\text{III. 32})$$

Ou: x et y sont des oscillations de puissance active et réactive résultant de la combinaison entre les composantes harmoniques dans le signal de tension avec la séquence positive fondamentale du courant. D'après le paragraphe (§I.4.1), sous un réseau électrique déséquilibré et pollué (harmoniques d'ordre 5 et 7), il est possible de définir:

$$\begin{cases} x = P_{s2} + P_{s3} + P_{s4} \\ y = Q_{s2} + Q_{s3} + Q_{s4} \end{cases} \quad (\text{III. 33})$$

✓ *Sélection du vecteur de commutation optimal via la fonction de coût*

De manière similaire à la section (§II.2.2), en utilisant le modèle prédictif développé décrit par l'équation (III.30), la fonction de coup de minimisation peut être décrite comme suit:

$$C_F = |Q_f^* - Q_f(k+1)| + |P_f^* - P_f(k+1)| \quad (III.34)$$

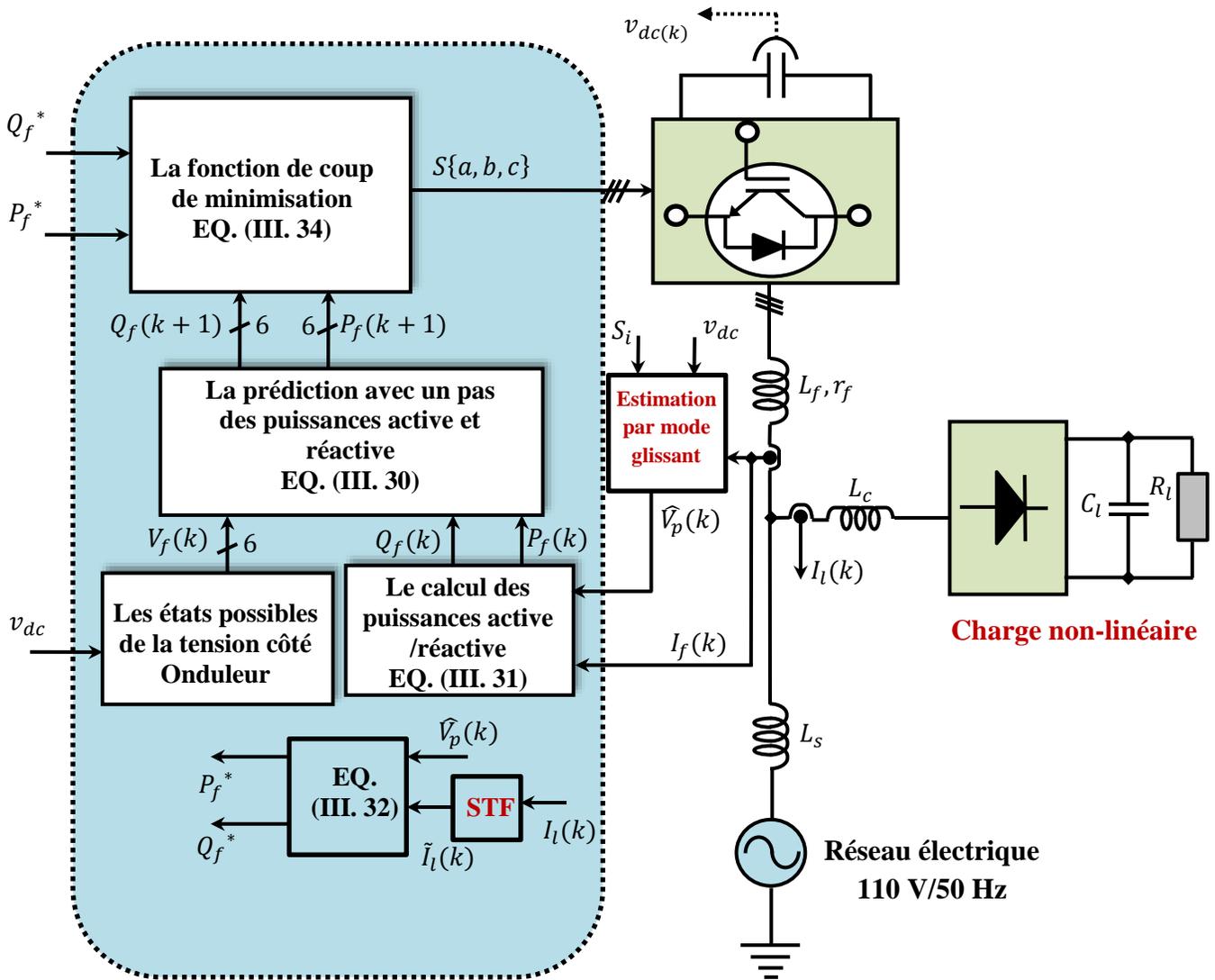


Figure III.46. Schéma synoptique de la commande DPC proposée.

Le principe de la fonction de coût est basé sur les effets des vecteurs de contrôle (six vecteurs actifs) à chaque période d'échantillonnage. La sélection optimale est effectuée pour le vecteur qui correspond à la valeur minimale de la fonction de coût.

✓ *Estimation des tensions au point de raccordement commun (PCC).*

L'estimation des tensions est réalisé en utilisant l'estimateur à mode glissant présenté dans le chapitre I (§I.5.3)

III.5.3 Résultats de simulation

✓ *Réseau électrique idéal*

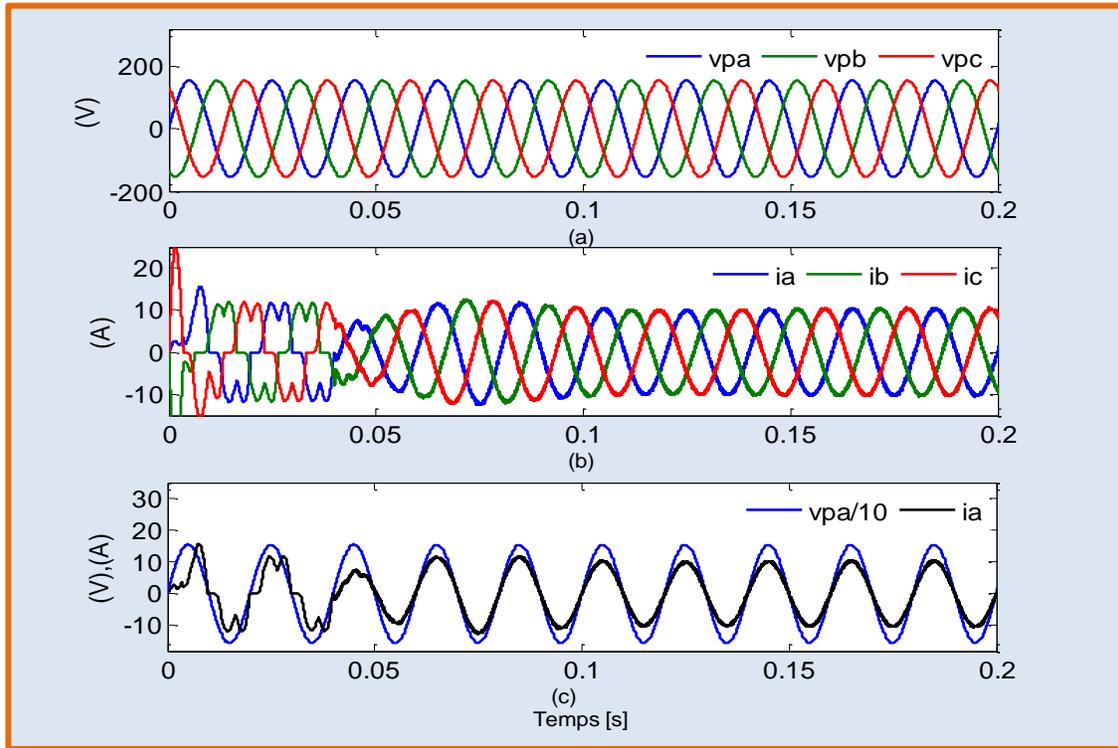


Figure III.47. Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC proposée sous un réseau électrique idéal. (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants côté réseau électrique (A) (c) déphasage entre le courant de ligne et la tension de la phase (a).

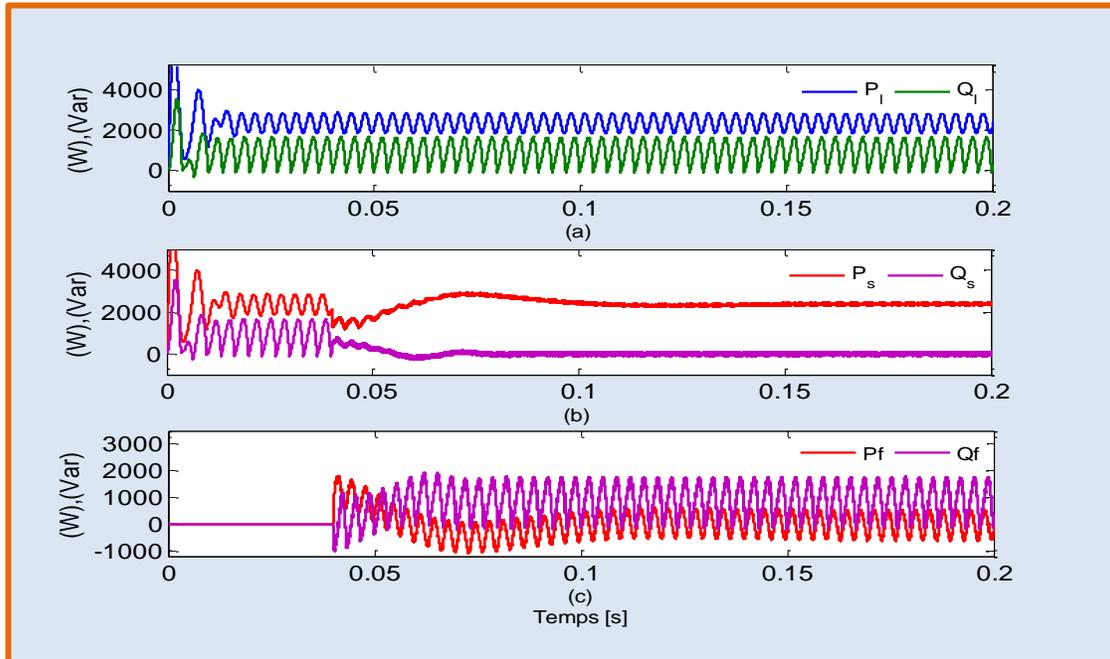


Figure III.48. Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC proposée sous un réseau électrique idéal. (a) puissances active et réactive côté charge (W, Var) (b) puissances active et réactive côté réseau (W, Var) (c) puissances active et réactive injectées par le filtre actif (W, Var).

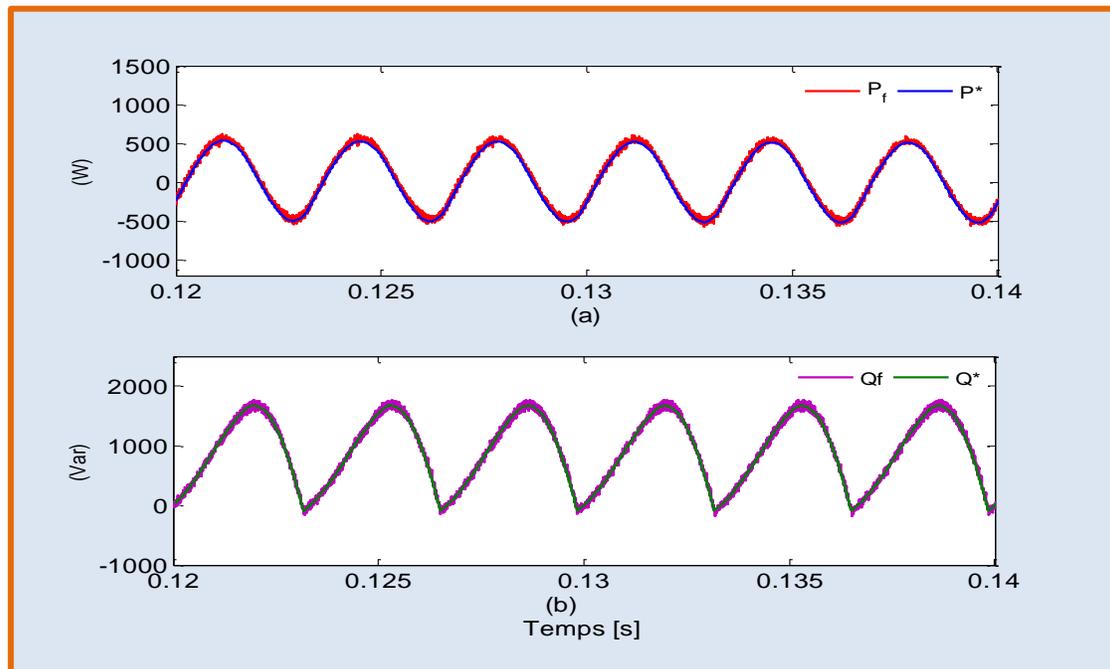


Figure III.49. Réseau électrique idéal (a) puissance active injectée par le filtre actif et leur consigne de référence (W, Var) (b) puissance réactive injectée par le filtre actif et leur consigne de référence (W, Var).

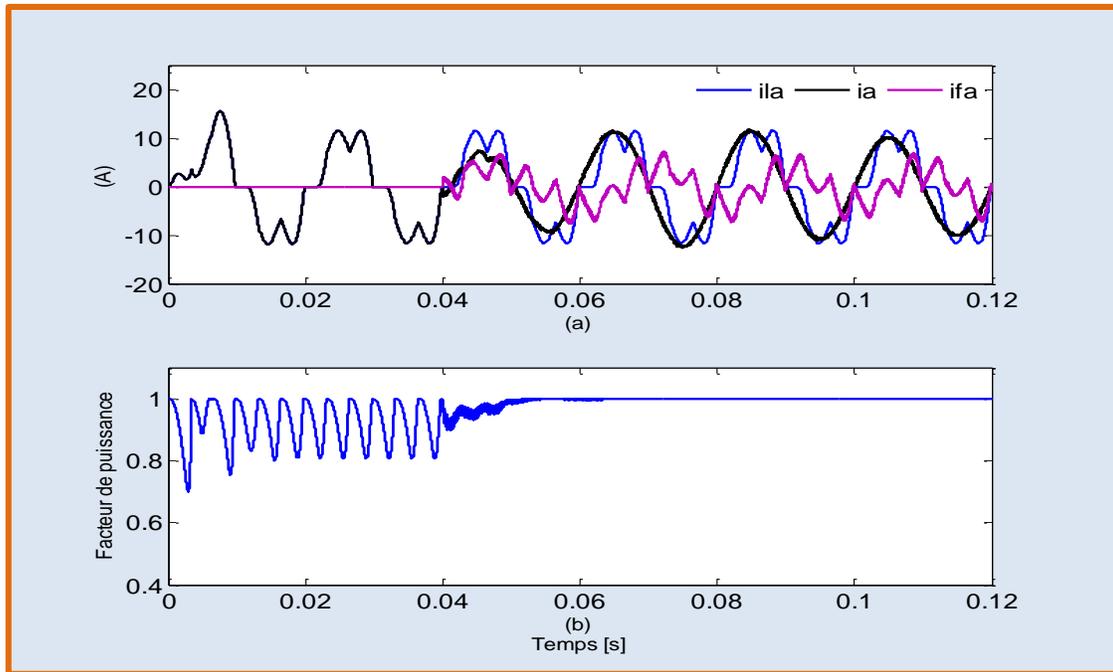


Figure III.50. Réseau électrique idéal (a) courants de charge, de ligne et de filtre (A) (b) facteur de puissance.

✓ Réseau électrique perturbé

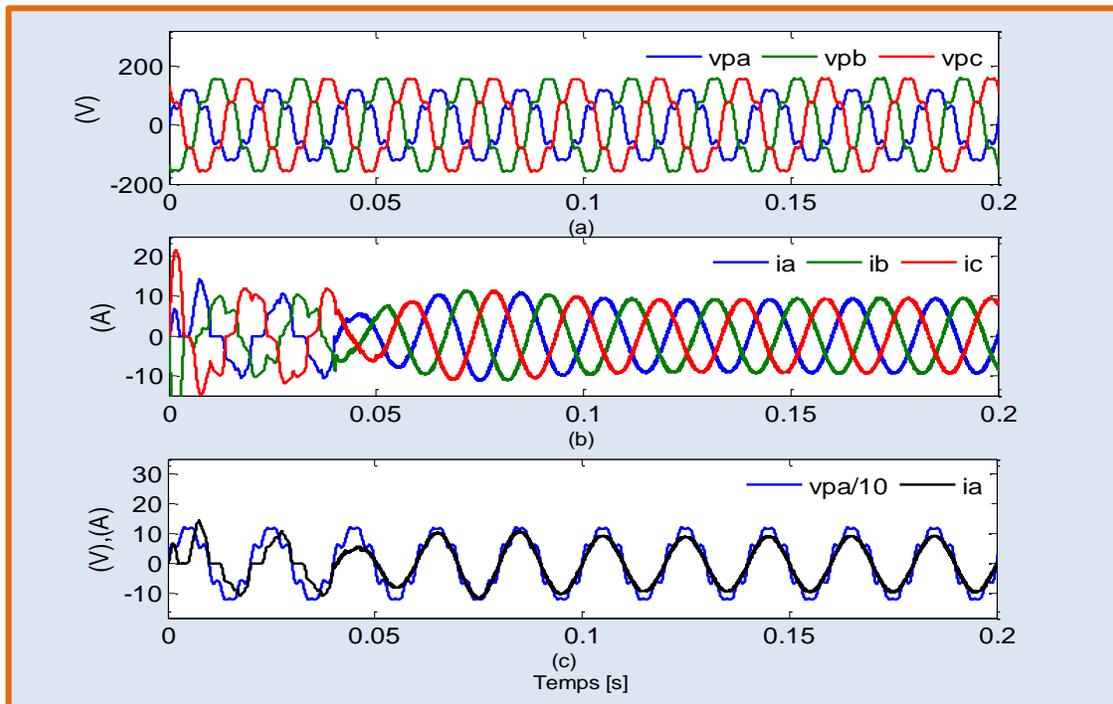


Figure III.51. Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC proposée sous un réseau électrique perturbé (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants côté réseau électrique (A) (c) déphasage entre le courant de ligne et la tension de la phase (a).

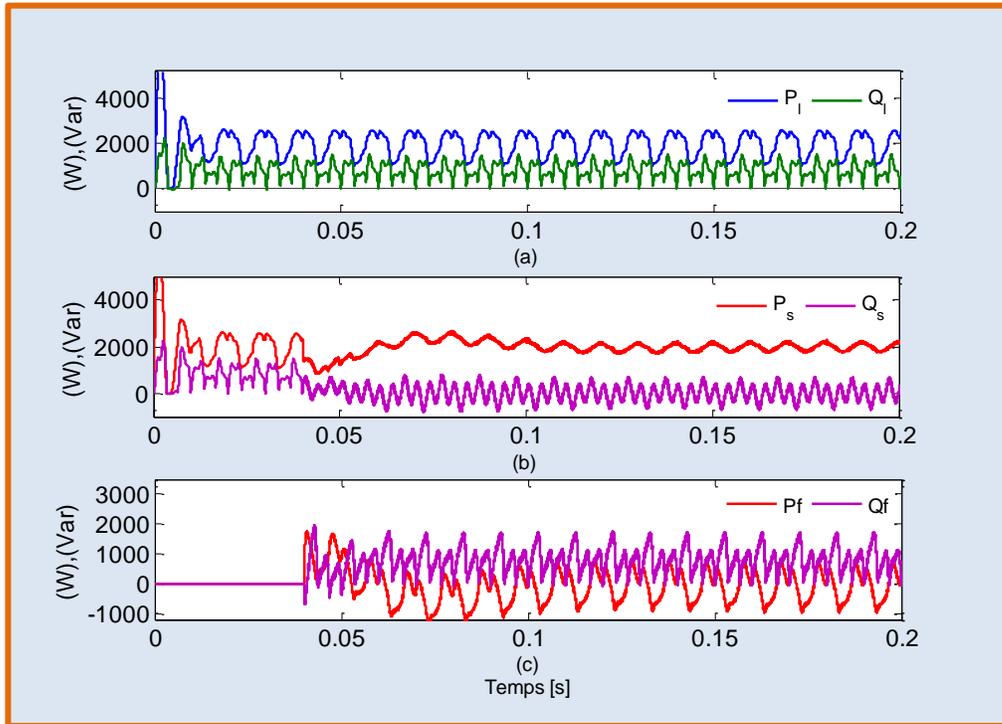


Figure III.52. Fonctionnement du filtre actif de puissance parallèle utilisant la commande DPC proposée sous un réseau électrique perturbé. (a) puissances active et réactive côté charge (W, Var) (b) puissances active et réactive côté réseau (W, Var) (c) puissances active et réactive injectées par le filtre actif (W, Var).

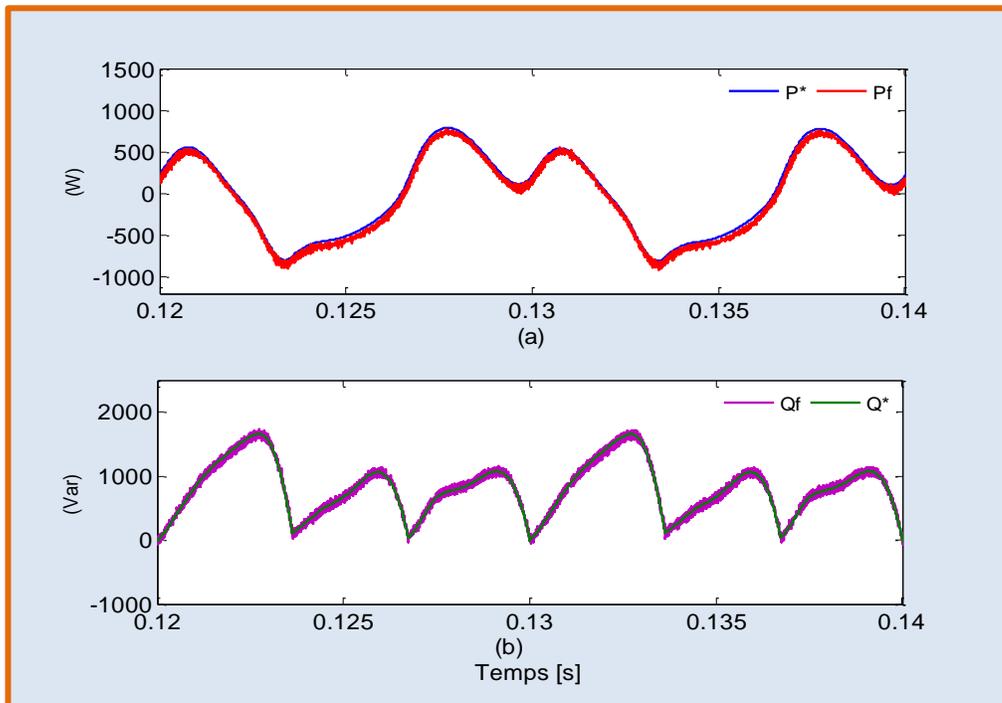


Figure III.53. Réseau électrique perturbé (a) puissance active injectée par le filtre actif et leur consigne de référence (W, Var) (b) puissance réactive injectée par le filtre actif et leur consigne de référence (W, Var).

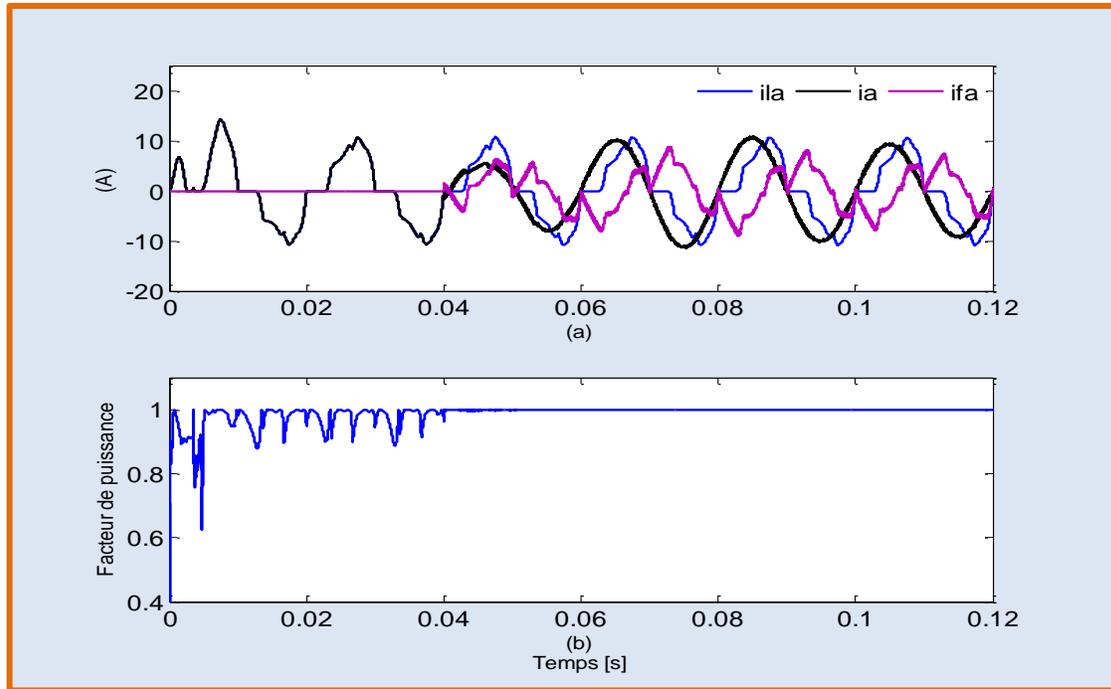


Figure III.54. Réseau électrique perturbé (a) courants de charge, de ligne et de filtre (A) (b) facteur de puissance.

