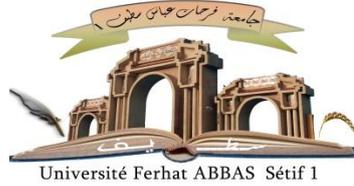


الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF1

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

THÈSE

Présentée au Département d'Electrotechnique

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Automatique

Option : Automatique et Systèmes

Par

KRIM Salah Anis

THÈME

Développement et implémentation d'une commande prédictive d'onduleurs de type Z-source dédiés à une installation à énergie photovoltaïque

Soutenue le 27/02/2025 à 16 h devant le Jury :

KHEMLICHE Mabrouk	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Président
AFGHOUL Hamza	MCA	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Directeur
KRIM Fateh	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Co – Directeur
REKIOUA Toufik	Professeur	Univ. Béjaia	Examineur
SAIT Belkacem	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Examineur
BOUAFASSA Amar	MCA	Ecole Polytechnique Constantine	Examineur
LATRECHE Samia	MCA	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Invitée

Tout d'abord, je loue Allah le Tout-Puissant pour m'avoir accordé la capacité de poursuivre avec succès mes études. Cette thèse n'aurait pas été possible sans le soutien de plusieurs personnes qui d'une manière ou d'une autre ont apporté leur aide précieuse à la réalisation de ce travail. Je voudrais exprimer ma plus grande gratitude et mes remerciements à mon directeur de thèse académique, Dr. Hamza AFGHOUL, et au codirecteur, Pr. Fateh KRIM, qui m'ont conseillé, guidé et soutenu tout au long de ce travail de recherche. Je voudrais exprimer mes remerciements aux membres du jury.

Je remercie **Pr Khemliche Mabrouk** d'avoir accepté de présider le jury. Je tiens également à remercier **Pr Sait Belkacem** d'avoir accepté de juger ce travail de doctorat.

Mes vifs remerciements aussi vont au **Pr Rekioua Toufik** de l'Université de Béjaia ainsi **Dr Bouafassa Amar** de l'école polytechnique de Constantine d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Je remercie également **Dr Latreche Samia** d'avoir accepté d'être invitée dans ce jury de doctorat.

Un merci particulier à tous les membres de notre groupe de laboratoire (LEPCI), et à tous mes collègues de **Univ. Ferhat Abbas Sétif 1**.

Dédié

À mes parents ;

Et à mes amis.

Salah Anis KRIM

Sommaire

Liste des figures	7
Liste des tableaux.....	10
Liste des abréviations.....	12
Liste des symboles	Erreur ! Signet non défini.
Introduction générale	16
Chapitre 1 : Topologies des onduleurs Z source	
1.1 Introduction.....	20
1.2 Systèmes de production décentralisés.....	20
1.2.1 Générateurs décentralisés	23
1.3 Topologies des onduleurs traditionnels	24
1.3.1 Onduleurs à source de courant.....	25
1.3.2 Onduleurs à source de tension.....	27
1.4 Topologies des onduleurs ZSI	31
1.4.1 Onduleurs quasi Z-source.....	32
1.4.2 Comparaison entre le ZSI et qZSI.....	35
1.5 Conclusion.....	35
Références bibliographiques.....	35
Chapitre 2 : Méthodes d'optimisation des systèmes PV	
2.1 Introduction.....	37
2.2 Algorithmes conventionnels de suivi du point de puissance maximum.....	37
2.2.1 Méthode de la tension de circuit ouvert fractionnaire	37
2.2.2 Méthode du courant de court circuit fractionnaire	38
2.2.3 Algorithme de perturbation et observation.....	39
2.2.4 Algorithme de conductance incrémentale	39
2.3 Implémentation d'une commande MPPT PO à pas flou	
2.3.1 Description de la technique	41

2.3.2	Description du contrôleur à logique floue.....	42
2.3.3	Résultats et discussion.....	45
2.4	Implémentation d'une nouvelle commande MPPT optimisée à base de l'algorithme Honey-Badger.....	52
2.4.1	Conception de la méthodologie.....	53
2.4.2	Résultats et discussion.....	58
2.5	Implémentation d'une commande MPPT optimisée hybride à base des algorithmes KGMO et GWO	61
2.5.1	Modélisation du système proposé.....	61
2.5.2	Poursuite du point de puissance maximal.....	63
2.5.3	Techniques proposées.....	65
2.5.4	Résultats et discussion.....	67
2.6	Conclusion.....	69
	Références bibliographiques.....	70
Chapitre 3 : Stratégies de commande des onduleurs ZSI et QZSI		
3.1	Introduction.....	75
3.2	Stratégies de commande des systèmes PV connectés au réseau.....	76
3.2.1	Commandes linéaires.....	76
3.2.2	Commandes non linéaires.....	81
3.2.3	Commandes intelligentes.....	83
3.3	Stratégies de commande du qZSI	84
3.3.1	Techniques de modulation PWM.....	84
3.3.2	Techniques de modulation vectorielle.....	88
3.4	Conclusion	91
	Références bibliographiques.....	91
Chapitre 4 : Commande prédictive des systèmes PV connectés au réseau à base d'onduleurs QZSI		
4.1	Introduction.....	96
4.2	Commande traditionnelle avec retour du qZSI.....	97
4.3	Principe de fonctionnement	100

4.4	Analyse et modélisation du système PV	10
4.5	Stratégie de commande prédictive globale du qZSI proposée.....	101
4.6	Implémentation d'une commande MPC de la puissance active et réactive d'un système PV à base du qZSI connecté au réseau.....	116
4.7	Implémentation d'une commande prédictive de minimisation des pertes d'un système PV à base du qZSI connecté au réseau	129
	Références bibliographiques.....	145
	Conclusion générale.....	149
	Liste des travaux	152

Liste des figures

Figure 0.1: Pays ayant des objectifs en matière d'énergies renouvelables à l'échelle de l'économie, par secteur et part ciblée, 2022	17
Figure 1.1: Schéma des configurations de systèmes PV connectés au réseau : (a) À deux étages (b) À un étage.	24
Figure 1.2: Onduleurs typiques (a) source de tension et (b) source de courant	25
Figure 1.3: Onduleur en pont en H en cascade.....	27
Figure 1.4: Onduleur de type NPC à trois niveaux	28
Figure 1.5: Onduleur FC à trois niveaux	29
Figure 1.6: Onduleur PUC 5 niveaux	30
Figure 1.7: Onduleur ZSI triphasé.....	32
Figure 1.8: Topologies du qZSI: (a) qZSI avec courant d'entrée continu, (b) qZSI avec courant d'entrée discontinu.	33
Figure 2.1: Algorithme P&O.....	39
Figure 2.2: Idée de base de l'algorithme de la conductance incrémentale	40
Figure 2.3: Algorithme de IncCon.....	40
Figure 2.4: Principe de fonctionnement de la P&O.....	42
Figure 2.5: Bloc diagramme du contrôleur flou.	43
Figure 2.6: Algorithme de la P&O améliorée proposée.	45
Figure 2.7: Modèle Simulink de simulation du système PV.....	45
Figure 2.8: Modèle de simulation de la commande MPPT proposée.....	46
Figure 2.9: Variable d'entrée de la taille du pas, FS	46
Figure 2.10: Variable d'entrée de la pente de la courbe P-V, S.	47
Figure 2.11: Variable de sortie de la variation de la taille, VSS	47
Figure 2.12: Règles floues en 3D	48
Figure 2.13: Visualiseur des règles de MATLAB.....	48
Figure 2.14: Caractéristiques I-V et P-V pour un ensoleillement variable et une température fixe.....	49
Figure 2.15: Caractéristiques I-V et P-V pour un ensoleillement fixe et une température variable	49
Figure 2.16: Irradiation variable et température fixe	50
Figure 2.17: Puissances PV et charge	50
Figure 2.18: Tensions PV et charge	51

Figure 2.19: Flowchart of MPC-MPPT control.....	51
Figure 2.20: Rapport cyclique	51
Figure 2.21: Bloc diagramme du système PV	53
Figure 2.22: Algorithme HBA.....	54
Figure 2.23: Direction de recherche de Honey Badger.....	55
Figure 2.24: Algorithme COA.....	58
Figure 2.25: Caractéristiques I-V et P-V du panneau PV.....	60
Figure 2.26: Analyse comparative pour différentes conditions d'ombrage partiel.....	60
Figure 2.27: Schéma fonctionnel du système proposé.	62
Figure 2.28: Modèle de la cellule PV.....	62
Figure 2.29: Convertisseur boost entrelacé modifié.....	63
Figure 2.30: Algorithme FTSM.....	66
Figure 2.31: Algorithme KGMO	66
Figure 2.32: Modèle Simulink du système proposé.	67
Figure 2.33: Variables d'entrée (a) Tension PV (b) courant PV (c) Irradiation.....	68
Figure 2.34 : Puissance de sortie, tension de sortie, courant de sortie MPPT basé sur ANN ..	68
Figure 2.35: Puissance de sortie, tension de sortie, courant de sortie MPPT KGMO.....	68
Figure 2.36: Puissance de sortie, tension de sortie, courant de sortie MPPT FTSMC.....	68
Figure 3.1: Les différents types de stratégies de commande.....	76
Figure 3.2: Bloc diagramme des contrôleurs (a) (PR); (b) LQG.....	77
Figure 3.3: Bloc diagramme des contrôleurs robustes	79
Figure 3.4: Diagramme bloc de la commande prédictive.....	79
Figure 3.5: Schéma bloc de la commande deadbeat.....	80
Figure 3.6: Diagramme bloc de la MPC.....	80
Figure 3.7: Diagramme bloc de la HC.....	82
Figure 3.8: Schéma bloc de la commande adaptative	82
Figure 3.9: Schéma bloc de la RC	84
Figure 3.10: Diagramme bloc de la HC.....	84
Figure 3.11: Techniques de modulation pour qZSI triphasé à deux niveaux.....	85
Figure 3.12: Technique MCBC du qZSI	88
Figure 3.13: SVM pour le qZSI : séquences de temps de commutation de (a) ZSVM6, (b) ZSVM4, (c) ZSVM2, (d) ZSVM1-I	90
Figure 4.1: Onduleur Z-source/qZ-source avec charge RL.....	99
Figure 4.2: Réseau d'impédance Z-source associé à un modèle simplifié de l'onduleur	99
Figure 4.3: Réseau d'impédance qZ-source associé à un modèle simplifié de l'onduleur	99

Figure 4.4: Les 3 modes de fonctionnement du qZSI.....	100
Figure 4.5: Vecteurs de tension du qZSI	101
Figure 4.6: Illustration de la méthode MPC pour la prédiction des variables	107
Figure 4.7: Algorithme de la commande MPC globale du qZSI.....	109
Figure 4.8: Schéma de simulation Simulink de la commande MPC globale	111
Figure 4.9: Schéma bloc de l'algorithme de commande prédictive du qZSI	113
Figure 4.10: Résultats de simulation de la commande MPC globale lors d'un changement brusque de la référence du courant de sortie.....	113
Figure 4.11: Schéma bloc de la commande PI conventionnelle du qZSI.....	114
Figure 4.12: Résultats de simulation de la commande PI globale.....	115
Figure 4.13: THD du courant de sortie triphasé pour la commande MPC.....	116
Figure 4.14: Résultats de simulation concernant la tension de charge v_{an}	117
Figure 4.15: Résultats de simulation concernant l'effet de l'erreur	117
Figure 4.16: Structure du système proposé	118
Figure 4.17: Algorithme de commande du courant MPC	124
Figure 4.18: Modèle de simulation Matlab/Simulink du système global.....	125
Figure 4.19: Caractéristiques I-V du générateur PV	126
Figure 4.20: Caractéristiques P-V du générateur PV	127
Figure 4.21: Performances du système du côté continu	127
Figure 4.22: Performances du système du côté alternatif.....	128
Figure 4.23: Analyse spectrale du courant du réseau	129
Figure 4.24: Schéma de la méthodologie MMPC	131
Figure 4.25: Circuit équivalent du qZSI dans le cas du mode NST	133
Figure 4.26: Circuit équivalent du qZSI dans le cas du mode ST.....	134
Figure 4.27: Pertes de puissance pour le cas 1	140
Figure 4.28: Pertes de puissance pour le cas 2	140
Figure 4.29: Cas 1, MPC conventionnelle	140
Figure 4.30: Cas 2, MMPC	140
Figure 4.31: Cas d'étude dans les conditions de déséquilibre.....	143

Liste des tableaux

Tableau 1.1: Comparaison entre les topologies d'onduleur multiniveaux.....	31
Tableau 1.2: Comparaison des configurations du ZSI et qZSI.....	33
Tableau 1.3: Comparaison du ZSI et qZSI.....	34
Tableau 2.1 : Règles floues de la MPPT.....	44
Tableau 2.2 : Résultats des caractéristiques I-V et P-V avec ensoleillement variable et température fixe.....	49
Tableau 2.3 : Résultats des caractéristiques I-V et P-V à température variable et ensoleillement fixe.....	49
Tableau 2.4: Résultats pour un ensoleillement variable and une température fixe.....	51
Tableau 2.5: Paramètres de Simulation.....	59
Tableau 2.6 : Résultats clés de la simulation pour la durée de poursuite et de l'efficacité.....	61
Tableau 0.1: Comparaison de différentes techniques PWM conventionnelles basées sur des porteuses pour le qZSI.....	89
Tableau 3.2: Comparaison des différentes techniques ZSVM du qZSI.....	91
Tableau 4.1: Equations prédictives du modèle de la tension de la capacité et du courant de l'inductance pour les 3 états de fonctionnement du qZSI.....	105
Tableau 4.2: Paramètres de simulation du qZSI.....	110
Tableau 4.3 : Paramètres de simulation du régulateur PI.....	110
Tableau 4.4 : Equations dynamiques du qZSI.....	119
Tableau 4.5: Paramètres de simulation.....	125
Tableau 4.6: Différents états de commutation possibles du qZSI et le vecteur de tension de sortie correspondant.....	131
Tableau 4.7: Paramètres de simulation de la topologie qZSI.....	138
Tableau 4.8: Réduction du temps de calcul pour le schéma proposé.....	140

Liste des abréviations

DG	Distributed Generation
PV	Photovoltaic
VSI	Voltage Source Inverters
qZSIs	quasi-Z-Source Inverters
D-S	Dual-Stage
S-S	Single-Stage
AC	Alternating Current
DC	Direct Current
ZSIs	Impedance Source Inverters
SG	Smart Grids
RES	Renewable Energy Sources
ICTs	Information and Communication Technologies
EMI	Electromagnetic Interference
CHB	Cascaded H-Bridge
NPC	Neutral-Point-Clamped
FC	Flying Capacitor
PUC	Packed-U-Cell
MLI	Multilevel Inverters
MVSIs	Multi-level VSIs
MPPT	Maximum Power Point Tracking
ZSN	Z-Source Impedance Network
ST	Shoot-Through
NST	Non- Shoot-Through
QZSN	quasi-Z-Source Network
ISN	Impedance Source Network
CSIs	Current Source Inverters
P&O	Perturb and observe
IncCon	Incremental Conductance
P	Proportional
PI	Proportional Integral

PID	Proportional Integral Derivative
PR	Proportional Resonant
LQG	Linear Quadratic Gaussian
PC	Predictive Controllers
THD	Total Harmonic Distortion
MPC	Model Predictive Control
SMC	Sliding Mode Controllers
FFL	Full Feedback Linearization
PFL	Partial Feedback Linearization
HC	Hysteresis Controllers
NN	Neural Network
RC	Repetitive Controllers
PIS	Plug-In Scheme
IM	Internal Model
FLC	Fuzzy Logic Controllers
PWM	Pulse Width Modulation
SBC	Simple Boost Control
MBC	Maximum Boost Control
MCBC	Maximum Constant Boost Control
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
SVM	Space Vector Modulation
FCS-MPC	Finite Control Set Model Predictive Control
7L-PUC	7 level packed U cells

Liste des symboles

a, b, c	Natural frame components
α, β	Stationary reference frame components
m	Modulation index
G_{max}	Maximum qZS inverter gain
d_{max}	Maximum shoot-through duty cycle
b_{max}	Maximum boost factor
I_{PV}	Photovoltaic array current
I_{SC}	Photovoltaic array short-circuit current
V_{PV}	Photovoltaic array voltage
P_{PV}	Photovoltaic array power
I_{DC}	DC link current
V_{OC}	Photovoltaic array open-circuit voltage
V_1	DC link voltage in dual-stage
I_1	DC link current in dual-stage
I_{ref}	Reference current
T_S	Sampling time
g	Cost function
k_1, k_2	Weighting factors
ΔI	IncCon step-size
S	Converter power switches
S_a to S_c'	Packed-U-cell inverter power switches
V_{inv}	Output packed-U-cell voltage
I_S	Grid current
V_S	Grid voltage
P	Active power
P_{dc}	DC-side power
P_{ac}	AC-side active power
P_o	Average power value
P_r	Double-frequency ripple power

V_{ref}	Reference voltage
V	Grid RMS voltage
I	Grid RMS current
I^*	Reference RMS grid current
ω	Grid angular pulsation
φ	Grid voltage vector angle
ΔV_1	Peak-to-peak capacitor voltage variation
f	Grid frequency
f_s	Sampling frequency
C_1, C_2	DC capacitor
L_1, L_2	Converter Inductors
D	Soot-through duty-cycle

Introduction générale

Les gouvernements fixent des objectifs en matière d'énergies renouvelables et mettent en œuvre des politiques qui favorisent indirectement l'adoption de ces énergies, notamment des politiques de lutte contre le changement climatique, des plans de relance économique et verte, l'élimination progressive des combustibles fossiles et des objectifs de zéro émission nette de gaz à effet de serre.

De telles politiques peuvent avoir un impact sur l'économie, tant du côté de l'offre que de la demande. Les événements récents, comme l'invasion de l'Ukraine par la Fédération de Russie et la hausse de l'inflation, ont conduit les décideurs politiques à donner la priorité à la sécurité énergétique, ce qui a donné lieu à des politiques globales telles que le paquet RePowerEU et la loi sur la réduction de l'inflation. Ces mesures créent des conditions de marché plus favorables aux énergies renouvelables, stimulent l'innovation, réduisent les coûts et les émissions, offrent des opportunités économiques et renforcent la sécurité énergétique mondiale.

Les objectifs en matière d'énergies renouvelables, associés à la législation et au financement engagé pour leur mise en œuvre, illustrent le niveau d'ambition dont font preuve les pays pour accélérer la transition énergétique. Fin 2022, 128 pays avaient mis en place des objectifs économiques en matière d'énergies renouvelables, bien que seuls 31 pays aient fixé des objectifs de 100 % d'énergies renouvelables, la plupart d'entre eux pour l'année 2050 [1].

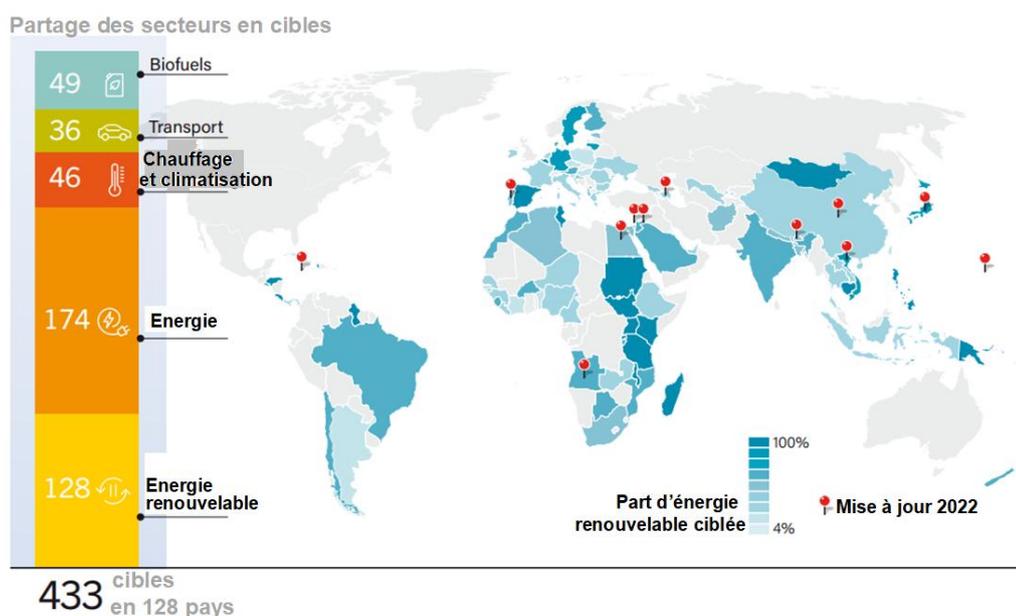


Figure 0.1. Pays ayant des objectifs en matière d'énergies renouvelables à l'échelle de l'économie, par secteur et part ciblée, 2022 [1].

En 2022, la production totale d'électricité dans le monde a augmenté de 2,3 % pour atteindre 29 165 térawattheures (TWh), un taux de croissance proche des niveaux d'avant COVID et inférieur au rebond de 6,2 % de 2021 [2]. Les sources d'énergie renouvelable ont contribué à 92 % de l'augmentation, tandis que le reste a été couvert principalement par le nucléaire, le gaz fossile et le charbon. La production d'électricité à partir de l'énergie nucléaire a diminué de 0,7 % et celle du pétrole de 4,4 %. En comparaison, en 2021, l'augmentation de la production d'électricité a été couverte principalement par le charbon, le gaz fossile et les sources d'énergie nucléaire (un total de 64 %), tandis que les énergies renouvelables (hors hydroélectricité) n'ont représenté que 32 % de cette croissance. En 2022, la capacité totale de production d'électricité mondiale (toutes sources confondues) a augmenté de 4,1 %, un taux similaire à la croissance de 2021 [1, 2]. La transition énergétique vers les énergies renouvelables s'est principalement concentrée sur une poignée de technologies du secteur électrique. En 2022, l'énergie éolienne et solaire représentait 23,9 % de la capacité de production totale installée, soit 2,4 points de pourcentage de plus qu'en 2021. La capacité installée de l'énergie solaire a atteint 1 185 GW et celle de l'énergie éolienne 906 GW [2].

Dans l'ensemble, les énergies renouvelables ont fait preuve de résilience malgré la hausse des prix de l'électricité renouvelable sur les principaux marchés mondiaux en raison des défis de la chaîne d'approvisionnement, des retards de construction, des coûts plus élevés des matières premières, des pièces et de la main-d'œuvre, ainsi que de l'inflation, des taux d'intérêt plus élevés et des retards d'interconnexion.

L'énergie solaire photovoltaïque représentait 70 % de la capacité totale ajoutée d'énergie renouvelable (348 GW) en 2022, suivie de l'énergie éolienne avec 77 GW (22 %) et de l'énergie hydraulique avec 22 GW (6,3 %) [3]. La disponibilité de l'énergie solaire autour de la Terre et les développements de la technologie solaire ont fait d'un système d'énergie solaire une source d'énergie fiable aujourd'hui.

En ce qui concerne les convertisseurs électroniques de puissance pour interfacer les panneaux photovoltaïques avec le réseau, il s'agit des onduleurs de source de tension (VSI) et des onduleurs de source d'impédance (ZSI) [4]. Le VSI est la topologie la plus utilisée à ce jour. Cependant, cette topologie présente certaines limites en ce qui concerne les applications photovoltaïques. La topologie VSI a des caractéristiques de réduction (atténuation) ; par conséquent, pour augmenter la sortie basse tension du panneau photovoltaïque, un convertisseur électronique de puissance supplémentaire est nécessaire ; c'est ce qu'on appelle la topologie à deux étages (D-S) ou duale. Le ZSI est un nouveau type d'onduleur. Il est différent du VSI

conventionnel [5]. La principale caractéristique est que le réseau d'impédance se compose d'inductance, de capacités et d'interrupteurs/diodes, et il est utilisé dans le circuit pour augmenter ou réduire la tension. Il s'agit d'un circuit permettant de combiner le convertisseur élévateur CC-CC et l'onduleur, en utilisant un système de conversion de puissance à un seul étage (Single stage-SS).