✓ *Variation du charge (24 ~ 48 Ω).*

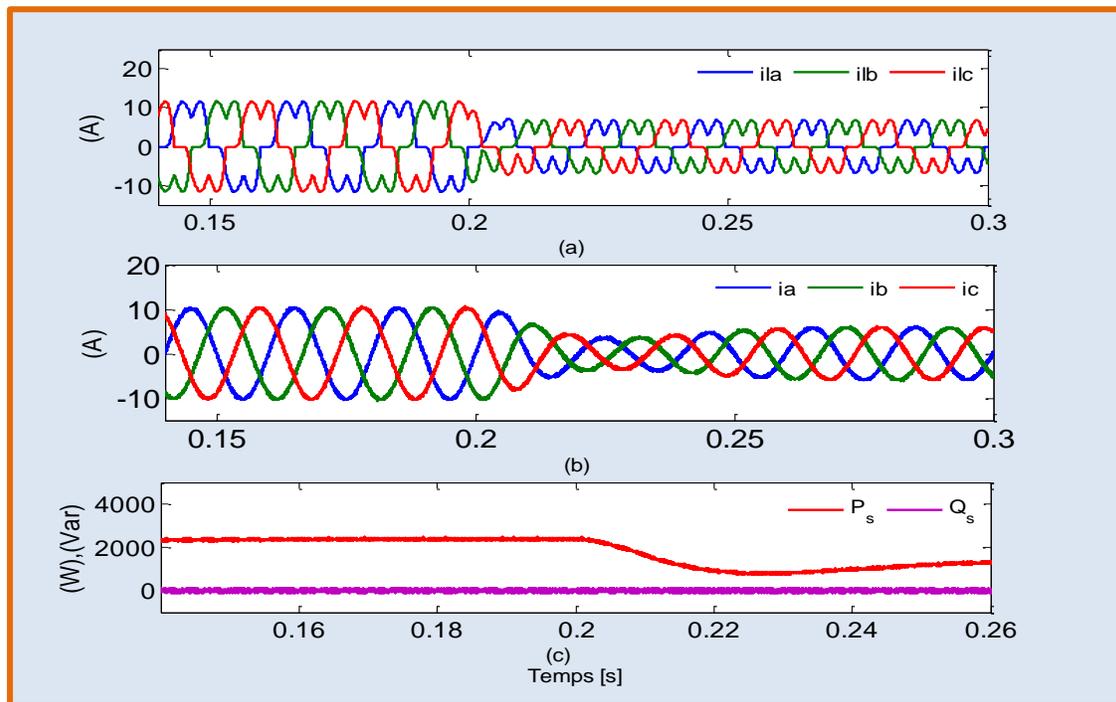


Figure III.55. Réponse transitoire du filtre actif de puissance parallèle à une variation brusque de la charge (24~48 Ω) utilisant la commande DPC proposés (a) courants de charge (A) (b) courants côté source (A) (c) puissances active et réactive côté réseau (W, Var).

✓ *Performance d'estimation des tensions*

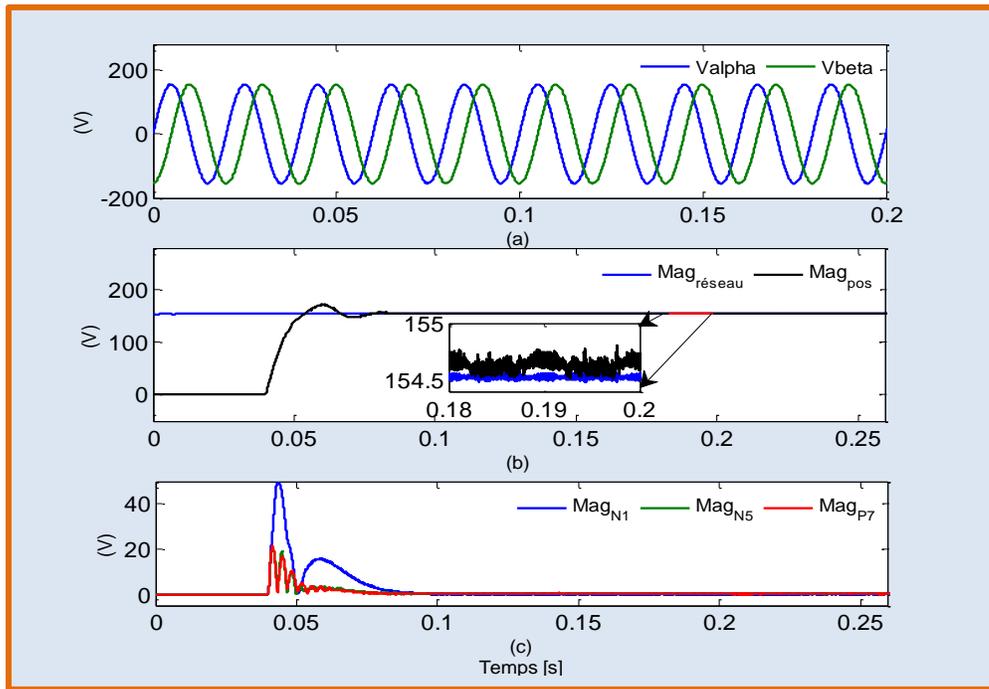


Figure III.56. Réseau électrique idéal (a) composantes ($\alpha\beta$) du vecteur de tension du réseau (b) amplitude estimée de la séquence positive fondamentale (c) amplitudes des séquences négative, négative et positive du fondamental, de l'harmonique d'ordre 5 et de l'harmonique d'ordre 7 respectivement.

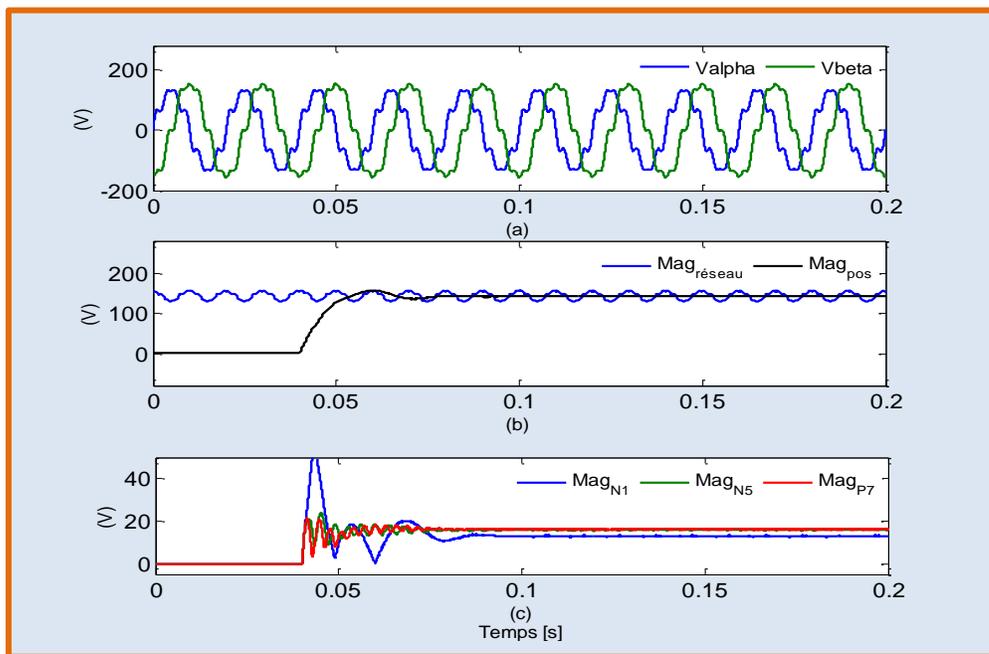


Figure III.57. Réseau électrique perturbé (a) composantes ($\alpha\beta$) du vecteur de tension du réseau (b) amplitude estimée de la séquence positive fondamentale (c) amplitudes des séquences négative, négative et positive du fondamental, de l'harmonique d'ordre 5 et de l'harmonique d'ordre 7 respectivement.

III.5.4 Etude comparative

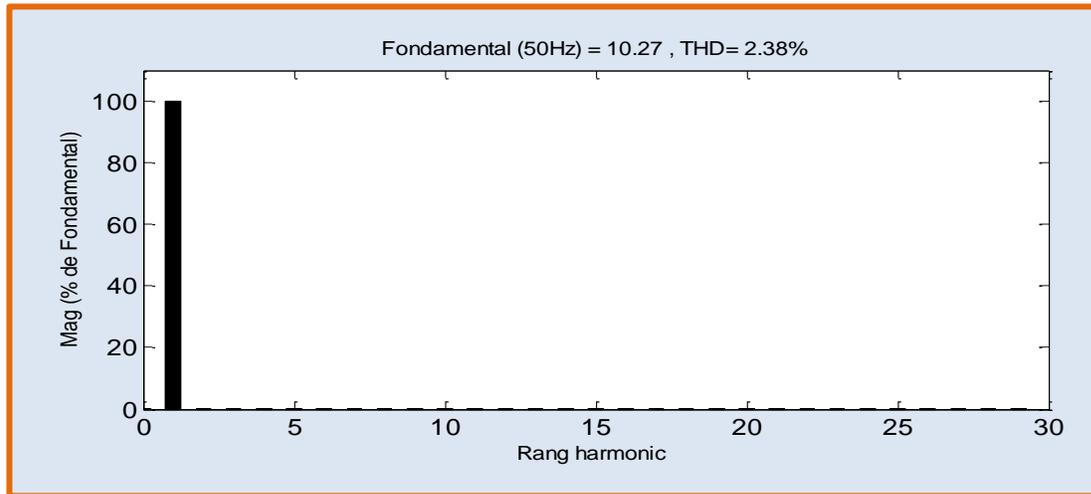


Figure III.58. Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) utilisant la commande DPC proposée (réseau électrique idéal).

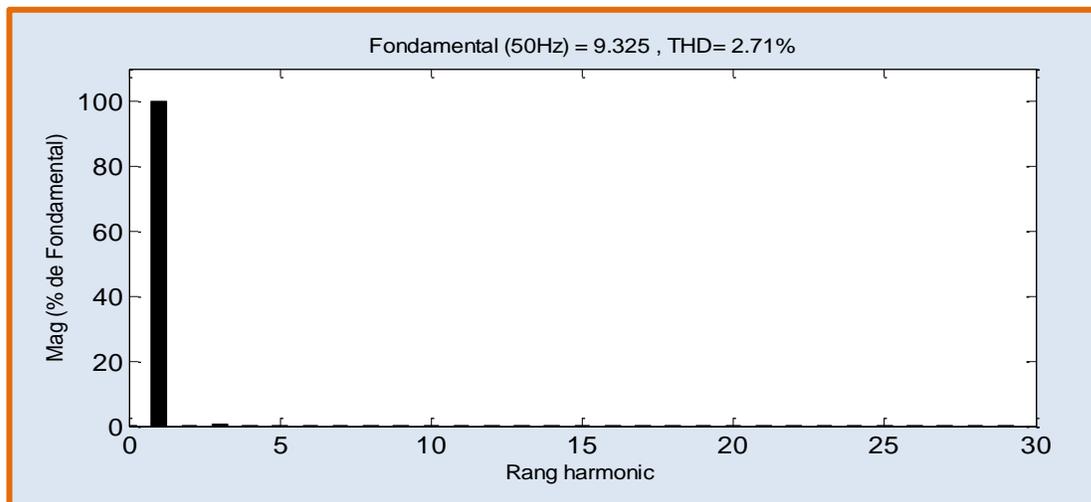


Figure III.59. Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) utilisant la commande DPC proposée (réseau électrique perturbé).

Après avoir présenté les résultats de simulation obtenus par la commande DPC proposée, il est nécessaire de mettre en évidence les améliorations apportées par rapport aux autres techniques étudiées auparavant. Il est indispensable de mentionner que l'entraînement de la commande DPC proposée est réalisé par le même circuit de puissance et sous les mêmes conditions du réseau et la charge perturbatrice. Par conséquent, le critère qui a été pris en compte pour évaluer les performances du circuit de commande est le facteur de distorsion harmonique (THDi) du courant côté réseau électrique.

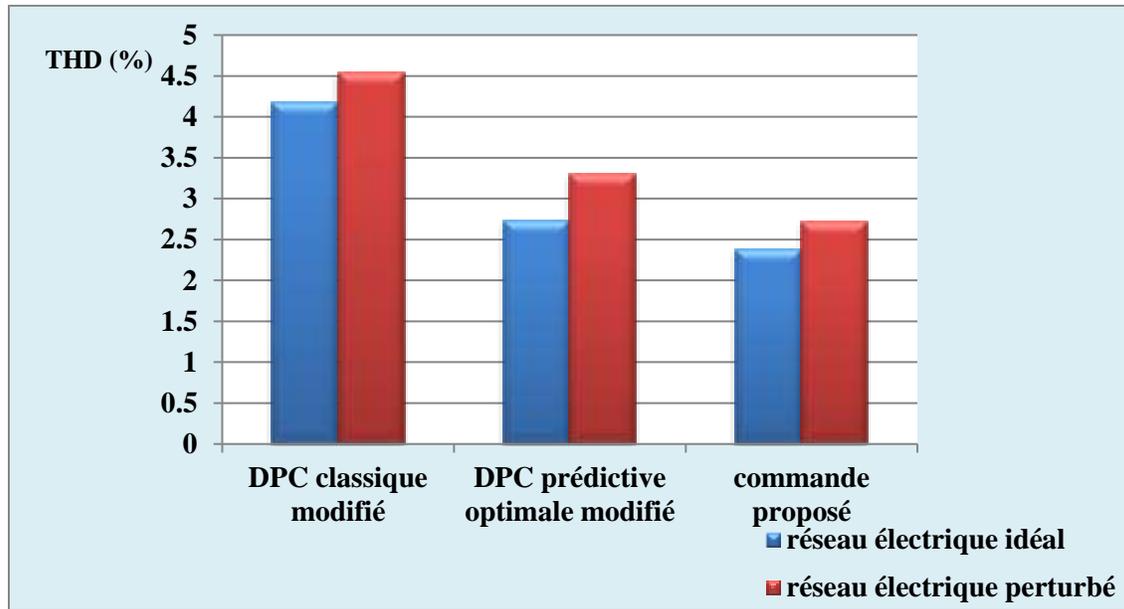


Figure III.60. Comparaison de THDi pour différentes techniques de contrôle (modifiée et proposée) sous un réseau électrique idéal et perturbé.

Les figures III.58 et III.59 montrent les spectres fréquentiels du courant de ligne dans le cas d'un réseau électrique idéal et perturbé respectivement. On observe que la commande DPC proposée donne une performance en régime permanent remarquable avec une THDi de 2.38 % sous un réseau idéal, et 2.71% sous un réseau perturbé. On peut conclure que la commande DPC proposée peut maintenir un bon fonctionnement pour le système de filtrage, des courants de source sinusoïdaux et équilibrés et compensation de la puissance réactive, en dépit des perturbations sévères au niveau du réseau électrique. D'après la figure III.60, la commande DPC proposée démontre la meilleure performance en régime permanent en termes du facteur THDi sous un réseau électrique idéal ou perturbé comparativement aux autres techniques de contrôle étudiées (DPC classique modifiée et DPC prédictive optimale modifiée).

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit le filtre actif parallèle comme une solution fiable à la problématique de la qualité d'énergie. Il a une capacité dynamique et adaptative pour compenser effectivement les courants perturbateurs tels que le courant harmonique, déséquilibre et réactif.

Cependant, leur performance dépend principalement de la robustesse de la commande appliquée. Une commande robuste, c'est-à-dire une commande qui peut maintenir le bon fonctionnement du filtre actif shunt durant les conditions transitoires liées soit au charge et/ou réseau électrique. Dans ce contexte, la fiabilité de la détection de la fréquence et la séquence directe fondamentale des tensions mesurées au point de raccordement PCC est souvent impérative. Par conséquent, afin de garantir une connaissance précise des paramètres de réseau de manière dynamique, l'intégration des techniques de synchronisation dans le circuit de contrôle est indispensable. Trois techniques ont été choisies: le filtre STF, le filtre de Kalman et le filtre MCCF. Plusieurs tests ont été effectués en élaborant la réponse dynamique de ces techniques de

synchronisation sous différentes conditions concernant la tension de source telles que: le déséquilibre, pollution harmonique, variation de l'angle de phase et la variation de la fréquence. En conclusion et après une étude comparative, il a été trouvé que le filtre STF a la plus faible efficacité par rapport aux autres méthodes avec un temps de réponse lent et une erreur statique établie en régime permanent. Le filtre de Kalman et MCCF ont des performances proches avec une supériorité minimale pour le filtre de Kalman.

Ensuite, la commande DPC a été utilisée pour contrôler le système de filtrage actif parallèle. Tout d'abord, la performance du contrôle DPC classique et prédictif optimal sous un réseau électrique idéal et perturbé a été évaluée. Les résultats obtenus démontrent une bonne performance dans le cas d'un réseau électrique idéal avec une supériorité évidente pour la commande DPC prédictive optimale. Par contre, sous un réseau électrique perturbé, on a observé une dégradation d'une manière radicale de la performance des deux techniques de contrôle. A la lumière de ce problème, et à fin de remédier les effets nocifs engendrés par le réseau électrique à la fiabilité du circuit de contrôle, on a proposé de combiner la commande DPC avec un filtre de Kalman en tant que mécanisme de synchronisation. La configuration proposée peut à la fois conserver les avantages de la commande DPC et augmenter l'immunité du circuit de contrôle contre les perturbations du réseau électrique. Les résultats obtenus montrent une performance parfaite, où le filtre actif shunt peut éliminer effectivement tous les composants perturbatrices induites par la charge non linéaire et du réseau perturbé simultanément.

Enfin, on a proposé une commande DPC prédictive basée sur les puissances active et réactive injectées par le filtre actif parallèle comme des grandeurs à contrôler. De plus, le circuit de contrôle a été optimisé par l'élimination des capteurs de tension remplaçant par un estimateur à mode glissant modifié. Les résultats obtenus montrent la supériorité de la commande proposée par rapport aux configurations précitées.

Chapitre IV

Production et Amélioration de la Qualité d'Energie Electrique par un Système de Conversion Eolien Connecté au Réseau Electrique.

IV.1 Introduction

Les ressources énergétiques alternatives ont récemment suscité beaucoup d'intérêt en raison de l'épuisement prochain des combustibles fossiles et de l'augmentation du niveau de pollution. Parmi les sources d'énergies renouvelables, la production d'énergie éolienne a été considérée comme la technologie qui croît le plus rapidement, étant l'un des moyens des plus rentables et respectueux de l'environnement de produire de l'électricité à partir de sources renouvelables. En plus, avec le développement technologique croissant, le coût de l'énergie éolienne produite est comparable à celui des centrales électriques conventionnelles. Donc, l'énergie éolienne est devenue la plus préférée par rapport aux autres sources d'énergies renouvelables.

Au niveau du réseau de distribution, l'utilisation accrue de charges non linéaires est responsable à la détérioration de la qualité d'énergie au point de couplage commun (PCC). Grâce à la pénétration croissante de l'énergie éolienne dans le réseau électrique, l'utilisation du système de conversion éolien à vitesse variable pour des fonctions supplémentaires telles que l'atténuation des harmoniques et la compensation de la puissance réactive au point PCC est devenue nécessaire en plus du rôle principal usuel. Cependant, la capacité nominale du convertisseur d'interfaçage joue un rôle important dans cette situation. Normalement, l'injection de la totalité d'énergie disponible à partir d'une source éolienne locale dans le réseau est requise. Si la puissance disponible est inférieure à la puissance nominale du convertisseur, la capacité énergétique restante pourrait être exploitée pour compenser les perturbations de la qualité d'énergie, telles que la pollution harmonique, le déséquilibre et la puissance réactive au point PCC.

Ce chapitre vise à étudier l'interconnexion d'un système de conversion éolien à base d'un générateur à aimant permanent au réseau électrique avec une capacité de compensation des perturbations harmoniques et réactives au point (PCC). L'interface de connexion entre le réseau et le générateur à aimant permanent est effectuée par un convertisseur Back to Back (AC-DC-AC). Le redresseur AC-DC sert à suivre l'évolution dynamique de la puissance mécanique maximale disponible au niveau de la turbine à injecter à travers le bus continu. L'onduleur DC-AC régule la tension du bus continue et transmet la puissance capturée vers le réseau. En plus de cela, l'onduleur côté réseau est également exploité pour compenser les courants harmonique et réactive engendrés par les charges non linéaires connectées au point PCC.

Dans ce chapitre, nous exploiterons les résultats établis dans les deux chapitres précédents. A partir du chapitre (II), la commande DPC à mode glissant a été prise afin de contrôler le

redresseur (CCM), et à partir du chapitre (III), la commande DPC proposée a été utilisée pour contrôler l'onduleur côté réseau électrique (CCR).

IV.2 Notion sur l'état de l'industrie des systèmes de génération éoliens dans le monde

Dans de nombreux pays, l'énergie éolienne est l'une des sources d'énergie renouvelable à la croissance annuelle la plus rapide. La capacité d'énergie éolienne installée a augmenté exponentiellement de 6100 MW en 1996 à 432 883 MW en 2015. On s'attend à ce que suivant la tendance actuelle, la capacité éolienne cumulée puisse atteindre 760 GW d'ici 2020 [108]. La capacité mondiale d'énergie éolienne représente environ ~ 4% de la production mondiale d'énergie électrique. Cette progression s'accompagne d'une augmentation significative du volume des turbines éoliennes au cours des quatre dernières décennies et a atteint actuellement un niveau massif de 10 MW [108].

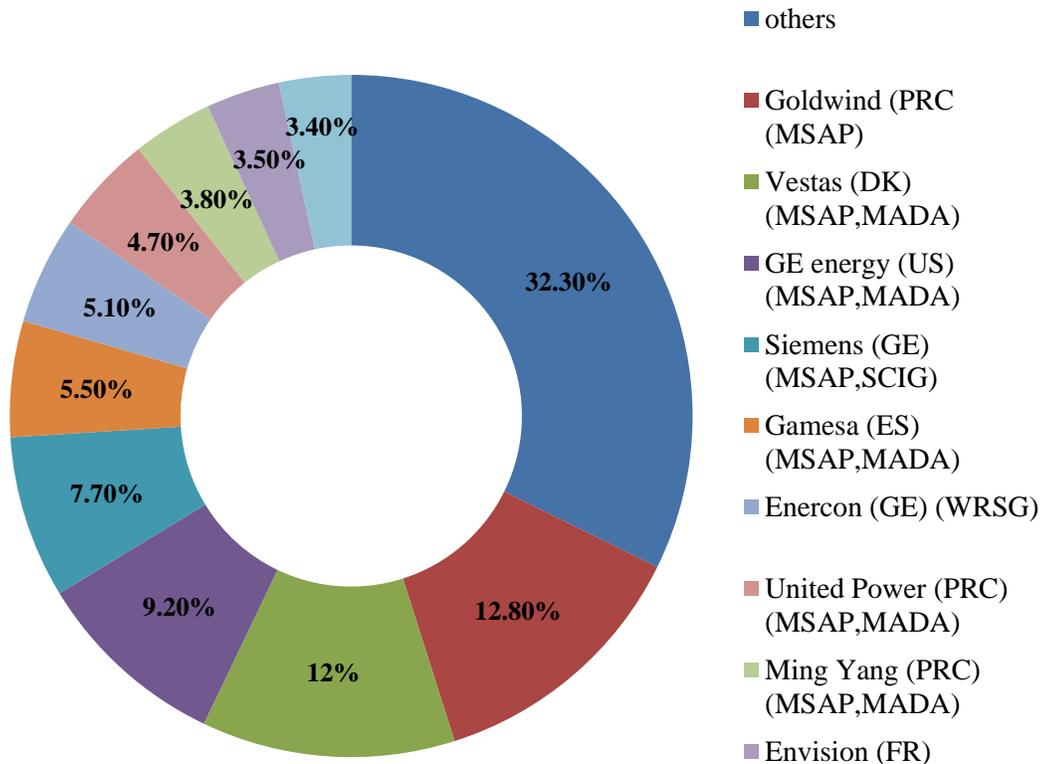


Figure IV.1. Etat du marché pour les 10 premiers grands constructeurs d'éoliennes en 2015 [109].

La figure IV.1 montre les 10 principaux fabricants de systèmes d'énergie éolienne selon les statistiques en 2015.

IV.3 Constitution d'un système de conversion éolien (Wind Energy Conversion System WECS)

Généralement un système de conversion éolien sert à convertir une énergie de forme cinétique à une forme électrique d'une manière contrôlée, fiable et efficace. Les principaux composants d'un système WECS sont généralement classés en trois parties [110]:

- ✓ **Partie mécanique** : elle comprend les pales du rotor, le pivot du rotor, l'arbre, frein mécanique, boîte de vitesses, unité de mesure de vent, tour, système d'échange de chaleur, etc.
- ✓ **Partie électrique** : elle comprend l'aérogénérateur, convertisseur d'électronique de puissance connectés avec des filtres d'harmoniques passifs côté générateur et côté réseau électrique, un transformateur élévateur, des câbles de transmission et un appareillage de commutation...etc.
- ✓ **Partie de contrôle** : elle comprend les systèmes de commande soit mécaniques ou/et électriques.