Bien que les chercheurs aient étudié le VSI et le ZSI pour différentes applications, il existe encore de nombreux points qui pourraient être étudiés et améliorés. Motivées par l'énorme demande d'énergie solaire et le besoin immédiat d'améliorations dans les systèmes PV, les recherches rapportées dans cette thèse visent à enrichir les connaissances existantes sur les applications des systèmes PV du qZSI et à apporter des contributions de qualité dans ce domaine.

Les principaux objectifs de ce travail de recherche peuvent être résumés comme suit :

- Réaliser une étude complète des qZSI en termes de principe de fonctionnement, de modélisation, de conception et de techniques de modulation et de commande existantes.
- Développer des techniques de commande performantes et originales, telles que la PO à pas flou, permettant de fournir la référence du courant d'entrée du qZSI, à savoir le courant du MPP, à la commande MPC afin de garantir le fonctionnement optimal du système.
- Développer des stratégies de commande prédictives de modèles pour la commande du qZSI qui pourraient être utilisées pour les systèmes PV connectés au réseau. Les techniques développées permettent d'assurer une commande rapide et précise de la tension et de la fréquence et également une bonne robustesse.
- Les stratégies développées sont capables d'extraire la puissance maximale des panneaux PV à tous les niveaux d'ensoleillement et d'injecter un courant sinusoïdal propre dans le réseau électrique conformément aux normes du réseau.

Pour atteindre les objectifs susmentionnés et faciliter la présentation des résultats obtenus au cours de cette recherche, la thèse est organisée comme suit :

Chapitre 1 : Il présente en première partie une revue de la littérature sur les systèmes de production décentralisée. Ensuite, un aperçu des topologies d'onduleurs VSI, CSI et MLI est présenté. Dans la section suivante du chapitre, les topologies des onduleurs ZSI et qZSI sont décrites et une comparaison de ces topologies est présentée.

Chapitre 2 : Il présente succinctement les méthodes MPPT conventionnelles. Ensuite il traite des méthodes MPPT développées dans le cadre de ce travail de doctorat, à savoir la commande PO à pas variable flou, la commande MPPT optimisée à base de l'algorithme Honey-Badger ainsi que la commande optimisée basée sur l'algorithme KGMO-GWO. Ces techniques permettront de fournir la valeur de référence du courant d'entrée à la commande prédictive.

Chapitre 3 : Il est consacré à la présentation des stratégies de commande des convertisseurs de puissance. Ce chapitre traite plus particulièrement de la commande des onduleurs qZSI avec une comparaison des performances des différentes techniques.

Chapitre 4 : Il propose les techniques de commande prédictives des installations PV à base de qZSI développées dans le cadre de ce travail de recherche. Les résultats de simulation obtenus sont discutés et interprétés. Les performances des différentes commandes sont comparées.

Une conclusion générale est donnée à la fin de ce mémoire pour faire le point sur les apports de ce travail et présenter les perspectives et les problématiques qui restent à résoudre et à développer.

Références bibliographiques

- [1] F. Blaabjerg and D. M. Ionel, "Renewable energy devices and systems—state-of-the-art technology, research and development, challenges and future trends," *Electric Power Components and Systems*, vol. 43, no. 12, pp. 1319-1328, 2015.
- [2] L. Abualigah, R. A. Zitar, K. H. Almotairi, A. M. Hussein, M. Abd Elaziz, M. R. Nikoo, and A. H. Gandomi, "Wind, solar, and photovoltaic renewable energy systems with and without energy storage optimization: A survey of advanced machine learning and deep learning techniques," *Energies*, vol. 15, no. 2, pp. 578, 2022.
- [3] F. A. Silva, "Advanced DC/AC inverters: applications in renewable energy (Luo, FL and Ye, H.; 2013)[book news]," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, no. 4, pp. 68-69, 2013.
- [4] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley & Sons, 2011.
- [5] E. Kabalcı, "Review on novel single-phase grid-connected solar inverters: Circuits and control methods," *Solar Energy*, vol. 198, pp. 247-274, 2020.

Chapitre 1 : Topologies des onduleurs Z source

1.1 Introduction

L'épuisement croissant des réserves d'énergie fossile, associé à la nécessité de réduire les émissions de CO₂, a accéléré la tendance à exploiter une plus grande part d'énergie propre issue de sources renouvelables. Cette évolution a suscité un intérêt accru pour la production décentralisée (PD) comme alternative aux systèmes de distribution électrique conventionnels, promettant une amélioration des performances et de la gestion de l'énergie.

Ce chapitre offre un aperçu succinct des tendances en matière de production d'électricité distribuée, en mettant l'accent sur les systèmes alimentés par des sources renouvelables comme le photovoltaïque (PV) et l'éolien. Le travail se concentre sur l'énergie photovoltaïque, en élucidant les subtilités de la production d'électricité et en présentant les configurations potentielles d'intégration au réseau. Les configurations sont globalement classées en configurations à un étage et à deux étages. Dans la configuration à deux étages, le convertisseur côté générateur se charge de l'extraction de la puissance maximale, tandis que le convertisseur côté réseau est chargé d'injecter l'énergie produite sous une forme appropriée. Inversement, la configuration à un étage consolide les deux objectifs de commande au sein de l'onduleur.

Le chapitre présente ensuite la classification et la description des topologies d'onduleurs les plus courantes utilisées pour l'interfaçage des systèmes PV. L'exploration se termine par des revues de la littérature centrées sur l'onduleur à source d'impédance (ZSI).

1.2 Systèmes de production décentralisés

Les réseaux électriques actuels peuvent être conceptualisés comme des systèmes hiérarchiques, avec des centrales électriques situées au sommet et des charges à la base, créant un flux d'énergie électrique unidirectionnel. Ces systèmes sont gérés avec des informations limitées concernant les interactions entre les sources et les points terminaux. Cette structure présente des inconvénients notables, notamment [1]:

- Sensibilité du système : le système est sensible aux instabilités de tension et de fréquence, ainsi qu'aux problèmes de sécurité électrique résultant des variations de charge et des reconfigurations dynamiques du réseau.
- Risque de pannes et de coupures de courant : le risque de pannes et de coupures de courant est accru, ce qui entraîne une réduction de l'efficacité du système.
- Inadaptation à l'intégration des énergies renouvelables : la structure du réseau existante est mal adaptée à l'intégration transparente des sources d'énergie renouvelables.
- Au cours de la dernière décennie, le marché de l'énergie électrique a connu des changements importants marqués par une demande croissante d'énergie et deux innovations notables : la croissance rapide et l'adoption généralisée des sources d'énergie renouvelables (SER) et le développement ultérieur des systèmes de production décentralisée (DG) et des réseaux intelligents (SG)[1-4].
- Les systèmes DG consistent essentiellement à produire de l'énergie à proximité immédiate de son point de consommation. Au lieu de s'appuyer uniquement sur de grandes centrales électriques centralisées (au charbon, nucléaires, hydroélectriques, etc.) qui produisent des quantités massives d'énergie transmises sur un vaste réseau, la production d'énergie renouvelable fait appel à des centrales plus petites produisant une quantité plus modérée d'énergie située plus près des foyers et des entreprises qui la consomment directement. Ce changement d'approche est étroitement lié aux progrès des énergies renouvelables et à l'évolution vers des réseaux énergétiques plus intelligents et plus décentralisés [1].

L'évolution des systèmes électriques du futur devrait être déterminée par un ensemble de paramètres cruciaux, reflétant l'évolution des besoins en énergie [1, 2] :

- Capacité de production d'énergie élevée : le rôle de l'électricité en tant que principale source d'énergie est en augmentation, ce qui exige une augmentation substantielle de la capacité de production d'énergie. Cette tendance devrait perdurer pendant des décennies, avec une résilience aux perturbations externes telles que les crises économiques ou politique

- Haute qualité de l'énergie et fiabilité : garantir la disponibilité de l'électricité avec une latence minimale, une tension et une fréquence stables et une faible distorsion harmonique est essentiel pour répondre aux demandes des utilisateurs.
- Rendement élevé : il est impératif de minimiser le gaspillage d'électricité pendant les processus de production, de transport et de distribution. Le réseau et les charges doivent être gérés de manière à obtenir une efficacité optimale du système.
- Grande flexibilité : les futurs systèmes électriques doivent être hautement configurables, facilitant une intégration transparente entre diverses sources d'énergie. Les changements dynamiques des charges et des sources d'énergie ne doivent pas compromettre les performances du système et la qualité de l'énergie.
- Faible impact environnemental : il est nécessaire d'opérer une transition progressive vers des sources d'énergie renouvelables pour remplacer les sources polluantes traditionnelles, en s'alignant sur les objectifs de durabilité.

La réalisation de ces exigences nécessite une révision substantielle des systèmes électriques existants, marquée par l'introduction de nouvelles fonctionnalités et de nouveaux systèmes, communément appelés révolution de la production décentralisée (DG) et du réseau intelligent (SG). Cette transformation nécessite [1-3] :

- L'exploitation complète des énergies renouvelables : exploitation du plein potentiel des sources d'énergie renouvelables.
- Des améliorations technologiques et stockage d'énergie : adoption généralisée de systèmes de stockage d'énergie et d'avancées technologiques.
- L'intégration des TIC : incorporation massive des technologies de l'information et de la communication (TIC).
- Systèmes auto-réparateurs : mise en œuvre de mécanismes d'auto-réparation à haute modularité et résilience contre les situations indésirables telles que les pannes de courant ou les catastrophes naturelles.
- Participation des consommateurs : participation active des consommateurs au marché de l'électricité.
- Produits et marchés innovants : introduction de nouveaux produits, services et marchés pour s'adapter à l'évolution des besoins.

Cette approche globale repose sur la nécessité d'innovation technologique, de fonctionnalités avancées et de stratégies opérationnelles dynamiques pour façonner la prochaine génération de systèmes électriques.

1.2.1 Générateurs distribués

Comme mentionné précédemment, il est impératif que la communauté des ingénieurs concentre ses efforts sur la recherche de sources d'énergie renouvelables (SER). Plusieurs formes d'énergies renouvelables sont actuellement viables pour une intégration dans le réseau électrique, les quatre principales étant l'éolien, le solaire photovoltaïque, l'hydroélectrique et la géothermie. Dans ce travail, on se concentrera exclusivement sur le générateur photovoltaïque, car il s'aligne sur l'objectif principal de cette recherche.

1.2.1.1 Générateurs photovoltaïques

Les cellules photovoltaïques (PV) servent de générateurs de courant continu (DC), utilisant la technologie des semi-conducteurs pour convertir l'énergie solaire en électricité. Le silicium, en particulier, est largement utilisé comme matériau semi-conducteur dans les cellules PV. Ces cellules présentent une jonction composée de silicium dopé n et p. Voici un bref aperçu du fonctionnement des cellules PV [5, 6] :

- **Matériau et jonction** : les cellules PV utilisent du silicium et leur structure comprend une jonction avec du silicium dopé n et p. Cette jonction est cruciale pour le processus de conversion.
- **Processus de conversion** : lorsque la lumière solaire, composée de photons, frappe la jonction, l'énergie contenue dans ces photons est convertie en énergie électrique.
- **Tension et courant de sortie** : la tension produite par les cellules PV est influencée par les caractéristiques intrinsèques des cellules, le nombre de cellules en cascade et leur température. D'autre part, le courant disponible dépend des caractéristiques des cellules, du nombre de chaînes parallèles (une chaîne est un groupe de cellules en cascade) et de l'irradiation solaire.
- **Configuration du panneau** : avec la technologie actuelle, les cellules PV sont disposées en panneaux. Ces panneaux peuvent fournir de l'électricité dans la gamme de 250 à 270 W avec une tension nominale de 60 à 72 V.

Pour alimenter des charges standard fonctionnant en courant alternatif (AC), les panneaux solaires sont interconnectés en série, en parallèle ou une combinaison des deux pour atteindre les niveaux de tension et de courant requis. Cette sortie combinée est ensuite utilisée pour alimenter un onduleur. De plus, les sources photovoltaïques (PV) peuvent être intégrées au

réseau de distribution à l'aide d'une chaîne de conversion appropriée. Il existe généralement deux configurations pour un système PV connecté au réseau : à un étage et à deux étages, comme illustré en figure 1.1. Il convient de noter que le choix entre les configurations à un ou deux étages dépend de divers facteurs, notamment les exigences spécifiques de l'application, les considérations d'efficacité et les objectifs de commande. Cependant, pour de nombreuses applications, la configuration à un étage est préférée en raison de ses avantages en termes d'efficacité et de simplicité de la commande [1,5-7].

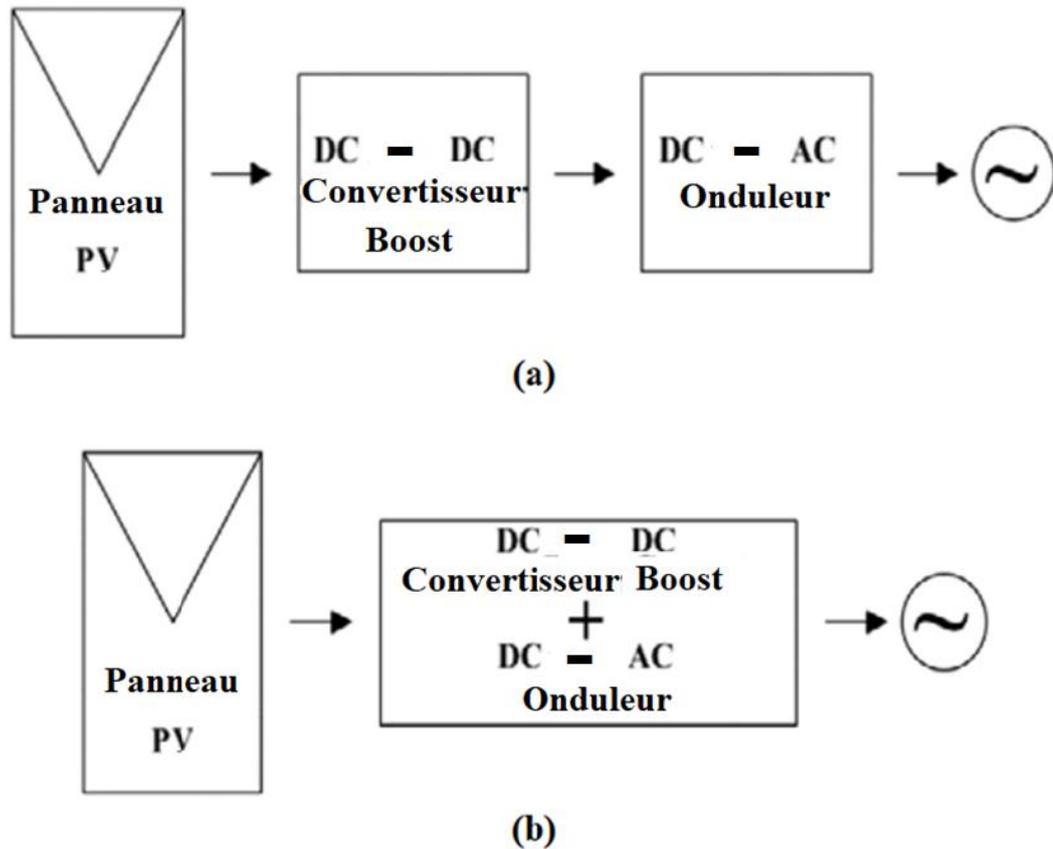


Figure 1.1. Schéma des configurations de systèmes PV connectés au réseau : (a) À deux étages (b) À un étage.

1.3 Topologies des onduleurs traditionnels

Les onduleurs de puissance, essentiels pour convertir le courant continu (DC) en courant alternatif (AC), sont traditionnellement classés en onduleurs de source de tension (VSI) et onduleurs de source de courant (CSI), avec des caractéristiques distinctes décrites en figure 1.2.

La structure fondamentale d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension (VSI) est décrite dans la figure 1.2(a). Elle comprend une source DC, un condensateur d'entrée, des bras triphasés, un filtre de sortie et une charge triphasée. Chaque bras comprend deux transistors de puissance avec une diode antiparallèle en série. Les VSI sont polyvalents, générant des formes d'onde sinusoïdales à fréquence et amplitude variables, ce qui les rend applicables dans divers systèmes tels que le pilotage de moteurs à courant alternatif, les filtres de puissance actifs, les systèmes photovoltaïques (PV) et les systèmes éoliens [8]. Cependant, des défis tels que l'ondulation de courant élevée, nécessitant des condensateurs plus grands et l'interdiction de la fermeture simultanée deux transistors de puissance d'un même bras sont associés aux VSI. Un de leur inconvénient est le fonctionnement toujours en mode buck. La figure 1.2(b) illustre la configuration de base des CSI, connus pour leur fiabilité supérieure et leur protection inhérente contre les surintensités. Ce type d'onduleur fonctionne toujours en mode boost. Des topologies multiniveaux sont introduites pour les CSI pour réduire le contenu harmonique du courant de sortie et la distorsion harmonique totale (THD). Malgré ces avantages, les CSI sont moins répandus que les VSI car ces derniers offrent une commande de tension plus facile. En résumé, bien que les VSI et les CSI aient leurs applications et leurs points forts, les VSI sont plus largement utilisés en raison de la simplicité de commande de la tension, malgré des défis tels que l'ondulation du courant [9].

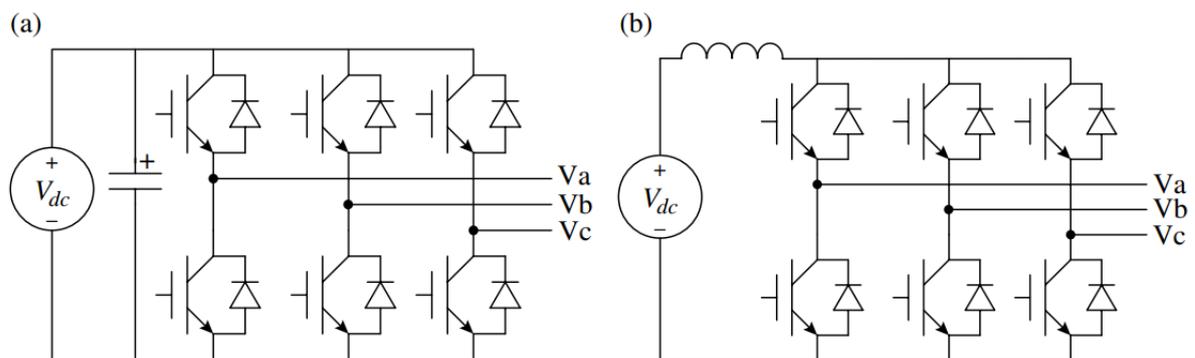


Figure 1.2. Onduleurs typiques (a) source de tension et (b) source de courant.

1.3.1 Onduleurs à source de courant

Dans cet onduleur, la source d'entrée est généralement constituée d'un générateur de tension continue en série avec une inductance suffisante pour assurer un lissage quasi parfait du courant de la source (Figure 1.2). La charge doit être de type capacitif ; le plus souvent, un condensateur assure la continuité de la tension aux bornes de cette branche. La commande de

L'onduleur dicte la forme d'onde du courant dans la charge, et la charge détermine la forme de la tension. Ce type d'onduleur est moins couramment utilisé que l'onduleur de tension ; il est réservé aux configurations de forte puissance qui nécessitent l'utilisation de thyristors. La commutation à l'ouverture de ces composants est facilitée par sa structure [10, 11].

1.3.1.1 Onduleur commuté auto-séquentiellement

L'onduleur à commutation auto-séquentielle traditionnel (ASCI) se compose de six thyristors connectés en série, chacun accompagné d'une diode. Des condensateurs de commutation relient les jonctions de chaque paire thyristor-diode au thyristor et à la diode du sous-circuit du bras voisin. Les onduleurs ASCI ont été spécifiquement conçus pour les variateurs de vitesse de grande puissance. Cependant, une limitation notable de cette topologie réside dans les stratégies de commande restreintes applicables, étant donné qu'un thyristor ne peut être désactivé [12].

1.3.1.2 CSI commuté par la charge

L'onduleur à commutation de ligne (LCI) basé sur des thyristors, est une autre conception d'onduleur précoce adaptée aux variateurs de vitesse. Dans un LCI triphasé, trois branches parallèles se composent de deux thyristors connectés en série par branche, soit un total de six thyristors. Un filtre à condensateur est incorporé à la sortie du LCI pour minimiser le contenu harmonique. Comme les ASCI, les LCI ont un inconvénient important car les thyristors ne peuvent être activés que de manière intentionnelle. Par conséquent, la technique de commande largement adoptée est la commutation en six étapes, où chaque thyristor conduit pendant un intervalle de 120° degrés [12, 13].

1.3.1.3 CSI multi niveaux

Pour améliorer la capacité de puissance d'un onduleur CSI, une configuration appelée onduleur à source de courant multiple (MCSI) peut être utilisée en connectant deux ou plusieurs CSI en parallèle. Dans cette configuration, chaque onduleur conserve sa source de courant continu individuelle, tandis qu'ils partagent collectivement le même filtre à condensateur à leurs sorties. Cependant, un défi notable associé à cette topologie est le nombre accru d'inductances et le risque de déséquilibre du courant continu [13].

1.3.2 Onduleurs à source de tension

Similaires aux CSI, les onduleurs de tension multiniveaux ont vu le jour pour atténuer le contenu harmonique et le THD du courant de sortie en générant une forme d'onde de tension de sortie en escalier qui se rapproche étroitement d'une forme sinusoïdale [14, 15]. De plus, par rapport aux onduleurs de tension à deux niveaux, les variantes à plusieurs niveaux offrent des avantages tels que des contraintes de commutation plus faibles, une fréquence de commutation réduite, des pertes de commutation réduites, un dv/dt plus faible et des interférences électromagnétiques (EMI) minimisées. De plus, ils peuvent atteindre des niveaux de tension élevés, ce qui les rend adaptés aux applications exigeant des niveaux de tension élevés.

1.3.2.1 Pont en H en cascade

La figure 1.3 montre un onduleur en pont en H en cascade (Cascaded H-Bridge ou CHB) à cinq niveaux, où chaque pont peut fournir trois niveaux de tension. Le nombre de niveaux de tension peut être exprimé comme $2m + 1$, avec « m » représentant le nombre de ponts. Un avantage significatif de cette topologie est l'absence de condensateurs et de diodes supplémentaires. Par conséquent, l'onduleur CHB peut atteindre les mêmes niveaux de tension avec moins de composants. De plus, la topologie CHB est facilement modularisable car chaque pont nécessite une source DC distincte. Cependant, il est important de noter que le nombre de sources DC distinctes augmente proportionnellement avec le nombre de niveaux de tension, et que chaque source nécessite une conversion de puissance réelle.

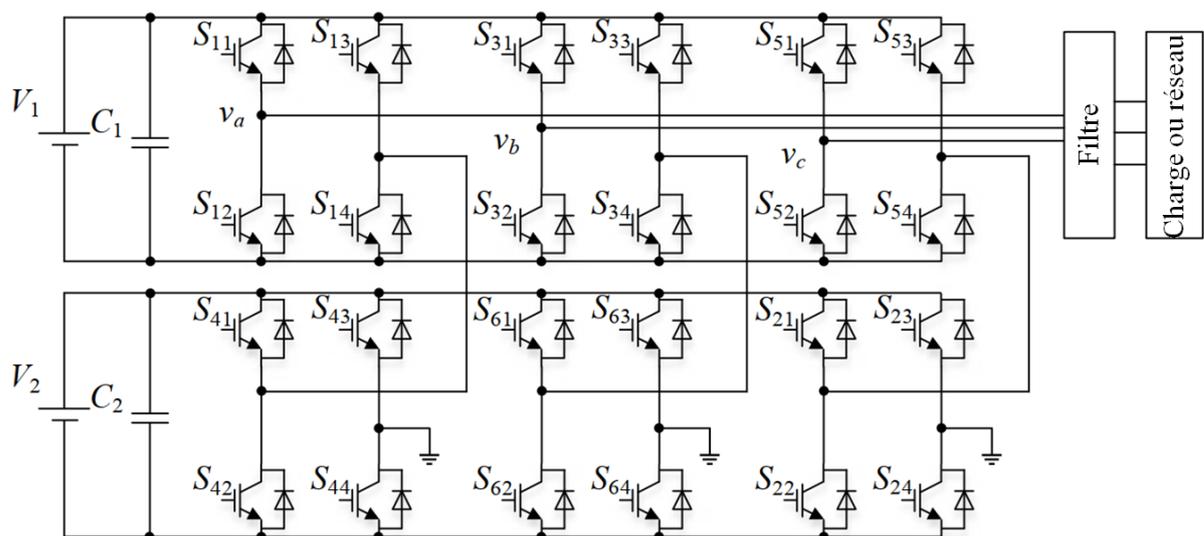


Figure 1.3. Onduleur en pont en H en cascade.

1.3.2.2 Point neutre fixe

La configuration de l'onduleur à point neutre à trois niveaux (NPC) est décrite par la figure 1.4. Elle comprend en plus six diodes, six transistors de puissance et un condensateur par rapport à l'onduleur de tension de base à deux niveaux. Notamment, les transistors de puissance de l'onduleur NPC ne supportent pas toute la tension de la source DC, car les condensateurs divisent la source en deux parties. Cette fonctionnalité permet de réduire la puissance nominale des composants. De plus, l'onduleur NPC présente un rendement élevé et ne nécessite pas de filtres supplémentaires pour atténuer les harmoniques. Un avantage important de l'onduleur NPC est la commande de la puissance réactive [16]. Cependant, la modularisation de la topologie NPC est difficile et un nombre plus élevé de diodes est nécessaire pour augmenter les niveaux de tension.

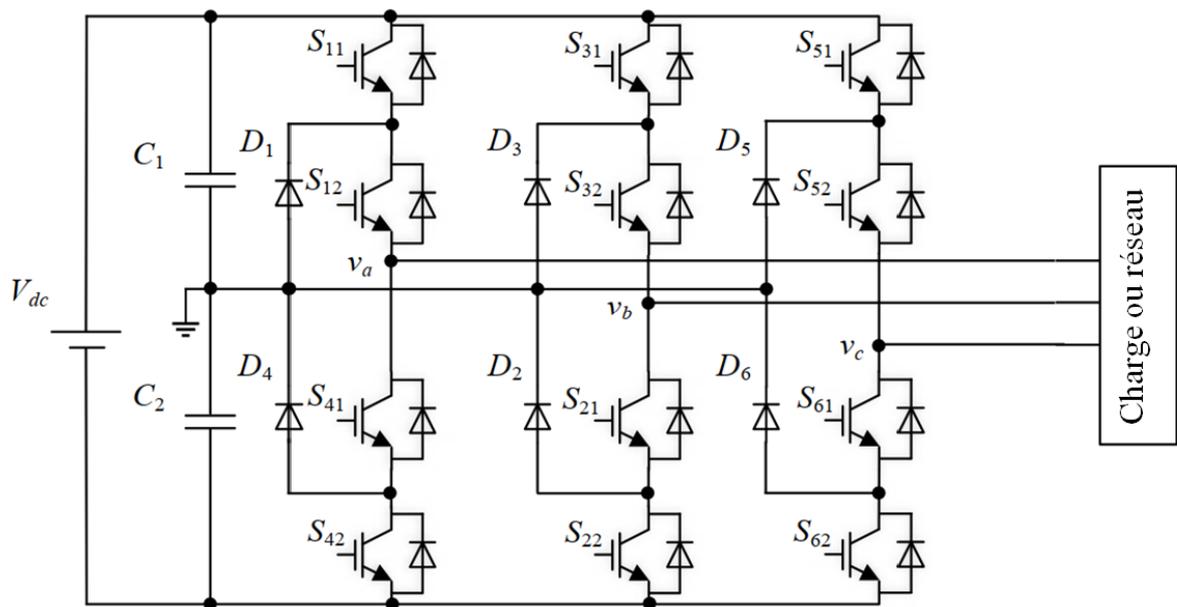


Figure 1.4. Onduleur de type NPC à trois niveaux.

1.3.2.3 Condensateur volant

L'onduleur à condensateur volant, (Flying capacitor ou FC), le troisième plus important convertisseur multiniveaux, est représenté en figure 1.5, avec le bras représentatif d'une phase à trois niveaux. En régulant la tension du condensateur isolé C_1 à la moitié de la tension de liaison DC, ce convertisseur peut générer trois niveaux de tension de sortie distincts : $V_{dc}/2$, 0 et $-V_{dc}/2$. En supposant que la tension nominale des condensateurs corresponde à celle des interrupteurs actifs, un onduleur FC de nombre de niveaux n peut être conçu avec $(n-1) \times (n-2)/2$ condensateurs par bras, en plus de $(n-1)$ condensateurs de liaison DC. Cela présente un inconvénient, car la taille du dispositif augmente considérablement avec le

nombre de niveaux de la tension de sortie. Cependant, cette augmentation pose moins de défis techniques par rapport à la topologie à diodes clampées. Avec un schéma de modulation décalé de phase approprié, les tensions des condensateurs de l'onduleur FC s'auto-équilibrent naturellement. Par conséquent, un onduleur FC de niveau supérieur peut être mis en œuvre plus facilement, même s'il est peu probable qu'il surpasse le convertisseur multiniveau en cascade.

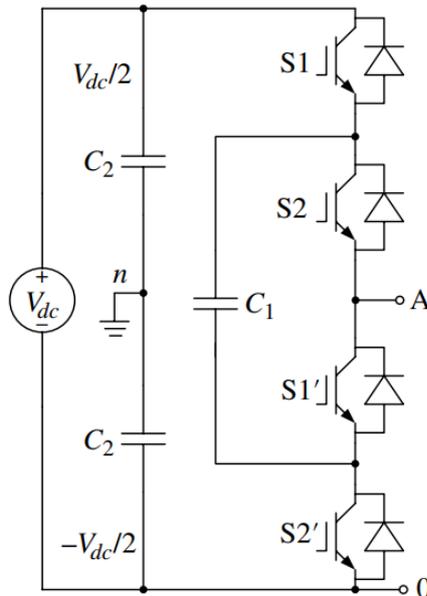


Figure 1.5. Onduleur FC à trois niveaux.

1.3.2.4 Cellules en U emballées

L'onduleur à cellules en U emballées (Packed U cells ou PUC) se distingue comme un concurrent prometteur dans le domaine des onduleurs multiniveaux (MLI) à source DC unique, comme le montre la figure 1.6, pour un PUC à cinq niveaux représentatifs. Ses caractéristiques uniques le positionnent comme un choix compétitif dans diverses applications. Parmi les avantages notables, citons un impact minimal sur le réseau électrique, la flexibilité de passer à des niveaux de sortie plus élevés sans l'extension du bus DC, une gamme diversifiée d'actions commandables, une bande passante de filtre augmentée grâce à la redondance de l'état de commutation, une fiabilité et une rentabilité améliorées grâce à moins de composants actifs, et une capacité de maintien améliorée facilitée par les condensateurs de stockage existants [4].

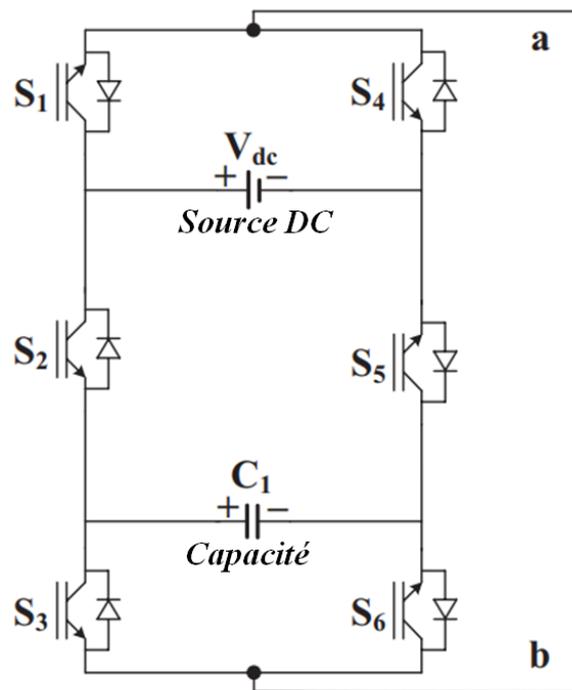


Figure 1.6. Onduleur PUC 5 niveaux.

1.3.2.5 Comparaison des topologies multiniveaux

Les topologies sélectionnées comprennent le FB, CHB, NPC, T3, ANPC et FC [17]. L'idée de sélectionner ces topologies est qu'elles sont les plus populaires et commercialisées. De plus, à l'exception de CHB, elles peuvent être des topologies à source DC unique. De plus, toutes, à l'exception de FB, génèrent une forme d'onde de tension à 7 niveaux en sortie. Beaucoup de topologies à sources DC multiples existent, mais ne sont pas intéressantes du point de vue industriel. Le résumé de la comparaison est répertorié dans le tableau 1.1.

Tableau 1.1: Comparaison entre les topologies d'onduleur multiniveaux.

Topologie	Niveau	Source DC	Capacité	Switch	Diode	Rapport composant/niveaux	Equilibre des tensions
FB	3	1	0	4	0	1.66	Non nécessaire
CHB	5	2	0	8	0	2	Régulateur externe

NPC	5	1	2	8	4	3	Régulateur externe
T3	5	1	2	8	0	2.2	Régulateur externe
FC	5	1	2	8	0	2.2	Etats redondants
ANPC	5	1	3	8	0	2.4	Régulateur Externe
PUC7	5	1	1	6	0	1.6	Régulateur Externe

Le tableau ci-dessus peut être analysé par colonne. En remarquant le nombre de niveaux, FB est retiré de la comparaison car il s'agit d'une topologie à 3 niveaux. Plus le nombre de niveaux est élevé, plus le THD est faible, plus la taille du filtre et du produit est petite. La colonne suivante indique le nombre de sources DC isolées, ce qui signifie un transformateur volumineux plus un pont de diodes ou un panneau PV ou des batteries. Leurs prix sont bien supérieurs à ceux des interrupteurs, donc CHB est éliminé dans le processus de comparaison. En considérant les trois colonnes suivantes, PUC7 a un nombre inférieur de composants parmi les autres topologies de NPC, T3, FC et ANPC. De plus, en définissant le rapport composant/niveaux, on remarque que la structure PUC7 génère plus de niveaux de tension tout en utilisant moins de composants.

1.4 Topologies des onduleurs à source d'impédance

Les onduleurs de tension (VSI) et les onduleurs de courant (CSI) traditionnels sont confrontés à des limitations car ils fonctionnent exclusivement en mode abaisseur (buck) ou élévateur (boost), respectivement. Des problèmes tels que les temps morts pour les VSI et les délais de chevauchement pour les CSI introduisent des compromis dans la qualité de la forme d'onde de sortie. De plus, la demande croissante d'énergie renouvelable nécessite une plage de gain de tension plus large, ce qui constitue un défi pour les onduleurs traditionnels. Bien que des onduleurs à deux étages avec un convertisseur DC aient été proposés, ils augmentent la complexité et la taille du système. Pour relever ces défis, des onduleurs à source d'impédance à un étage, capables à la fois d'abaisser et d'élever les tensions sans nécessiter de temps morts ou de retard de chevauchement, ont été introduits. Ces onduleurs trouvent des applications dans la production d'énergie photovoltaïque, la production d'énergie éolienne, les véhicules électriques, etc.

L'un des premiers onduleurs de source d'impédance est l'onduleur de Z-Source (ZSI). Le ZSI peut ajuster sa tension de liaison DC en faisant varier le shoot-through (ST) du même bras de phase. Cela rend le ZSI moins sensible aux courts-circuits involontaires et aux distorsions de forme d'onde causées par les temps morts et les retards de chevauchement.

La topologie d'un ZSI monophasé se compose d'une source DC, d'un réseau d'impédance (comprenant les inductances L_1 et L_2 et les condensateurs C_1 et C_2 en forme de X), d'un pont en H, d'un filtre de sortie et d'une charge AC, comme illustré par la figure 1.7. Le réseau d'impédance joue un rôle crucial, conférant au ZSI les caractéristiques inhérentes aux onduleurs à source d'impédance. En incorporant le réseau d'impédance dans la source d'entrée et un onduleur triphasé traditionnel, un onduleur à source d'impédance triphasé est créé. De plus, le réseau d'impédance peut être appliqué à la conversion de puissance AC-DC, AC-AC et DC-DC, démontrant sa polyvalence dans des fonctionnalités similaires. Par conséquent, le réseau d'impédance apparaît comme un composant essentiel des onduleurs et convertisseurs à source d'impédance [17].

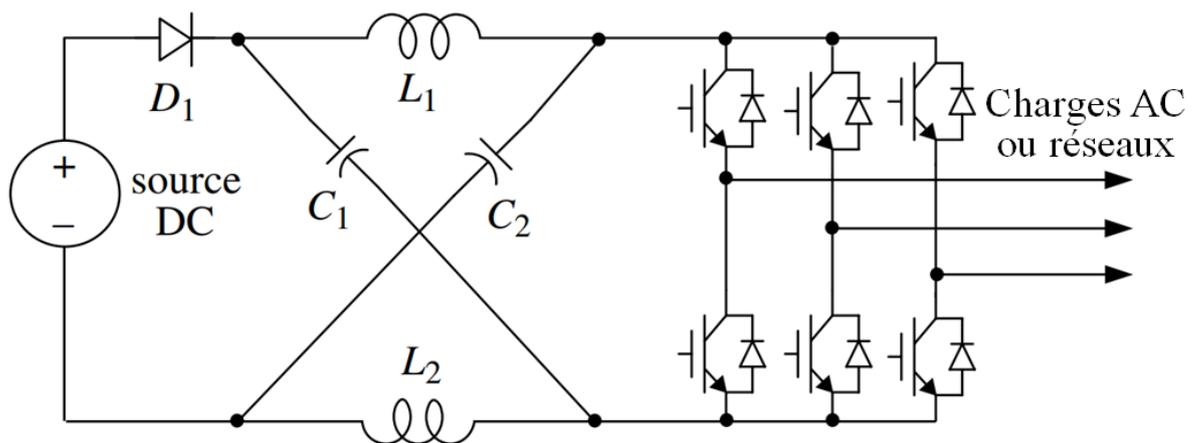


Figure 1.7. Onduleur ZSI triphasé.

1.4.1 Onduleur quasi Z source

L'onduleur ZSI, introduit il y a trois décennies, dispose d'un circuit unique lui permettant d'augmenter la tension d'entrée. Largement utilisé comme onduleur à un étage, notamment dans les systèmes de conversion d'énergie renouvelable, il exploite les caractéristiques du réseau d'impédance Z source (ZSN). L'onduleur permet une commande dans les états Shoot-through (ST) et Non-Shoot-Through (NST), offrant une flexibilité opérationnelle. Malgré sa capacité de boost, le ZSI est confronté à des défis, notamment un courant d'entrée discontinu. Cette limitation a incité au développement d'une topologie alternative connue sous le nom de réseau

quasi-Z-source (QZSN) en 2008. Le QZSN résoud le problème de discontinuité, garantissant un courant d'entrée continu continu [18, 19].

La topologie de l'onduleur ZSI est présentée comme une alternative innovante aux onduleurs VSI ou aux onduleurs CSI traditionnels. Agissant comme un tampon entre la source et le pont onduleur, le réseau à source d'impédance (ISN) est introduit pour atténuer certains défis. Cependant, le réseau à Z source conventionnel (ZSN) est reconnu pour avoir des inconvénients, notamment le fait d'absorber un courant d'entrée discontinu et d'être inadapté aux très faibles tensions d'entrée DC. En réponse aux limitations du ZSN conventionnel, l'onduleur quasi-source Z (QZSI) est proposé comme une modification visant à améliorer les performances et à surmonter les problèmes existants. Deux variantes du QZSI sont décrites dans les figures 1.8(a) et (b), illustrant ses améliorations potentielles. Différents paramètres, tels que V_{in} (tension d'entrée DC ou tension PV), V_{dc} (tension de sortie de l'impédance Z source), V_C (tension aux bornes du condensateur de Z-source), les facteurs D_o (rapport cyclique pendant l'intervalle de ST) et B (facteur boost du réseau d'impédance), jouent un rôle crucial dans la définition des caractéristiques et des comportements du QZSI.

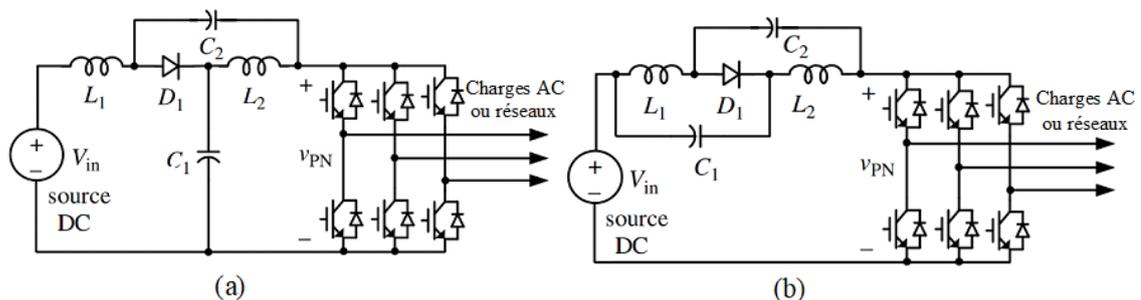


Figure 1.8: Topologies du qZSI: (a) qZSI avec courant d'entrée continu, (b) qZSI avec courant d'entrée discontinu.

Tableau 1.2: Comparaison des configurations du ZSI et qZSI.

Type	D	C	L	Bobinage intégrée	Courant d'entrée continu	Courant d'appel Inrush	Terre Commune
ZSI	1	2	2	-	Non	Oui	Non
qZSI	1	2	2	-	Oui	Non	Oui

1.4.2 Comparaison entre le ZSI et le qZSI

Plusieurs modifications et améliorations ont été proposées dans le ZSI d'origine pour surmonter les inconvénients du ZSI traditionnel et améliorer ses performances. Certaines ont réussi à augmenter le facteur de boost, et d'autres ont réduit la tension du condensateur et le courant d'appel de démarrage. Ainsi, chaque ISN dérivé du ZSI présente des avantages et des inconvénients pour résoudre les problèmes de la configuration d'origine, de sorte que l'utilisateur peut ne pas être en mesure de sélectionner le réseau approprié dans la pratique rapidement et avec précision. Le tableau 1.2 résume les différences entre le ZSI et le qZSI en termes de composants et de caractéristiques, respectivement. En revanche, le tableau 1.3 compare les topologies en termes d'avantages et d'inconvénients.

Tableau 1.3: Comparaison ZSI et qZSI.

Structure	Avantages	Inconvénients
ZSI	<p>Surmonter les problèmes du VSI et CSI</p> <p>Fermeture simultanée des interrupteurs d'un même bras</p> <p>Convenable pour les applications PV</p>	<p>Courant d'entrée discontinu</p> <p>Courant d'appel au démarrage élevé.</p> <p>Une tension de capacité importante nécessite une grande capacité</p> <p>Rapport cyclique ST inférieur à 0.5</p>
qZSI	<p>Courant d'entrée continu</p> <p>Diminution du dimensionnement des capacités</p> <p>Stress en courant plus faible que pour le ZSI.</p> <p>Convenable pour les applications PV</p>	<p>Rapport cyclique ST inférieur à 0.5</p> <p>Non convenable pour les sources DC très faibles</p>

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, un examen concis et une explication des systèmes DG sont fournis, en soulignant les limites identifiées des réseaux électriques conventionnels. En connaissance de ces inconvénients, l'importance des DG est soulignée pour les années à venir. Les principes de fonctionnement des générateurs PV et leurs configurations d'interface avec le réseau sont explorés en profondeur, aboutissant à la conclusion qu'une approche à un seul étage peut remplir efficacement plusieurs objectifs. La dernière section de ce chapitre se penche sur une classification et une description complètes des topologies d'onduleurs les plus courantes. Une comparaison entre les principales topologies de VSI a été ensuite élaborée. Par la suite les topologies des onduleurs ZSI et qZSI sont présentées en vue d'améliorer la qualité de l'énergie des systèmes PV. Le chapitre se termine par une comparaison du ZSI et qZSI.

Références bibliographiques

- [1] H. Abu-Rub, M. Malinowski, and K. Al-Haddad, Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications. John Wiley & Sons, 2014.
- [2] F. Blaabjerg and D. M. Ionel, "Renewable energy devices and systems—state-of-the-art technology, research and development, challenges and future trends," *Electric Power Components and Systems*, vol. 43, no. 12, pp. 1319-1328, 2015.
- [3] A. Anzalchi and A. Sarwat, "Overview of technical specifications for grid-connected photovoltaic systems," *Energy conversion and management*, vol. 152, pp. 312-327, 2017.
- [4] A. May, F. Krim, H. Feroura, and A. Belaout, "Power Quality Enhancement of Grid-Tied 7L-PUC Inverter-Based PV System Using a Novel DC-Link Controller," *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 48, no. 11, pp. 15305-15319, 2023.
- [5] F. A. Silva, "Advanced DC\AC inverters: applications in renewable energy (Luo, FL and Ye, H.; 2013)[book news]," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, no. 4, pp. 68-69, 2013.
- [6] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, Grid converters for photovoltaic and wind power systems. John Wiley & Sons, 2011.
- [7] E. Kabalcı, "Review on novel single-phase grid-connected solar inverters: Circuits and control methods," *Solar Energy*, vol. 198, pp. 247-274, 2020.
- [8] K. Jayanth, V. Boddapati, and R. Geetha, "Comparative study between three-leg and four-leg current-source inverter for solar PV application," in 2018 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICC), 2018: IEEE, pp. 1-6.

- [9] I. Pharne and Y. Bhosale, "A review on multilevel inverter topology," in 2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC), 2013: IEEE, pp. 700-703.
- [10] S. Bacha, I. Munteanu, and A. I. Bratcu, "Power electronic converters modeling and control," *Advanced textbooks in control and signal processing*, vol. 454, p. 454, 2014.
- [11] M. Shen, A. Joseph, J. Wang, F. Z. Peng, and D. J. Adams, "Comparison of traditional inverters and Z-source inverter for fuel cell vehicles," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1453-1463, 2007.
- [12] M. H. Rashid, "Power electronics handbook: devices, circuits, and applications/edited by Muhammad H. Rashid," ed, 2011.
- [13] N. Danapour, E. Akbari, and M. Tarafdar-Hagh, "A Review on the Power Circuit Topologies of Current Source Inverters in Photovoltaic Applications," *Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering*, vol. 18, no. 3, 2022.
- [14] L. P. Suresh, "A brief review on multi level inverter topologies," in 2016 international conference on circuit, power and computing technologies (ICCPCT), 2016: IEEE, pp. 1-6.
- [15] S. Alatai et al., "A Review on State-of-the-Art Power Converters: Bidirectional, Resonant, Multilevel Converters and Their Derivatives," *Applied Sciences*, vol. 11, no. 21, p. 10172, 2021.
- [16] A. Bughneda, M. Salem, A. Richelli, D. Ishak, and S. Alatai, "Review of multilevel inverters for PV energy system applications," *Energies*, vol. 14, no. 6, p. 1585, 2021.
- [17] N. Subhani, R. Kannan, A. Mahmud, and F. Blaabjerg, "Z-source inverter topologies with switched Z-impedance networks: A review," *IET Power Electronics*, vol. 14, no. 4, pp. 727-750, 2021.
- [18] I. Jamal, M. F. Elmorshedy, S. M. Dabour, E. M. Rashad, W. Xu, and D. J. Almakhlis, "A comprehensive review of grid-connected PV systems based on impedance source inverter," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 89101-89123, 2022.
- [19] S. Vadi, R. Bayindir, and E. Hossain, "A review of control methods on suppression of 2ω ripple for single-phase quasi-Z-source inverter," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 42055-42070, 2020.