IV.3.1 Partie électrique dans un système de conversion éolien (WECS)

✓ *Générateurs électriques*

Un aérogénérateur convertit l'énergie mécanique, reçu d'un système de transmission mécanique rotatif, en une énergie électrique. Au cours des 4 dernières décennies, de nombreux générateurs tels que le générateur à induction à cage d'écureuil (SCIG), le générateur à induction à rotor bobiné (WRIG), le générateur à induction à double alimentation (DFIG), le générateur synchrone à aimants permanents (PMSG) ou électro-aimant (WRSG) ont été développés et intégrés dans des systèmes WECS [111]. Le tableau IV.1 résume de manière utile les différents avantages et inconvénients de chaque générateur.

✓ *Convertisseurs d'électronique de puissance*

Les bornes de sortie du générateur peuvent être couplées directement au réseau ou peuvent être via un convertisseur électronique de puissance [112]. Le convertisseur d'électronique de puissance fonctionne en tant que redresseur (AC / DC) des tensions sinusoïdales à la sortie du générateur afin d'obtenir une tension continue réglable, puis de nouveau cette dernière est convertie en une tension AC avec une amplitude et une fréquence contrôlable par un onduleur (DC / AC).

Dans la plupart des systèmes WECS, la configuration avec des convertisseurs AC / DC et DC / AC est connue sous le nom d'une connexion back-to-back (BTB). Les harmoniques de commutation sont inévitables lors de l'utilisation des convertisseurs d'électronique de puissance. Pour résoudre ce problème, des filtres d'harmoniques sont utilisés pour les convertisseurs côté générateur (CCM) et côté réseau électrique (CCR).

Ainsi, nous pouvons mentionner quelques avantages de l'utilisation de ces filtres harmoniques comme [113].

Tableau IV.1. Caractéristiques des différents générateurs.

Le type du générateur	avantage	inconvénient
SCIG	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Une simple construction. ✓ Le coût de construction et maintenance est réduit. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Absorption d'une puissance réactive du réseau électrique. ✓ Adapté uniquement pour un fonctionnement à haute vitesse.
WRIG	<ul style="list-style-type: none"> ✓ La contrôlabilité de puissance via l'enroulement du rotor permet un fonctionnement à vitesse variable. ✓ Une couple de démarrage élevée. ✓ Le contrôle de la puissance réactive est flexible. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Le coût initial et de maintenance sont élevés. ✓ Un facteur de puissance (FP) faible pour les charges réduites.
PMSG	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Haute densité et fiabilité de puissance. ✓ Pas besoin d'excitation électrique et de boîte de vitesse. ✓ Moins de pertes rotorique et un rendement élevé. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Coût élevé des aimants permanents. ✓ Démagnétisation possible des aimants permanents. ✓ Les générateurs à basse vitesse sont lourds.
WRSG	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Le contrôle des puissances active et réactive est indépendant. ✓ Un fonctionnement à couple élevé peut être atteint. ✓ Pas besoin d'une boîte de vitesse. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Le coût de construction est d'entretien est relativement élevé. ✓ Nécessite un circuit d'excitation supplémentaire.

- ✓ Réduire la distorsion harmonique des courants et tensions engendrés par le générateur.
- ✓ Réduction des pertes harmoniques dissipées dans le circuit magnétique et les enroulements du générateur.
- ✓ Le filtre harmonique connecté au CCR permet de répondre aux exigences rigoureuses d'harmoniques spécifiées par le code de réseau électrique.

Sur la base de la tension de fonctionnement, les convertisseurs de puissance sont généralement classés en convertisseurs basse tension (BT) et moyenne tension (MT). Un convertisseur de puissance basse tension est utilisé avec un générateur qui génère une basse tension, de même qu'un convertisseur de puissance à moyenne tension est utilisé avec un générateur qui engendre une moyenne tension. Les spécifications des tensions de fonctionnement des systèmes WECS, BT et MT dans le marché nord-américain et européen sont résumées par le tableau IV.2 [114].

Tableau IV.2. Classifications des réseaux électriques [114].

Région	Standard	La gamme de tension
L'Europe.	IEC 60038	BT (<1000 V) ✓ 220 ,400 ,690 V MT (1-35 kV) ✓ 3.3 ,6.6, 11, 22,33 kV
L'Amérique du nord.	ANSI C84.1	BT (<600 V) ✓ 208 ,120/240, 480,575 V MT (600 V-35 kV) ✓ 2.4 ,4.16, 6.9, 12.47, 13.8, 21,34.5 kV

IV.4 Configurations commerciales des systèmes WECS

En utilisant différentes combinaisons avec tout ou partie de ceux-ci composants mécaniques et électriques mentionnés précédemment, une grande variété de configurations des systèmes WECS ont été commercialisées, telles que [115]:

- ✓ **Type 1** : système WECS à vitesse fixe basé sur un générateur à induction à cage d'écureuil (SCIG).
- ✓ **Type 2** : système WECS à vitesse semi-variable basé sur un générateur à induction à rotor bobiné (WRIG).
- ✓ **Type 3** : système WECS à vitesse semi-variable basé sur un générateur à induction à rotor bobiné double alimentation (DFIG/GADA).
- ✓ **Type 4** : système WECS à vitesse complètement variable basé sur un générateur synchrone à aimants permanents (PMSG), SCIG ou générateur synchrone à électro-aimant (WRSG).

IV.4.1 Système WECS type 1

Un système WECS à vitesse fixe à base d'un générateur à induction à cage d'écureuil (SCIG) est illustré à la figure IV.2, où le générateur est connecté au réseau électrique par l'intermédiaire d'un démarreur progressif et un transformateur élévateur. Cette technologie est la plus ancienne, et elle a été développée premièrement pour les systèmes WECS pendant les années de 1980 [111]. On peut mettre en évidence quelques spécifications techniques sur la mise en service de cette configuration comme [110]:

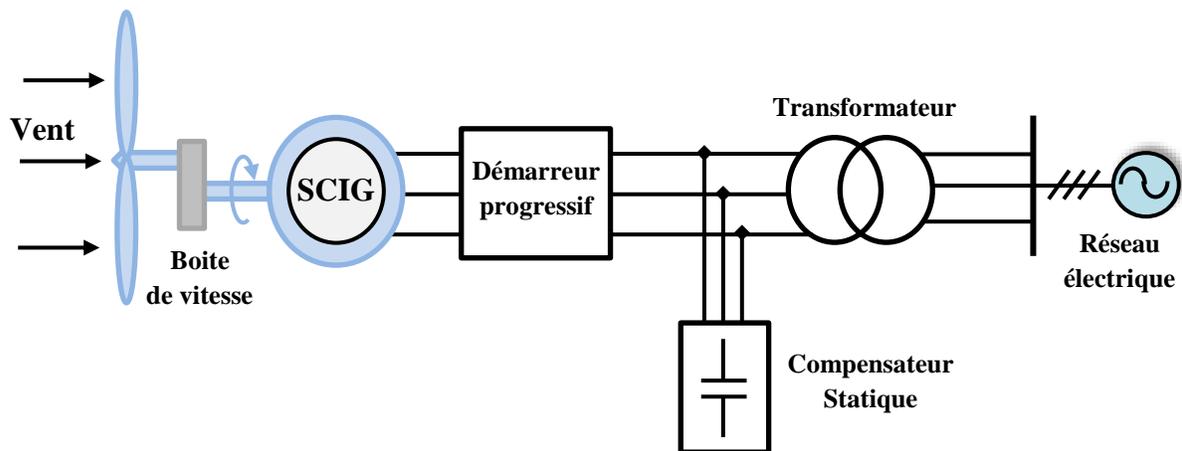


Figure IV.2. Schéma synoptique d'un système WECS type 1 à vitesse fixe.

- ✓ Dans les systèmes WECS à haute puissance, ce type contient quatre ou six pôles pour des fréquences du réseau électrique de 50 ou 60 Hz respectivement.
- ✓ Pendant des différentes vitesses de vent, la vitesse du générateur varie légèrement (à moins de 1% au-dessus de la vitesse de synchronisme), par conséquent, cette configuration est appelée un système WECS à vitesse fixe, pour cela une boîte de vitesse à trois étages est normalement utilisée entre le rotor de la turbine et le générateur pour gérer la différence de vitesse entre eux.
- ✓ Au démarrage, la différence la tension induite par le générateur électrique et la tension du réseau électrique entraîne un courant élevé. Un démarreur progressif triphasé constitué de thyristors antiparallèles et d'un interrupteur peut limiter le courant au démarrage aux limites admissibles.
- ✓ Cette configuration absorbe une puissance réactive à partir du réseau, et pour pallier cet effet, des batteries de condensateurs triphasés sont généralement utilisées.

IV.4.2 Système WECS type 2

Pour surmonter les inconvénients associés au système WECS type 1, dans l'industrie ils ont développé des systèmes éoliens à vitesse semi-variable. La configuration d'un système WECS semi-variable utilisant une machine à induction avec un rotor bobiné (WRIG) et d'un convertisseur de puissance partielle (10%) est illustrée à la Figure IV.3. La configuration du système est similaire au système WECS type 1. Cependant, la machine asynchrone à cage d'écureuil est remplacée par une autre machine asynchrone avec un rotor bobiné connecté à une résistance externe variable via un convertisseur. Ce dernier est réalisé par un redresseur triphasé à pont de diodes et un hacheur à base d'un transistor IGBT. La variation de la résistance du rotor affecte la caractéristique couple/vitesse du générateur, permettant ainsi un fonctionnement à vitesse variable à cette configuration.

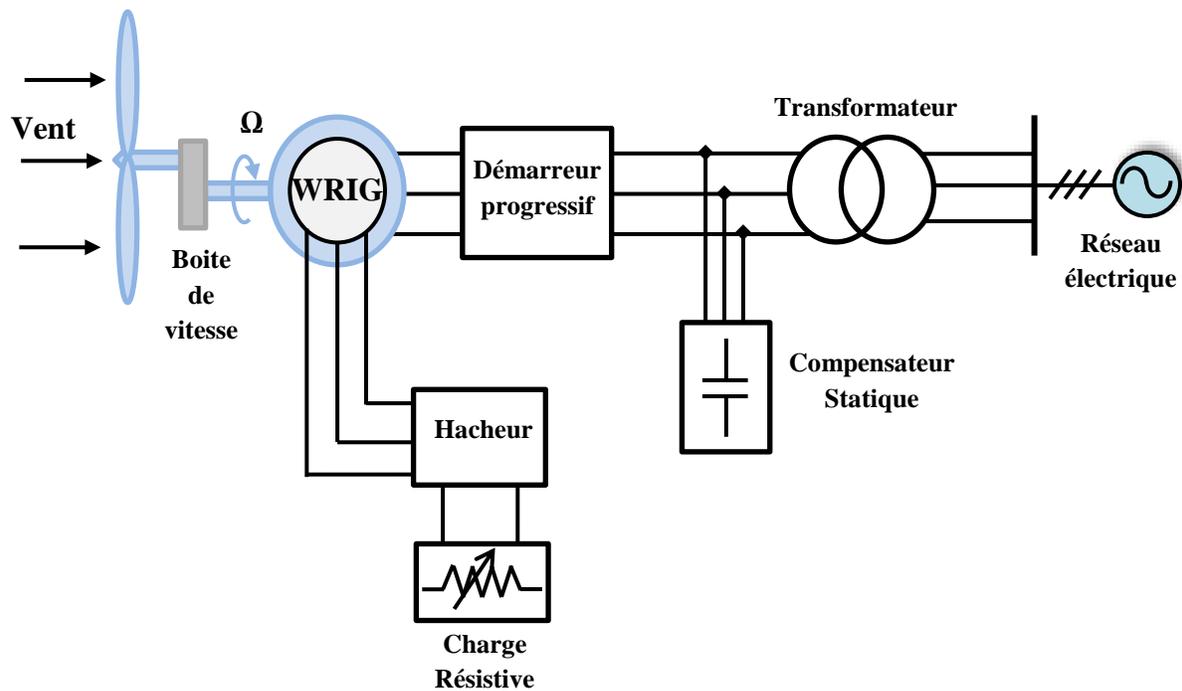


Figure IV.3. Schéma synoptique d'un système WECS type 2 à vitesse semi-variable (10 %).

La plage de réglage de la vitesse est généralement limitée à environ 10% au-dessus de la vitesse de synchronisme. Avec des opérations à vitesse semi-variable, le système de conversion éolien peut capturer une puissance légèrement plus élevée du vent avec une contrainte réduite sur les composants mécaniques mais avec des pertes de puissance dans la résistance variable du rotor.

IV.4.3 Système WECS type 3

Un effort continu se fait pour augmenter la plage de vitesse opérationnelle des systèmes WECS et d'éliminer le démarreur progressif et le compensateur de puissance réactive côté réseau, pour cela les systèmes éoliens du type 3 à vitesse semi-variable ont été développés. La configuration d'un système WECS du type 3, utilisant une machine asynchrone à double alimentation (DFIG) et un convertisseur d'électronique de puissance BTB, est illustrée à la figure IV.4 [116]. Comme son nom l'indique, la puissance générée par le générateur DFIG est fournie au réseau par les enroulements du stator et du rotor.

Le convertisseur CCM dédié au circuit rotorique, doit gérer uniquement la puissance de glissement, ainsi la puissance de ce convertisseur ne devrait être que de 30% de la puissance nominale du générateur [117]. L'utilisation d'un convertisseur à échelle partielle (30%), conduit à une réduction du coût, du poids et de l'espace requis pour la nacelle. Du point de vue des coûts, la faible puissance du convertisseur électronique de puissance utilisé, rend les systèmes WECS du type 3 plus attractifs et plus populaires. Certaines spécifications techniques concernant cette configuration peuvent être mentionnées:

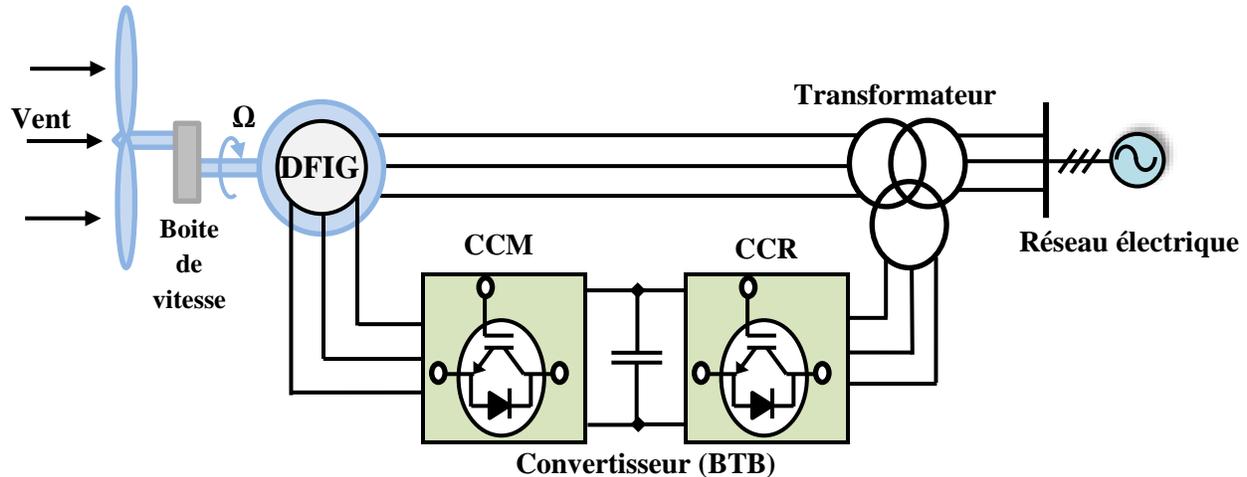


Figure IV.4. Schéma synoptique d'un système WECS type 3 à vitesse semi-variable (30 %).

- ✓ Le convertisseur de puissance se compose généralement de deux convertisseurs MLI de source de tension à deux niveaux connectés dans une configuration Back to Back (BTB) indiqué sur la figure IV.4.
- ✓ Le convertisseur de puissance est également équipé de filtres d'harmoniques côté rotor et côté réseau pour atténuer les harmoniques de commutation.
- ✓ Le transformateur élévateur contient trois enroulements, deux enroulements primaires côté générateur et un enroulement secondaire côté réseau.

IV.4.4 Système WECS type 4

Pour assurer un fonctionnement permanent à vitesse variable pour toute la plage de vitesse du vent, des systèmes éoliens du type 4 ont été développés au cours des années 1990. La configuration d'un système WECS du type 4, constituant d'un générateur et d'un convertisseur de puissance BTB fonctionné en pleine échelle, est illustrée à la figure IV.5 [118]. Contrairement aux systèmes éoliens du type 3, où le convertisseur de puissance est connecté au circuit rotor pour adapter la puissance de glissement, les systèmes WECS du type 4 emploient deux convertisseurs de puissance en cascade entre les bornes statoriques de la machine utilisée et le réseau de distribution électrique, pour contrôler la totalité d'énergie électrique produite. Par conséquent, la capacité du convertisseur de puissance utilisé, passe de 30% dans les systèmes éoliens du type 3 à 100% de la puissance nominale du générateur électrique dans les systèmes du type 4. Les générateurs SCIG, PMSG et WRSG, ont tous trouvé des applications dans ce type de configuration avec des puissances allant jusqu'à plusieurs mégawatts. Parmi eux, un système WECS à base d'un générateur PMSG est le plus populaire pour cette dernière configuration du type 4 [119, 120].

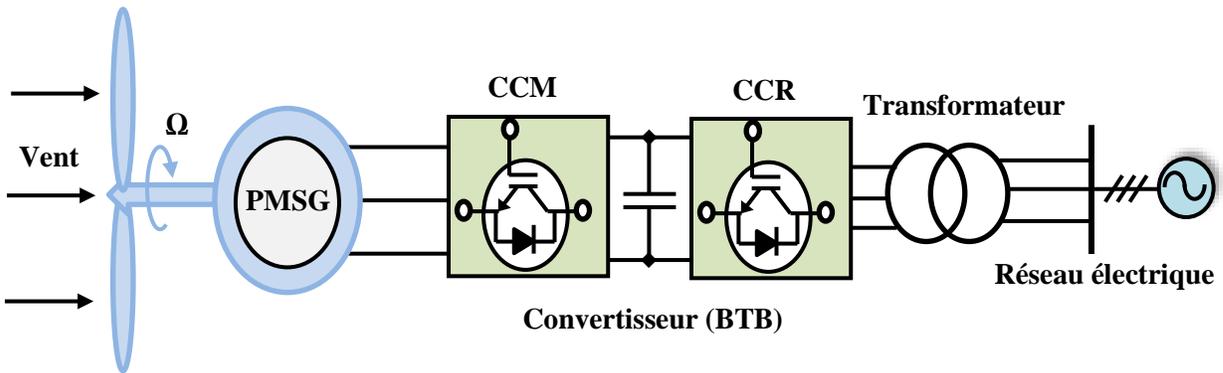


Figure IV.5. Schéma synoptique d'un système WECS type 4 à vitesse variable (0-100%).

En peut citer quelques spécifications techniques concernant cette configuration comme celles-ci:

- ✓ Un convertisseur de puissance à pleine échelle (100%), conduit à une plage de vitesse entièrement variable (0% à 100%) et le rendement énergétique de ce type est considéré le plus élevé.
- ✓ La configuration du convertisseur de puissance BTB illustrée à la figure IV.5 est similaire à celle représentée à la figure IV.4 du type 3 en termes de construction, et de contrôle.
- ✓ Ce convertisseur de puissance avec une configuration BTB peut fournir ou consommer de la puissance réactive, ainsi il représente un compensateur dynamique de la puissance réactive, et cela contribue à maintenir la stabilité du fonctionnement du système.

Tableau IV.3. Résumé sur les quatre types de configuration dédiée aux systèmes WECS [108].

	Type 1	Type 2	Type 3	Type 4
Générateur	SCIG	WRSG	DFIG	PMSG
Le convertisseur de puissance	non requis	pont de diode + hacheur	convertisseur BTB	convertisseur BTB
La gamme de vitesse	1 %	10%	± 30 %	0-100 %
Démarrage progressif	requis	requis	non requis	non requis
La boîte de vitesse	requis	requis	requis	facultative
La compensation de la puissance réactive	requis	requis	non requis	non requis
L'opération du MPPT	pas possible	limitée	Réalisable	réalisable
La technologie utilisée	dépassée	dépassée	élevée	émergente /élevée
Le marché actuellement	peu ou pas	peu ou pas	la part la plus élevée (>50%)	la deuxième part

Les systèmes WECS basés aux générateurs synchrones à aimant permanent (PMSG) ont été très populaires durant ces dernières années, ce qui peut être démontré par le fait que les systèmes

WECS basés sur le générateur PMSG sont produits par 9 des 10 principaux producteurs mondiaux d'après une statistique en 2015, comme le montre la figure IV.1. Cette tendance indique que la prédominance du marché d'énergie éolienne est passée de systèmes WECS à base DFIG aux systèmes WECS à base PMSG. Ce changement est dû aux avantages apportés par les systèmes WECS à base PMSG par rapport aux autres, qui peuvent être résumés en quelques points comme suit:

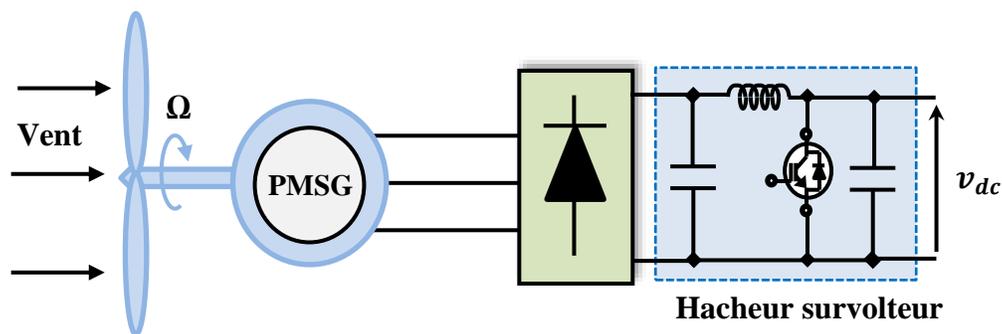
- ✓ Fréquence et coût de maintenance réduite.
- ✓ Auto-excitation, permettant un fonctionnement à haut facteur de puissance.
- ✓ Pertes rotorique réduites et rendement élevé.
- ✓ Boîte de vitesses n'est pas nécessaire pour le générateur PMSG multipolaire pour adapter la vitesse du rotor à la vitesse de la turbine et cela conduit à augmenter l'efficacité globale du système de 10% [121].

Compte tenu de ce qui précède, un système WECS basé sur un générateur PMSG a été choisi et sera étudié et analysé dans la section suivante. Nous avons considéré un cahier des charges d'un système de petite puissance, respectant les contraintes logicielles et matérielles de notre laboratoire, afin de développer leur support software requis comme un premier pas. La validation expérimentale de fonctionnement de cette chaîne de conversion éolienne régie par les techniques de contrôle proposées, sera la perspective majeure des travaux abordés dans cette thèse.

IV.5 Système de conversion éolien à base d'une machine à aimant permanent (PMSG)

IV.5.1 Description du système

D'après le dispositif d'électronique de puissance utilisé côté machine, on peut distinguer deux types principaux de configurations comme le montre la figure IV.6. La première est à base d'un redresseur à pont de diodes triphasé non commandé avec un hacheur survolteur, et la deuxième à base d'un redresseur MLI.



(a)

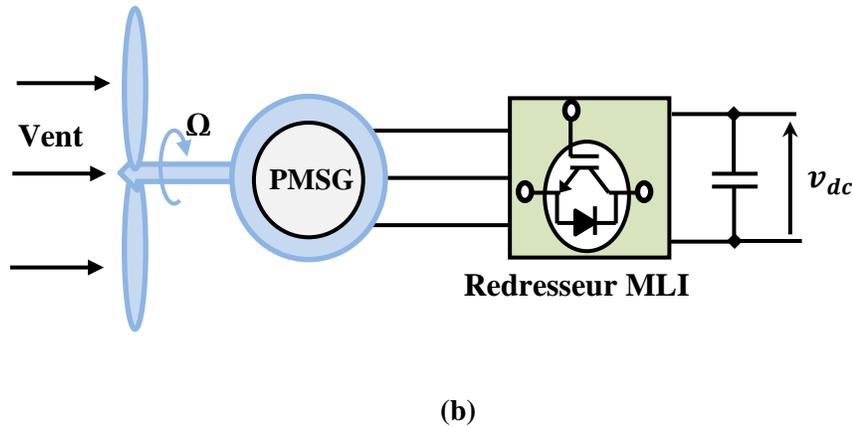


Figure IV.6. Configuration d'un système WECS à base PMSG (a) avec un hacheur survolteur (b) avec un redresseur MLI.

✓ **Avec un hacheur survolteur**

Dans cette configuration le hacheur survolteur augmente la tension redressée non régulée à un niveau supérieur qui convient à l'entrée de l'onduleur côté réseau électrique. Le condensateur à l'entrée du hacheur sert à minimiser l'ondulation de la tension redressée par le pont de diodes et peut être considéré comme un composant facultatif [122]. On peut noter que cette configuration produit des ondulations de couple à cause de courants harmoniques inclus dans les courants statoriques de la machine PMSG comme le montre la figure IV.7. Aussi comme une remarque intéressante, il a été noté que le hacheur et sa fréquence de commutation ont un effet minimal sur les ondulations du couple. Dans ce cas, il existe deux solutions pour réduire cette ondulation:

- ☞ En assurant un fonctionnement avec conduction discontinue pour le hacheur [123].
- ☞ En employant une PMSG à six phases avec un déphasage de 30° [124].