Chapitre 2 : Méthodes d'optimisation des systèmes PV

2.1 Introduction

L'objectif de l'onduleur dans un système DG est de convertir la puissance brute générée en une forme compatible avec le réseau de distribution local, afin de permettre à l'énergie d'être utilisée par des appareils standard ou d'être réinjectée dans le réseau électrique. Par conséquent, des techniques de modulation et des stratégies de commande et topologies d'onduleur appropriées sont d'une grande importance pour satisfaire tous les objectifs de commande du système DG [1]. Ce chapitre fournit un aperçu des algorithmes de commande conçus pour suivre le point de puissance maximale d'un panneau PV. La MPPT a un rôle très important sur la qualité de la commande MPC du système PV à base du qZSI. En effet la MPPT fournit la valeur de référence du courant d'entrée qui suit le courant du MPP. Contrairement aux VSI et aux onduleurs de courant (CSI) qui utilisent des méthodes de contrôle similaires, le qZSI nécessite des méthodes de commande spécifiques adaptées à ses caractéristiques uniques d'élévation et de diminution de tension. De plus, le chapitre décrit et compare les méthodes de commande du qZSI.

2.2 Algorithmes conventionnels de suivi du point de puissance maximum

L'unité MPPT est un système de conversion de puissance équipé d'un algorithme de commande adapté conçu pour extraire la puissance maximale d'un panneau PV. Cette optimisation consiste à réguler soit le courant tiré du réseau PV, soit la tension à ses bornes pour fonctionner à ou près du MPP. Différents algorithmes MPPT ont été proposés dans la littérature, chacun variant en complexité, précision, efficacité et difficulté de mise en œuvre, tous visant à maximiser l'efficacité d'utilisation de l'énergie du générateur PV. Selon leur popularité, ils peuvent être classés comme suit :

2.2.1 Méthode de la tension de circuit ouvert fractionnaire

La relation presque linéaire entre la V_{MPP} et la tension à vide d'un générateur PV, sous différents niveaux d'ensoleillement et de température, a donné naissance à la méthode V_{OC} fractionnaire, où la relation entre la V_{MPP} et la V_{OC} est presque linéaire.

$$V_{MPP} = K_1 \times V_{OC} \quad (2.1)$$

Lorsque K_1 est une constante de proportionnalité, elle dépend des caractéristiques du générateur photovoltaïque utilisé. Elle doit généralement être calculée à l'avance en déterminant empiriquement la V_{MPP} et la V_{OC} pour le champ PV spécifique à différents niveaux d'irradiance et de température. Les valeurs du facteur K_1 sont comprises entre 0,71 et 0,8.

2.2.2 Méthode du courant de court circuit fractionnaire

Cette méthode résulte du fait que sous des conditions atmosphériques variables, le courant I_{MPP} est approximativement linéaire à I_{SC} d'un générateur PV.

$$I_{MPP} = K_2 \times I_{SC} \quad (2.2)$$

Où K_2 est une constante de proportionnalité. Comme pour la technique V_{OC} fractionnaire, K_2 doit être déterminé en fonction du générateur photovoltaïque utilisé. La valeur de la constante K_2 est généralement comprise entre 0,78 et 0,92. La mesure de I_{SC} pendant le fonctionnement est problématique. Un commutateur supplémentaire doit généralement être ajouté au convertisseur de puissance pour court-circuiter périodiquement le générateur PV afin que I_{SC} puisse être mesuré à l'aide d'un capteur de courant.

2.2.3 Algorithme de perturbation et d'observation

Il s'agit de l'algorithme le plus couramment utilisé pour le suivi du MPP. Il est basé sur la perturbation de la tension et l'observation de dP/dt . Le signe de la dérivée dP/dt indique si la tension est trop élevée ou trop basse par rapport à la tension MPP. Par conséquent, cette tension peut être diminuée ou augmentée jusqu'à ce que le MPP soit atteint, ce qui donne une dérivée nulle. Comme cet algorithme est basé sur la perturbation, il y aura toujours des oscillations même lorsque le MPP est atteint. La figure 2.1 présente le diagramme de l'algorithme Perturb and Observe (P&O).

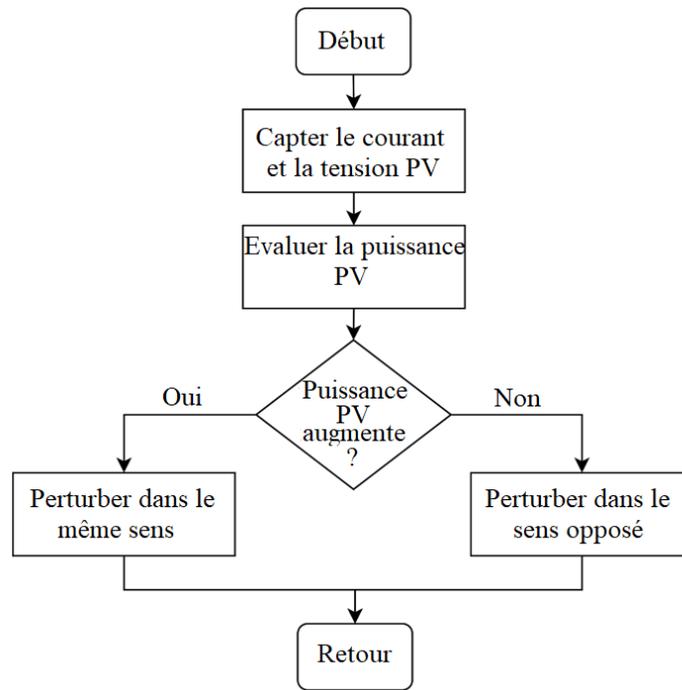


Figure 2.1. Algorithme P&O.

2.2.4 Algorithme de conductance incrémentale

L'algorithme de conductance incrémentale (IncCon) est similaire à la méthode P&O et a été proposé pour améliorer la précision du suivi et les performances dynamiques sous des conditions atmosphériques en évolution rapide. L'algorithme IncCon est dérivé de la courbe PPV-VPV du générateur photovoltaïque, comme illustré par la figure 2.2, où la pente de la courbe est positive du côté gauche du MPP, négative du côté droit du MPP et nulle au MPP. La pente de la courbe puissance-tension peut être exprimée comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = \frac{dI_{PV}V_{PV}}{dV_{PV}} = I_{PV} + V_{PV} \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \\ \frac{1}{V_{PV}} \frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = \frac{I_{PV}}{V_{PV}} + \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \end{cases} \quad (2.3)$$

Ainsi les équations de base de cette technique sont :

$$\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} = -\frac{I_{PV}}{V_{PV}} \quad \text{Au MPP} \quad (2.4)$$

$$\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} > -\frac{I_{PV}}{V_{PV}} \quad \text{A gauche du MPP} \quad (2.5)$$

$$\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} < -\frac{I_{PV}}{V_{PV}} \quad \text{A droite du MPP} \quad (2.6)$$

$\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}}$: Est la conductance incrémentale.

$\frac{I_{PV}}{V_{PV}}$: est la conductance

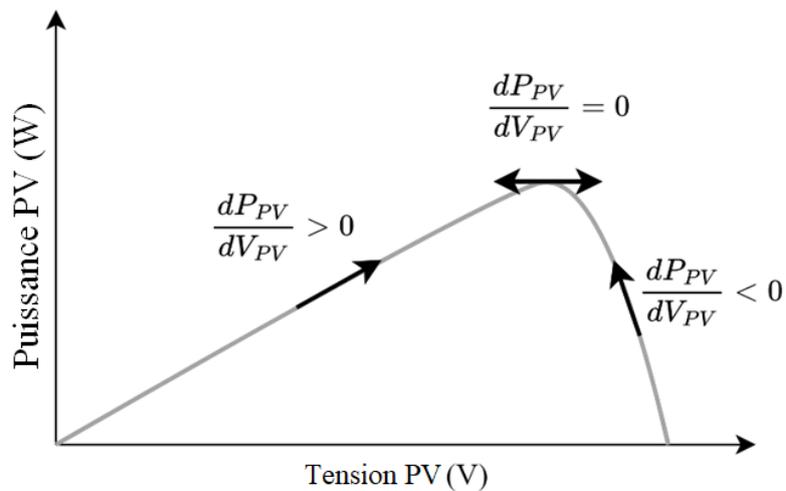


Figure 0.2. Idée de base de l'algorithme de la conductance incrémentale.

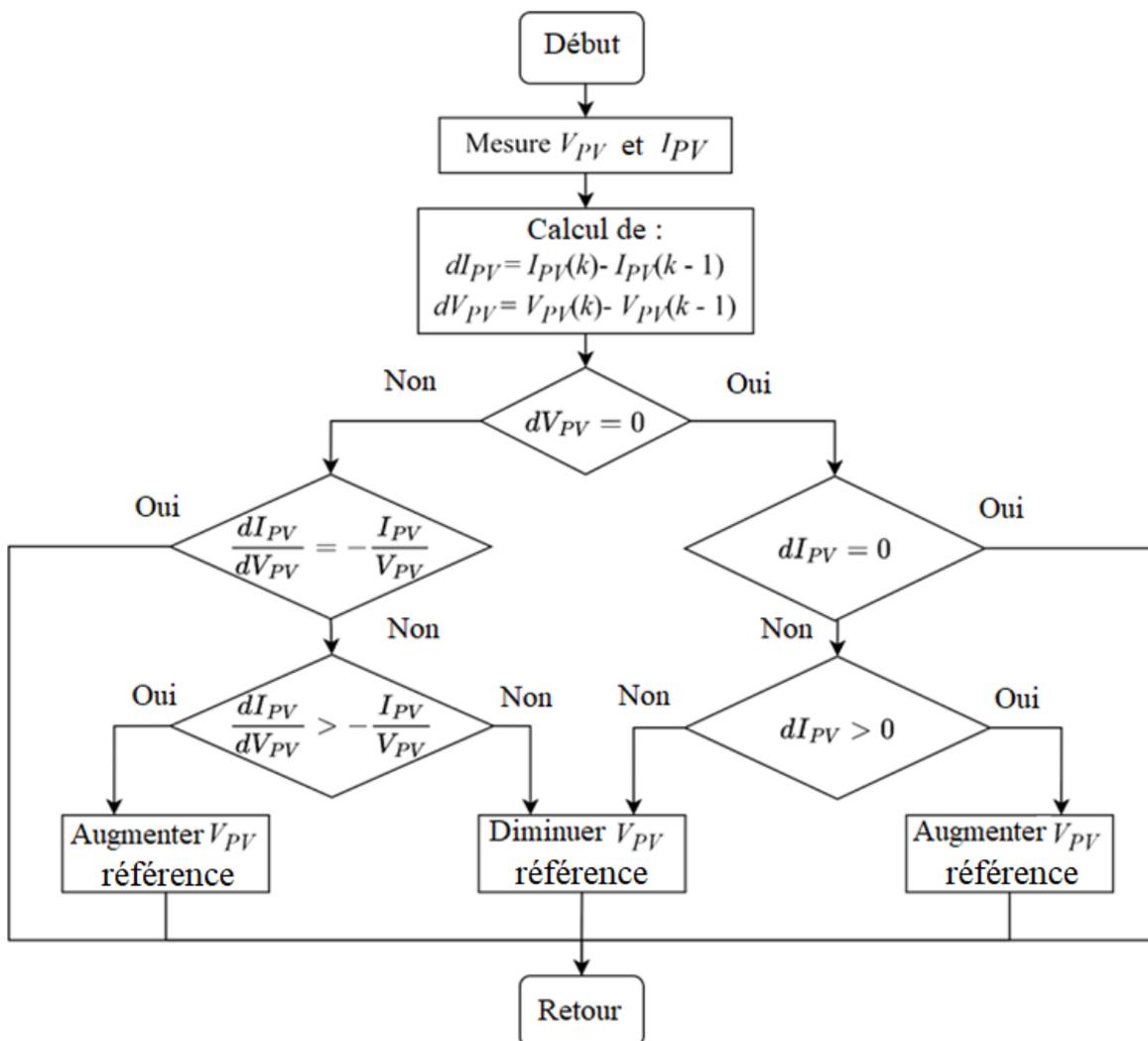


Figure 2.3. Algorithme de IncCon.

2.3 Implémentation d'une commande MPPT à pas flou

2.3.1 Description de la technique

La commande floue a également été largement adoptée dans les systèmes PV pour suivre le MPP car elle est facile à développer, robuste et capable de tolérer la non-linéarité et de fonctionner avec des entrées imparfaites sans avoir besoin d'un modèle mathématique précis [9, 10]. La technique FLC se compose de trois étapes : la fuzzification, l'agrégation et la défuzzification. Une fonction d'appartenance est créée pendant l'étape de fuzzification pour convertir les variables d'entrée numériques. L'entrée et la sortie du système sont linguistiquement liées. Les règles sont les relations et un ensemble flou est le résultat de chaque règle. Par conséquent, de nombreuses règles sont appliquées pour améliorer l'efficacité de la conversion. Une sortie distincte de l'ensemble flou est créée en agrégeant les ensembles flous produits par chaque règle, ce qui est appelé processus d'agrégation. La méthode de défuzzification affine ensuite la sortie de l'ensemble flou [11-13].

Sur la base de l'étude de la littérature mentionnée précédemment, une méthode améliorée combinant à la fois l'algorithme P&O et la logique floue a été développée. Cette commande floue modifiée basée sur la P&O pour MPPT a été développée sur la base d'un pas de taille variable floue en raison des limitations de l'approche P&O traditionnelle telles que le retard de la convergence ou l'ascension vers le point de puissance maximale, l'oscillation de la puissance photovoltaïque autour du MPP en régime permanent qui entraîne une perte de puissance et des changements rapides de la position du MPP en raison des conditions atmosphériques fluctuantes.

Les techniques P&O sont couramment utilisées pour extraire le point de puissance maximale d'un système PV en raison de leur simplicité et de leurs paramètres minimaux requis. La tension du panneau PV est périodiquement perturbée par une augmentation ou une diminution, et l'algorithme P&O compare la puissance de sortie PV à la puissance du cycle de perturbation précédent [14,15]. Si la puissance augmente, la perturbation continue dans la même direction ; sinon, elle change de direction. En conséquence, chaque cycle MPPT induit un changement dans la tension aux bornes du GPV. Dans les situations où les conditions atmosphériques présentent des changements continus ou progressifs, l'algorithme P&O s'adaptera par la suite, ce qui peut entraîner une perte de puissance PV [16].

La figure 2.4 illustre le fonctionnement du MPPT P&O, en tenant compte des courbes caractéristiques I-V et P-V et de la taille de l'échelon de perturbation de tension. Elle démontre clairement que le comportement électrique d'un système solaire photovoltaïque sous une

irradiation solaire variable est décrit par le courant et la tension de sortie. Le MPP est atteint lorsque la tension aux bornes de la source PV est contrôlée efficacement pour maintenir une valeur qui maximise le produit du courant et de la tension PV. Comme le montre la figure 2.4, le point de coude de la courbe I-V standard pour les diodes PV est indiqué, avec les limites affichées pour le courant de court-circuit (I_{sc}) et la tension en circuit ouvert (V_{oc}) [17-19].

Le concept de base de l'approche P&O pour MPPT consiste à analyser les dérivées de tension et de puissance de sortie du module PV, qui déterminent le décalage du point de fonctionnement. Cette méthode consiste à ajuster périodiquement la tension du module PV en l'augmentant ou en la diminuant. Si une augmentation de la tension de fonctionnement entraîne une augmentation de la puissance de sortie, le point de fonctionnement sera situé à gauche du MPP, ce qui nécessitera de nouvelles perturbations de tension pour atteindre le MPP du côté droit. En revanche, si une augmentation de la tension entraîne une diminution de la puissance, le point de fonctionnement sera positionné à droite du MPP, ce qui nécessitera des perturbations supplémentaires pour se déplacer vers le côté gauche et se rapprocher du MPP [20, 21].

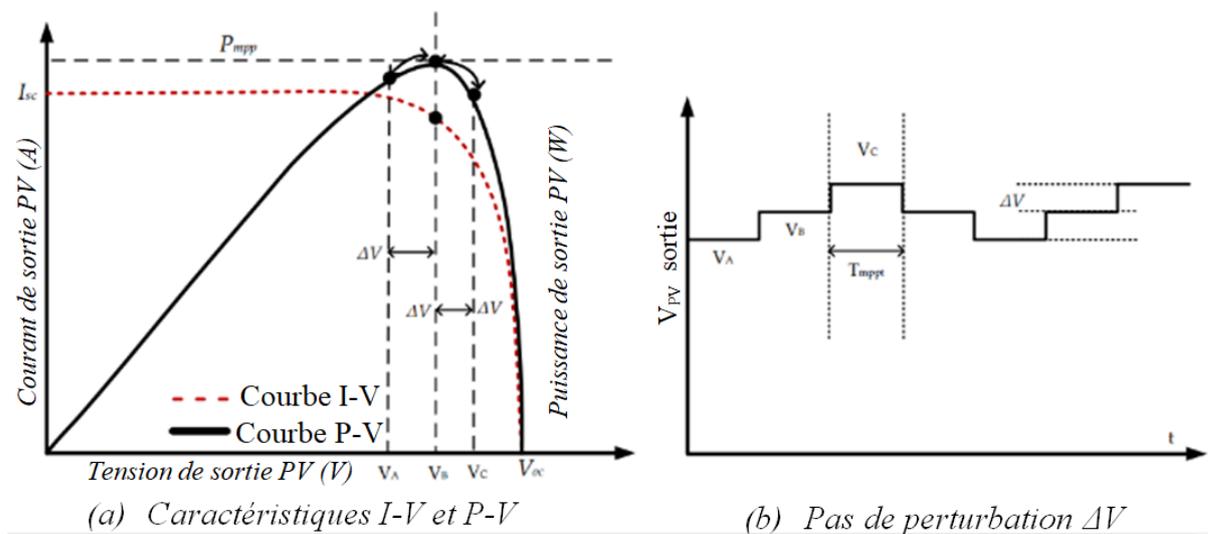


Figure 2.4. Principe de fonctionnement de la P&O.

2.3.2 Description du contrôleur à logique floue

Le FLC est une technique de contrôle basée sur l'intelligence artificielle bien connue utilisée dans le MPPT. La logique floue, ou théorie des ensembles flous, est une nouvelle approche pour obtenir le suivi du point de puissance de pointe. Dans la figure 2.5, le schéma fonctionnel du FLC illustre la cartographie des variables d'entrée, telles que la taille du premier pas de

perturbation et la pente instantanée mesurée de la puissance PV, en valeurs linguistiques par fuzzification. Ce processus implique l'utilisation de variables linguistiques et d'ensembles flous, qui représentent des changements en douceur dans l'appartenance plutôt que des transitions abruptes, formant la base des contrôleurs logiques flous [22]. Le moteur d'inférence du contrôleur évalue les règles floues et les définitions des variables linguistiques pour prendre des décisions et déterminer l'action de contrôle floue appropriée. Pour obtenir une action de contrôle non floue (nette) qui ressemble étroitement à celle floue, une technique de défuzzification est appliquée puisqu'un contrôleur flou produit un ensemble flou en sortie. L'étape finale consiste à obtenir la valeur nette pour la taille du pas variable, qui sert de sortie du contrôleur.

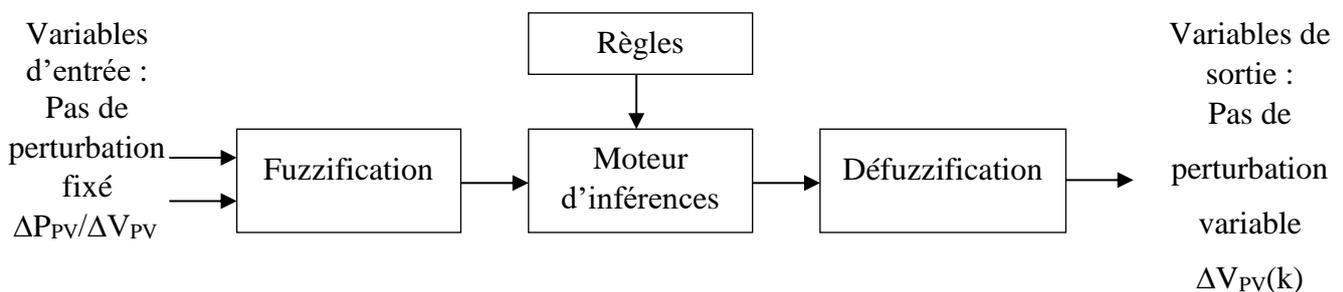


Figure 2.5. Bloc diagramme du contrôleur flou.

Le FLC est une approche heuristique qui permet l'intégration de la pensée et des connaissances humaines dans la conception de contrôleurs non linéaires [23]. En règle générale, les règles de contrôleur flou sont exprimées à l'aide de termes linguistiques. Il existe deux types de systèmes d'inférence floue couramment utilisés : Mamdani et Sugeno. Le système d'inférence Mamdani synthétise un ensemble de règles de contrôle linguistique définies par des opérateurs humains experts, chaque règle produisant un ensemble flou en sortie. Ce système est particulièrement adapté aux applications de systèmes experts, telles que les diagnostics médicaux, où les règles sont basées sur l'expertise humaine et sont relativement simples à comprendre [24]. D'autre part, le système d'inférence Sugeno, également connu sous le nom d'inférence Takagi-Sugeno-Kang, utilise des fonctions d'appartenance de sortie singleton qui peuvent être soit des fonctions linéaires, soit des constantes des valeurs d'entrée. Contrairement au système Mamdani, qui calcule le centroïde d'une zone bidimensionnelle, un système Sugeno utilise une somme pondérée ou une moyenne d'un petit nombre de points de données, ce qui le rend plus efficace en termes de calcul [25]. Le tableau 2.1 ci-dessous présente les règles floues de la MPPT. Il existe environ 25 règles développées dans la boîte à outils de logique floue pour prescrire la conclusion de la de la taille de pas variable. Les entrées indiquent la perturbation de la taille de pas et la pente de la courbe P-V tandis qu'une sortie indique la taille de pas variable.

Tableau 2.1 : Règles floues de la MPPT.

$\Delta e = S(k)$ <i>E = échelon de tension</i>	PVS	PS	PM	PH	PVH
PVS	PVH	PVS	PVS	PS	PS
PS	PVH	PVS	PVS	PS	PS
PM	PS	PS	PS	PVH	PVH
PH	PS	PS	PVH	PVH	PVH
PVH	PVS	PVS	PVH	PVH	PVH

où PVS = Positif Très Petit, PS = Positif Petit, PM = Positif Moyen, PH = Positif Élevé et PVH = Positif Très Élevé.

La figure 2.6 illustre l'algorithme P&O basé sur FLC proposé. Celui-ci évalue ensuite les variations de puissance et ajuste la tension de fonctionnement du système PV en modifiant la résistance d'entrée effective du convertisseur boost via le réglage de son rapport cyclique. Le système démarre en mesurant deux paramètres : la tension et le courant du système PV. Le diagramme fournit une explication détaillée du processus. Tout d'abord, les mesures de tension et de courant conduisent à deux chemins distincts : la méthode P&O et FLC. Divers calculs sont effectués sur la base des mesures pour déterminer la puissance réelle ($P_{pv}(k)$), les variations de puissance ($\Delta P_{pv}(k)$) et les variations de tension ($\Delta V_{pv}(k)$). Ces calculs impliquent la combinaison des valeurs instantanées de courant et de tension avec leurs valeurs précédentes respectives. Le FLC reçoit deux entrées : la pente, qui est le résultat de la division entre ΔP et ΔV , et le pas de perturbation. La sortie du FLC correspond à la taille de pas variable permettant d'effectuer de petits changements de tension, qui s'ajoutent à la tension PV. Cette action modifie également le rapport cyclique de la tension PV en fonction des deux entrées. Le panneau PV est considéré comme fonctionnant dans la condition MPP lorsque le delta puissance est égal à zéro. Lorsque ΔP est supérieur à zéro, le signe est positif, et vice versa. De même, lorsque ΔV est positif, la tension est mise à jour en ajoutant les petits changements dérivés de la sortie du FLC. La P&O améliorée basée sur la logique floue pour MPPT est implémentée et simulée sous Matlab/Simulink et décrite dans la section suivante.

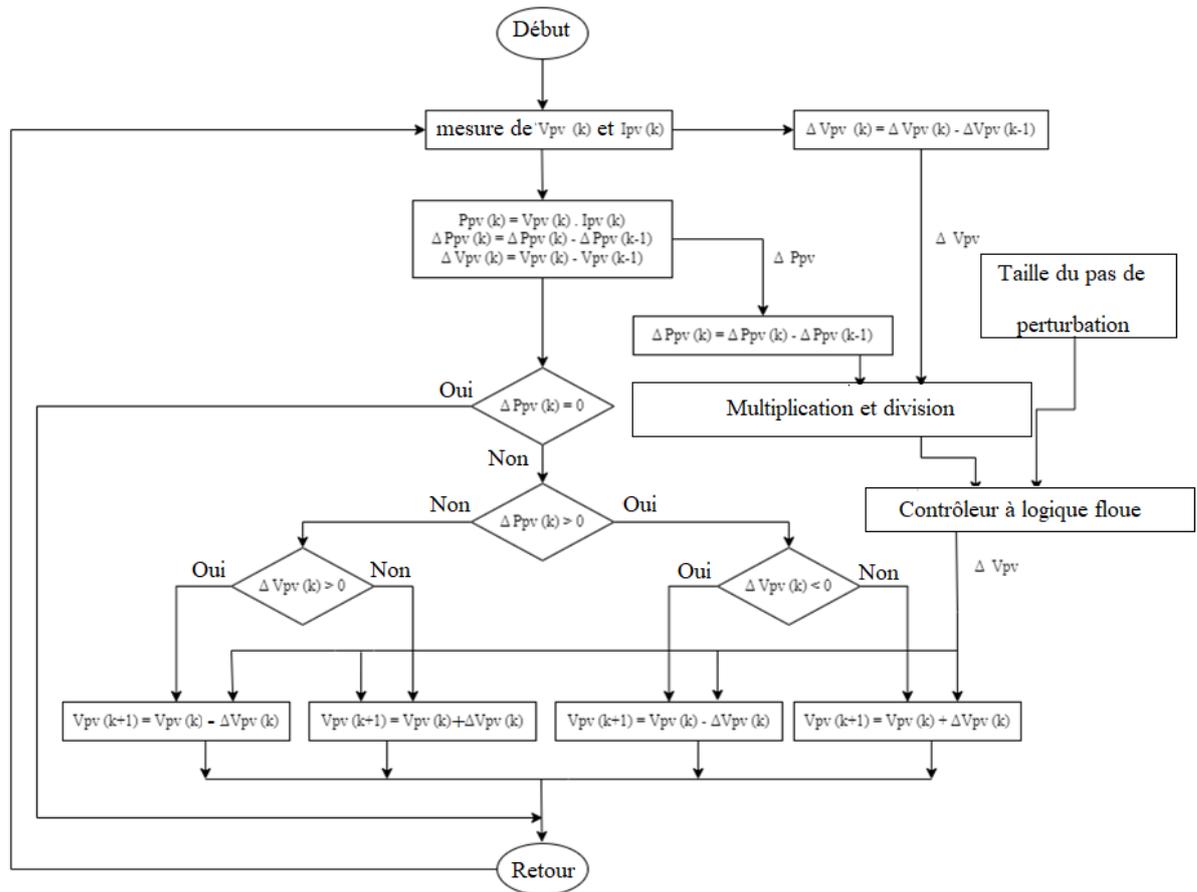


Figure 2.6. Algorithme de la P&O améliorée proposée.

2.3.3 Résultats et discussion

- **Modèle de simulation du système PV**

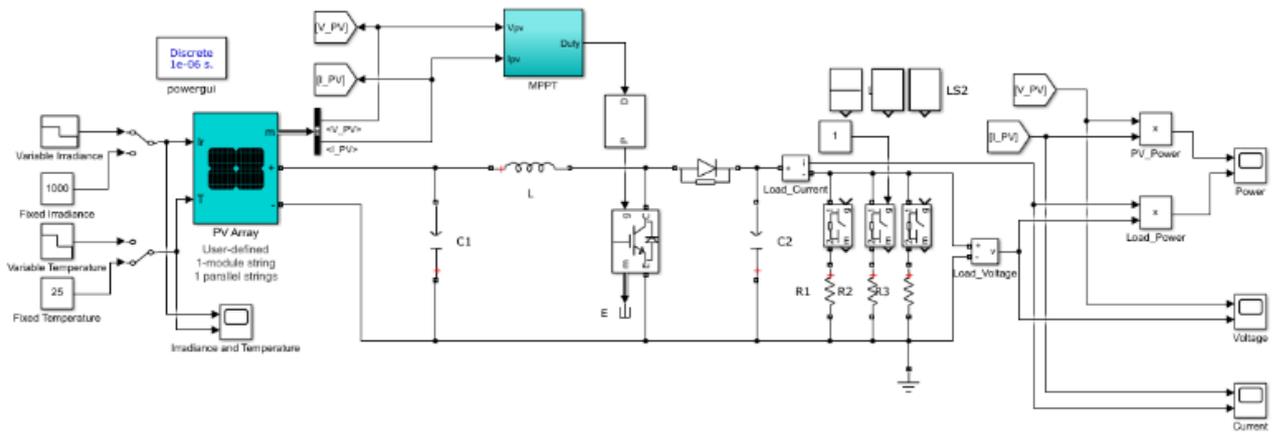


Figure 2.7. Modèle Simulink de simulation du système PV.

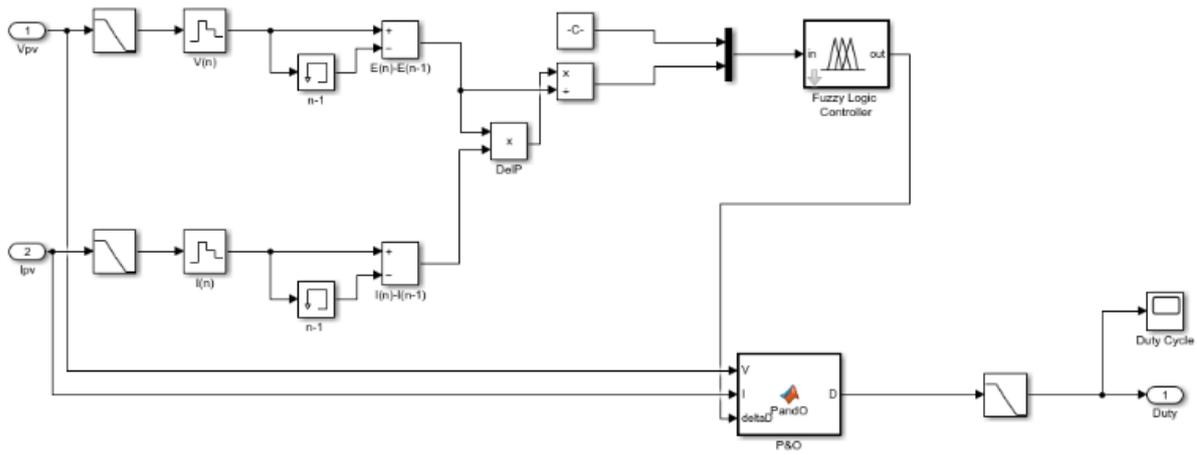


Figure 2.8. Modèle de simulation de la commande MPPT proposée.

Le modèle du système PV est ensuite élaboré à l'aide du logiciel Matlab/Simulink™ pour déterminer les performances du système sous des conditions variables. Le modèle se compose d'un module PV de type Soltech 1STH-250-WH, d'un convertisseur boost, de charges et de l'algorithme P&O proposé basé sur un contrôleur flou. Le panneau PV d'une capacité de 250,205 W se compose d'un module série et d'une chaîne parallèle. Les charges prises en compte dans ce modèle sont de 5 Ω, 30 Ω et 100 Ω tandis que le convertisseur boost de puissance utilisé est un IGBT avec diode.

- **Règles floues**

Les règles floues sont construites à l'aide du concepteur de logique floue dans Matlab/Simulink™, comme illustré dans la Fig. 2.8. Les fonctions d'appartenance impliquent deux variables d'entrée et une variable de sortie pour le FIS. La première variable d'entrée représente la taille du pas de perturbation, étiquetée FS et illustrée dans la Fig. 2.9. La deuxième entrée, désignée par S dans la Fig. 2.10, correspond à la pente de la courbe P-V ou $\Delta P/\Delta V$. Le contrôleur de logique floue génère une sortie appelée taille de pas variable (VSS), comme illustré dans la Fig. 2.11.

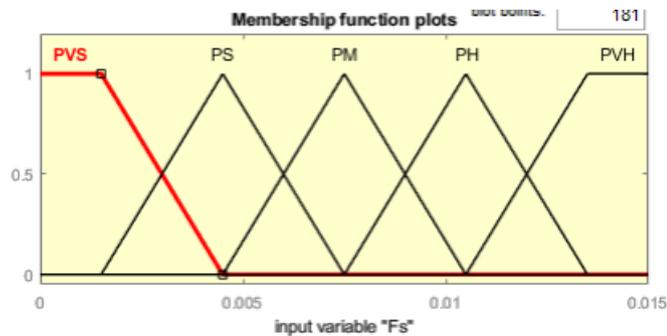


Figure 2.9. Variable d'entrée de la taille du pas, FS.

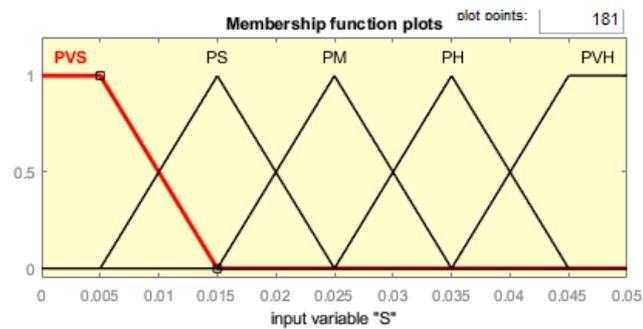


Figure 2.10. Variable d'entrée de la pente de la courbe P-V, S.

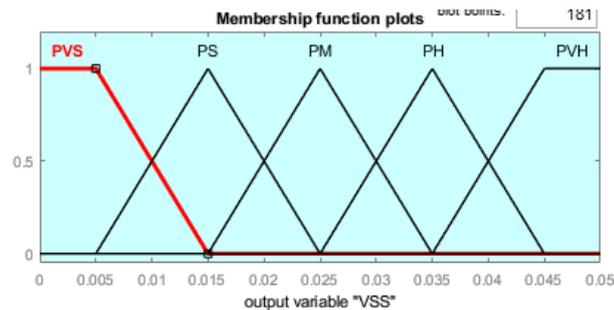


Figure 2.11. Variable de sortie de la variation de la taille, VSS.

Lorsque la conception de la logique floue est terminée, les règles et le visualiseur de surface sont présentés respectivement dans les Fig. 2.12 et Fig. 2.13. Il existe 25 règles différentes correspondant aux entrées et aux sorties des variables FIS. L'exemple de règle si-alors est énoncé comme suit : 1. Si (A est X1) et (B est Y1) alors (C est A1) 25. Si (A est X5) et (B est Y5) alors (C est A25) où A = Première entrée, X1 = Première variable de la première entrée, B = Seconde entrée, Y1 = Première variable de la seconde entrée, C = Sortie, A1 = Première sortie et A25 = 25e sortie. La règle floue se compose de variables fixes A, B et C, ainsi que de variables variables X1, Y1 et A1~A25, qui représentent la relation variable selon les variables fixes. Ces règles sont visualisées dans une dimension 3D en raison de la présence de trois variables FIS différentes, comme illustré dans la Fig. 2.12. L'ensemble complet de règles peut être visualisé dans le visualiseur de règles représenté dans la Fig. 2.13. Le processus d'inférence du système flou implique l'ajustement des deux entrées pour observer la sortie correspondante pour chaque règle floue, y compris l'ensemble flou de sortie agrégé et les valeurs de sortie défuzzifiées. La sortie du contrôleur logique floue représente le changement du rapport cyclique (ΔD), qui complète l'algorithme P&O. Par conséquent, cette méthode est conçue avec l'approche P&O basée sur la logique floue proposée pour garantir que la sortie PV reste toujours dans un état optimal.

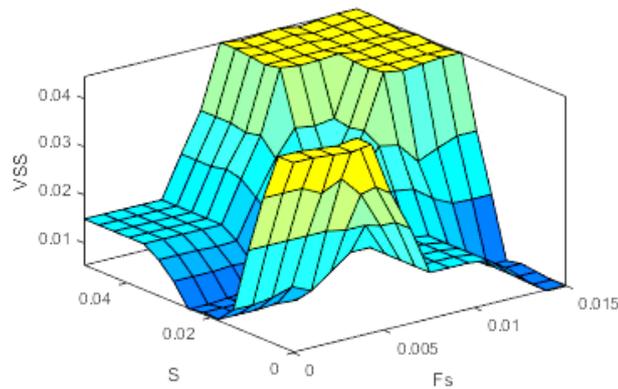


Figure 2.12. Règles floues en 3D.

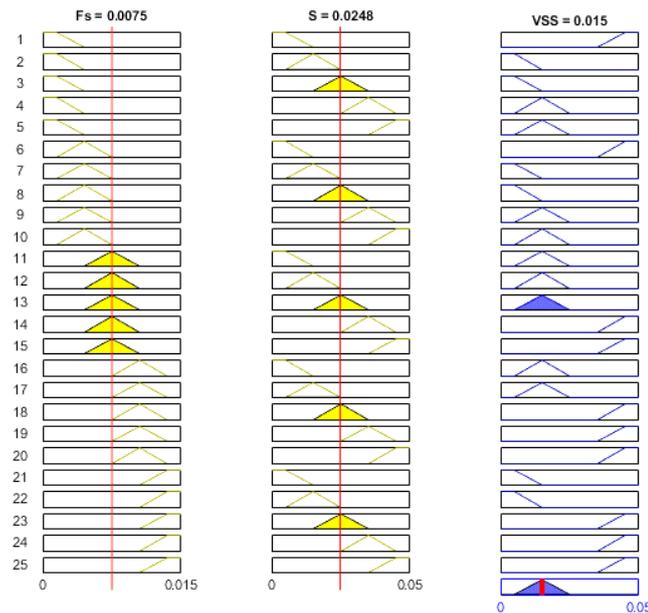


Figure 2.13. Visualiseur des règles de MATLAB.

- **Résultats**

- A. Courbes P-V et I-V**

Les graphiques des figures 2.14 et 2.15 sont tracés à l'aide des paramètres du module PV Soltech 1STH-250-WH et sont affichés pour deux conditions spécifiques : module à 25 °C avec des irradiances spécifiées et module à 1 000 W/m² avec des températures spécifiées. Diverses valeurs d'irradiance et de température sont examinées pour suivre différents états du point de puissance maximale. Dans la figure 2.14, les niveaux d'irradiance varient de 1 000 W/m² à 400 W/m², tandis que dans la figure 2.15, les températures varient de 85 °C à 25 °C. Le point rouge indique le point de puissance maximale et le courant maximal correspondant à différentes tensions, comme indiqué dans les tableaux 2.2 et 2.3. Ces courbes sont corrélées avec les résultats de simulation du modèle de circuit du système photovoltaïque. De plus, une

comparaison est effectuée entre les sorties du convertisseur boost avec charges et la puissance PV à l'entrée.

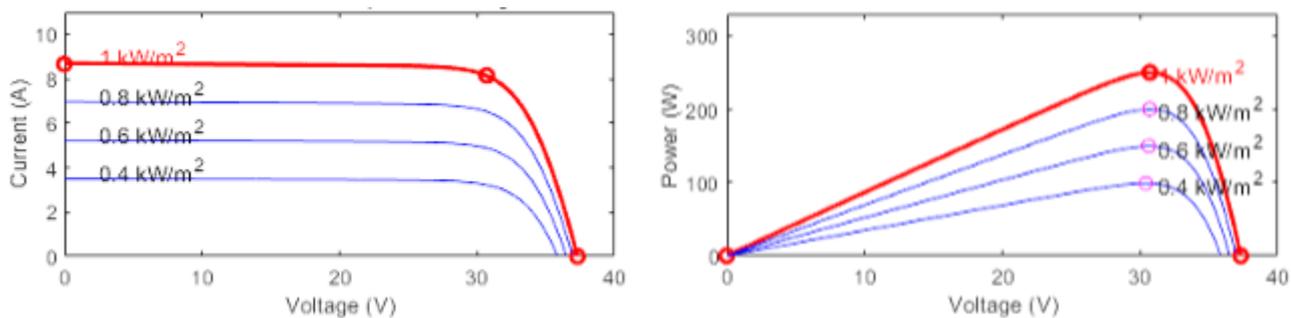


Figure 2.14. Caractéristiques I-V et P-V pour un ensoleillement variable et une température fixe.

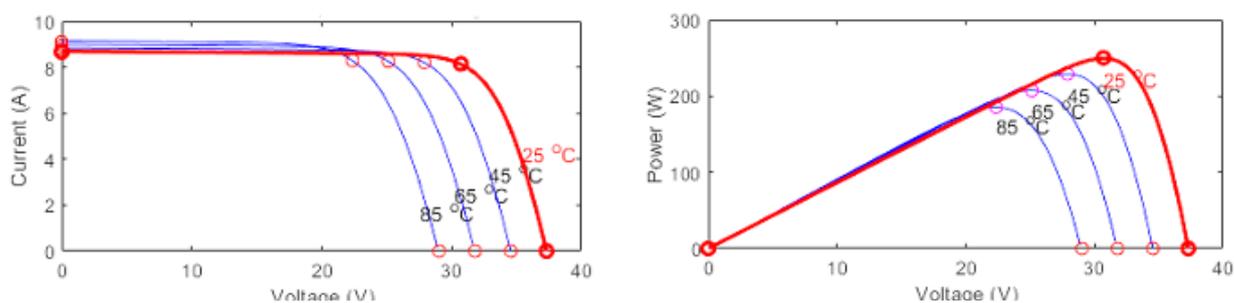


Figure 2.15. Caractéristiques I-V et P-V pour un ensoleillement fixe et une température variable.

Tableau 2.2 : Résultats des caractéristiques I-V et P-V avec ensoleillement variable et température fixe.

Paramètre W/m ²	Irradiation Variable (W/m ²) & Temperature 25°C			
	1000	800	600	400
Caractéristiques I-V				
Courant (A)	8.15	6.52	4.89	3.26
Tension (V)	30.7	30.68	30.61	30.41
Caractéristiques P-V				
Puissance (W)	250.21	200	149.72	99.03
Tension (V)	30.7	30.68	30.61	30.41

Tableau 2.3 : Résultats des caractéristiques I-V et P-V à température variable et ensoleillement fixe.

Paramètre	Temp. Variable (°C) & Irradiation 1000 W/m ²			
	85	65	45	25
Caractéristiques I-V				
Courant (A)	8.29	8.26	8.21	8.15
Tension (V)	22.35	25.12	27.89	30.7
Caractéristiques P-V				
Puissance (W)	185.34	207.4	228.87	250.21
Tension (V)	22.35	25.12	27.89	30.7

B. Ensoleillement variable et température fixe

Les résultats de simulation sont présentés dans les figures 2.16 à 2.20. Cette section se concentre sur l'ensoleillement variable avec une température fixe de 25 °C. La ligne bleue dans les graphiques représente l'état initial du module PV, tandis que la ligne rouge représente la sortie du convertisseur boost et des charges. Les résultats de simulation sont également présentés dans le tableau 2.4. La figure 2.17 montre un profil en forme d'échelle descendante, indiquant que la puissance de sortie varie avec différents niveaux d'irradiance. À $t = 0,1$ s, lorsque l'irradiance est de 1 000 W/m², la puissance au point de puissance maximale est d'environ 250 W. Cependant, lorsque l'irradiance diminue à 800 W/m² à $t = 0,3$ s, la puissance chute à environ 200 W en raison d'une réception d'irradiance réduite. Les deux graphiques montrent des résultats similaires dans le contrôle de la puissance photovoltaïque pour maintenir la stabilité et éviter les fluctuations de tension.

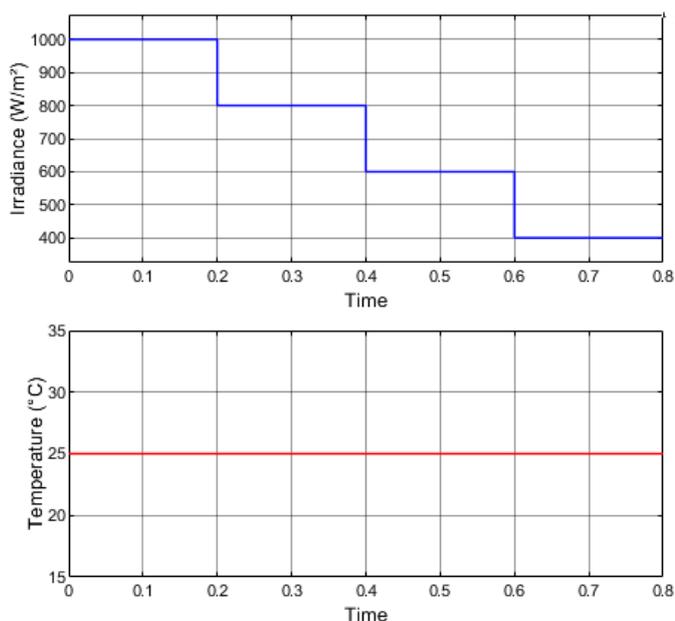


Figure 0.16. Irradiation variable et température fixe.

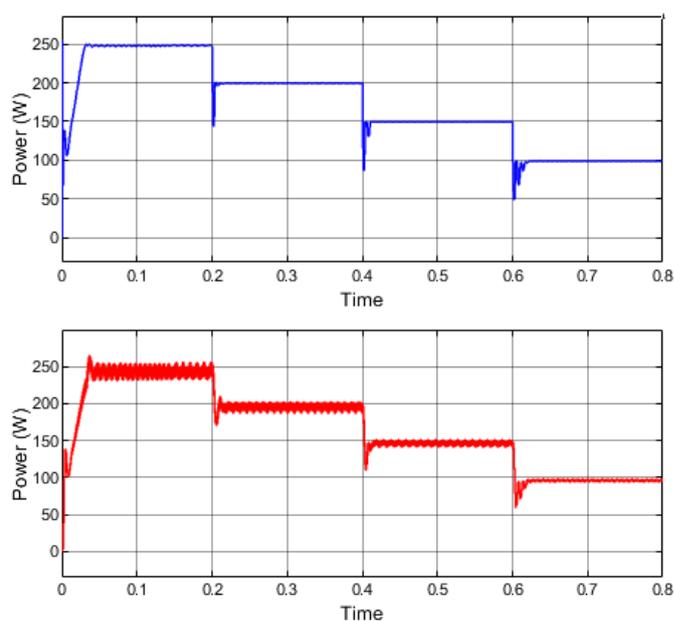


Figure 2.17. Puissances PV et charge.