➤ **Avec un redresseur MLI**

L'utilisation d'un redresseur MLI comme le montre la figure IV.7 (b) conduit à augmenter la tension du bus continu à un niveau supérieur que l'amplitude de la tension du réseau électrique, et ceci est en mesure d'assurer un contrôle complet du système de conversion éolien. Le bus continu assure le découplage entre le PMSG et le réseau électrique, ainsi, les effets transitoires dans le PMSG n'apparaissent pas du côté du réseau électrique. En fait, le redresseur MLI côté machine est utilisé pour bénéficier le maximum de la puissance mécanique capturée par la turbine éolienne. D'autre part, l'onduleur du côté réseau électrique est utilisé pour maintenir la tension du bus continu à un niveau constant, et pour transmettre l'énergie électrique capturée côté machine au réseau électrique. La figure IV.8 montre la performance du système de conversion éolien concerné en régime permanent pour une vitesse mécanique constante $N=412$ tr/min.

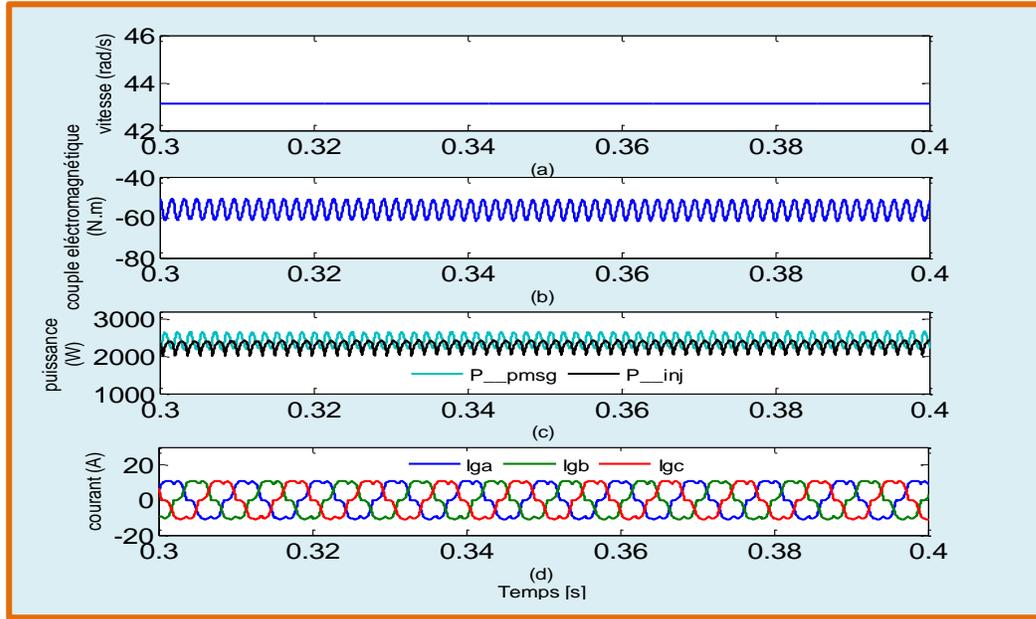


Figure IV.7. Performance du système de conversion éolien en régime permanent pour une vitesse constante $N= 412$ tr/min utilisant un redresseur à pont de diodes côté machine (a) vitesse mécanique (rad/s) (b) couple électromagnétique (N.m) (c) puissance générée par le PMSG et la puissance injectée au réseau (W) (d) courants statoriques du PMSG (A).

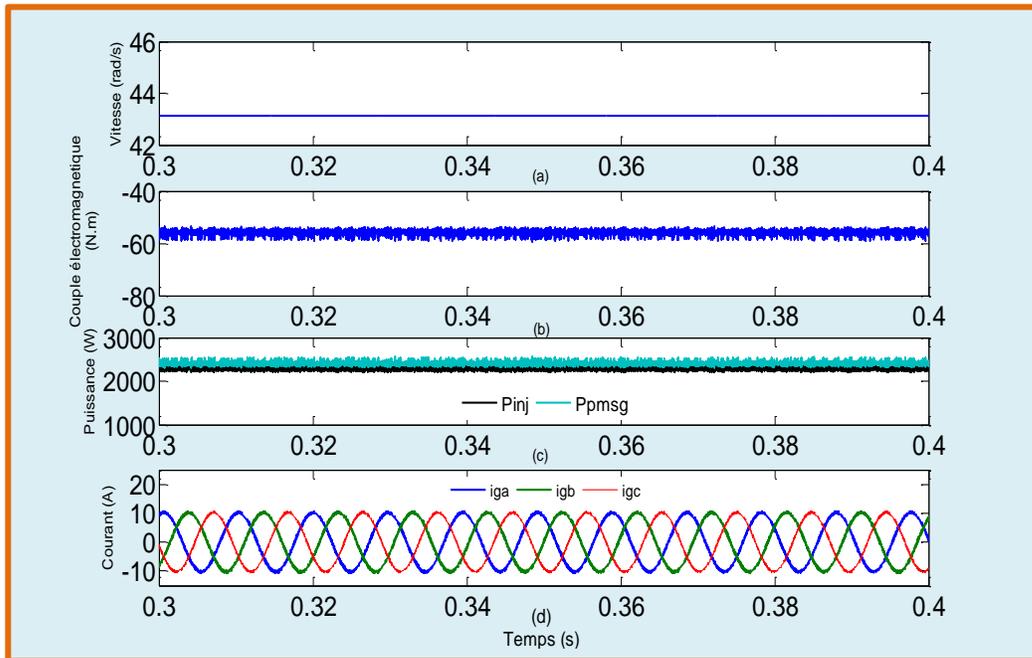


Figure IV.8. Performance du système de conversion éolien en régime permanent pour une vitesse constante $N= 412$ tr/min en utilisant un redresseur à MLI côté machine (a) vitesse mécanique (rad/s) (b) couple électromagnétique (N.m) (c) puissance générée par le PMSG et la puissance injectée au réseau (W) (d) les courants statoriques du PMSG (A).

IV.5.2 Modélisation mathématique :

IV.5.2.1 La turbine éolienne

L'énergie éolienne captée par la turbine dépend de son coefficient de puissance C_p qui est donné par la relation suivante:

$$\begin{cases} C_p = \frac{P_T}{P_V} \\ P_T = P_V \cdot C_p = \frac{1}{2} \xi \pi R^2 V_v^3 C_p \end{cases} \quad (IV.1)$$

Où : P_T , P_V , ξ , R et V_v sont la puissance capturée par la turbine, la puissance du vent, la densité d'air, rayon de la surface circulaire balayée par les pales de la turbine et la vitesse de vent.

Pour une turbine donnée, le C_p n'est pas toujours constant. Les paramètres les plus communs pour un coefficient de puissance C_p sont la vitesse spécifique ou normalisée λ et l'angle de calage β . La vitesse normalisée λ est donnée par la relation suivante [121]:

$$\lambda = \frac{\Omega \cdot R}{V_v} \quad (IV.2)$$

Où : Ω est la vitesse mécanique rotorique.

Par conséquent, pour des vitesses de vent différentes, il est nécessaire d'assurer un fonctionnement avec la valeur optimale de la vitesse normalisée λ^{opt} pour atteindre le coefficient de puissance maximum C_p^{opt} et ainsi pouvoir donner une puissance maximale pour toutes les vitesses de vent disponibles [125]. On peut mentionner qu'un système éolien à vitesse variable doit fonctionner dans une gamme des vitesses de vent, limitée entre une vitesse minimale V_{v-min} (généralement entre 2-3 m/s [126]) à une vitesse maximale V_{v-max} (25 m/s [126]). La puissance mécanique capturée évolue selon l'équation (IV.1) (proportionnellement à la vitesse du vent cube), jusqu'à atteindre la puissance nominale de l'éolienne. Ce dernier se produit à la vitesse du vent nominale, qui divise la plage de fonctionnement de l'éolienne en deux: région inférieure (également appelée zone de charge partielle) et zone de pleine charge, où la puissance capturée doit être limitée à la puissance nominale comme montre la figure IV.9.

On peut noter qu'il y a quelques approches assignées à l'extraction de la puissance maximale (MPPT) dans des conditions de vitesse de vent variable (figure IV.9 (zone II)). Le principe d'un MPPT est de générer un signal de référence soit la vitesse rotorique Ω^* , le couple électromagnétique C_e^* ou puissance P_g^* , à utiliser par le circuit de commande appliqué au CCM afin d'assurer un suivi précis de la puissance optimale disponible par le système WECS. On peut classer les techniques MPPT les plus utilisées comme celles-ci :

- ✓ MPPT basé à une vitesse normalisée λ optimale (OTSR) [127].
- ✓ MPPT basé à un couple électromagnétique optimal (OT) [118].

✓ MPPT basé à la puissance capturée optimale [128].

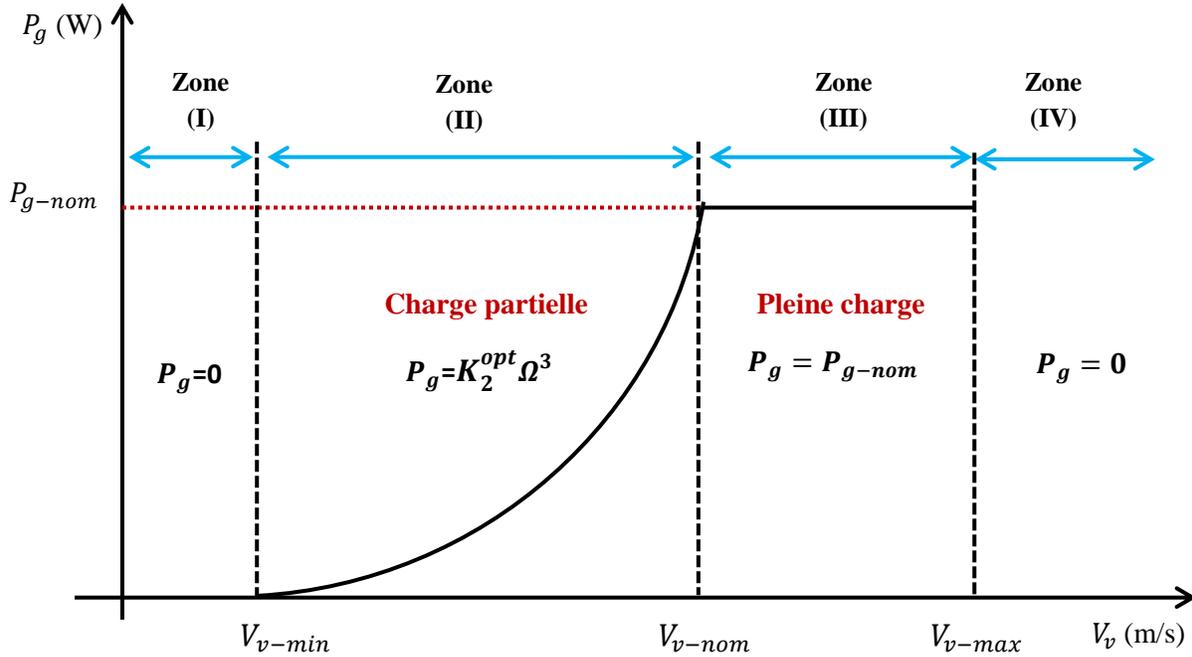


Figure IV.9. Puissance capturée en fonction de la caractéristique de vitesse du vent.

On peut donc déduire les relations de la vitesse rotorique de référence, couple électromagnétique de référence et la puissance de référence comme celles-ci.

$$\begin{cases} \Omega^* = K_1^{opt} V_v \\ C_e^* = K_2^{opt} \Omega^2 \\ P_g^* = K_2^{opt} \Omega^3 \end{cases} \quad (IV.3)$$

Où : K_1^{opt} et K_2^{opt} sont des facteurs constants dépendent aux caractéristiques spécifiques de la turbine éolienne concernée [129-130].

$$\begin{cases} K_1^{opt} = \frac{\lambda^{opt}}{R} \\ K_2^{opt} = 0.5 \cdot \xi \pi R^5 C_p^{opt} \left(\frac{1}{\lambda^{opt}} \right)^3 \end{cases}$$

Dans ce chapitre, nous avons pris les paramètres d'une petite éolienne qui est placée dans le campus d'université publique de Navarre (Pamplona, Espagne) [131]. Nous avons choisi d'étudier et de développer un prototype numérique à puissance réduite afin que nous puissions le valider expérimentalement, comme une perspective pour ce travail.

Les spécifications techniques de la turbine choisie sont illustrées dans le tableau IV.4. La figure IV.10 montre le diagramme de la puissance maximale capturée ($P_m(C_p^{opt})$) pour différentes vitesses rotorique.

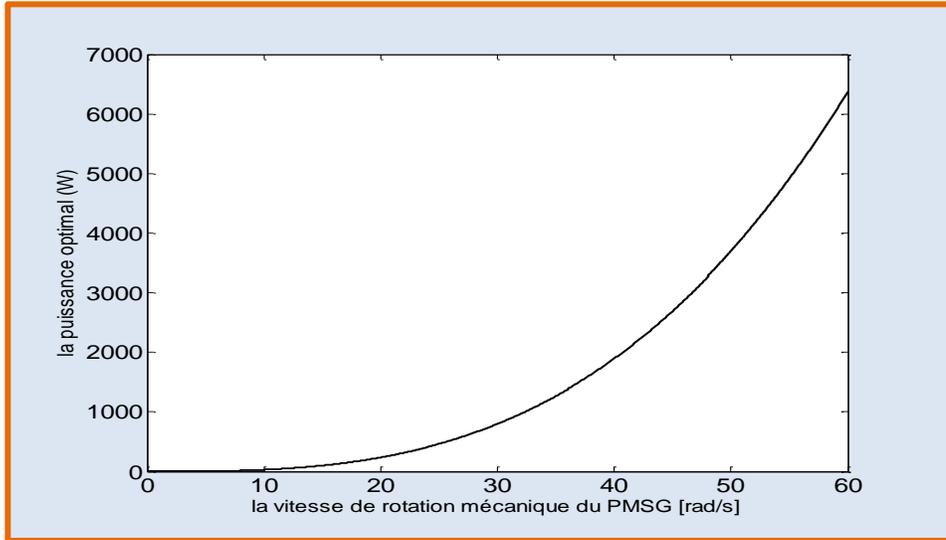


Figure IV.10. Courbe de puissance mécanique P_m optimale en fonction de vitesse rotorique Ω .

Tableau IV.4. Caractéristiques de la turbine [131].

La puissance nominale	4200 W
La vitesse du vent minimale V_{v-min}	3.5 m/s
La vitesse du vent correspond à la puissance nominale	12 m/s
Le coefficient de puissance optimale	0.316
La vitesse normalisée λ optimale	8.63
Le diamètre de la turbine	4 m
Le moment d'inertie	5 Kg·m ²
La hauteur de la nacelle	23 m

IV.5.2.2 Modèle dynamique de la machine synchrone à aimant permanent

Les modèles mathématiques de la machine synchrone sont généralement basés sur l'hypothèse que la distribution du flux magnétique dans le rotor est sinusoïdale. En considérant cette hypothèse, le flux peut être entièrement décrit par un vecteur et ainsi la formule de la tension interne induite E_g dans le stator par les aimants permanents peut être exprimée comme suit [132]:

$$E_g = j\omega_g \Psi_{PM} = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_g \Psi_{PM} \quad (IV.4)$$

Où, ω_g , Ψ_{PM} et f_g sont la pulsation électrique de la machine, le flux fourni par les aimants permanents du rotor et la fréquence de la machine électrique respectivement.

D'après l'équation (IV.4), on peut noter que la tension induite E_g est proportionnelle à la vitesse électrique du générateur. Les équations des tensions du PMSG, sont exprimées dans le référentiel synchrone (dq) lié au rotor (l'axe d du référentiel est aligné sur le vecteur du flux d'aimant permanent), comme suit:

$$\begin{cases} v_{gd} = r_{gs}i_{gd} - \omega_g \Psi_{sq} + \dot{\Psi}_{sd} \\ v_{gq} = r_{gs}I_{gq} + \omega_g \Psi_{sd} + \dot{\Psi}_{sq} \end{cases} \quad (IV.5)$$

Les composants du flux statorique sont:

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = L_d i_{gd} + \Psi_{PM} \\ \Psi_{sq} = L_q I_{gq} \end{cases} \quad (IV.6)$$

Où, v_{gd} et v_{gq} sont les composantes du vecteur de la tension statorique, i_{gd} et I_{gq} sont les composantes du vecteur du courant statorique, L_d et L_q sont les inductances statoriques dans le référentiel (dq). Comme dans les études de stabilité, les éléments transitoires du stator peuvent typiquement être négligés en régime statique, les équations des composantes de la tension statorique peuvent être simplifiées comme suit:

$$\begin{cases} v_{gd} = r_{gs}i_{gd} - \omega_g \Psi_{sq} \\ v_{gq} = r_{gs}I_{gq} + \omega_g \Psi_{sd} \end{cases} \quad (IV.7)$$

Le couple électromagnétique induit par la machine PMSG peut être exprimé comme dans [133]

$$C_{em} = \frac{3.p}{2} \cdot \text{Im}[\Psi_s^* I_g] = \frac{3.p}{2} \cdot [\Psi_{sd} I_{gq} - \Psi_{sq} i_{gd}] \quad (IV.8)$$

En simplifiant les composants du flux statorique, le couple électromagnétique peut être calculé par:

$$C_{em} = \frac{3.p}{2} \cdot [(L_d - L_q)i_{gd} I_{gq} + \Psi_{PM} I_{gq}] \quad (IV.9)$$

Si le PMSG est supposé être une machine avec un rotor à pôle lisse, ainsi on peut supposer que $L_d = L_q$, ce qui est une approximation raisonnable dans ce type des machines [134]. Le couple électromagnétique introduit par le générateur, ne résulte que du flux d'aimant permanent Ψ_{PM} et du composant quadrature du courant statorique I_{gq} .

$$C_{em} = \frac{3.p}{2} \cdot \Psi_{PM} I_{gq} \quad (IV.10)$$

Les puissances active et réactive débitées par le PMSG sont:

$$\begin{cases} P_g = \frac{3}{2} [v_{gd} i_{gd} + v_{gq} i_{gq}] \\ Q_g = \frac{3}{2} [v_{gq} i_{gd} - v_{gd} i_{gq}] \end{cases} \quad (IV.11)$$

Étant donné que le générateur est totalement découplé du réseau par l'onduleur, la puissance réactive exprimée précédemment est échangée avec le convertisseur côté générateur (CCM) et n'est pas avec le réseau électrique.

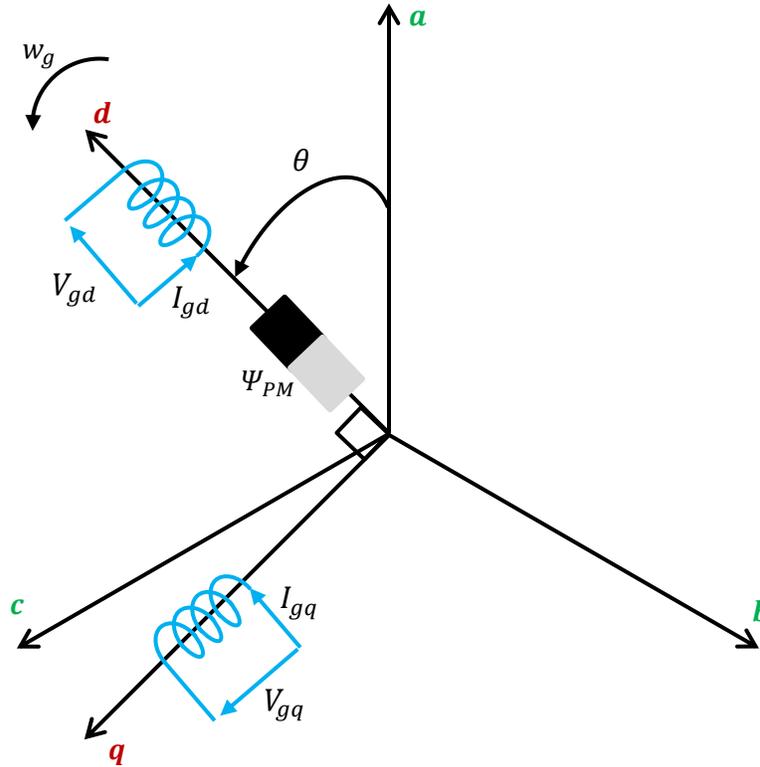


Figure IV.11. Présentation vectorielle du modèle dynamique de la machine à aimant permanent (PMSG).

IV.5.3 Simulation du système de conversion éolien à base PMSG connecté au réseau électrique

Le schéma synoptique du système à simuler est représenté par la figure IV.12. Le système est constitué d'un générateur éolien (leur spécifications techniques sont définies dans [131]), et un convertisseur BTB (AC-DC-AC), pour transférer le maximum de puissance capturée par la turbine éolienne (le suivi du point maximal de puissance disponible est établie par une MPPT simplifiée qui donne la référence précise de la puissance optimale (§IV.5.2)). Le contrôle du flux de puissance débitée par la machine PMSG est effectuée par l'application de la commande DPC à mode glissant (DPC-SMC) au redresseur CCM (le choix de cette technique de contrôle est pris à base de la recommandation donnée dans le chapitre II (§II.5)). D'autre part, l'adaptation de la puissance injectée aux paramètres du réseau électrique (fréquence et amplitude de la tension du réseau) est réalisée par l'implémentation de la commande DPC proposée, discutée auparavant dans le chapitre III (§III.5), pour contrôler l'onduleur CCR.

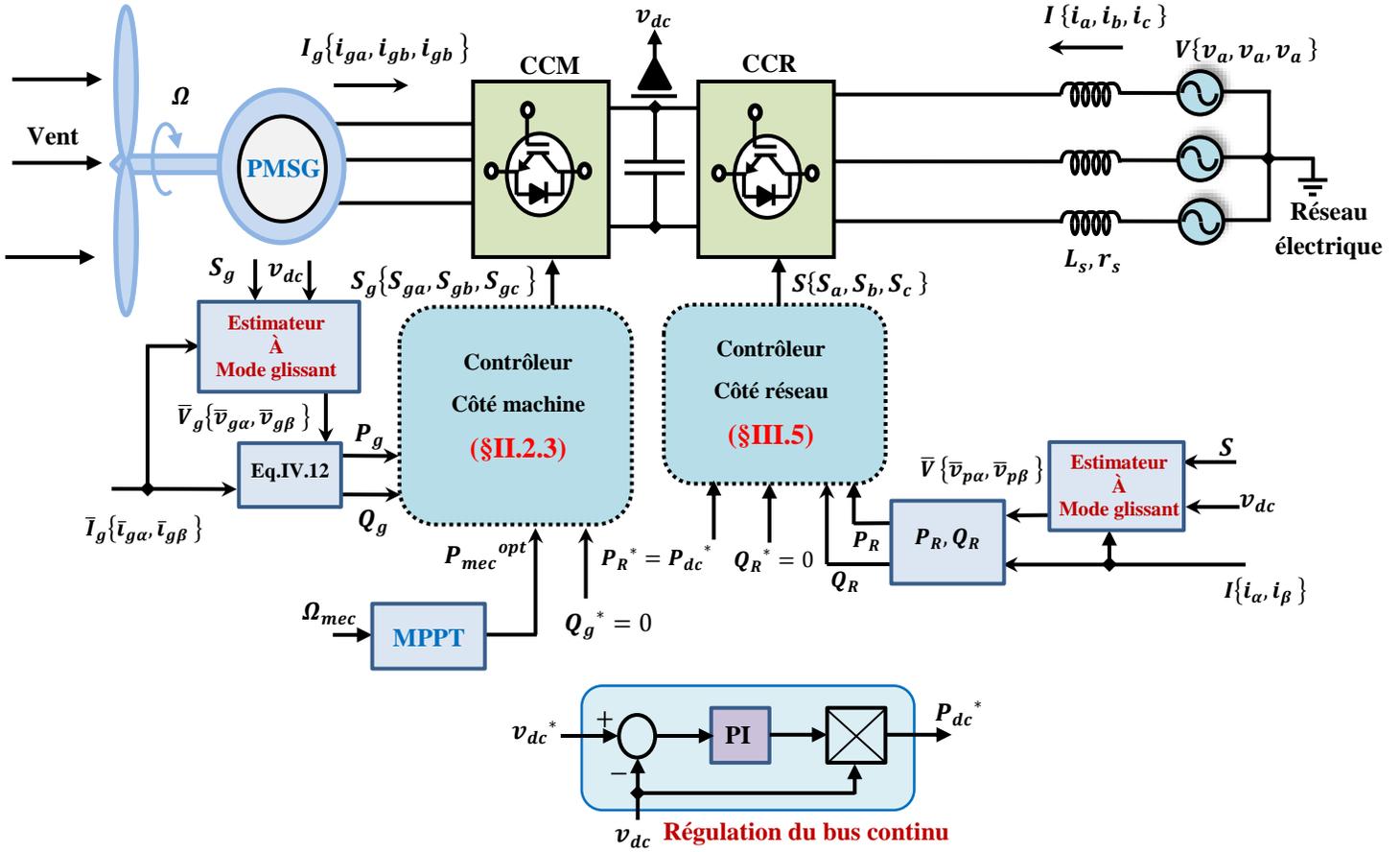


Figure IV.12. Schéma synoptique global du circuit de contrôle d'un système WECS à base PMSG connecté au réseau électrique.

IV.5.3.1 Circuit de contrôle du convertisseur CCM

Le processus de contrôle est réalisé selon les étapes suivantes:

✓ *Identification dynamique du point de fonctionnement optimal*

Tant qu'on a choisi d'appliquer la commande DPC à base mode glissant, donc la connaissance des consignes de puissance est indispensable. Alors, on a favorisé d'utiliser une MPPT qui sert à détecter directement la variation du point maximal de puissance disponible.