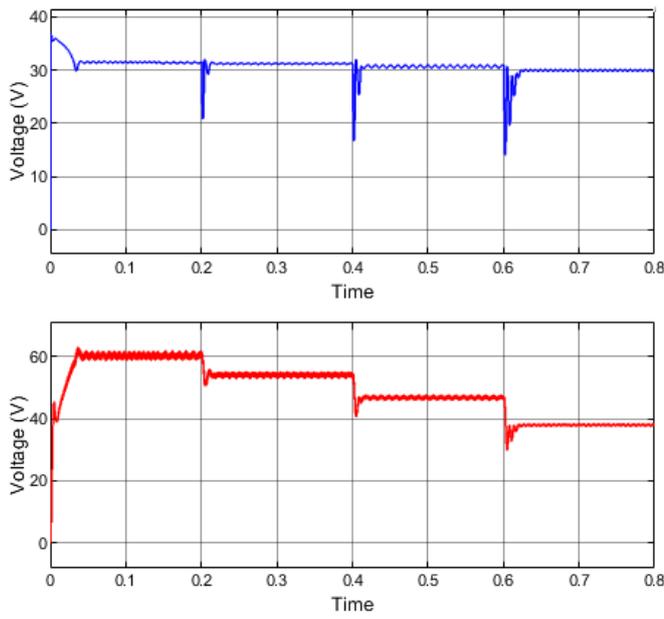


Figure 0.18. Tensions PV et charge.

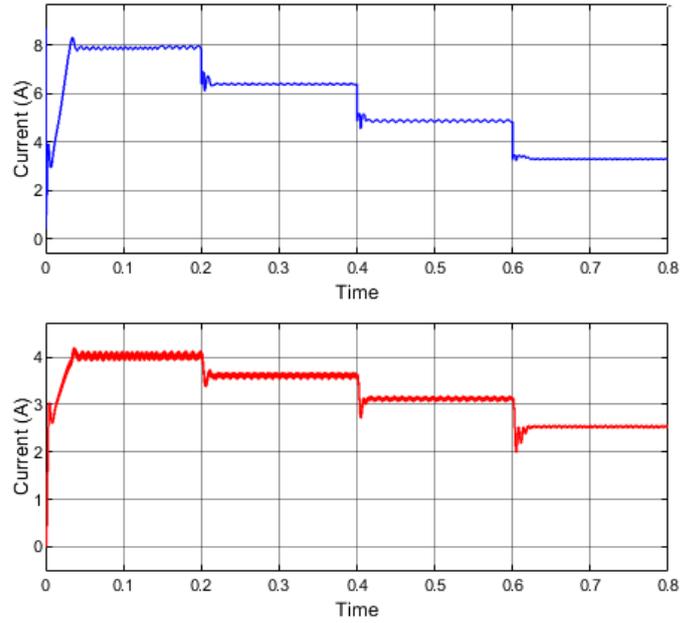


Figure 2.19. Courants PV et charge.

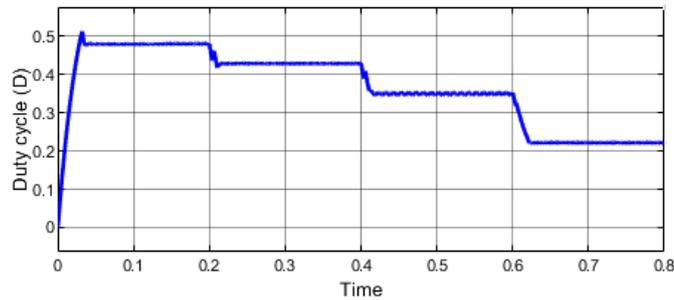


Figure 2.20. Rapport cyclique.

Tableau 2.4 : Résultats pour un ensoleillement variable and une température fixe.

Paramètre	Irradiation Variable (W/m ²) et Température 25°C							
	1000		800		600		400	
	PV	Charge	PV	Charge	PV	Charge	PV	Charge
Puissance (W)	247.6	247.7	199.4	198.2	149.5	149.1	98.89	98.32
Tension (V)	31.54	60.95	31.22	54.52	30.98	47.28	29.99	38.40
Courant (A)	7.85	4.064	6.388	3.636	4.827	3.153	3.298	2.56
Rapport cyclique	0.4808		0.4305		0.3502		0.2198	

L'explication de ces puissances de sortie est fournie par les figures 2.18 et 2.19. La figure 2.18 montre qu'à une irradiance de 1 000 W/m², la tension PV est de 31,54 V, tandis que la tension de charge est de 60,95 V, en raison de la nature du convertisseur élévateur qui augmente la tension du module PV. De même, la figure 2.19 montre que le courant PV est de 7,85 A et

que le courant de charge est de 4,064 A, ce qui est inférieur au courant d'entrée en raison de l'augmentation de tension dans le convertisseur élévateur à 1 000 W/m². Cette relation est conforme à la loi d'Ohm, où la puissance est le produit de la tension et du courant, comme indiqué dans le sous-système P&O. Pour atteindre le point de puissance maximale, la tension ou le courant doit augmenter ou diminuer simultanément. Par conséquent, lorsque la tension atteint son maximum ou augmente, le courant diminue. Enfin, la figure 2.20 montre la variation du rapport cyclique, qui suit le niveau d'irradiance. Le rapport initial est de 0,4808 et diminue proportionnellement à la diminution de l'irradiance. Par conséquent, les résultats de simulation indiquent que le contrôleur logique flou basé sur la P&O modifiée proposée présente d'excellentes performances système en minimisant les oscillations en régime permanent près du point de puissance maximale et en démontrant une réponse rapide aux variations d'irradiance.

2.4 Implémentation d'une nouvelle technique hybride MPPT utilisant Honey Badger (HBA) et Coyote Optimizer (COA) pour les systèmes PV partiellement ombragés

Les inconvénients de l'algorithme P&O traditionnel peuvent être réduits en utilisant la traditionnelle méthode du courant de court-circuit fractionnaire (FSCC) sous différentes conditions atmosphériques [26]. Un pas de perturbation adaptatif est obtenu en multipliant la fonction gaussienne 2D et la fonction Arctangente, puis l'état stable du système PV est obtenu par un rapport cyclique calculé avec une fréquence de perturbation variable [27]. Un convertisseur DC-DC à gain de tension élevé a été implémenté avec l'algorithme P&O pour les applications à faible puissance [28]. La différence entre les puissances successives avec les tensions correspondantes a été déterminée en analysant l'algorithme de puissance différentielle pour suivre efficacement la puissance maximale [29]. Pour réduire les oscillations avec une rapidité élevée et une bonne précision de suivi, une commande fractionnaire floue a été utilisée [30]. Le pas variable traditionnel est éliminé en modifiant le pas avec la méthode de mise à l'échelle automatique de la taille de pas variable [31]. L'objectif principal de cette technologie est de produire une puissance maximale dans différentes conditions d'ombrage partiel (PSC) dans lesquelles l'optimisation par la méthode des baleines et les algorithmes d'évolution différentielle sont utilisés pour produire une sortie de bonne qualité [32]. Cette méthode est utilisée pour produire une puissance maximale en réduisant l'effet d'ombrage et les changements atmosphériques en utilisant une technique de balayage de tension durant la courte période de PSC complexe [33]. Ce système est généré pour les applications de faible puissance qui utilisent

des systèmes PV à diode unique pour améliorer la précision et l'efficacité par un algorithme MPPT [34]. La puissance maximale dépend du rayonnement et de la température et l'efficacité est obtenue par un nouvel algorithme P&O [35]. Ce système génère constamment la puissance maximale en utilisant un module de cellules PV avec l'algorithme MPPT de renforcement profond et de mécanisme flou [36]. L'objectif de la méthodologie proposée est d'améliorer les performances des panneaux PV en utilisant un algorithme de stabilité pour produire une puissance maximale ; contrairement aux technologies conventionnelles où la puissance maximale n'est pas stable pour tous les types de charges. Les principaux résultats de simulation de la technique proposée sont discutés et comparés aux algorithmes existants tels que l'algorithme de pollinisation des fleurs (FPA), l'algorithme de recherche gravitationnelle (GSA) et l'optimisation par essaim de particules (PSO).

2.4.1 Conception de la méthodologie proposée

Le système proposé se compose d'un panneau PV, d'un convertisseur DC-DC boost à découpage, d'un onduleur à pont en H en cascade multiniveau (CHB), de contrôleurs HBA et COA. Cette approche est utilisée pour obtenir une puissance maximale et également améliorer l'efficacité et la précision du suivi. La figure 2.21 illustre le schéma fonctionnel du système PV global. Le panneau PV est intégré au bloc MPPT pour obtenir une puissance maximale. Cette dernière est convertie du courant continu au courant alternatif à l'aide de l'onduleur pour alimenter les charges en courant alternatif [37-39]. La puissance maximale est obtenue en utilisant l'algorithme MPPT basé sur HBA. Ensuite, la stabilité est assurée par le contrôleur COA.

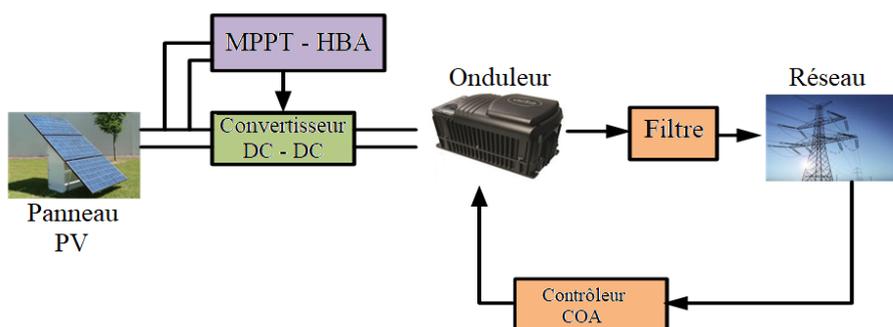


Figure 2.21. Bloc diagramme du système PV.

- **Algorithme basé sur HBA pour une production d'énergie maximale**

La puissance générée par le panneau PV doit être maximisée en utilisant HBA qui est basé sur le comportement de chasse de l'animal blaireau à miel. Il trouve l'emplacement de la proie en

sentant et en creusant ou en suivant l'oiseau guide du miel pour localiser directement la ruche dans laquelle il peut creuser cinquante trous d'un rayon de quarante centimètres en une journée. Dans cet algorithme, il y a deux phases, la phase de creusement et la phase de miel. Chaque étape de cet algorithme est expliquée dans [40]. Ce diagramme est montré en figure 2.22. Il est basé sur les phases d'exploration et d'exploitation, et la solution candidate de la population est donnée par l'équation (2.7).

$$x = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1D} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2D} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{n1} & x_{n2} & \dots & x_{nD} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Le blaireau à miel est dans la position i qui est exprimée par l'équation (2.8).

$$x_i = [x_i^1, x_i^2, \dots, x_i^D] \quad (2.8)$$

Dans la phase d'initialisation, n est le nombre de blaireaux à miel et la position du blaireau est donnée par l'équation (2.9).

$$x_i = lb_i + r_1 \times (ub_i - lb_i) \quad (2.9)$$

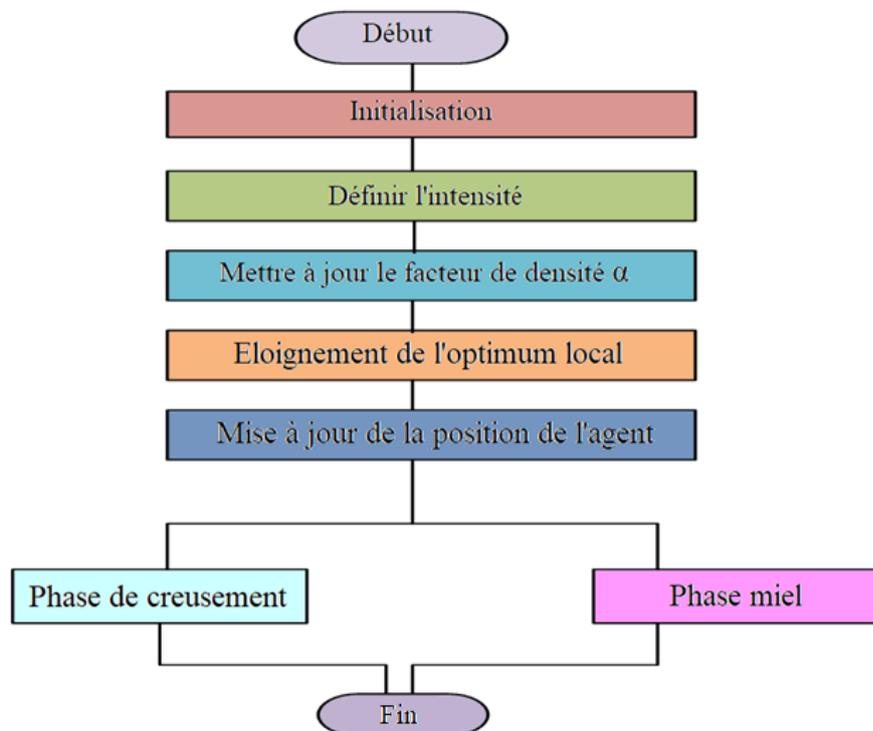


Figure 2.22. Algorithme HBA.

r_1 est un nombre aléatoire de 0 à 1, lb_i et ub_i sont respectivement les valeurs inférieure et supérieure du domaine de recherche. L'intensité est définie comme la force de concentration

des proies sur une distance entre la proie et la position de l'ième blaireau à miel. Ici, I_i est l'intensité de l'odeur et si elle augmente, la vitesse augmentera également, ce qui est exprimé comme la loi du carré inverse dans les équations (2.10 - 2.12).

$$I_i = r_2 \times \left(\frac{S}{4\pi d_i^2} \right) \quad (2.10)$$

$$S = (x_i - x_{i+1})^2 \quad (2.11)$$

$$d_i = x_{\text{proie}} - x_i \quad (2.12)$$

S est la force de concentration des proies. Le facteur de densité (α) permet une transition de l'exploration à l'exploitation en douceur en contrôlant la randomisation variable dans le temps. Pour diminuer l'itération avec le temps, on doit mettre à jour α qui est donné par l'équation,

$$\alpha = C \times \exp\left(-\frac{t}{t_{\text{max}}}\right) \quad (2.13)$$

où t_{max} est l'itération maximale, C est une constante, $C > 1$ (par défaut = 2). La direction de la recherche est modifiée par l'indicateur F qui modifie la direction de la recherche, comme indiqué dans la figure 2.23 pour échapper aux optima locaux en parcourant l'espace de recherche [39].

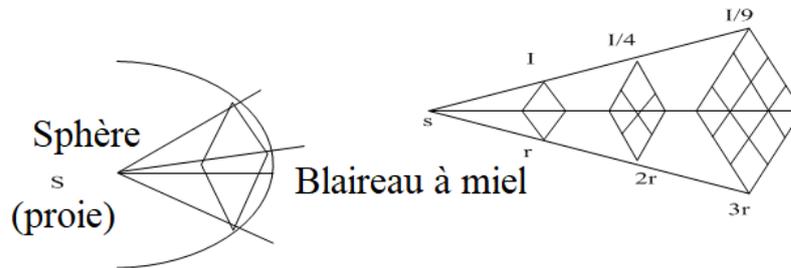


Figure 2.23. Direction de recherche de Honey Badger.

Comme mentionné dans l'explication ci-dessus, le processus de mise à jour (x_{nouveau}) est divisé en phase de creusement et phase de miel. Dans la phase de creusement, le mouvement du blaireau à miel est de forme cardioïde, le mouvement cardioïde est donc donné par l'équation (2.14),

$$x_{\text{nouveau}} = x_{\text{proie}} + F \times \beta \times I \times x_{\text{proie}} + F \times r_3 \times \alpha \times d_i \times |\cos(2\pi r_4) \times [1 - \cos(2\pi r_4)]| \quad (2.14)$$

où, x_{proie} est la position de proie la mieux adaptée, β est supérieur ou égal à 1 (par défaut = 6), la distance entre la $i^{\text{ème}}$ proie et le blaireau est notée d_i et r_3 , r_4 et r_5 sont trois nombres aléatoires différents compris entre 0 et 1.

La valeur de F est exprimée par l'équation (2.15),

$$F = \begin{cases} 1 & \text{si } r_6 \leq 0.5 \\ -1 & \text{autre} \end{cases} \quad (2.15)$$

où r_6 est un nombre aléatoire de 0 à 1. De plus, en phase de creusement, toute perturbation F reçue par le blaireau est utilisée pour trouver un meilleur emplacement pour sa proie. L'équation (2.16) exprime la phase de miel pour atteindre la ruche. La recherche varie en fonction du temps (α) et de la perturbation F à ce stade.

$$x_{\text{nouveau}} = x_{\text{proie}} + F \times r_7 \times \alpha \times d_i \quad (2.16)$$

Dans la méthode proposée, l'optimisation du COA est adoptée pour maintenir l'efficacité du système en tenant compte du placement du module PV. Son idée de base est basée sur l'espèce *canis latrans* qui se trouve en Amérique. L'équilibre entre le processus d'exploitation et d'exploration est développé pour l'optimisation. L'algorithme est expliqué par le diagramme de la Figure 2.24. Le COA est développé sur la base du comportement social et de la stratégie de chasse des coyotes [41]. Ces derniers se distinguent par des fonctionnalités coopératives lorsqu'ils se dirigent vers la proie dans la chaîne rapprochée. L'emplacement de la proie est identifié par le sens de l'odorat, et ils attaquent en groupe. Le comportement social du coyote est défini par l'équation (2.17),

$$\text{SOC}_c^{p,t} \xrightarrow{x} = (x_1, x_2, x_2, \dots, x_D) \quad (2.17)$$

La condition sociale du coyote est notée $\text{fit}_c^{p,t} \in \mathfrak{R}$. La condition sociale actuelle du comportement du coyote est évaluée par l'équation (2.18),

$$\text{fit}_c^{p,t} = f(\text{SOC}_c^{p,t}) \quad (2.18)$$

Au début, les coyotes sont en meutes aléatoires. Ensuite, ils se déplacent et changent de meute. Ces meutes sont échangées entre les coyotes, ce qui augmente la considération de leur interaction, comme l'exprime alpha, donné dans l'équation (2.19),

$$\text{alpha} = \left\{ \text{SOC}_c^{p,t} \mid \arg \min_{c = \{1, 2, \dots, N_c\}} f(\text{SOC}_c^{p,t}) \right\} \quad (2.19)$$

La tendance culturelle est définie comme l'information existante partagée par les coyotes lorsque tous les coyotes sont organisés et échangent dans la culture sociale qui est donnée dans les équations (2.20, 2.21),

$$\text{cult}_j^{p,t} = \begin{cases} 0 & \text{; } N_c \text{ est impair} \\ \frac{p,t}{\binom{N_c+1}{2}} & \text{; autre} \end{cases} \quad (2.20)$$

où $O^{p,t}$ est le classement des conditions sociales de tous les coyotes à l'instant t et la tendance culturelle de la meute considérée détermine la moyenne des coyotes dans la condition sociale d'une meute spécifique. Dans ceci $\text{age}_c^{p,t}$ la naissance de nouveaux coyotes,

$$\text{pup}_j^{p,t} = \begin{cases} \text{SOC}_{r_1,j}^{p,t} ; \alpha P_s \text{ aléatoire ou } j = j_1 \\ \frac{\text{SOC}_{r_2,j}^{p,t}}{2} ; \alpha P_s + P_a \text{ aléatoire ou } j = j_2 \\ R_j ; \text{ autre} \end{cases} \quad (2.21)$$

où, $\text{SOC}_{r_1,j}^{p,t}$ est la condition sociale du coyote r_1 , $\text{SOC}_{r_2,j}^{p,t}$ est la condition sociale du coyote r_2 , j_1, j_2 sont les dimensions du problème d'optimisation, P_a, P_s sont respectivement la probabilité d'association et la probabilité de dispersion, R_j est le nombre dans la plage des bornes des variables et D est l'intervalle d'oscillation.

La variété culturelle des coyotes est calculée par P_a et P_s à partir de la meute qui est donnée ci-dessous, $P_s = \frac{1}{D}$, $P_a = \frac{1-P_s}{D}$.

$$\delta_1 = \alpha^{p,t} - \text{SOC}_{cr_2}^{p,t} \quad (2.22)$$

$$\delta_2 = \text{cult}^{p,t} - \text{SOC}_{cr_2}^{p,t} \quad (2.23)$$

L'effet α et l'effet de meute sont importants lors de la mise à jour des coyotes, ce qui est illustré dans l'équation (2.24),

$$\text{SOC}_c^{p,t,\text{nouveau}} = \text{SOC}_c^{p,t,\text{précédent}} + r_1 \delta_1 + r_2 \delta_2 \quad (2.24)$$

La mise à jour de la condition sociale des coyotes est donnée par l'équation (2.25),

$$\text{SOC}_c^{p,t+1} = \begin{cases} \text{SOC}_c^{p,t,\text{nouveau}} \text{ fit}_c^{p,t} \alpha \text{fit}_c^{p,t} \\ \text{SOC}_c^{p,t} \text{ autre} \end{cases} \quad (2.25)$$

Ainsi, le rendement est maintenu de manière efficace et précise en utilisant la technique d'optimisation mentionnée ci-dessus. En utilisant le rendement simulé de ce système, l'efficacité de la progression de la production d'énergie maximale est vérifiée.

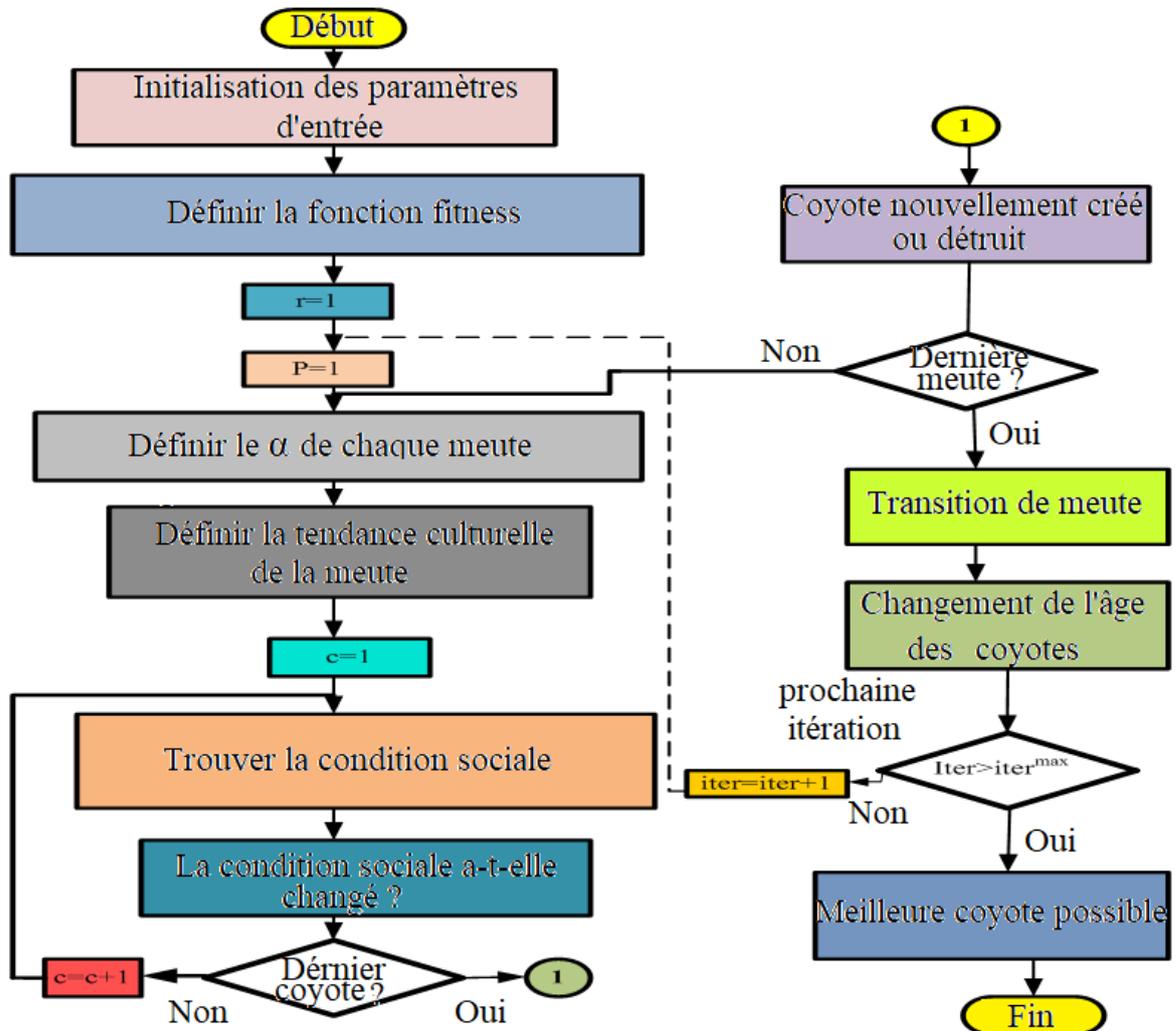


Figure 2.24. Algorithme COA.