✓ *Estimation de la valeur moyenne fondamentale des tensions générées par le PMSG*

Sur la base de la technique d'estimation à mode glissant qui est déjà étudiée précédemment dans (§I.5.3), on peut estimer les tensions statoriques induites par la machine PMSG utilisant les courants statoriques, les signaux de contrôle côté machine et la tension du bus continu.

✓ *Application de la commande DPC à base mode glissant*

Les puissances générées par la machine sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} P_g = \bar{v}_{g\alpha} i_{g\alpha} + \bar{v}_{g\beta} i_{g\beta} \\ Q_g = \bar{v}_{g\beta} i_{g\alpha} - \bar{v}_{g\alpha} i_{g\beta} \end{cases} \quad (IV.12)$$

Étant donné qu'on a identifié la consigne de la puissance active (P_{mec}^{opt}), et nous avons pris la consigne de la puissance réactive égale à zéro ($Q_g^* = 0$) et également on a calculé les puissances injectées (P_g, Q_g), alors tous les paramètres requis pour appliquer la commande DPC à mode glissant au convertisseur CCM sont disponibles.

IV.5.3.2 Circuit de contrôle du convertisseur CCR

Afin de gérer la puissance transmise d'un système éolien, on a utilisé la méthode de contrôle proposée dans (§III.5). Les étapes d'exécution de cette méthode ont été décrites brièvement comme suit:

✓ *Estimation de la séquence positive fondamentale de la tension au point PCC*

Nous avons utilisé l'estimateur à mode glissant modifier (voir §I.5.3.2), afin d'assurer une estimation fiable des tensions au point de raccordement commun PCC durant les états de perturbation du réseau électrique.

✓ *Identification des signaux de référence*

Les signaux de référence des puissances injectées par le convertisseur CCR sont définis comme suit :

$$\begin{cases} P_R^* = P_{dc}^* \\ Q_R^* = 0 \end{cases} \quad (IV.13)$$

Où, P_{dc}^* c'est la puissance de référence générée par la boucle de régulation de la tension du bus continu. La consigne de puissance réactive est égale à zéro pour assurer un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire.

✓ *Génération des signaux de contrôle par l'approche prédictive* : voir la partie (§III.5).

IV.5.3.3 Résultats de simulation

Les paramètres du système étudié: les paramètres côté machine sont illustrés dans le tableau IV.4 et l'annexe A (tableau A.3) et côté réseau électrique dans l'annexe A (tableau A.3). La fiabilité de fonctionnement est évaluée par deux sources de perturbation externes distinctes. Ces perturbations sont la variation du profil de vitesse mécanique due la variation du vent, et les états de perturbation transitoires concernant le réseau électrique. Deux types de variation de vitesse ont été considérés, en échelon (412-300 tr/min) et en fonction d'une sinusoïde (entre 360 et 420 tr/min). De plus, les paramètres du réseau électrique perturbé sont pris de la même manière que dans le chapitre. III (§III.2.2).

✓ *Performance de fonctionnement pour une variation brusque de la vitesse de rotation mécanique ($\Omega=412\sim 300$ Tr/min)*

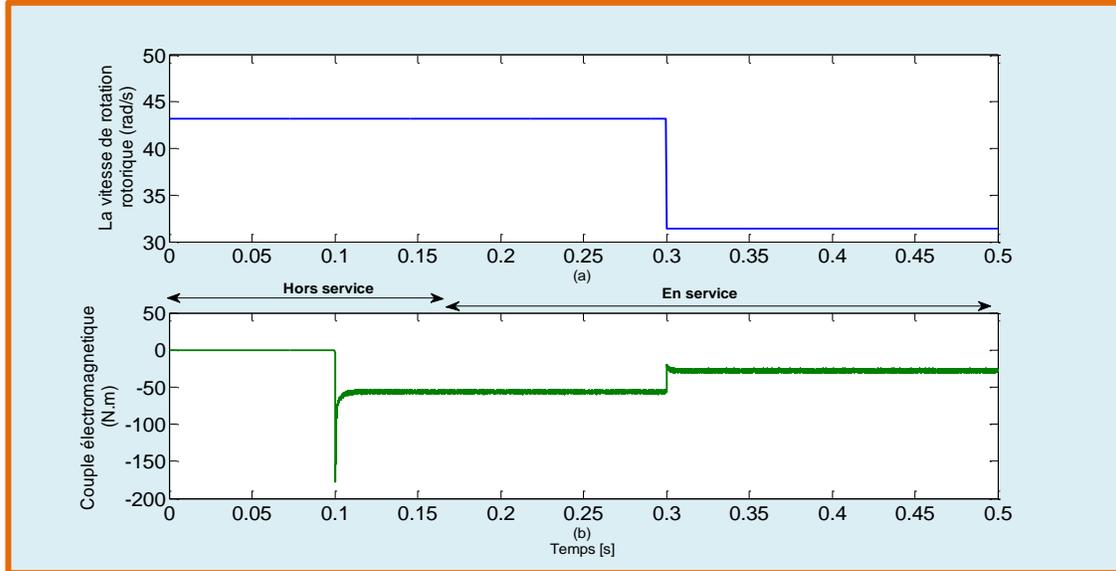


Figure IV.13. (a) Vitesse rotative mécanique (rad/s) (b) couple électromagnétique (N.m).

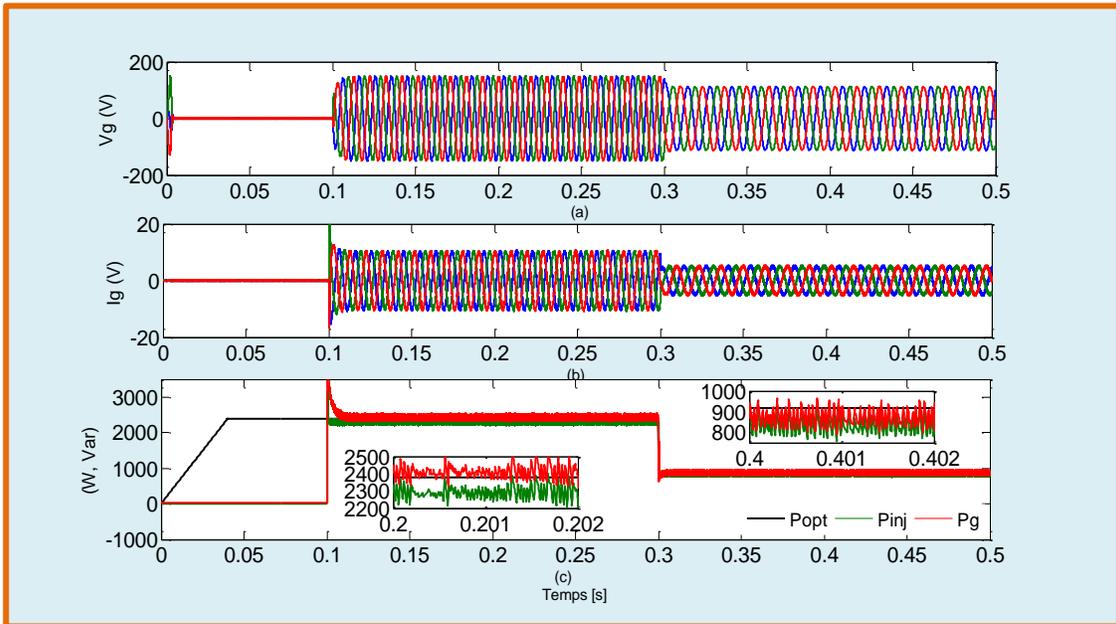


Figure IV.14. Résultats de simulation côté machine (a) tensions statoriques estimées (V) (b) courants statoriques (A) (c) puissances optimale disponible, générée par la machine et transmise vers le réseau électrique (W).

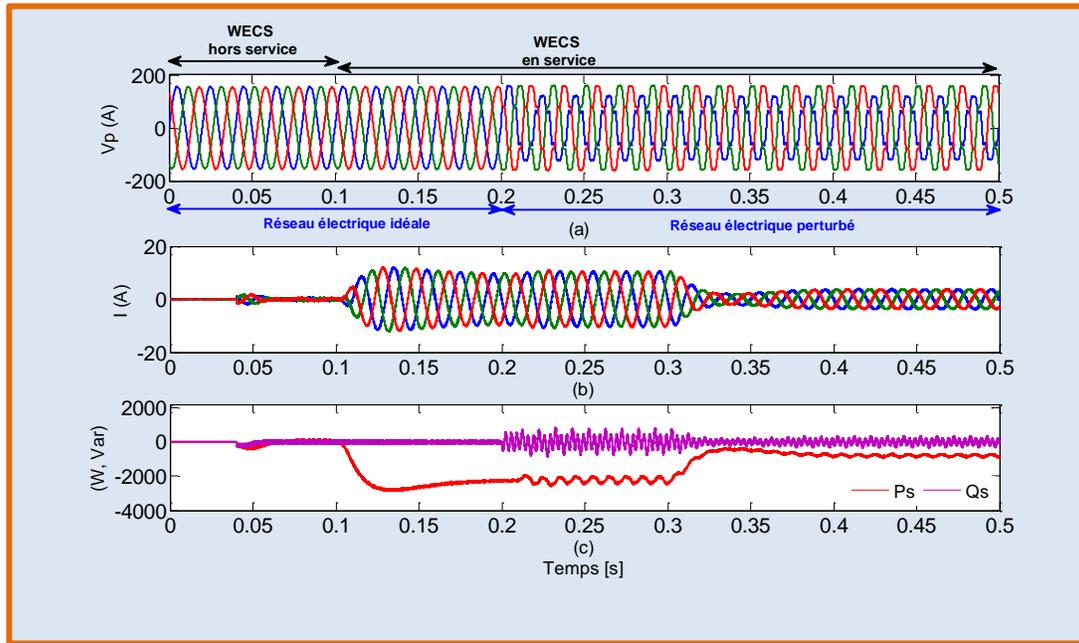


Figure IV.15. Résultats de simulation côté réseau électrique (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants de ligne (A) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique (W).

✓ *Performance de fonctionnement pour une variation sinusoïde de la vitesse de rotation mécanique*

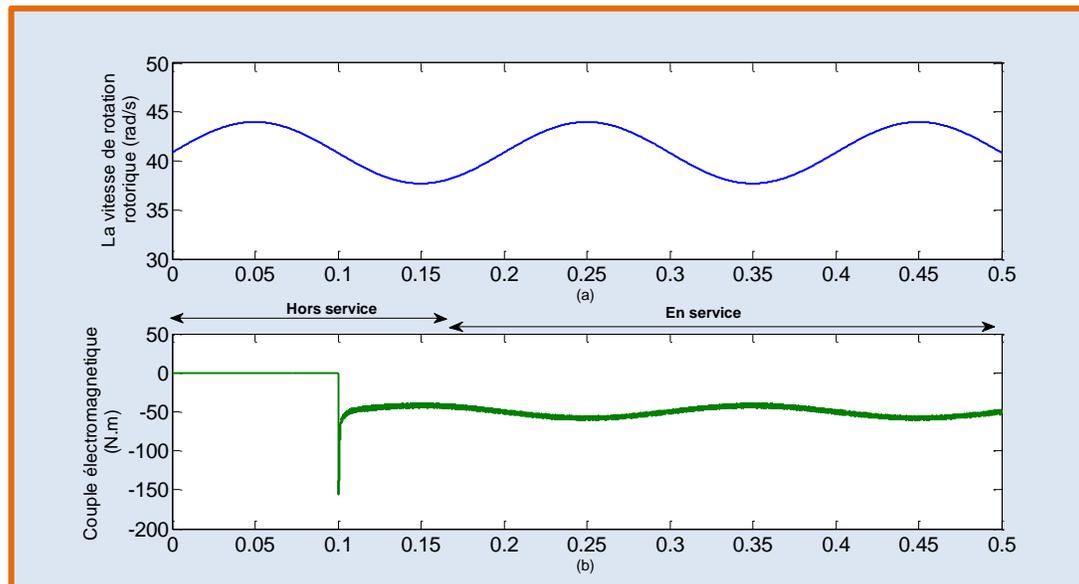


Figure IV.16. (a) Vitesse rotorique mécanique (rad/s) (b) couple électromagnétique (N.m).

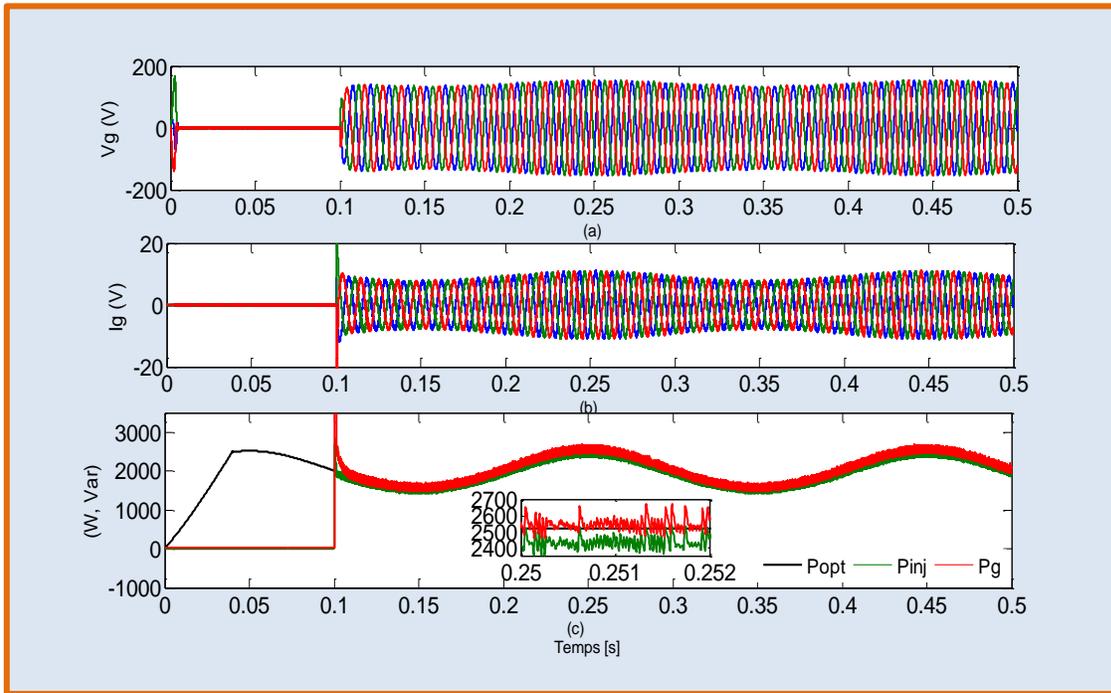


Figure IV.17. Résultats de simulation côté machine (a) tensions statoriques estimées (V) (b) courants statoriques (A) (c) puissances optimale disponible, générée par la machine et transmise vers le réseau électrique (W).

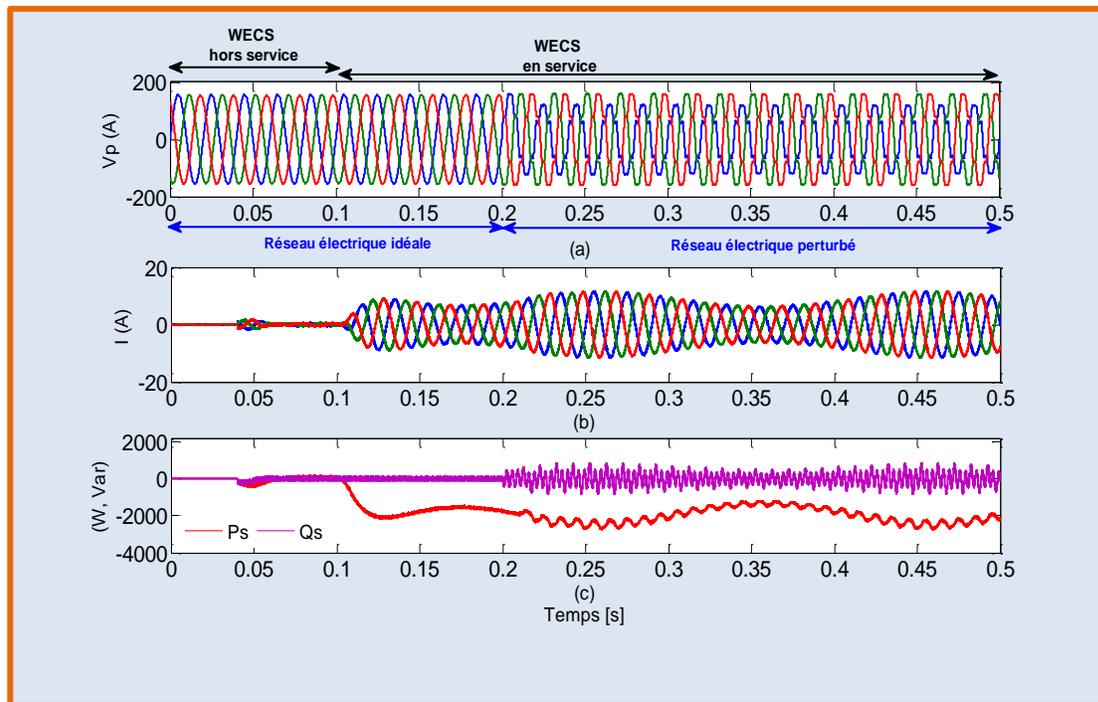


Figure IV.18. Résultats de simulation côté réseau électrique (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants de ligne (A) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique (W).

IV.5.3.4 Discussion des résultats de simulation

Entre l'instant 0 et $t=0.1$ s, le système de génération éolien est hors-service, donc aucune énergie électrique à injecter au réseau. Après l'instant 0.1 s, le système WECS est devenu en service. D'après la figure IV.13 le profil de vitesse considéré est un échelon entre deux niveaux distincts (412~300 tr/min). Durant le mode active du système on peut voir que le couple électromagnétique introduit par le générateur électrique est varié de -56 N.m à -28 N.m grâce à la variation de vitesse de 412 tr/min à 300 tr/min.

La figure IV.14 montre le comportement du système côté générateur éolien. Premièrement, d'après l'équation (IV.4), on peut noter qu'il y a une relation proportionnelle entre l'amplitude et la fréquence des tensions induites par le PMSG et la vitesse rotorique. Cette proportionnalité est bien vérifiée par la figure IV.14 (a) où l'on peut voir une variation d'amplitude est de fréquence correspondant à la variation de la vitesse rotorique. Ensuite, la variation des tensions conduira à une variation d'amplitude des courants délivrés par le PMSG entre 10.1 et 5 A. De plus, il est nécessaire de vérifier que le système a réussi à injecter le maximum de puissance disponible dans le réseau. D'après la figure IV.10, pour des vitesses mécaniques de 412 et 300 tr/min, les puissances maximales disponibles correspondants sont à peu près de 2380 et 920 W respectivement. Outre, la puissance active injectée d'après la figure IV.14(c) est égale à 2300 W pour une vitesse de 412 tr/min et 870 W pour une vitesse de 300 tr/min. Le petit écart entre la puissance maximale disponible et injectée, représente les pertes par effet joule au niveau des enroulements statoriques du PMSG. Ceci met en évidence la bonne performance du circuit de contrôle à base mode glissant appliqué au convertisseur CCM.

La figure IV.15 montre le comportement du système côté réseau électrique. La performance du système est examinée sous un réseau électrique idéal durant l'intervalle temporel de ($t=0\sim 0.2$ s), et perturbé de ($t=0.2\sim 0.5$ s), comme le montre la figure IV.15 (a). Sous un réseau électrique idéal, on peut observer une injection optimale de la puissance capturée avec une absorption du courant sinusoïdale. De même, sous un réseau électrique perturbé, la forme sinusoïdale du courant de source est bien maintenue. La superposition des composantes oscillatoires, qui sont dépend totalement aux composantes harmoniques du réseau, sur l'allure de la puissance côté réseau, signifie qu'un isolement réussi a été imposé aux effets néfastes induits par le réseau perturbé. De plus, la puissance réactive est régulée à zéro pour assurer un facteur de puissance unitaire dans le réseau électrique. Par conséquent, on peut conclure que le circuit de contrôle basé sur la commande DPC proposée appliquée au convertisseur CCR, présente des performances remarquables sous un réseau électrique généralisé.

Les figures IV.16, IV.17 et IV.18 décrivent les mêmes performances du système WECS mais avec une vitesse mécanique variable (fonction sinusoïde). Les résultats obtenus démontrent la robustesse du système face aux variations dynamiques du vent.

IV.6 Contribution à l'amélioration de la qualité d'énergie au point PCC en utilisant un système de conversion éolien (WECS)

IV.6.1 Problématique et solution proposée

Le problème de la qualité de l'énergie demeure toujours un sujet de préoccupation à cause de l'utilisation excessive des charges non linéaires. Alors, l'amélioration de la qualité d'énergie au point de raccordement PCC devient un besoin urgent. Dans la littérature, certaines recherches sont discutées la capacité de compensation harmonique des systèmes de conversion éoliens. Comme dans [121, 127], les auteurs ont présenté un système WECS basé sur un PMSG capable de transmettre la puissance maximale disponible et au même temps de composer les composantes harmoniques et réactives induites par les charges non linéaires connectées au point PCC. Outre, dans [135] les auteurs ont proposé un système hybride (photovoltaïque et éolien à base PMSG) et toujours avec une capacité de compensation harmonique et réactive. Notre objectif dans cette partie est donc de proposer un circuit de contrôle optimisé (le maintien d'une bonne performance du circuit de contrôle durant les perturbations du réseau électrique) pour le système WECS étudié, afin de contribuer à l'atténuation des harmoniques et à la compensation de la puissance réactive (fonctionne comme un filtre actif parallèle) en parallèle avec leur fonction principale de la génération d'énergie électrique, comme le montre la figure IV.19.

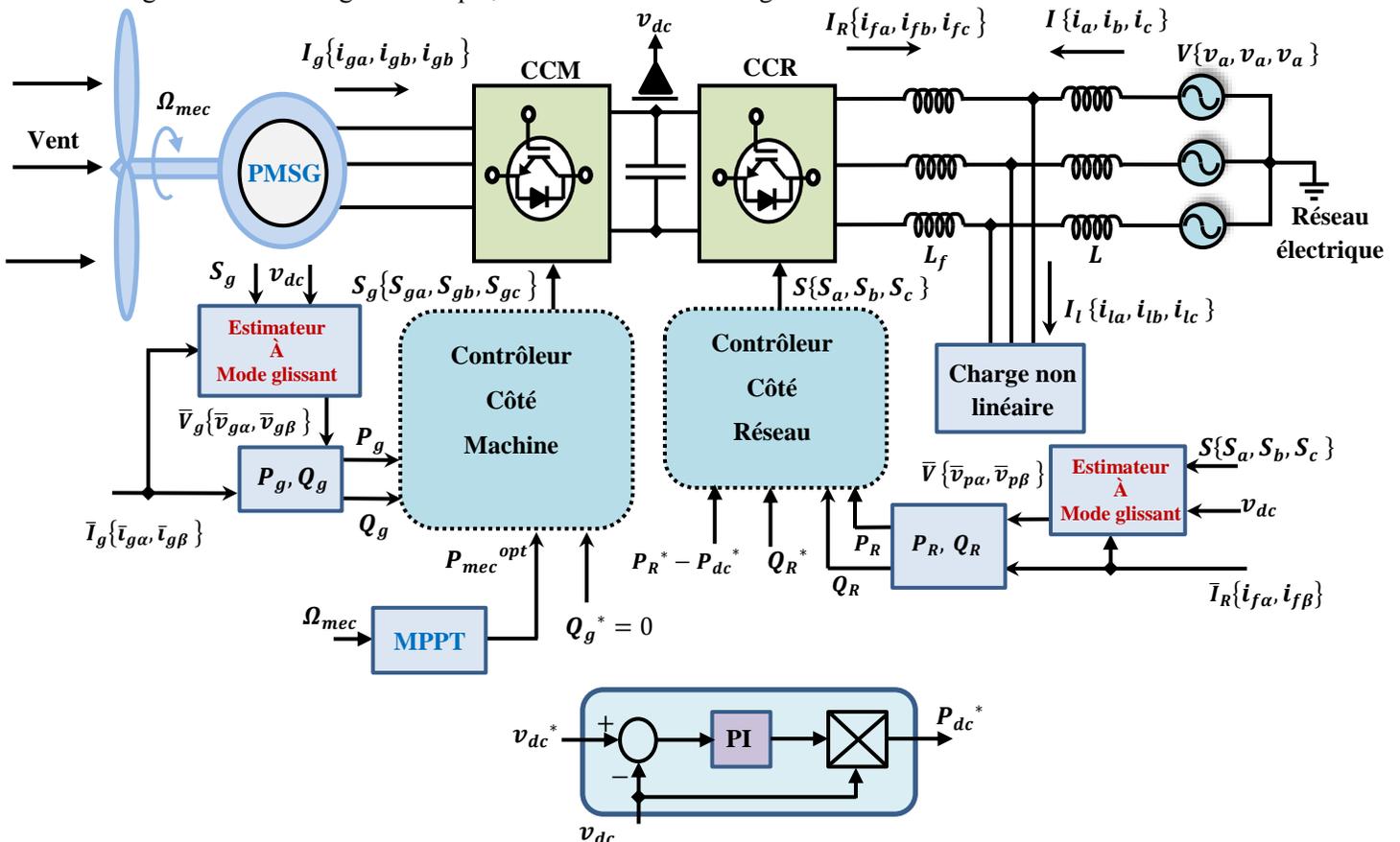


Figure IV.19. Schéma synoptique globale du circuit de contrôle d'un système WECS à base PMSG connecté au réseau électrique et une charge non linéaire.

L'exécution du circuit de contrôle est réalisée par les mêmes étapes décrites précédemment dans (§IV.5.3). La seule différence est l'identification des consignes de puissance (P_R^* , Q_R^*). Le processus de calcul de ces signaux de référence est défini dans le chapitre III au paragraphe (§III.5.2).

IV.6.2 Résultats de simulation

Dans cette partie, la vitesse de rotation mécanique est considérée variable selon une fonction sinusoïde (voir la section précédente). Les résultats de simulation sont obtenus sous un réseau électrique idéal est perturbé. On peut spécifier quatre modes de fonctionnement du système étudié comme suit:

Mode (I) [0-0.1 s]: la charge non linéaire et le système WECS sont déconnectés simultanément.

Mode (II) [0.1-0.5 s]: la charge non linéaire est connectée seulement.

Mode (III) [0.5-1 s]: le système WECS est connecté seulement.

Mode (IV) [1-1.5 s]: la charge non linéaire et le système WECS sont connectés simultanément.

✓ Réseau électrique idéal

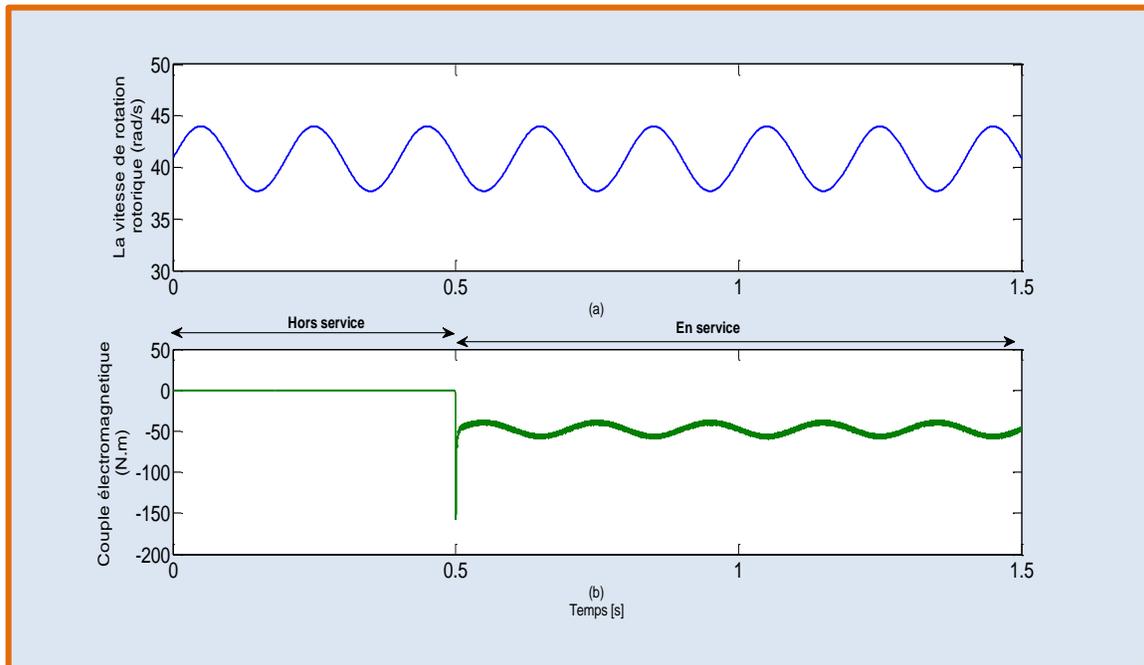


Figure IV.20. (a) Vitesse rotorique mécanique (rad/s) (b) couple électromagnétique (N.m).

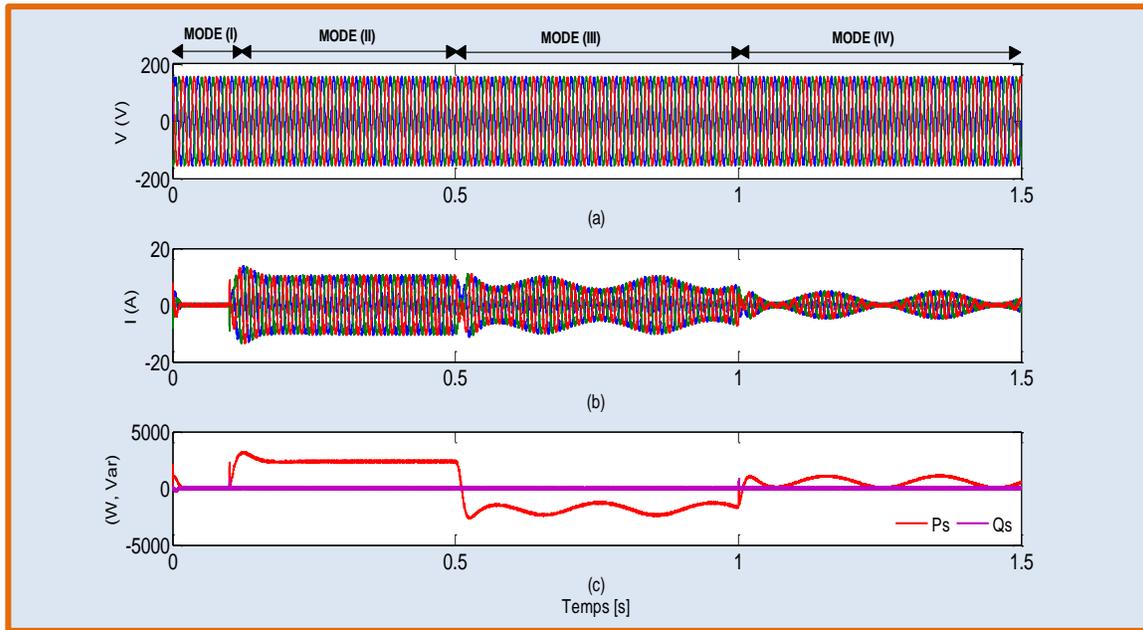


Figure IV.21. Résultats de simulation côté réseau électrique (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants de ligne (A) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique (W, Var).

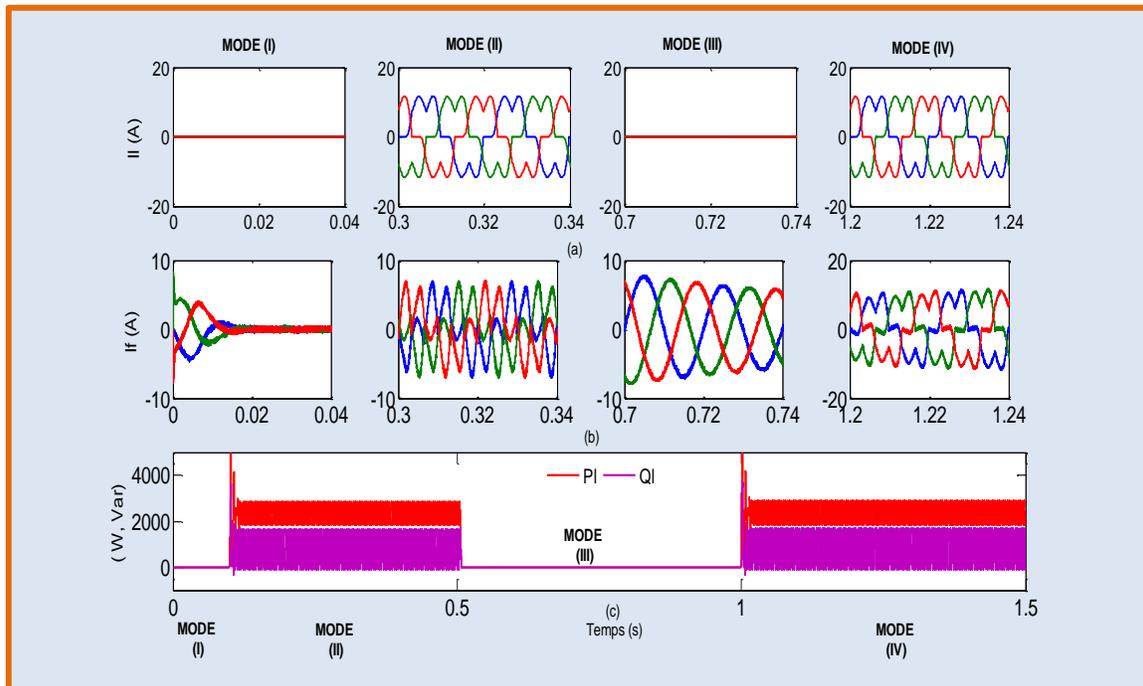


Figure IV.22. Fonctionnement du système durant les quatre modes (a) courant de la charge non linéaire phase (a) (A) (b) courant injecté par le convertisseur CCR (A) (c) puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var).

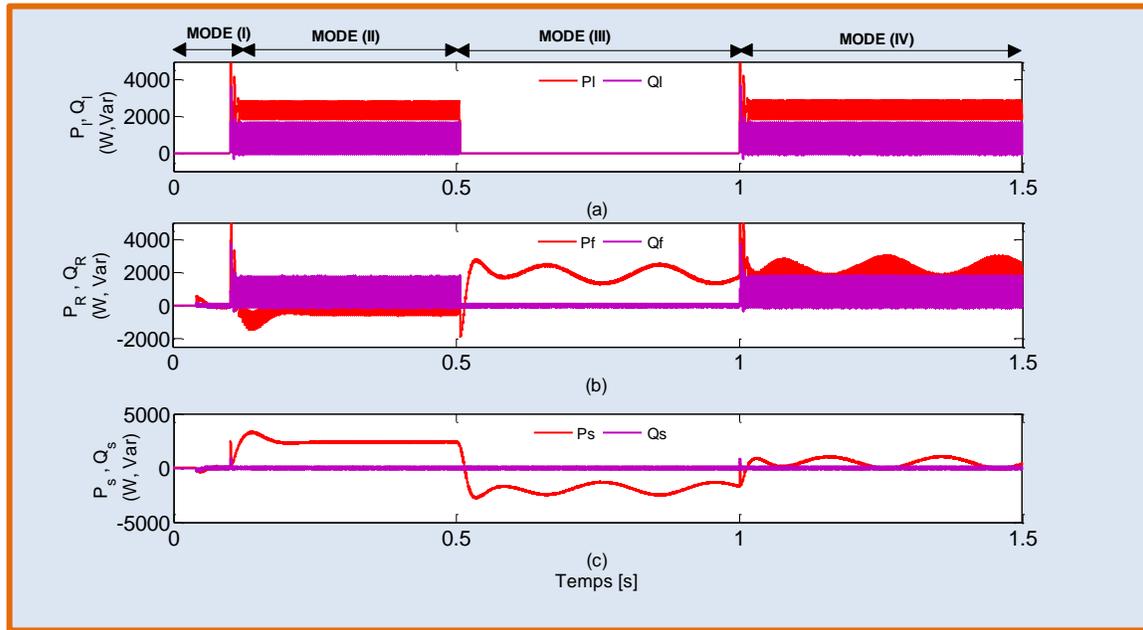


Figure IV.23. Ecoulement de puissance dans le système (a) puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var) (b) puissances active et réactive injectées par le convertisseur CCR (W, Var) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique.

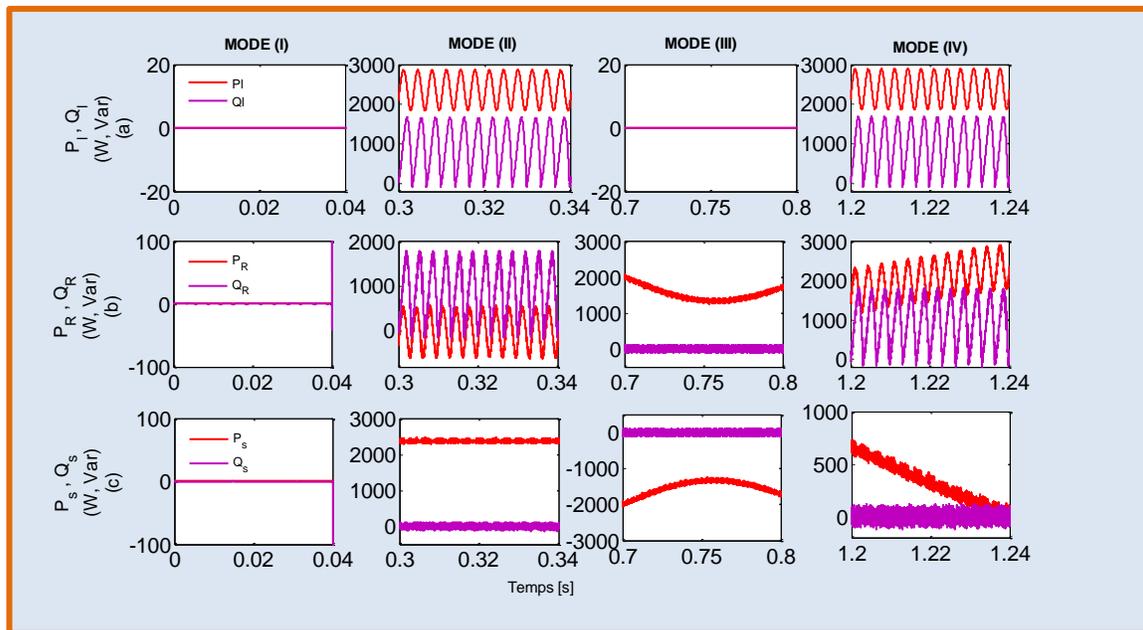


Figure IV.24. Ecoulement de puissance dans le système durant les quatre modes de fonctionnement (a) Puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var) (b) puissances active et réactive injectées par le convertisseur CCR (W, Var) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique (W, Var).

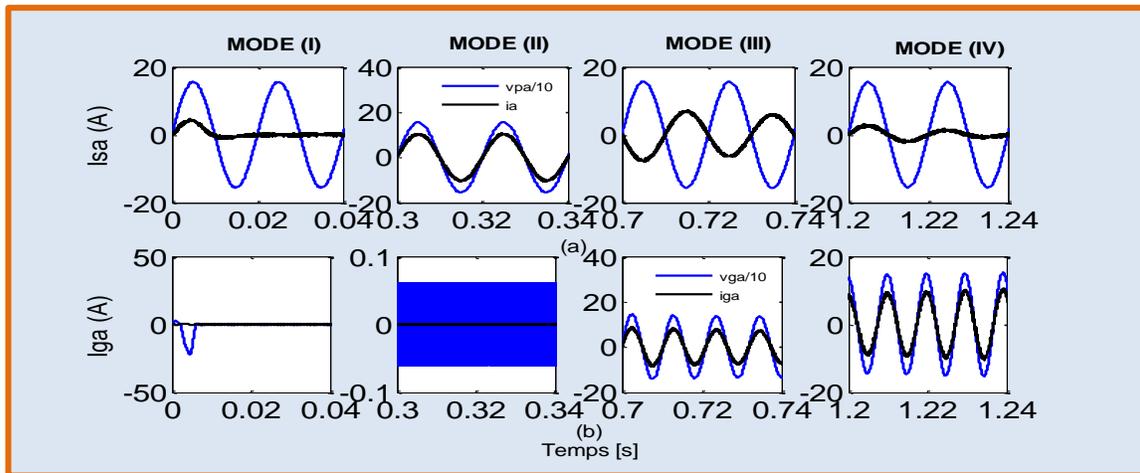


Figure IV.25. (a) Phase entre le courant et la tension de la phase (a) côté réseau électrique (b) phase entre le courant et la tension de la phase (a) côté machine.

✓ Réseau électrique perturbé.

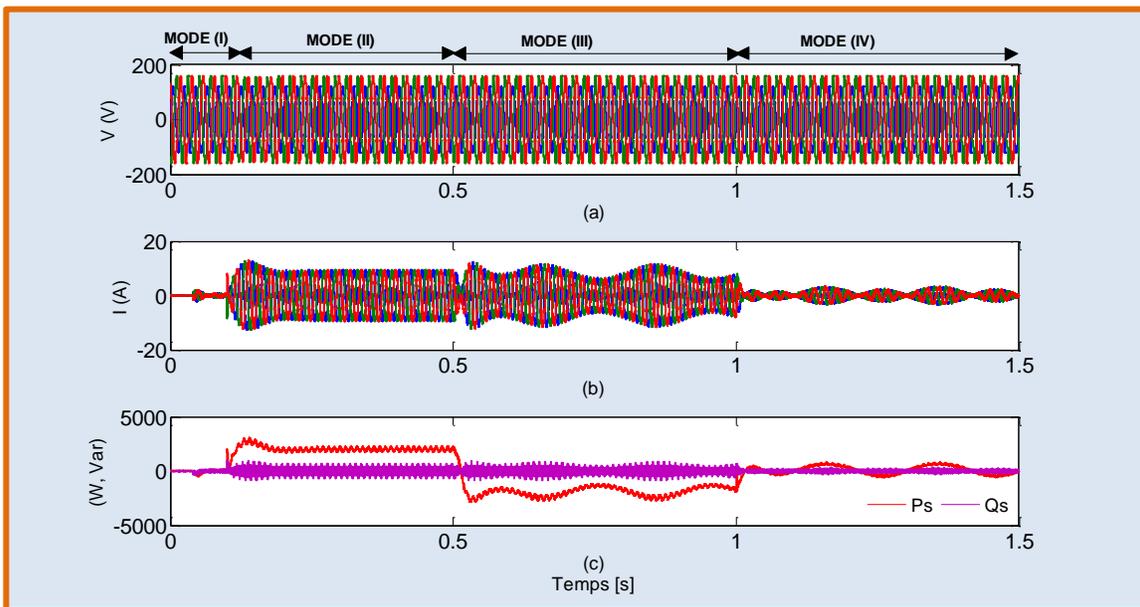


Figure IV.26. Résultats de simulation côté réseau électrique (a) tensions du réseau électrique (V) (b) courants de ligne (A) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique (W, Var).

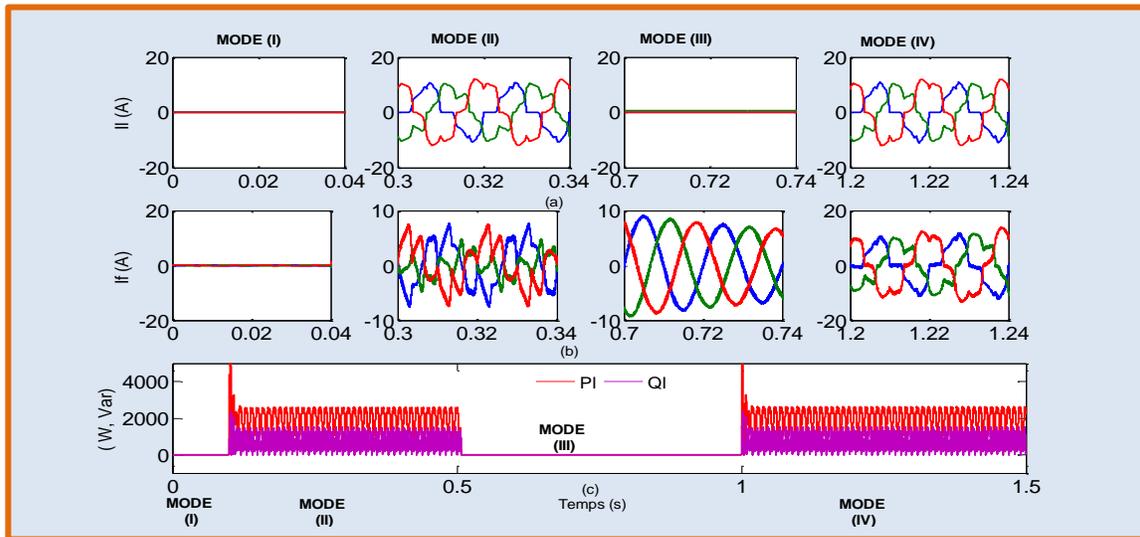


Figure IV.27. Fonctionnement du système durant les quatre modes de fonctionnement (a) courant de la charge non linéaire phase (a) (A) (b) courant injecté par le convertisseur CCR (A) (c) puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var).

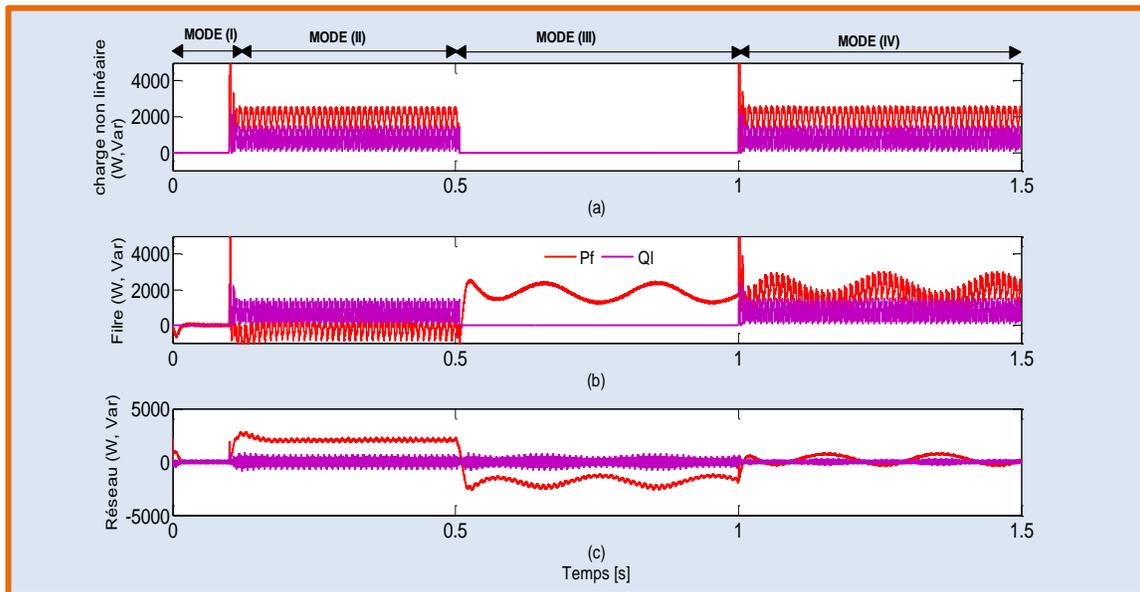


Figure IV.28. Ecoulement de puissance dans le système (a) puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var) (b) puissances active et réactive injectées par le convertisseur CCR (W, Var) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique (W, Var).

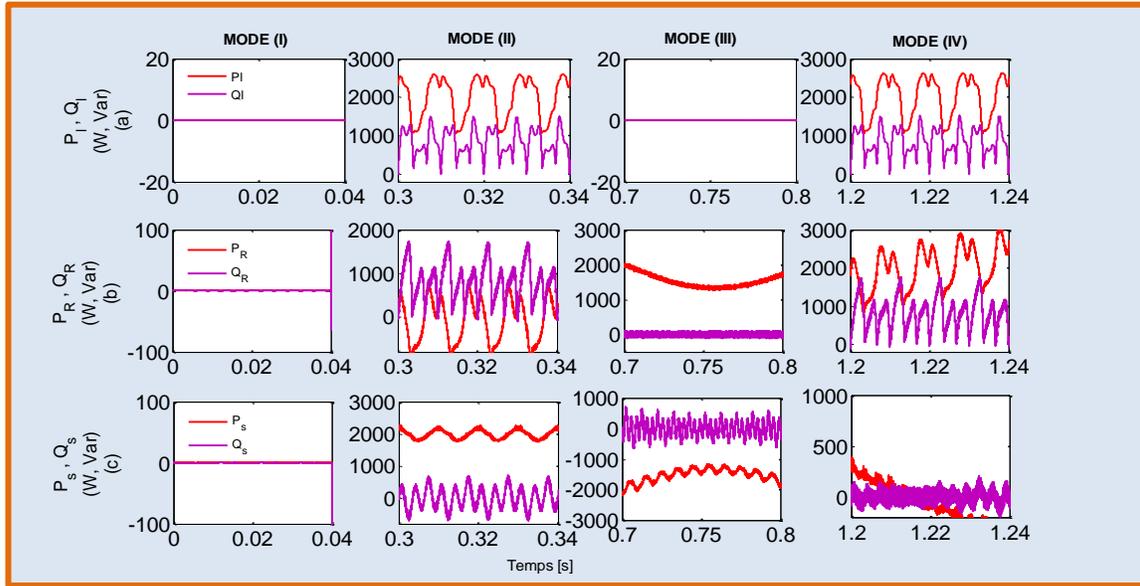


Figure IV.29. Ecoulement de puissance dans le système durant les quatre modes de fonctionnement (a) puissances active et réactive absorbées par la charge non linéaire (W, Var) (b) puissances active et réactive injectées par le convertisseur CCR (W, Var) (c) écoulement de puissance dans le réseau électrique (W, Var).

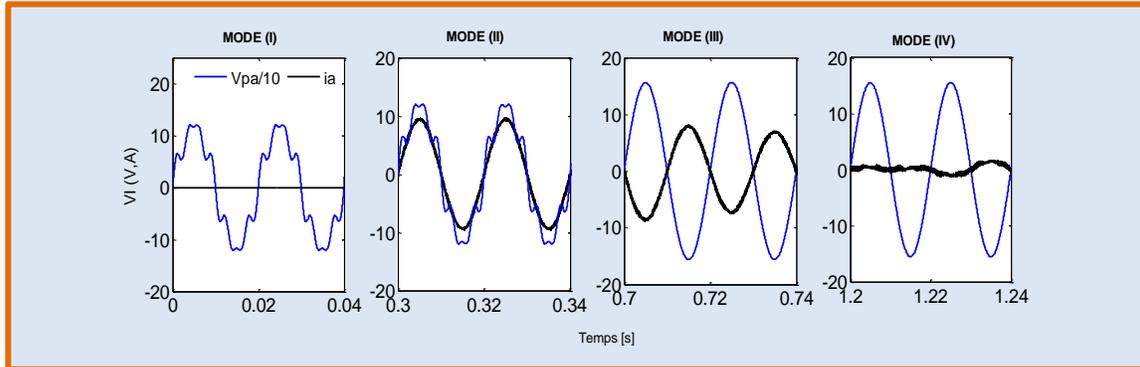


Figure IV.30. Phase entre le courant et la tension de la phase (a) côté réseau électrique.