2.4.2 Résultats et discussion

La méthode proposée est simulée dans l'environnement Matlab/Simulink et les principaux résultats sont présentés. Dans cette section, la technique HBA est utilisée pour le contrôleur MPPT afin de suivre la puissance maximale pendant un temps minimum et COA offre une efficacité et une stabilité élevées par rapport à d'autres méthodes récentes et efficaces (FPA, GSA et PSO [42,20]). Le schéma de simulation du système proposé se compose d'un panneau PV, de contrôleurs HBA et COA, d'un convertisseur DC-DC boost, d'un onduleur CHB. Les panneaux PV avec différents niveaux d'irradiance constituent l'entrée du système proposé. Dans

le système proposé, l'efficacité de suivi est améliorée en utilisant la technique proposée dans le contrôleur MPPT pour suivre la puissance maximale pendant un temps minimum. Les principaux résultats montrent la puissance de sortie du panneau PV, la charge et la tension de sortie du convertisseur. Les paramètres de simulation sont donnés dans le tableau 2.5. Pour les états normaux et anormaux, des limites telles que la tension, le courant et la puissance sont utilisées pour l'évaluation. Pour le processus de test, le temps de simulation est de 0 à 5 s.

Tableau 2.5: Paramètres de Simulation.

Paramètres	Valeurs
PV	
Puissance maximum PV (W)	9kW
Nombre de cellules (N_{cell})	96
V_{oc} (V)	64.2
I_{sc} (A)	5.96
V_{mp} (V)	54.7
I (A)	5.58
I_L (A)	6.0092
I_0 (A)	6.30e-12
Facteur d'idéalité de la diode	0.94504
R_{sh} (ohms)	269
R_s (ohms)	0.37
Alimentation triphasée	
Tension nominale de ligne V_n (V_{rms})	260
Fréquence nominale f_n (Hz)	50

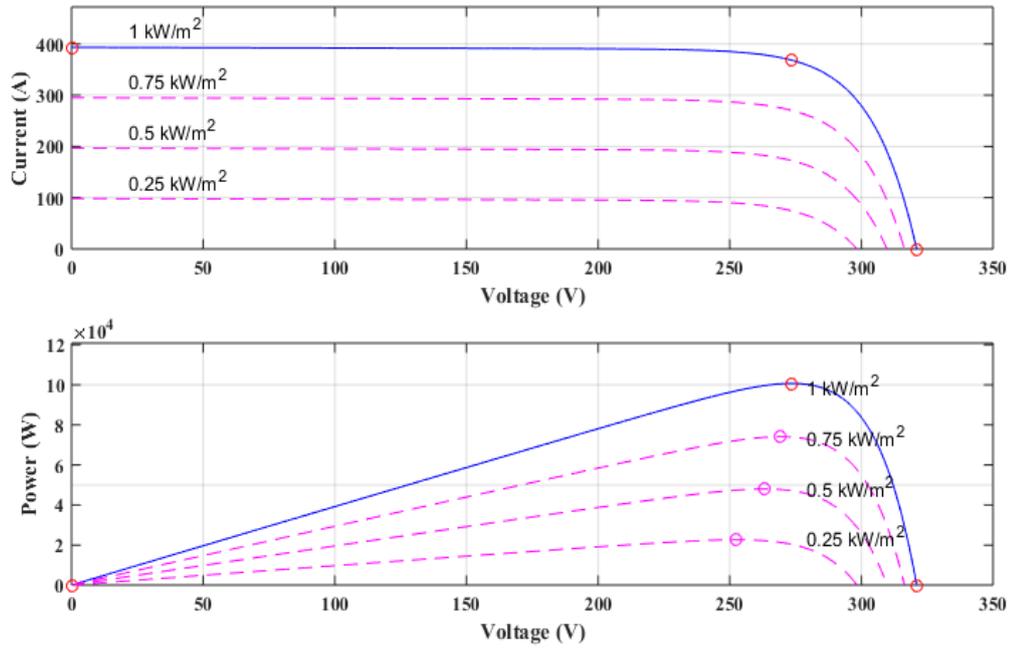


Figure 2.25. Caractéristiques I-V et P-V du panneau PV.

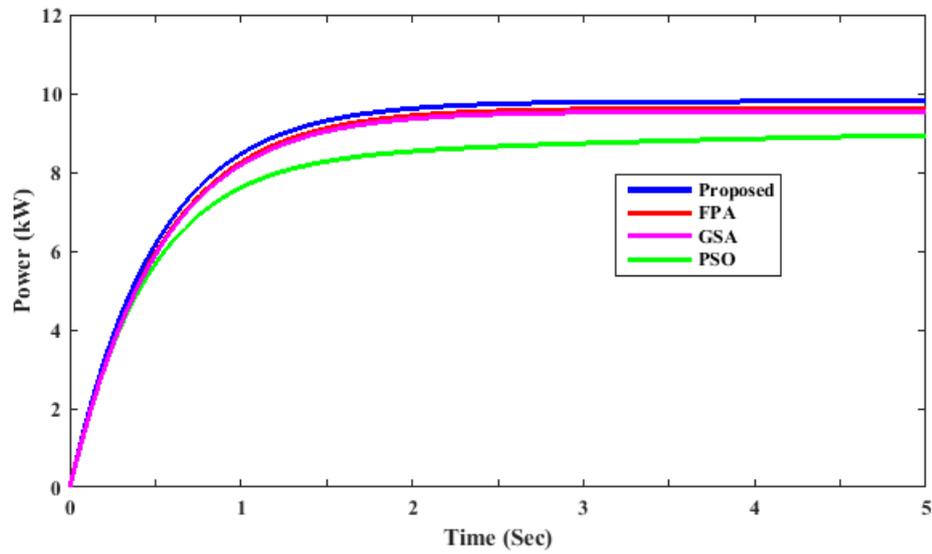


Figure 2.26. Analyse comparative pour différentes conditions d'ombrage partiel.

Tableau 2.6 : Résultats clés de la simulation pour la durée de poursuite et de l'efficacité.

Technique d'optimisation	Durée de poursuite (s)			Efficacité de poursuite (%)
	Irradiation = 1000 (W/m ²) P _{mpp} = 2490.75 W	Irradiation = 900(W/m ²) P _{mpp} = 2235.4 W	Irradiation = 700 (W/m ²) P _{mpp} = 1728.23 W	
PSO	8.20	8.01	7.92	85.73
FPA	4.26	3.77	4.15	95.86
GSA	3.65	3.15	2.87	99.38
Proposée	1.25	1.53	1.55	99.49

Les caractéristiques I-V et P-V du panneau PV sont représentées sur la figure 2.25. La génération de puissance maximale est améliorée à l'aide du convertisseur DC-DC boost sur la base de l'algorithme HBA. Les analyses comparatives de la puissance générée par la technique proposée avec d'autres techniques récentes sont illustrées sur la figure 2.26. La puissance induite et les efficacités de poursuite sont décrites dans le tableau 2.6. De même, la puissance induite est transmise au réseau au moyen du VSI et du filtre triphasé. L'analyse comparative prouve que la technique hybride proposée fournit une réponse de suivi très courte (moins de 1,5 s), une efficacité très élevée (plus de 99,5 %) avec une faible distorsion et de très faibles oscillations autour de l'état stable (moins de 2 W). De l'analyse ci-dessus, on peut conclure que la méthode proposée offre de meilleurs résultats pour gérer l'énergie entre le côté production et le côté réseau.

2.5 Implémentation d'une commande MPPT avec KGMO et mode glissant terminal rapide - GWO

Cette partie présente une analyse comparative utilisant des algorithmes MPPT avec des algorithmes ANN, KGMO et FTSM. Les résultats de simulation (Matlab/Simulink) sont utilisés pour comparer les performances du système PV dans deux études distinctes : un réseau PV standard avec une simulation d'irradiation solaire uniforme et un système PV fonctionnant sous deux scénarios d'ombrage partiel.

2.5.1 Modélisation du système proposé

Le schéma fonctionnel est représenté dans la figure 2.27.

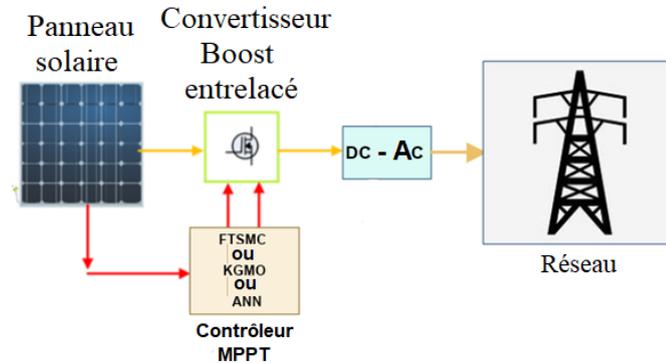


Figure 2.27. Schéma fonctionnel du système proposé.

- **Modélisation de la cellule PV**

Le modèle de la cellule PV utilisée est représenté par la Figure 2.28, une source de courant avec une diode antiparallèle en série et une résistance parallèle. La description du circuit et la modélisation mathématique complète sont décrites en détail dans [43].

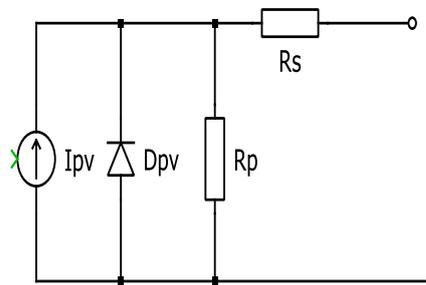


Figure 2.28. Modèle de la cellule PV.

- **Convertisseur boost de type entrelacé modifié**

La configuration du circuit du convertisseur boost entrelacé (Interleaved DC-DC Boost Converter) ou IBC, comme illustré à la figure 2.29(a), vise à maximiser la capacité de traitement de l'énergie et à faire fonctionner les systèmes solaires à leur capacité maximale. Les convertisseurs IBC fonctionnent pour des branches commandés à 180 degrés les uns des autres. En général, chaque procédure fonctionne de la même manière que le convertisseur boost standard avec la même fréquence et le même rapport cyclique. Le courant augmente dans l'inductance 2, chaque fois que deux interrupteurs sont activés. À ce moment, la diode 2, qui est la source d'induction à économie d'énergie, a été désactivée, de sorte que les tensions de sortie sont supérieures à la tension d'entrée. Si deux interrupteurs sont désactivés, les deux

diodes se connectent et fournissent au condensateur de l'énergie ainsi qu'à la charge, et les deux branches avec un courant en aval en fonction de la différence entre la source et la tension de charge. Le cycle se termine une moitié du temps commutation plus tard. En raison d'une amélioration efficace de la fréquence de commutation, le convertisseur boost IBC offre une faible résistance au niveau de l'entrée, minimisant ainsi les filtres à condensateur de sortie et d'entrée qui sont comparativement élevés si un convertisseur boost traditionnel est utilisé [11]. De plus, le transfert et la division du courant entre les deux branches conduisent à une meilleure stabilité, minimisant les pertes de puissance importantes (I^2R). De plus, le changement du courant d'entrée entre les deux branches réduit considérablement les pertes de puissance en les décalant et en les divisant (I^2R). De plus, le convertisseur exerce une faible contrainte sur les composants passifs et actifs en raison des partitions existantes, ce qui augmente la capacité du processus de puissance [44-46]. D'autre part, avec le convertisseur IBC, le coût total des composants est amélioré par rapport au convertisseur traditionnel.

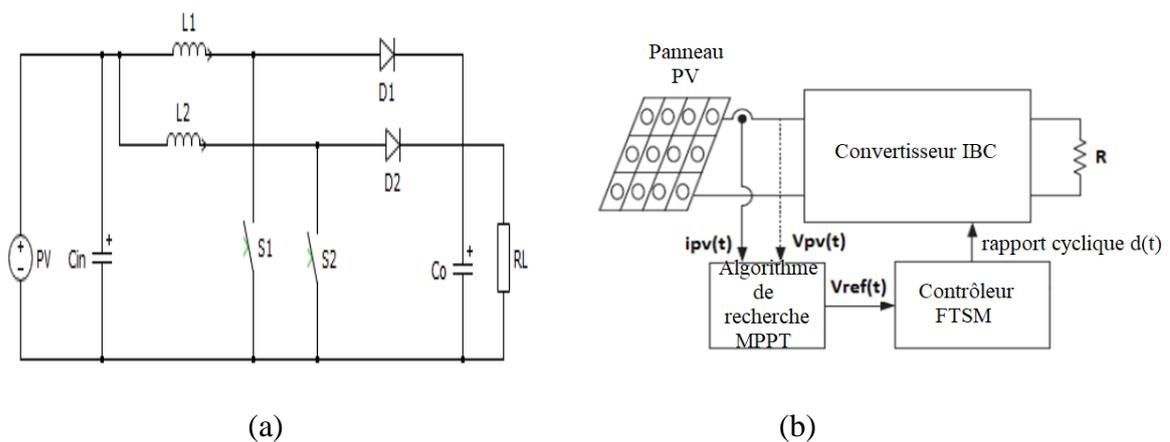


Figure 2.29. (a) Convertisseur IBC modifié. (b) Commande FTSM.

2.5.2 Poursuite du point de puissance maximum

Pour extraire la puissance maximale du panneau PV, un contrôleur de charge avec MPPT est proposé. Les deux grandes catégories de techniques MPPT sont les techniques indirectes et les techniques directes. Les techniques indirectes comprennent les méthodes de tension fixe, de tension en circuit ouvert et de courant de court-circuit. Dans ce type de suivi, une hypothèse simple et une estimation périodique de la MPPT sont faites avec des mesures faciles. Par exemple, la technique de tension fixe ajuste uniquement la tension de fonctionnement du module solaire PV à différentes saisons avec l'hypothèse de tensions MPP plus élevées en hiver et de tensions MPP plus faibles en été au même niveau d'irradiation. Cette méthode n'est pas

précise en raison du changement du niveau d'irradiation et de température au cours de la même saison.

$$V_{MPP} = k.V_{oc} \quad (2.20)$$

Une autre technique MPPT indirecte la plus courante est la méthode de tension en circuit ouvert (OCV), équation 2.20. Dans cette méthode, on suppose que k est une constante et que sa valeur pour le silicium cristallin est généralement d'environ 0,7 à 0,8. Cette technique est simple et plus facile à mettre en œuvre par rapport aux autres techniques. Cependant, la constante k n'est qu'une approximation conduisant à une efficacité réduite, et chaque fois que le système doit trouver la nouvelle tension en circuit ouvert (V_{out}) lorsque la condition d'éclairage change. Pour trouver la nouvelle tension en circuit ouvert, chaque fois que la charge connectée au module PV doit être déconnectée, ce qui entraîne une perte de puissance. Les méthodes MPPT directes mesurent le courant et la tension ou la puissance et sont donc plus précises et ont une réponse plus rapide que les méthodes indirectes. La P&O est l'une des techniques MPPT directes, qui est utilisée ici avec quelques modifications. En général, la méthode P&O est utilisée pour suivre le MPP. Dans cette technique, une perturbation mineure est introduite pour provoquer la variation de puissance du module PV. La puissance de sortie PV est mesurée périodiquement et comparée à la puissance précédente. Si la puissance de sortie augmente, le même processus se poursuit, sinon la perturbation est inversée. Dans cet algorithme, la perturbation est fournie au module PV. La tension du module PV est augmentée ou diminuée pour vérifier si la puissance est augmentée ou diminuée. Lorsqu'une augmentation de la tension conduit à une augmentation de la puissance, cela signifie que le point de fonctionnement du module PV est à gauche du MPP [47]. Par conséquent, une perturbation supplémentaire est nécessaire vers la droite pour atteindre le MPP. Inversement, si une augmentation de la tension conduit à une diminution de la puissance, cela signifie que le point de fonctionnement du module PV est à droite du MPP et donc une perturbation supplémentaire vers la gauche est nécessaire pour atteindre le MPP. L'algorithme FTSM adopté pour le contrôleur de charge est donné en Figure 2.30. Lorsque le contrôleur de charge MPPT est connecté entre le module PV et la charge (batterie), il mesure les tensions PV et batterie. Après avoir mesuré la tension de la batterie, il détermine si la batterie est complètement chargée ou non. Si la batterie est complètement chargée (12,6 V aux bornes de la batterie), il arrête la charge pour éviter une surcharge de la batterie. Si la batterie n'est pas complètement chargée, il commence la charge en activant le convertisseur DC/DC IBC. Le microcontrôleur calculera alors la puissance

existante P_{new} à la sortie en mesurant la tension et le courant, et comparera cette puissance calculée à la puissance mesurée précédemment P_{old} . Si P_{new} est supérieur à P_{old} , le rapport cyclique PWM est augmenté pour extraire la puissance maximale du panneau PV. Si P_{new} est inférieur à P_{old} , le rapport cyclique est réduit pour garantir que le système revienne à la puissance maximale précédente. Cet algorithme MPPT est simple, facile à mettre en œuvre et peu coûteux avec une grande précision [47-49].

2.5.3 Techniques proposées

- **Contrôleurs rapides à mode glissant**

La stratégie des contrôleurs FTSM (Fast terminal Sliding Mode), figure 2.29(b) implique le réglage d'un ensemble de paramètres inconnus α_k , β_k , γ_k et λ_k comme le montre la figure 2.30. L'assortiment de ces limites opérationnelles est un problème difficile et consomme beaucoup de temps. Étant donné que les procédures itératives d'essais-erreurs deviennent inefficaces, un tel problème de réglage est formulé comme un programme d'optimisation avec contrainte comme suit :

L'objectif du contrôleur est d'ajuster le rapport cyclique $d(t)$. En utilisant le modèle moyen et en posant, $L_1 = L_2 = L$, R_C la résistance interne de la capacité C_o et R_L La résistance de charge.

$$\mathbf{x}_1(\mathbf{t}) = \mathbf{V}_{PV}(\mathbf{t}), \mathbf{x}_2(\mathbf{t}) = \mathbf{I}_{PV}(\mathbf{t}), \mathbf{x}_3(\mathbf{t}) = \mathbf{V}_b(\mathbf{t}), \mathbf{x}_{ref}(\mathbf{t}) = \mathbf{V}_{ref}(\mathbf{t}) \quad (2.22)$$

On obtient :

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \frac{(-\mathbf{x}_2 + \mathbf{I}_{PV})}{C_{in}} \quad (2.23)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{f}_1(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_1(\mathbf{x})\mathbf{d}(\mathbf{t}) \quad (2.24)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_3 = \mathbf{f}_2(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_2(\mathbf{x})\mathbf{d}(\mathbf{t}) \quad (2.25)$$

avec :

$$\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1 \quad \mathbf{x}_2 \quad \mathbf{x}_3]^T \quad (2.26)$$

$$\mathbf{f}_1(\mathbf{x}) = \frac{\mathbf{x}_1}{L} - \frac{R_C}{L(1+\frac{R_C}{R_L})}\mathbf{x}_2 + \frac{1}{L}\left(\frac{R_C}{(R_L+R_C)} - \mathbf{1}\right)\mathbf{x}_3 - \frac{V_D}{L} \quad (2.27)$$

$$\mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = -\frac{R_C}{L(1+\frac{R_C}{R_L})}\mathbf{x}_2 + \frac{1}{L}\left(\frac{R_C}{(R_L+R_C)} - \mathbf{1}\right)\mathbf{x}_3 + \frac{V_D}{L} \quad (2.28)$$

$$\mathbf{f}_2(\mathbf{x}) = \frac{1}{C_o(1+\frac{R_C}{R_L})}\mathbf{x}_2 - \frac{1}{C_o(R_L+R_C)}\mathbf{x}_3 \quad (2.29)$$

$$\mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = \frac{1}{C_o(R_L+\frac{R_C}{R_L})}\mathbf{x}_2 \quad (2.30)$$

- **Algorithme MPPT à base de KGMO**

La théorie cinétique des molécules de gaz est la base de KGMO et c'est un algorithme métaheuristique. Les molécules de gaz sont les agents dans l'espace de recherche de cet algorithme. Chaque agent a quatre caractéristiques : masse, énergie cinétique, position et vitesse. L'énergie cinétique de l'agent (KE) est utilisée pour obtenir la vitesse et la position de chaque agent. $3kT/2$ est l'énergie cinétique moyenne d'une molécule, où T est la température absolue et k est la constante de Boltzmann qui a une valeur de $1,38 \times 10^{-23}$. Les molécules de gaz explorent tout l'espace de recherche pour converger vers le point qui a la température la plus basse. À ce stade, la molécule de gaz a l'énergie cinétique la plus faible.

L'énergie cinétique moyenne d'une particule, la vitesse de la particule et la position de la particule sont mises à jour

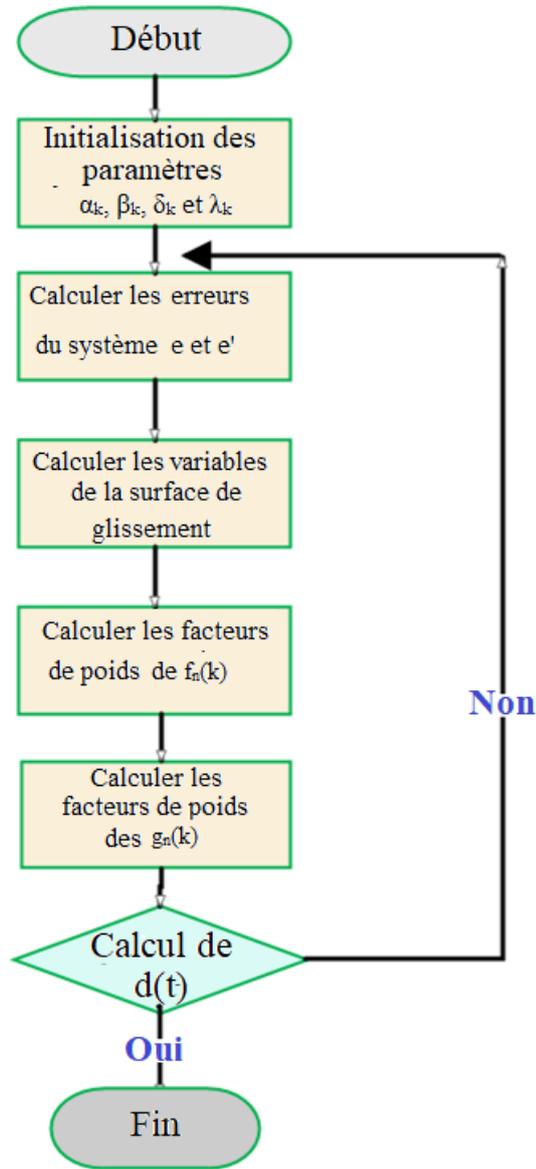


Figure 2.30 Algorithme FTSM.