IV.6.3 Discussion des résultats de simulation

Un couple d'entrée variable en fonction de la vitesse mécanique est appliqué à la machine PMSG comme montre la figure IV.20. Par conséquent, la puissance optimale de référence est calculée en utilisant l'algorithme MPPT.

Mode I : On peut voir que dans l'intervalle temporel $[0-0.1 \text{ s}]$ le réseau électrique n'alimente aucune charge, et également aucune génération d'énergie électrique à partir du système WECS.

Mode II : dans ce cas une charge linéaire source de tension est connectée au réseau électrique, ce qui implique que des puissances active et réactive sont absorbées par la charge perturbatrice. D'après la figure IV.2 et sous des conditions idéales, le réseau électrique délivre la partie fondamentale de la puissance active appelée par la charge non linéaire, par contre le convertisseur CCR a généré la partie harmonique de la puissance active et la totalité de la puissance réactive.

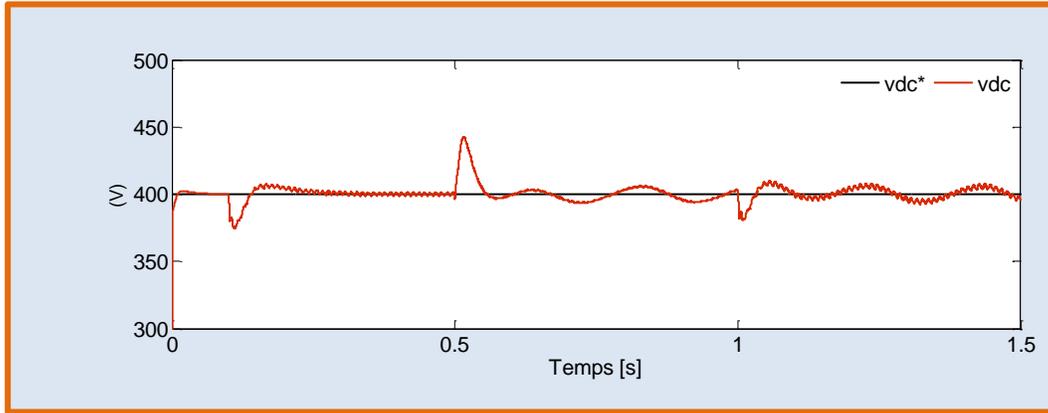


Figure IV.31. Régulation de la tension du bus continu.

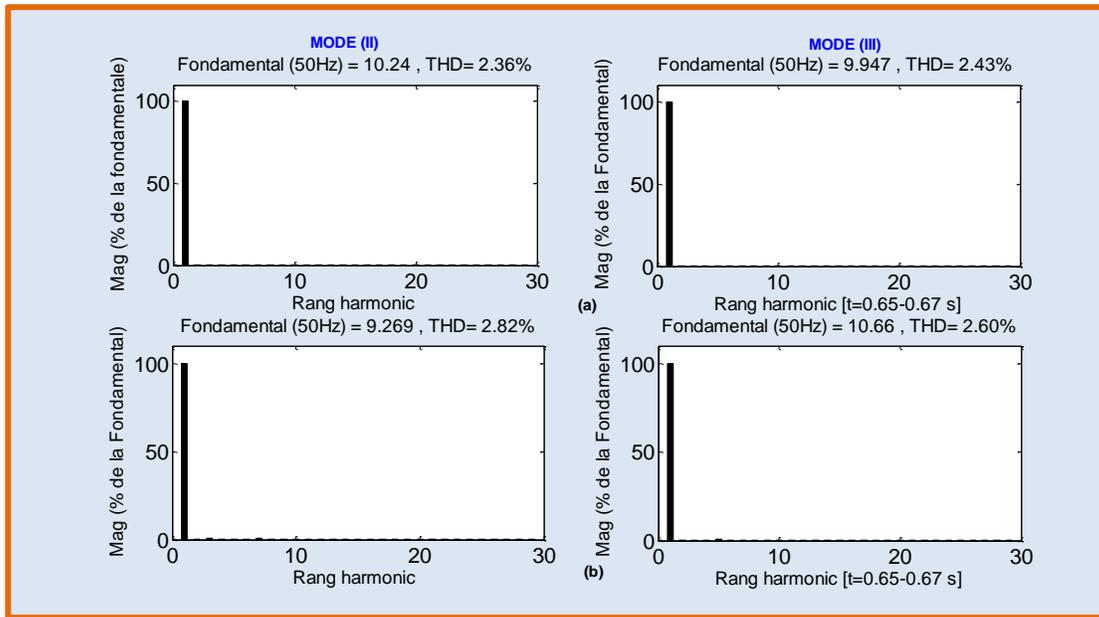


Figure IV.32. Spectre fréquentiel du courant absorbé de la phase (a) : (a) dans le cas d'un réseau électrique idéal (b) dans le cas d'un réseau électrique perturbé.

Donc on peut conclure que le convertisseur CCR fonctionne comme un filtre actif parallèle. La figure IV.25 montre une absorption sinusoïdale côté source d'un courant exactement en phase avec la tension, et cela signifie qu'un facteur de puissance unitaire est bien assuré.

Mode III : maintenant le système WECS est en service. D'après la figure IV.23 l'écoulement de puissance côté charge est égale à zéro car elle est déconnectée. En revanche, la puissance injectée par le convertisseur CCM a une forme sinusoïdale, qui a la même valeur que la puissance calculée côté réseau électrique. Cela signifie que le système est en mode de génération éolienne pure. La figure IV.25 montre que l'allure du courant est en opposition de phase avec la tension, ce qui indique une mode de génération.

Mode IV : dans ce cas la combinaison entre les deux fonctions (génération et amélioration de la qualité d'énergie électrique) est établie. D'après la figure IV.23 on peut distinguer trois cas:

$P_l > P_R$ Donc le réseau électrique a débité une puissance égale à $P_l - P_R$.

$P_l < P_R$ Donc une puissance égale à $P_R - P_l$ est injectée dans le réseau électrique.

$P_l = P_R$ Dans ce cas le réseau électrique ne débite aucune puissance.

Les figures IV.26, IV.27, IV.28, IV.29 et IV.30 montrent le comportement du système sous un réseau électrique perturbé. Les résultats obtenus démontrent la bonne performance du circuit de contrôle appliqué contre les perturbations du réseau en maintenant une absorption sinusoïdale côté réseau, et au même temps une génération optimale d'énergie stable a été assurée pendant les différents modes de fonctionnement.

La Figure IV.31 montre l'efficacité de la boucle de contrôle (PI) utilisée pour contrôler la tension du bus DC au niveau de 400V. Le résultat obtenu montre une stabilité acceptable avec un dépassement et temps de réponse modéré.

L'évolution du spectre fréquentiel du courant côté source de la phase (a) durant les différentes modes de fonctionnement est présentée dans la figure IV.32. On peut noter que le facteur THD est toujours compris dans les limites permises de la norme IEEE-519 avec une valeur moyenne d'environ de 2.5 %.

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un système de conversion éolien à base d'une machine à aimant permanent (PMSG). La transmission d'énergie électrique est effectuée via un convertisseur d'électronique de puissance BTB (AC-DC-AC).

Le BTB est constitué d'un redresseur MLI côté machine (CCM) et un onduleur côté réseau électrique (CCR). À la lumière des recommandations extraites des chapitres II et III, dans ce chapitre on a proposé un circuit de contrôle optimisé. D'après les résultats obtenus au chapitre II, on a appliqué la commande DPC à mode glissant au convertisseur CCM. Les résultats obtenus côté machine démontrent que le circuit de contrôle choisi permet une extraction optimale de la puissance avec une performance et stabilité remarquable. D'autre part, à la lumière des résultats obtenus au troisième chapitre, on a implémenté la commande DPC proposée sans capteurs de tension pour contrôler le convertisseur CCR. Les résultats obtenus côté réseau électrique montrent que l'adaptation de l'énergie capturée aux paramètres du réseau électrique et la régulation de la tension du bus continu sont bien établies.

Dans la dernière partie de ce chapitre, on s'est vérifié la contribution du système de conversion éolien à l'amélioration de la qualité d'énergie électrique. La fonction du convertisseur CCR est étendue de sorte que peut compenser les composantes harmoniques et réactives absorbées par les charges perturbatrices interconnectées au point PCC. Les résultats obtenus démontrent une performance très satisfaisante pour le circuit de contrôle proposé avec une stabilité élevée et une immunité importante contre les états de perturbation du réseau électrique.

Conclusion générale

Le travail effectué dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de recherche visant à optimiser les circuits de contrôle des convertisseurs statiques dédiés aux systèmes de conversion éolien (WECS) connectés au réseau électrique. D'après le cahier des charges, le concept de la commande directe de puissance (DPC) représente l'intérêt majeur des processus de contrôle abordés dans cette thèse.

Les systèmes de conversion éoliens à vitesse variable (WECS) à base d'un générateur à aimant permanent présentent plusieurs avantages techniques tels que, densité énergétique et fiabilité élevées, absence d'excitation et boîte de vitesses, pertes rotorique réduites et rendement élevé. En plus, grâce à un aspect économique, il est évident, qu'à travers une lecture analytique des projets futurs prévus par les grands fabricants, une orientation importante vers cette configuration. À la lumière de ce qui précède, nous avons choisi cette configuration pour être l'objet d'étude et d'analyse dans cette thèse.

Dans un système de conversion éolien à vitesse variable, la régulation du flux de puissance entre la source d'énergie éolienne locale et le réseau électrique est achevée par un dispositif d'électronique de puissance BTB (AC-DC-AC). L'extraction de la puissance maximale à partir d'une source éolienne est effectuée par une régulation adéquate du convertisseur côté machine CCM (redresseur MLI). D'autre part, l'adaptation de l'énergie capturée aux caractéristiques du réseau (amplitude de la tension et la fréquence) est réalisée par une bonne régulation du convertisseur CCR (onduleur). Grâce à sa simplicité et ses performances dynamiques élevées, par rapport aux autres techniques de contrôle conventionnelles, la commande directe de puissance (DPC), est choisie dans cette thèse.

D'autre part, le circuit de contrôle d'un dispositif d'électronique de puissance intégré dans un système électrique quelconque, nécessite forcément la connaissance d'information concernant la tension et le courant. Par conséquent, des capteurs pour les mesurer sont habituellement installés dans n'importe quelle application industrielle. L'optimisation du circuit de contrôle d'un redresseur/onduleur MLI par la minimisation du nombre de capteurs utilisés remplaçant par des capteurs virtuels (estimateurs) peut conduire à deux avantages importants, à savoir: la réduction appréciable du coût économique (pour des systèmes à faible ou à moyenne puissance) et le maintien de bonne performance du fonctionnement des applications industrielles spécialement en cas des charges critiques (la redondance des capteurs). Généralement, on a présenté dans le chapitre I, une étude analytique de deux processus d'estimation des tensions du réseau, avec un filtre de Kalman et un estimateur à mode glissant. Il ressort de cette analyse que l'estimateur à mode glissant simplifié convient à un réseau électrique idéal. Par contre, sous un réseau électrique perturbé, l'estimateur à base mode glissant modifié, est recommandé.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude et l'analyse de trois versions différentes de la commande DPC (DPC classique avec un tableau de commutation, DPC prédictive optimale, DPC à base mode glissant DPC-SMC) appliquées au redresseur MLI. L'analyse de la performance de chacun est simulée numériquement (dans l'environnement logiciel Matlab/SIMULINK) et validée expérimentalement (en utilisant une carte Dspace (DS1104)). Les performances de ces techniques ont été évaluées en régime permanent et transitoire. Ensuite, on a bénéficié les

résultats obtenus dans le chapitre I, pour réaliser une commande DPC optimisée sans capteurs de tension utilisant l'estimateur à mode glissant simplifié. En plus, on a réalisé un circuit de contrôle DPC sous un réseau électrique déséquilibré. Les résultats de simulation et expérimentaux sous un réseau électrique normal et déséquilibré, avec des capteurs de tension et sans capteurs de tension, ont tous démontré la supériorité de la commande DPC-SMC sur d'autres techniques étudiées, notamment en termes de facteur THD du courant absorbé.

L'utilisation excessive de dispositifs d'électronique de puissance ayant des caractéristiques non linéaires a soulevé le problème de la dégradation de la nature sinusoïdale de l'alimentation en ajoutant des composantes harmoniques. Par conséquent, le problème de la qualité de l'énergie au point de raccordement commun (PCC) est aujourd'hui une préoccupation majeure. L'interconnexion des systèmes de conversion éoliens au point PCC, lequel est caractérisé par une mauvaise qualité d'énergie, peut entraîner des effets néfastes tels que l'échauffement et la diminution d'efficacité et la durée de vie du système entièrement (générateur plus le dispositif d'électronique de puissance). Par conséquent, le fonctionnement du convertisseur côté réseau électrique (CCR) a été étendu (fonctionnement comme un filtre actif parallèle) afin de satisfaire aux normes de qualité de l'énergie recommandées au point de raccordement PCC par la compensation des composantes harmonique et réactive absorbées par les charges perturbatrices. À cet effet, on a abordé l'étude, l'analyse et l'optimisation de la performance d'un filtre actif parallèle par la commande DPC dans le chapitre III.

Réellement, un réseau électrique n'a pas une nature parfaitement sinusoïdale et équilibrée. Donc, lors du fonctionnement d'applications industrielles en temps réel, la prise en compte d'un réseau électrique idéal dans le processus de contrôle peut conduire à une mauvaise performance pour les systèmes à contrôler. Dans ce contexte, la fiabilité de la détection de fréquence ainsi que la séquence directe fondamentale des tensions mesurées au point de connexion PCC, est souvent impérative. Par conséquent, afin d'assurer la connaissance précise des paramètres du réseau d'une manière dynamique, l'intégration de techniques de synchronisation dans le circuit de contrôle est indispensable. Une partie du chapitre III est consacrée à l'étude de trois techniques courantes lesquelles: le filtre STF, le filtre de Kalman et le filtre MCCF. Plusieurs tests ont été effectués en élaborant la réponse dynamique de ces techniques de synchronisation sous des conditions diverses concernant la tension de source telles que : le déséquilibre, la pollution, la variation de l'angle de phase et la variation de la fréquence. En conclusion et après une étude comparative, il a été trouvé que le filtre STF a l'efficacité la plus faible par rapport aux autres avec un temps de réponse lent et une erreur statique établie en régime permanent. Le filtre de Kalman et MCCF ont des performances proches avec une supériorité minimale pour le filtre de Kalman.

Au chapitre III, la performance de la commande DPC dans un circuit de contrôle d'un filtre actif de puissance parallèle sous un réseau électrique généralisé a été évaluée. En premier lieu, on a considéré deux versions de DPC, à savoir : DPC classique avec un tableau de commutation et DPC prédictive optimale. Une bonne performance a été notée pour les deux versions sous un réseau électrique idéal, mais pour un réseau électrique perturbé, l'efficacité du filtrage n'a pas été maintenue. Afin de pallier cette déficience, un filtre de Kalman a été incorporé dans le circuit de contrôle afin de suivre de manière dynamique et précise les variations des paramètres spécifiques du réseau électrique (amplitude de la séquence positive et la fréquence). Les résultats de la simulation numérique montrent une amélioration radicale de la qualité d'énergie sous un réseau

électrique non idéal. Finalement, on a proposé une commande DPC modifiée sans capteurs de tension basée à un modèle prédictif. Le modèle prédictif développé, décrit l'écoulement de puissance entre l'onduleur et le point de raccordement PCC. L'estimation des tensions au point PCC est réalisée au moyen d'un estimateur à mode glissant modifié qui est développé au chapitre I. Les résultats de simulation obtenus démontrent que la commande DPC proposée peut donner la meilleure performance en régime permanent par rapport aux autres techniques étudiés auparavant, avec un facteur THD minimal conforme aux normes recommandées.

Dans le chapitre IV, on a visé un objectif commun de circuit de contrôle, d'assurer une génération d'énergie électrique d'une manière stable et contrôlable de la source éolienne au réseau électrique et au même temps une qualité d'énergie normalisée au point de raccordement commun PCC. On a exploité effectivement les résultats obtenus dans les premiers chapitres. Premièrement, le convertisseur côté machine du système WECS étudié fonctionne normalement comme un redresseur, donc la commande DPC à base mode glissant DPC-SMC, laquelle est la plus performante d'après l'étude réalisée dans le chapitre II, a été implémenté dans le circuit de contrôle du CCM. Deuxièmement, le convertisseur côté réseau fonctionne comme un onduleur, donc la commande DPC proposée, qui est le plus efficace selon l'étude réalisée au chapitre III, a été incorporé dans le circuit de contrôle du CCR. La simulation numérique du système est effectuée dans deux conditions distinctes. En premier lieu, on a étudié la capacité et la performance de génération d'énergie électrique durant des conditions de perturbation environnementales (variation de vitesse du vent) et électriques (réseau électrique déséquilibré et pollué). Les résultats obtenus démontrent une performance satisfaisante avec une extraction optimale de puissance. Ensuite, les performances et le comportement du système ont été analysés lors de la présence de charges non linéaires connectées au point PCC. On a distingué quatre modes de fonctionnement possibles du système comme suit:

- ✓ Le système WECS et la charge non linéaire sont hors service simultanément.
- ✓ Seulement la charge non linéaire est connectée.
- ✓ Le système WECS est en service et la charge non linéaire est déconnectée.
- ✓ Le système WECS est en service et la charge non linéaire est connectée simultanément.

Il a été observé que dans le deuxième cas, le convertisseur CCR fonctionne uniquement comme un filtre actif parallèle sans génération d'énergie au réseau. Cependant, dans le troisième cas le système étudié est fonctionné comme un système de génération éolien WECS classique. Finalement dans le quatrième cas, le système a fonctionné comme une chaîne de conversion éolienne avec une capacité adaptative de compenser les courants harmoniques et réactifs induits par la charge perturbatrice. Les résultats de la simulation numérique démontrent une bonne performance avec une efficacité énergétique optimale du système, combinée avec une bonne qualité d'énergie au point PCC.

En tant que perspective, la validation expérimentale du système complet sera l'intérêt majeur de ce travail dans un proche avenir. Bénéficiant d'une haute performance des techniques de contrôle nécessitant l'utilisation de cartes d'acquisition plus performantes que le DSP, et on peut citer la carte FPGA comme une solution préférable. Ensuite, l'optimisation des processus de contrôle dans l'aspect technique et économique par le développement de nouvelles techniques de synchronisation et d'estimation représente un domaine de recherche très intéressant pour la suite de ce travail.

Annexe A

Tableau A.1 : Paramètres du circuit électrique (application redresseur)

Paramètre	désignation	valeur
Fréquence d'échantillonnage	f_s	Simulation 8.3 kHz
		Expérimental 100 kHz
Résistance de l'inductance de couplage	r	0.7 Ω
Self de l'inductance de couplage	L	25 mH
Capacité du bus continu	C	1100 μ F
Résistance de la charge	R_{ch}	66 Ω
Tension efficace simple du réseau	V	70 V
Fréquence du réseau	f	50 Hz
Référence de la tension continue de sortie	V_{dc}^*	200 V

Tableau A.2 : Paramètres du circuit électrique (Application d'un filtre actif parallèle) [55].

Paramètre	désignation	valeur
Période d'échantillonnage en simulation	T_s	5 μ s
Résistance de l'inductance de couplage	R_f	0.1 Ω
Self de l'inductance de couplage	L_f	5 mH
Résistance de l'inductance cotée charge	R_C	0.1 Ω
Self de l'inductance cotée charge	L_C	5 mH
Capacité du bus continu	C	1500 μ F
Résistance de la charge	R_l	24~48 Ω
Capacité de la charge	C_l	100 μ F
Tension efficace simple du réseau	V	110 V
Fréquence du réseau	f	50 Hz
Référence de la tension continue de sortie	V_{dc}^*	400 V

Tableau A.3 : Paramètres de la machine à aimant permanent PMSG [131].

Paramètre	désignation	valeur
Vitesse nominale	N_n	600 tr/min
Rapport tension/vitesse	-	475 V/ktr
Courant nominale	I_n	11.6 A
Nombre de paires de pôle	p	15
Résistance équivalent statorique	r_{gs}	0.6 Ω
Inductance équivalent statorique	L_{gs}	4.9 mH

Références Bibliographiques

- [1] S. K. Khadem, "Power Quality Improvement of Distributed Generation Integrated Network with Unified Power Quality Conditioner.," 2013.
- [2] M. B. Ketzner and C. B. Jacobina, "Sensorless control technique for PWM rectifiers with voltage disturbance rejection and adaptive power factor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 2, pp. 1140–1151, 2015.
- [3] F. De La Rosa, *Harmonics and power systems*. CRC press Boca Raton, 2006.
- [4] M. A. E. Alali, "Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension:(Automatisation des systèmes de puissance électriques)," PhD Thesis, Université Louis Pasteur (Strasbourg), 2002.
- [5] N. Mendalek, "Qualité de l'onde électrique et moyens de mitigation," PhD Thesis, École de technologie supérieure, 2003.
- [6] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Application to Power Conditioning*. 2007. Wiley/IEEE Press.
- [7] I. Std. 519-2014, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems," 2014.
- [8] F. Ghassemi and M. Perry, "Review of Voltage Unbalance Limit in the GB Grid Code CC. 6.1. 5 (b)," NationalGrid, GCRP November, 2014.
- [9] E. M. Llano, *Voltage Unbalance Compensation in the Distribution Grid Through Distributed Generation*: Master Thesis. Department of Energy Technology, Aalborg University, 2015.
- [10] Philippe FERRACCI, *La qualité de l'énergie électrique: Cahier technique n°199*. schneider-electric, édition octobre 2001.
- [11] A. L. de Heredia Bermeo, "Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie: de la basse tension à la montée en tension," PhD Thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2006.
- [12] A. van Zyl, J. H. Enslin, and R. Spée, "A new unified approach to power quality management," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 5, pp. 691–697, 1996.
- [13] J. R. Rodríguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: State of the art," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 5–22, 2005.
- [14] N. Mohan and T. M. Undeland, *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons, 2007.
- [15] Bouafia Abdelouahab, "Techniques de Commande Prédicative et Floue pour Les Systèmes d'Electronique De Puissance: Application Aux Redresseurs à MLI" Thèse de doctorat, Université FERHAT ABBAS - SETIF, 2010.
- [16] O. García, J. A. Cobos, R. Prieto, P. Alou, and J. Uceda, "Single phase power factor correction: A survey," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 749–755, 2003.
- [17] M. Malinowski, "Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers," *Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, Warszawa*, 2001.
- [18] J. Hu and Z. Q. Zhu, "Improved voltage-vector sequences on dead-beat predictive direct power control of reversible three-phase grid-connected voltage-source converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 254–267, 2013.
- [19] J. Hu and Z. Q. Zhu, "Improved voltage-vector sequences on dead-beat predictive direct power control of reversible three-phase grid-connected voltage-source converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 254–267, 2013.
- [20] S. S. Lee and Y. E. Heng, "Table-based DPC for grid connected VSC under unbalanced and distorted grid voltages: Review and optimal method," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 76, pp. 51–61, 2017.
- [21] A. Yazdani and R. Iravani, "A unified dynamic model and control for the voltage-sourced converter under unbalanced grid conditions," *IEEE Transactions on Power delivery*, vol. 21, no. 3, pp. 1620–1629, 2006.
- [22] J. Hu and Y. He, "Modeling and control of grid-connected voltage-sourced converters under generalized unbalanced operation conditions," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 23, no. 3, pp. 903–913, 2008.

- [23] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, 1998.
- [24] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, 1998.
- [25] Y. Zhang and C. Qu, "Table-based direct power control for three-phase AC/DC converters under unbalanced grid voltages," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 7090–7099, 2015.
- [26] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and 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.
- [27] A. M. Razali, M. A. Rahman, G. George, and N. A. Rahim, "Analysis and design of new switching lookup table for virtual flux direct power control of grid-connected three-phase PWM AC–DC converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp. 1189–1200, 2015.
- [28] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, "Direct power control of an AFE using predictive control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2516–2523, 2008.
- [29] S. Kwak, U.-C. Moon, and J.-C. Park, "Predictive-control-based direct power control with an adaptive parameter identification technique for improved AFE performance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 6178–6187, 2014.
- [30] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, and F. Krim, "Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM)," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 1, pp. 228–236, 2010.
- [31] Y. K. Tao, L. Wang, Q. H. Wu, and W. H. Tang, "Virtual-flux-based predictive direct power control of three-phase AC/DC converters," in *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2014 IEEE PES Asia-Pacific*, pp. 1–6, 2014.
- [32] A. Bouafia, F. Krim, and J.-P. Gaubert, "Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output voltage regulation," *Energy conversion and management*, vol. 50, no. 1, pp. 6–13, 2009.
- [33] J. Hu, L. Shang, Y. He, and Z. Q. Zhu, "Direct active and reactive power regulation of grid-connected DC/AC converters using sliding mode control approach," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 210–222, 2011.
- [34] S. Vazquez, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, J. I. Leon, and E. Galvan, "A model-based direct power control for three-phase power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1647–1657, 2008.
- [35] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski, "Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 2, pp. 447–454, 2004.
- [36] G. Escobar, A. M. Stankovic, J. M. Carrasco, E. Galván, and R. Ortega, "Analysis and design of direct power control (DPC) for a three phase synchronous rectifier via output regulation subspaces," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 823–830, 2003.
- [37] Y. Zhang, Z. Li, Y. Zhang, W. Xie, Z. Piao, and C. Hu, "Performance improvement of direct power control of PWM rectifier with simple calculation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3428–3437, 2013.
- [38] L. Shang and J. Hu, "Sliding-mode-based direct power control of grid-connected wind-turbine-driven doubly fed induction generators under unbalanced grid voltage conditions," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 2, pp. 362–373, 2012.
- [39] J. Eloy-Garcia, S. Arnaltes, and J. L. Rodriguez-Amenedo, "Direct power control of voltage source inverters with unbalanced grid voltages," *IET Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 395–407, 2008.
- [40] L. Shang, D. Sun, and J. Hu, "Sliding-mode-based direct power control of grid-connected voltage-sourced inverters under unbalanced network conditions," *IET power electronics*, vol. 4, no. 5, pp. 570–579, 2011.
- [41] P. Antoniewicz and M. P. Kazmierkowski, "Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4381–4390, 2008.

- [42] Y. Zhang and 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.
- [43] Y. Komatsu and T. Kawabata, "A control method of active power filter where system voltage contains negative-phase-sequence component or zero-phase-sequence component," in *Power Electronics and Drive Systems, 1995., Proceedings of 1995 International Conference on*, 1995, pp. 583–586.
- [44] I. MERZOUK, "Contribution à la commande d'une cascade redresseur à absorption sinusoïdal onduleur multi-niveaux associée à une machine asynchrone double alimenté: approche qualité d'énergie côté réseau-optimisation des performances de la machine," PhD Thesis, Université de Batna 2, 2017.
- [45] J. Hu, W. Zhang, H. Wang, Y. He, and L. Xu, "Proportional integral plus multi-frequency resonant current controller for grid-connected voltage source converter under imbalanced and distorted supply voltage conditions," *Journal of Zhejiang University-SCIENCE A*, vol. 10, no. 10, pp. 1532–1540, 2009.
- [46] J. Hu, H. Xu, and Y. He, "Coordinated control of DFIG's RSC and GSC under generalized unbalanced and distorted grid voltage conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 7, pp. 2808–2819, 2013.
- [47] M. B. Ketzner and 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.
- [48] A. Mallik and A. Khaligh, "Control of a three-phase boost PFC converter using a single DC-link voltage sensor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 8, pp. 6481–6492, 2017.
- [49] Z. Zhang et al., "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, 2015.
- [50] J. Kukkola and M. Hinkkanen, "State observer for grid-voltage sensorless control of a converter equipped with an LCL filter: Direct discrete-time design," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 4, pp. 3133–3145, 2016.
- [51] H. Yang, Y. Zhang, J. Liang, J. Gao, P. D. Walker, and N. Zhang, "Sliding-Mode Observer Based Voltage-Sensorless Model Predictive Power Control of PWM Rectifier Under Unbalanced Grid Conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 7, pp. 5550–5560, 2018.
- [52] Y. Cho and K.-B. Lee, "Virtual-flux-based predictive direct power control of three-phase PWM rectifiers with fast dynamic response," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 4, pp. 3348–3359, 2016.
- [53] J. A. Suul, A. Luna, P. Rodríguez, and T. Undeland, "Voltage-sensor-less synchronization to unbalanced grids by frequency-adaptive virtual flux estimation," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2910–2923, 2012.
- [54] R. Guzman, L. G. de Vicuna, J. Morales, M. Castilla, and J. Matas, "Sliding-mode control for a three-phase unity power factor rectifier operating at fixed switching frequency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 758–769, 2016.
- [55] R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Morales, M. Castilla, and 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.
- [56] R. Razi and M. Monfared, "Multi-loop control of stand-alone inverters with minimum number of sensors," *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 12, pp. 2425–2433, 2016.
- [57] R. Razi and M. Monfared, "Multi-loop control of stand-alone inverters with minimum number of sensors," *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 12, pp. 2425–2433, 2016.
- [58] K.-J. Lee, B.-G. Park, R.-Y. Kim, and 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.
- [59] H. Gholami-Khesht and M. Monfared, "Deadbeat direct power control for grid connected inverters using a full-order observer," in *Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS), 2015 4th International Conference on*, 2015, pp. 1–5.
- [60] A.-R. Yasser, I. Mohamed, E. F. El-Saadany, and R. A. El-Shatshat, "Natural adaptive observers-based estimation unit for robust grid-voltage sensorless control characteristics in inverter-based DG

- units,” in Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE, 2007, pp. 1–8.
- [61] Y. A.-R. I. Mohamed, E. F. El-Saadany, and M. M. Salama, “Adaptive grid-voltage sensorless control scheme for inverter-based distributed generation,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 3, pp. 683–694, 2009.
- [62] A. Rahoui, A. Bechouche, H. Seddiki, and D. O. Abdeslam, “Grid Voltages Estimation for Three-Phase PWM Rectifiers Control Without AC Voltage Sensors,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 1, pp. 859–875, 2018.
- [63] R. G. Tonin, T. Bernardes, J. R. Massing, and H. Pinheiro, “Sliding mode observer for voltage sensorless current control of grid-connected converters,” in *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*, 2013, pp. 387–392.
- [64] H. Yang, Y. Zhang, N. Zhang, P. D. Walker, and J. Gao, “A voltage sensorless finite control set-model predictive control for three-phase voltage source PWM rectifiers,” *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 2, no. 2, pp. 52–59, 2016.
- [65] H. Alrawashdeh and J. Asumadu, “Adaptive Kalman filter for voltage sag detection in power system,” in *Applied Electrical Engineering and Computing Technologies (AEECT), 2013 IEEE Jordan Conference on*, 2013, pp. 1–6.
- [66] H. Eldeeb, A. Massoud, A. S. Abdel-Khalik, and S. Ahmed, “A sensorless Kalman filter-based active damping technique for grid-tied VSI with LCL filter,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 93, pp. 146–155, 2017.
- [67] L. H. B. Liboni, M. C. de Oliveira, and I. N. da Silva, “On the problem of optimal estimation of balanced and symmetric three-phase signals,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 91, pp. 155–165, 2017.
- [68] U. Moon, S. Kim, R. Chan, and S. Kwak, “A kalman filter based predictive direct power control scheme to mitigate source voltage distortions in PWM rectifiers,” *Journal of Power Electronics*, vol. 17, no. 1, pp. 190–199, 2017.
- [69] Z. Dai and W. Lin, “Adaptive estimation of three-phase grid voltage parameters under unbalanced faults and harmonic disturbances,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, pp. 5613–5627, 2017.
- [70] V. I. Utkin, “Sliding mode control design principles and applications to electric drives,” *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 23–36, 1993.
- [71] W. Gao and J. C. Hung, “Variable structure control of nonlinear systems: A new approach,” *IEEE transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 45–55, 1993.
- [72] A. Mehdi, S. Rezgui, H. Medouce, and H. Benalla, “A Comparative Study between DPC and DPC-SVM Controllers Using dSPACE (DS1104),” *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, vol. 4, no. 3, pp. 322–328, 2014.
- [73] A. Boulahia, K. Nabti, and H. Benalla, “Direct Power Control for AC/DC/AC Converters in Doubly Fed Induction Generators Based Wind Turbine,” *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, vol. 2, no. 3, pp. 425–436, 2012.
- [74] J. G. Normiella et al., “Multiple switching tables direct power control of active front-end rectifiers,” *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 6, pp. 1578–1589, 2014.
- [75] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, and F. Krim, “Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier,” in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, 2008, pp. 703–709.
- [76] A. Bouafia, J. P. Gaubert, and A. Chaoui, “Direct power control scheme based on disturbance rejection principle for three-phase PWM AC/DC converter under different input voltage conditions,” *J. Electr. Syst*, vol. 8, no. 4, pp. 367–383, 2012.
- [77] A. Baktash, A. Vahedi, and M. A. S. Masoum, “Improved switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier,” in *Power Engineering Conference, 2007. AUPEC 2007. Australasian Universities*, 2007, pp. 1–5.
- [78] B. Gong, K. Wang, J. Zhang, J. You, Y. Luo, and Z. Wenyi, “Advanced switching table for direct power control of a three-phase PWM rectifier,” in *Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2014 IEEE Conference and Expo*, 2014, pp. 1–5.
- [79] S. Dong-liang, S. Shu-zhong, M. Jian-wei, and W. Xian-bo, “Direct power control of PWM rectifiers based on virtual flux,” in *Computer Application and System Modeling (ICCASM), 2010*

- International Conference on, 2010, vol. 2, pp. V2–613.
- [80] J. G. Norriella et al., “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.
- [81] A. Boulahia, M. Adel, and H. Benalla, “Predictive Power Control of Grid and Rotor Side converters in Doubly Fed Induction Generators Based Wind Turbine,” *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*, vol. 2, no. 4, pp. 258–264, 2013.
- [82] N. Jin, L. Guo, C. Gan, S. Hu, and Z. Dou, “Finite States Model Predictive Power Control of Three-Phase Bidirectional AC/DC Converter Under Unbalanced Grid Faults with Current Harmonic Reduction and Power Compensation,” *IET Power Electronics*, 2017.
- [83] Y. Zhang, W. Xie, Z. Li, and Y. Zhang, “Model predictive direct power control of a PWM rectifier with duty cycle optimization,” *IEEE transactions on power electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 5343–5351, 2013.
- [84] M. Bouri and D. Thomasset, “Sliding control of an electropneumatic actuator using an integral switching surface,” *IEEE transactions on control systems technology*, vol. 9, no. 2, pp. 368–375, 2001.
- [85] Y. Zhang, C. Qu, and J. Gao, “Performance improvement of direct power control of PWM rectifier under unbalanced network,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2319–2328, 2017.
- [86] C. Cho, J.-H. Jeon, J.-Y. Kim, S. Kwon, K. Park, and S. Kim, “Active synchronizing control of a microgrid,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, pp. 3707–3719, 2011.
- [87] B. Jain, S. Jain, and R. K. Nema, “Control strategies of grid interfaced wind energy conversion system: An overview,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 47, pp. 983–996, 2015.
- [88] V. Kaura and V. Blasko, “Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions,” *IEEE Transactions on Industry applications*, vol. 33, no. 1, pp. 58–63, 1997.
- [89] O. Vainio and S. J. Ovaska, “Noise reduction in zero crossing detection by predictive digital filtering,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 1, pp. 58–62, 1995.
- [90] B. P. McGrath, D. G. Holmes, and J. J. H. Galloway, “Power converter line synchronization using a discrete Fourier transform (DFT) based on a variable sample rate,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 877–884, 2005.
- [91] P. K. Dash, B. R. Mishra, R. K. Jena, and A. C. Liew, “Estimation of power system frequency using adaptive notch filters,” in *Energy Management and Power Delivery, 1998. Proceedings of EMPD’98. 1998 International Conference on, 1998*, vol. 1, pp. 143–148.
- [92] C.-H. Huang, C.-H. Lee, K.-J. Shih, and Y.-J. Wang, “Frequency estimation of distorted power system signals using a robust algorithm,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 1, pp. 41–51, 2008.
- [93] A. Bagheri, M. Mardaneh, A. Rajaei, and A. Rahideh, “Detection of grid voltage fundamental and harmonic components using Kalman filter and generalized averaging method,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1064–1073, 2016.
- [94] P. Rodriguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC’06. 37th IEEE, 2006*, pp. 1–7.
- [95] M. Abdusalam, P. Poure, S. Karimi, and S. Saadate, “New digital reference current generation for shunt active power filter under distorted voltage conditions,” *Electric Power Systems Research*, vol. 79, no. 5, pp. 759–765, 2009.
- [96] X. Guo, W. Wu, and Z. Chen, “Multiple-complex coefficient-filter-based phase-locked loop and synchronization technique for three-phase grid-interfaced converters in distributed utility networks,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1194–1204, 2011.
- [97] A. Chaoui, “Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires,” PhD Thesis, Poitiers, 2010.
- [98] H. Sasaki and T. Machida, “A new method to eliminate AC harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, no. 5, pp. 2009–2019, 1971.
- [99] E. C. Strycula and L. Gyugyi, “Active AC power filters,” in *Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, 1976*, pp. 529–535.
- [100] H. Djeghloud and H. Benalla, “Harmonics cancellation using SVPWM shunt active power filter,” *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic*

- engineering, vol. 26, no. 1, pp. 114–126, 2007.
- [101] H. Akagi, “Active harmonic filters,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, 2005.
- [102] A. Chaoui, F. Krim, J.-P. Gaubert, and L. Rambault, “DPC controlled three-phase active filter for power quality improvement,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 30, no. 8, pp. 476–485, 2008.
- [103] B. S. Chen and G. Joós, “Direct power control of active filters with averaged switching frequency regulation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 2729–2737, 2008.
- [104] N. Mesbahi, A. Ouari, D. O. Abdeslam, T. Djamah, and A. Omeiri, “Direct power control of shunt active filter using high selectivity filter (HSF) under distorted or unbalanced conditions,” *Electric Power Systems Research*, vol. 108, pp. 113–123, 2014.
- [105] B. Boukezata, A. Chaoui, J.-P. Gaubert, and M. Hachemi, “Power quality improvement by an active power filter in grid-connected photovoltaic systems with optimized direct power control strategy,” *Electric Power Components and Systems*, vol. 44, no. 18, pp. 2036–2047, 2016.
- [106] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components,” *IEEE Transactions on industry applications*, no. 3, pp. 625–630, 1984.
- [107] H. E. Medouche and H. Benalla, “Predictive model approach based direct power control for power quality conditioning,” *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, vol. 8, no. 2, pp. 1832–1848, 2017.
- [108] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, and M. Narimani, “High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 5, pp. 740–788, 2015.
- [109] www.navigantresearch.com.
- [110] V. Yaramasu and B. Wu, “Basics of Wind Energy Conversion Systems (Weecs),” *Model Predictive Control of Wind Energy Conversion Systems*, pp. 1–60.
- [111] H. Li and Z. Chen, “Overview of different wind generator systems and their comparisons,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 2, no. 2, pp. 123–138, 2008.
- [112] F. Blaabjerg, M. Liserre, and K. Ma, “Power electronics converters for wind turbine systems,” *IEEE transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 2, pp. 708–719, 2012.
- [113] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems,” *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, 2006.
- [114] W. Erdman and M. Behnke, “Low Wind Speed Turbine Project Phase II: The Application of Medium-Voltage Electrical Apparatus to the Class of Variable Speed Multi-Megawatt Low Wind Speed Turbines; 15 June 2004–30 April 2005,” *National Renewable Energy Laboratory (NREL)*, Golden, CO., 2005.
- [115] Z.Q. Zhu, J. Hu, (2012) "Electrical machines and power-electronic systems for high-power wind energy generation applications: Part I – market penetration, current technology and advanced machine systems", *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, Vol. 32 Issue: 1, pp.7-33.
- [116] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher, “Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation,” *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 143, no. 3, pp. 231–241, 1996.
- [117] S. Muller, M. Deicke, and R. W. De Doncker, “Doubly fed induction generator systems for wind turbines,” *IEEE Industry applications magazine*, vol. 8, no. 3, pp. 26–33, 2002.
- [118] M. Abdelrahem, C. M. Hackl, Z. Zhang, and R. Kennel, “Robust Predictive Control for Direct-Driven Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Generators Without Mechanical Sensors,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 1, pp. 179–189, 2018.
- [119] M. Abdelrahem, C. M. Hackl, and R. Kennel, “Simplified model predictive current control without mechanical sensors for variable-speed wind energy conversion systems,” *Electrical Engineering*, vol. 99, no. 1, pp. 367–377, 2017.
- [120] C. M. Jenisha, N. Ammasaigounden, N. Kumaresan, and K. BhagyaSri, “Power electronic interface with de-coupled control for wind-driven PMSG feeding utility grid and DC load,” *IET Power Electronics*, 2017.
- [121] M. Singh, V. Khadkikar, and A. Chandra, “Grid synchronisation with harmonics and reactive power compensation capability of a permanent magnet synchronous generator-based variable speed wind

- energy conversion system,” *IET Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 122–130, 2011.
- [122] Y. Y. Xia, J. E. Fletcher, S. J. Finney, K. H. Ahmed, and B. W. Williams, “Torque ripple analysis and reduction for wind energy conversion systems using uncontrolled rectifier and boost converter,” *IET renewable power generation*, vol. 5, no. 5, pp. 377–386, 2011.
- [123] Y. Xia, K. H. Ahmed, and B. W. Williams, “Different torque ripple reduction methods for wind energy conversion systems using diode rectifier and boost converter,” in *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International*, 2011, pp. 729–734.
- [124] X. Xin and L. Hui, “Research on multiple boost converter based on MW-level wind energy conversion system,” in *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on*, 2005, vol. 2, pp. 1046–1049.
- [125] E. Muljadi and C. P. Butterfield, “Pitch-controlled variable-speed wind turbine generation,” *IEEE transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 1, pp. 240–246, 2001.
- [126] V. Yaramasu and B. Wu, *Model predictive control of wind energy conversion systems*. John Wiley & Sons, 2016.
- [127] A. S. Bubshait, A. Mortezaei, M. G. Simões, and T. D. C. Busarello, “Power quality enhancement for a grid connected wind turbine energy system,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 3, pp. 2495–2505, 2017.
- [128] P. Xing, L. Fu, G. Wang, Y. Wang, and Y. Zhang, “A compositive control method of low-voltage ride through for PMSG-based wind turbine generator system,” *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2017.
- [129] E. Koutroulis and K. Kalaitzakis, “Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications,” *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 53, no. 2, pp. 486–494, 2006.
- [130] K.-H. Kim, T. L. Van, D.-C. Lee, S.-H. Song, and E.-H. Kim, “Maximum output power tracking control in variable-speed wind turbine systems considering rotor inertial power,” *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 3207–3217, 2013.
- [131] A. Urtasun, P. Sanchis, and L. Marroyo, “Small wind turbine sensorless MPPT: robustness analysis and lossless approach,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 4113–4121, 2014.
- [132] G. Michalke, “Variable speed wind turbines-modelling, control, and impact on power systems,” PhD Thesis, Technische Universität, 2008.
- [133] S. Achilles and M. Poller, “Direct drive synchronous machine models for stability assessment of wind farms,” in *4th International Workshop on Large-scale Integration of Wind Power and Transmission Networks for Offshore Wind Farms*, 2003, pp. 1–9.
- [134] E. Spooner and A. C. Williamson, “Direct coupled, permanent magnet generators for wind turbine applications,” *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 143, no. 1, pp. 1–8, 1996.
- [135] P. Shanthi, G. Uma, and M. S. Keerthana, “Effective power transfer scheme for a grid connected hybrid wind/photovoltaic system,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 11, no. 7, pp. 1005–1017, 2017.

Résumé

Cette thèse s'inscrit dans les travaux de recherche menés sur l'analyse, la conception et le contrôle d'un système de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable (WECS) à base d'une machine à aimant permanent (PMSG) connecté au réseau avec une régulation de puissance maximale et une contribution au conditionnement de la qualité d'énergie. Le dispositif d'électronique de puissance utilisé habituellement comme un intermédiaire entre l'éolien et le réseau est un convertisseur Back to Back à deux niveaux (BTB). Le convertisseur BTB est constitué de deux convertisseurs MLI, le convertisseur côté machine (CCM) fonctionne comme un redresseur, et le convertisseur côté réseau (CCR) fonctionne comme un onduleur. Plusieurs techniques de commande basées au principe de la commande directe de puissance DPC (DPC conventionnel, DPC prédictif optimale et DPC à base mode glissant (DPC-SMC)) ont été appliquées à un redresseur MLI pour des conditions de tension d'alimentation idéales et perturbées. De plus, le schéma de commande sans capteur de tension est présenté en utilisant un estimateur à mode glissant. Deux versions de l'estimateur à mode glissant ont été mises en œuvre, l'une adaptée au réseau idéal et une autre modifiée pour le réseau perturbé. Après un processus de simulation extensif suivi d'une validation expérimentale, la technique DPC-SMC sans capteurs de tension a été introduite la meilleure performance avec une grande précision d'estimation et une qualité de d'énergie élevée. D'un autre côté, dans un système de conversion d'énergie éolienne, la fonction d'onduleur CCR assure une transmission d'énergie optimale d'une façon permanente et stable au réseau. Cependant, l'utilisation extensive de charges non linéaires a conduit à dégrader la qualité d'énergie au point de couplage commun (PCC). Ainsi, l'idée est d'étendre la fonction d'onduleur avec une capacité de compensation harmonique. Par conséquent, l'analyse, la conception et le contrôle d'un filtre actif de puissance parallèle dans des conditions de tension d'alimentation idéales et perturbées, ont constitué une partie importante de cette thèse. Ensuite, un circuit de contrôle amélioré à base DPC pour un système de filtrage parallèle combiné avec un filtre de Kalman en tant que synchroniseur, a été introduit. En outre, il a été proposé d'appliquer une commande DPC prédictive sans capteurs de tension à un système de filtrage. Enfin, le circuit de contrôle du système WECS est basé sur les résultats optimaux développés dans ce travail. Pour les convertisseurs CCM et CCR, nous avons appliqué les commandes SMC-DPC et DPC proposée respectivement, comme des solutions optimisés.

Mots-clefs : PMSG, WECS, Commande direct de puissance (DPC), redresseur MLI, filtre actif de puissance parallèle, filtre de Kalman, mode glissant, réseau électrique perturbé.

Abstract

This work deals with the analysis, design, and control of grid-interfaced permanent magnet synchronous generator (PMSG) based variable speed wind energy conversion system (WECS) for power smoothing with maximum power point tracking (MPPT) and power quality conditioning capabilities. The power electronic device used usually as intermediate between the wind generator and the grid is a full rated two levels back to back converter (BTB). The BTB converter is constituted of two PWM converters, the machine side converter (CCM) works as a rectifier and the grid side converter works as an inverter. Several DPC based control techniques (conventional DPC, predictive DPC and DPC based sliding mode approach (DPC-SMC)) have been applied on

a PWM rectifier under ideal and disturbed supply voltage conditions. Moreover, the sensorless grid voltage control scheme is presented using sliding mode estimator. Two versions of sliding mode estimator have been implemented, one for the ideal and the other for the disturbed supply condition. After an extensive set of simulations following by experimental validation, the grid voltage sensorless DPC-SMC technique has been introduced the best performance with high estimation accuracy and power quality. On the other hand, in a wind energy conversion system, the grid side inverter function is ensuring permanent and stable transmission of energy to the grid. However, the extensive use of nonlinear loads led to decrease the quality of energy at the point of common coupling (PCC). Thus, the idea is to extend the inverter function with a harmonic compensation capability. Hence, analysis, design, and control of shunt active power filter (SAPF) under ideal and disturbed supply voltage conditions were an important part of this thesis. Then, an improved control circuit for SAPF system based on DPC concept combined with a Kalman filter as synchronization technique has been introduced. Furthermore, a modified voltage sensorless DPC concept based predictive model and modified sliding mode estimator has been proposed to be applied for a SAPF. Finally, the overall circuit control of the WECS system is based on the optimal findings, which are developed in this work. For the CCM and CCR converters, we have been applied the DPC-SMC and the proposed DPC approach respectively, as optimized solutions.

Keywords: PMSG, WECS, Direct power control (DPC), PWM rectifier, Shunt active power filter, Kalman filter, sliding mode, disturbed supply.

ملخص

هذه الرسالة عبارة عن عمل بحثي لتحليل وتصميم والتحكم في نظام تحويل طاقة الرياح متعدد السرعات باستعمال مولد كهربائي متزامن (PMSG) (الدوار عبارة عن مغناطيس دائم) مرتبط مع شبكة التوزيع الكهربائية. النظام المقترح يملك قدرة استخلاص الطاقة القصوى المتاحة وفي نفس الوقت ضمان جودة طاقة عالية على مستوى نقطة الربط مع شبكة التوزيع الكهربائي.

عملية نقل الطاقة الكهربائية من نظام التحويل الى الشبكة الكهربائية تتم بواسطة عنصر من اليكترونيك الاستطاعة (مقوم +موج على التسلسل). نظام التحكم يتطلب استعمال اجهزة استشعار للوتتر الكهربائي. ولضمان التقليل من تعقيد وكلفة هذا النظام قمنا بالاستعمال مقدرات. المقدرات المستعملة صممت وفق نظرية الانزلاق وقد قمنا باستعمال نسختين الاولى مناسبة لحالة الشبكة الكهربائية المثالية والاخرى في حالة شبكة كهربائية مضطربة.

نطبق تقنية التحكم في الاستطاعة المباشر (DPC) وفق نظرية وضع الانزلاق على المقوم لضمان اقصى استخلاص ممكن للطاقة. ومن جهة اخرى نطبق تقنية التحكم المباشر في الاستطاعة المقترحة على الموم لضمان انتقال مستقر للطاقة وفي نفس الوقت جودة طاقة عالية على مستوى نقطة الربط الكهربائي باستعمال مرشح فعال. النتائج الرقمية والعملية المحصل عليها تثبت الكفاءة العالية والفاعلية الجذ مرضية لنظام التحكم المقترح.

الكلمات المفتاحية: نظام تحويل طاقة الرياح متعدد السرعات, مولد كهربائي متزامن (PMSG), تقنية التحكم في الاستطاعة المباشر (DPC), مقوم, مرشح فعال, وضع الانزلاق, شبكة كهربائية مضطربة.