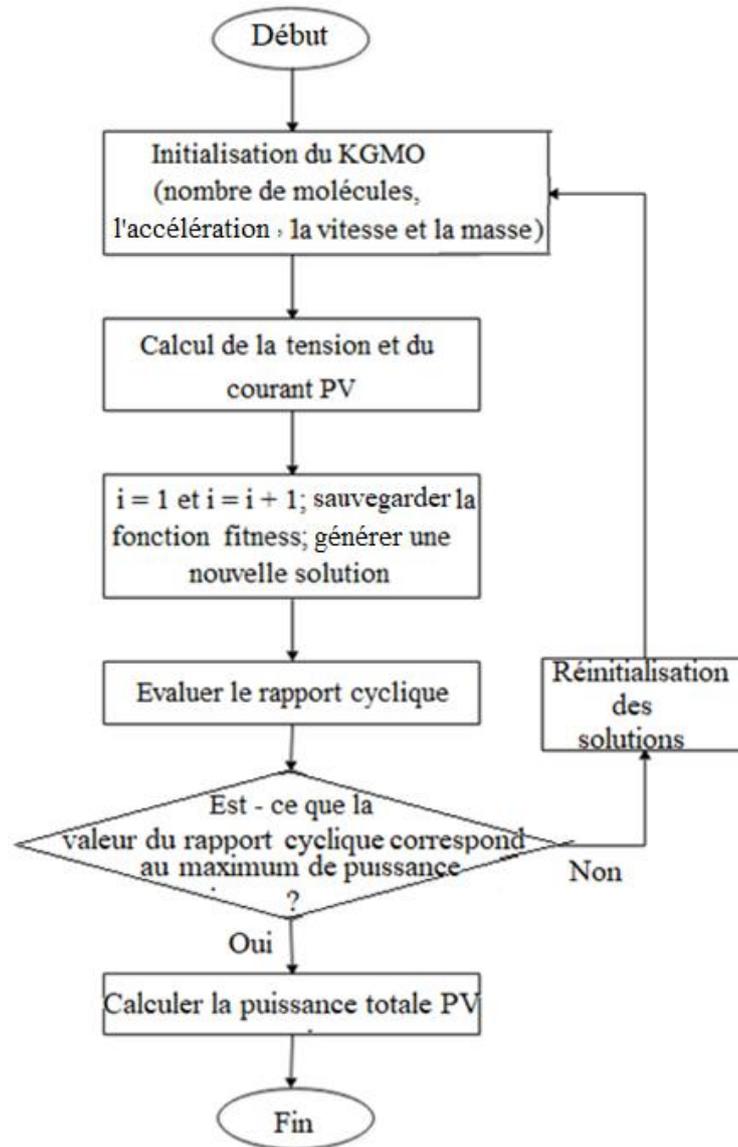


Figure 2.31 Algorithme KGMO.

Ici, la tension et le courant du réseau PV sont les entrées, le rapport du convertisseur DC est la sortie et la fonction de fitness est la puissance du réseau PV. Au début, les paramètres de l'algorithme, à savoir N , m , etc. et le nombre d'itérations sont initialisés et les molécules de gaz sont initialisées avec des spécifications appropriées. Pour chaque molécule de gaz, la valeur de fitness est déterminée. Si la valeur de fitness évaluée est meilleure que la meilleure valeur de fitness existante (p_{best}), la valeur courante est définie comme la nouvelle p_{best} . Pour chaque molécule, on teste si sa p_{best} est meilleure que la meilleure valeur de fitness globale (g_{best}) jusqu'à présent. Si tel est le cas, la p_{best} de la particule actuelle est définie comme la nouvelle g_{best} . L'énergie cinétique de chaque molécule de gaz est déterminée. La vitesse des particules est mise à jour ainsi que la position. Cette opération est répétée jusqu'à ce que le nombre maximal d'itérations soit atteint. À la fin, g_{best} représente la position optimale de la molécule de gaz. Ceci

est donné comme rapport cyclique du convertisseur pour extraire la puissance maximale du module PV. L'organigramme de l'algorithme KGMO est représenté par la figure 2.31.

2.5.4 Résultats de simulation

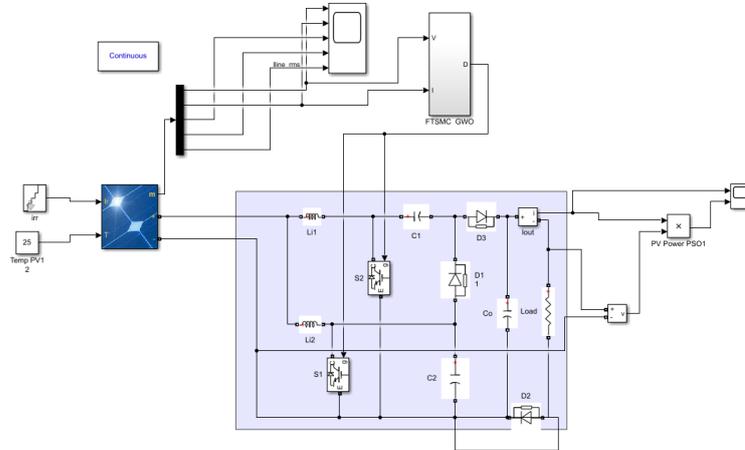
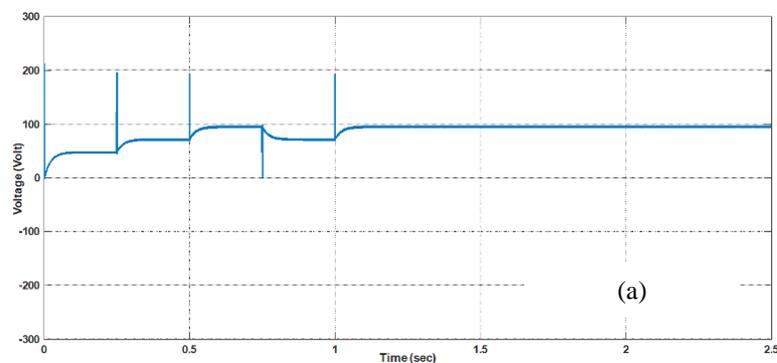


Figure 2.32. Modèle Simulink du système proposé.

Les rendements ont été déterminés en fonction de la puissance d'entrée et de sortie mesurées, Figure 2.32. La figure 2.33 représente les résultats pour un contrôleur conventionnel. Comme le montrent les figures 2.34 à 2.36 par rapport au contrôleur de charge conventionnel, les contrôleurs de charge MPPT développés améliorent considérablement l'efficacité pour chaque durée de test. Ces résultats prouvent que la puissance maximale est extraite à partir du module PV en utilisant le contrôleur de charge MPPT. Lorsque la batterie est complètement chargée (12,6 V), le contrôleur de charge MPPT fournit toujours un faible courant (5 mA) pour éviter l'autodécharge de la batterie. Par conséquent, l'efficacité globale est améliorée en utilisant le contrôleur de charge MPPT FTSM-GWO. Ces résultats sont également représentés dans les figures 2.33 à 2.36.



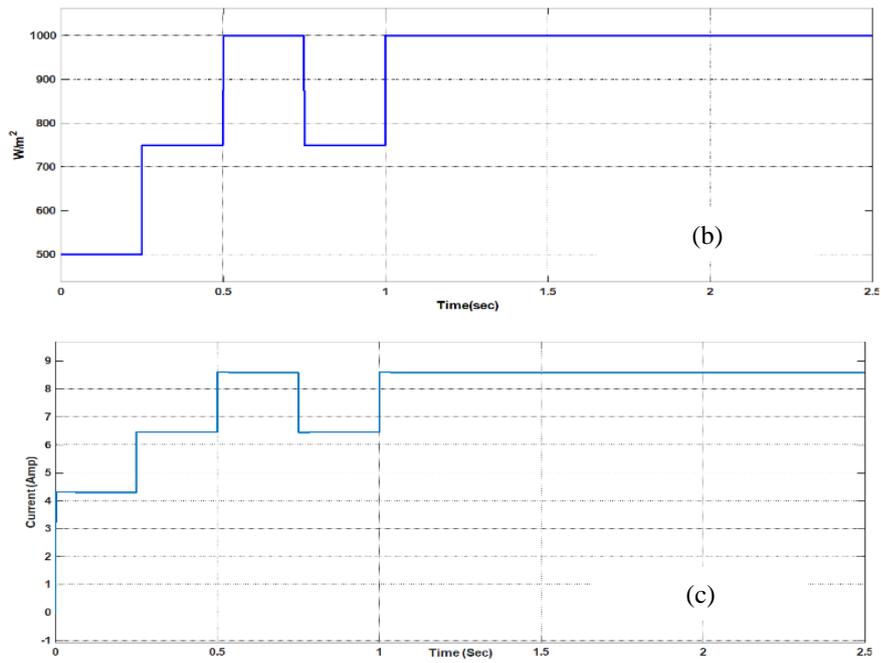


Figure 2.33 Variables d'entrée. (a) Tension PV. (b) Irradiation. (c) courant PV.

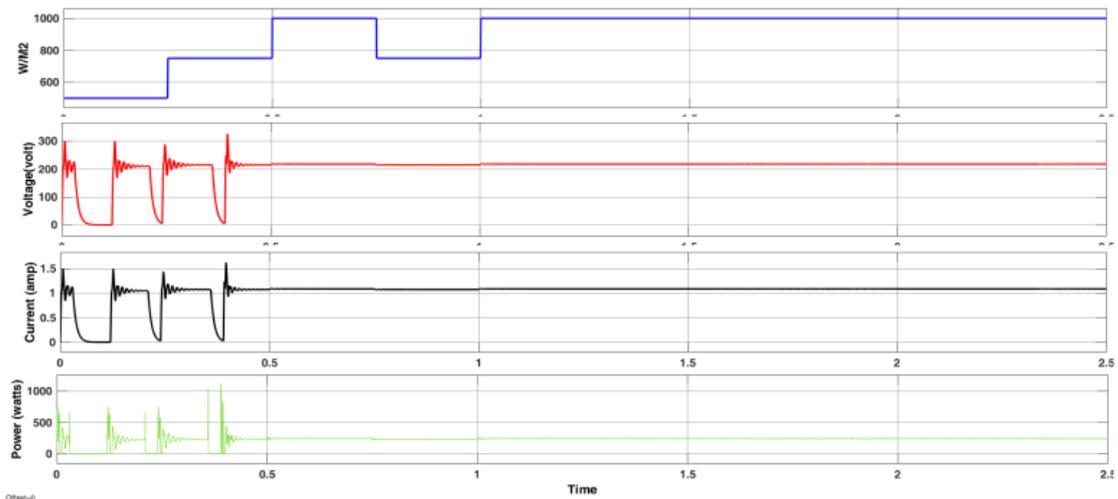


Figure 2.34 Puissance de sortie, tension de sortie, courant de sortie MPPT basé sur ANN

($V_{in} = 100\text{ V}$, $I_{in} = 8.6\text{ A}$, $D = 0.5$ et $V_{out} = 217\text{ V}$ et $I_{out} = 1.08\text{ A}$, $P_{out} = 234\text{ W}$).

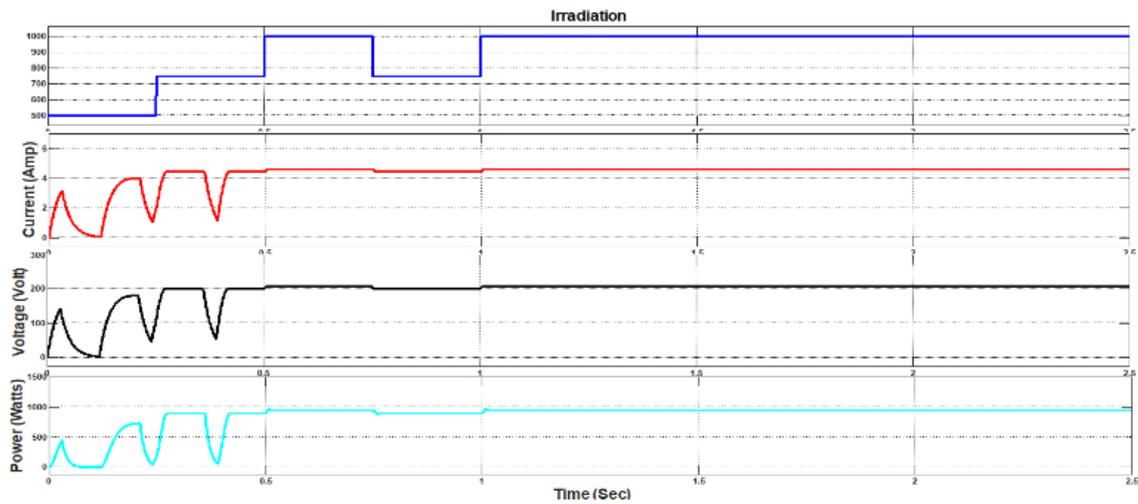


Figure 2.35. Puissance de sortie, tension de sortie, courant de sortie basés sur la MPPT KGMO ($V_{in} = 100$ V, $I_{in} = 8.6$ A, $D = 0.5$ et $V_{out} = 200$ V et $I_{out} = 4.3$ A, $P_{out} = 860$ W).

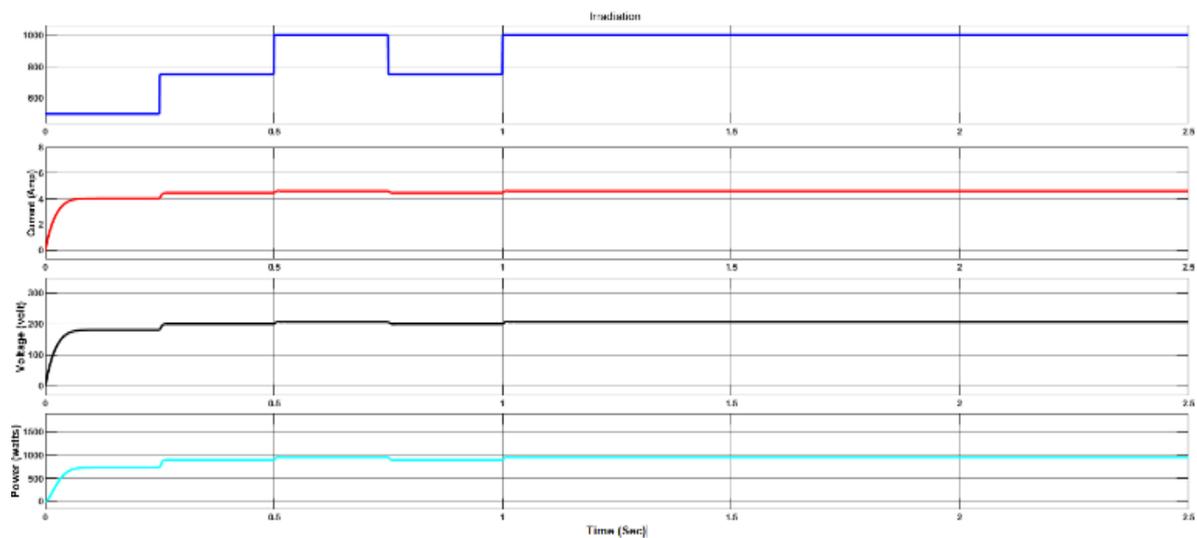


Figure 2.36. Puissance de sortie, tension de sortie, courant de sortie MPPT basé sur la FTSMC - GWO ($V_{in} = 100$ V, $I_{in} = 8.6$ A, $D = 0.5$ et $V_{out} = 200$ V et $I_{out} = 4.8$ A, $P_{out} = 960$ W).

2.6 Conclusions

La MPPT constitue une part importante dans la qualité de la commande prédictive MPC que nous avons conçu pour le système PV à base du qZSI. En effet afin d'extraire le maximum d'énergie du module PV, la MPPT permet de fournir la valeur de référence du courant d'entrée, qui doit suivre le courant au MPP sous les différentes conditions atmosphériques.

Dans ce contexte, nous avons proposé trois types de MPPT que nous avons conçues et implémentées.

Une stratégie MPPT P&O améliorée, basée sur un contrôleur à pas variable flou, a été conçue et mise en œuvre pour surmonter les limitations du P&O à pas fixe conventionnel. Les résultats de simulation obtenus démontrent que la méthode recommandée réduit les oscillations de puissance en régime permanent autour du MPP et démontre une réponse plus rapide aux changements d'irradiance.

Trois critères ont été analysés, notamment la puissance générée, le courant, la tension et le rapport cyclique, en les comparant aux caractéristiques des courbes P-V et I-V du module PV. Les résultats révèlent un compromis entre la minimisation du temps de suivi vers le MPP et la réduction des oscillations de la puissance PV autour du MPP, résolvant ainsi certains des problèmes associés à la taille de pas fixe dans le MPPT.

Une technique hybride HBA-COA a été proposée pour améliorer les performances de la MPPT d'un système PV connecté au réseau dans des conditions de PSC et de changements climatiques. La méthode proposée fournit une réponse de suivi très courte (moins de 1,5 s), une efficacité très élevée (plus de 99,5 %) avec une faible distorsion et de très faibles oscillations autour de l'état stable (moins de 2 W). Les performances de la méthode proposée ont été évaluées à l'aide de la plateforme Matlab/Simulink et comparées à d'autres techniques récentes et efficaces, à savoir PSO, FPA, GSA et ont prouvé sa supériorité sur ces techniques en termes de vitesse de suivi, d'efficacité, de stabilité et de distorsions de la réponse PV

Des contrôleurs MPPT basés sur KGMO et FTSM-GWO ont été développés afin d'extraire la quantité maximale d'énergie possible d'un module PV. Les résultats de la simulation montrent que l'approche FTSM a un temps de réponse court pendant les transitoires et de faibles oscillations de puissance pendant les états stables. Cela a été démontré comme l'un des avantages de l'utilisation de la technique. En plus de cela, il est capable de suivre rapidement les changements rapides de l'irradiation solaire et présente de petites oscillations de puissance lorsque la quantité d'irradiation solaire change lentement. En d'autres termes, c'est plutôt impressionnant. En conséquence directe, contrairement aux algorithmes ANN et KGMO, cette approche est non seulement plus rapide mais aussi plus précise.

Références bibliographiques

- [1] M. A. Abo-Sennah, M. A. El-Dabah, and M. A. El-Boimey, "Maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems: a comparative study," *International Journal of Electrical & Computer Engineering*, vol. 11, no. 1, pp. 2088–8708, 2021.:pp57-73.

- [2] L. Abualigah, R. A. Zitar, K. H. Almotairi, A. M. Hussein, M. Abd Elaziz, M. R. Nikoo, and A. H. Gandomi, "Wind, solar, and photovoltaic renewable energy systems with and without energy storage optimization: A survey of advanced machine learning and deep learning techniques," *Energies*, vol. 15, no. 2, pp. 578, 2022.
- [3] R. Kumar, and S. K. Singh, "Solar photovoltaic modeling and simulation: As a renewable energy solution," *Energy Reports*, vol. 4, pp. 701–712, 2018.
- [4] S. S. Nadkarni, S. Angadi, and A. B. Raju, "Simulation and Analysis of MPPT Algorithms for Solar PV based Charging Station," pp. 45–50, 2018.
- [5] B. E. Elnaghi, M. E. Dessouki, M. N. Abd-Alwahab, and E. E. Elkholy, "Development and implementation of two-stage boost converter for single-phase inverter without transformer for PV systems," *International Journal of Electrical & Computer Engineering*, vol. 10, no. 1, pp. 2088–8708, 2020, pp. 660-669.
- [6] A. Mohapatra, B. Nayak, and C. Saiprakash, "Adaptive perturb & observe MPPT for PV system with experimental validation," in *2019 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies and Systems (ICSETS)*, Feb. 2019, pp. 257–261.
- [7] K. Saidi, M. Maamoun, and M. Bounekhla, "Simulation and analysis of variable step size P & O MPPT algorithm for photovoltaic power control," pp. 5–8, 2017.
- [8] A. I. M. Ali, and H. R. A. Mohamed, "Improved P&O MPPT algorithm with efficient open-circuit voltage estimation for two-stage grid-integrated PV system under realistic solar radiation," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 137, pp. 107805, 2022.
- [9] A. S. Samosir, H. Gusmedi, S. Purwiyanti, and E. Komalasari, "Modeling and simulation of fuzzy logic based maximum power point tracking (MPPT) for PV application," *Int. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 8, no. 3, pp. 1315–1323, 2018, pp.1315-1323.
- [10] A. Al-Gizi, A. H. Miry, and M. A. Shehab, "Optimization of fuzzy photovoltaic maximum power point tracking controller using chimp algorithm," *International Journal of Electrical & Computer Engineering*, vol. 12, no. 5, 2022, pp. 4549-4558.

- [11] N. K. Pandey, R. K. Pachauri, S. Choudhury, and R. K. Sahu, "Asymmetrical interval Type-2 Fuzzy logic controller based MPPT for PV system under sudden irradiance changes," *Materials Today: Proceedings*, vol. 80, pp. 710–716, 2023.
- [12] R. Arulmurugan, "Optimization of perturb and observe based fuzzy logic MPPT controller for independent PV solar system," *WSEAS Trans. Power Syst*, vol. 19, pp. 159–167, 2020.
- [13] S. D. Al-Majidi, M. F. Abbod, and H. S. Al-Raweshidy, "A Modified P&O-MPPT based on Pythagorean Theorem and CV-MPPT for PV Systems," in *2018 53rd International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, Sept. 2018, pp. 1–6.
- [14] Z. M. S. Elbarbary, and M. A. Alranini, "Review of maximum power point tracking algorithms of PV system," *Frontiers in Engineering and Built Environment*, vol. 1, no. 1, pp. 68-80, 2021.
- [15] R. Palanisamy, K. Vijayakumar, V. Venkatachalam, R. Mano Narayanan, D. Saravanakumar, and K. Saravanan, "Simulation of various DC-DC converters for photovoltaic system," *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 9, no. 2. pp. 917–925, 2019.
- [16] U. Yilmaz, A. Kircay, and S. Borekci, "PV system fuzzy logic MPPT method and PI control as a charge controller," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, pp. 994–1001, 2018.
- [17] S. Singh, S. Manna, M. I. H. Mansoori, and A. K. Akella, "Implementation of perturb & observe MPPT technique using boost converter in PV system," in *2020 International Conference on Computational Intelligence for Smart Power System and Sustainable Energy (CISPSSE)*, July 2020, pp. 1–4.
- [18] M. Jiang, M. Ghahremani, S. Dadfar, H. Chi, Y. N. Abdallah, and N. Furukawa, "A novel combinatorial hybrid SFL–PS algorithm based neural network with perturb and observe for the MPPT controller of a hybrid PV-storage system," *Control Engineering Practice*, vol. 114, pp. 104880, 2021, doi: 10.1016/j.conengprac.2021.104880.
- [19] N. Kumar, I. Hussain, B. Singh, and B.K. Panigrahi, "Framework of Maximum Power Extraction From Solar PV Panel Using Self Predictive Perturb and Observe Algorithm," *IEEE Trans. Sustain. Energy* 2018, vol. 9, pp. 895–903, doi: 10.1109/TSTE.2017.2764266.

- [20] M. N. Ali, K. Mahmoud, M. Lehtonen, and M. M. Darwish, "An efficient fuzzy-logic based variable-step incremental conductance MPPT method for grid-connected PV systems," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 26420–26430, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3058052.
- [21] T. Laagoubi, M. Bouzi, and M. Benchagra, M, "MPPT and power factor control for grid connected PV systems with fuzzy logic controller," *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 9, no. 1, pp. 105–113, 2018, doi: 10.11591/ijpeds.v9.i1.pp105-113.
- [22] X. Li, Q. Wang, H. Wen, and W. Xiao, "Comprehensive studies on operational principles for maximum power point tracking in photovoltaic systems," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 121407–121420, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2937100.
- [23] J. F. Silva, S. F. Pinto, "Linear and Nonlinear Control of Switching Power Converters," *Power Electronics Handbook (Fourth Edition)*, doi: 10.1016/C2016-0-00847-1.
- [24] E.H. Mamdani, and S. Assilia, "An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller, " *International Journal of Man-Machine Studies* 7, no. 1 (January 1975): 1–13, doi: 10.1016/S0020-7373(75)80002-2.
- [25] M. Sugeno, *Industrial Applications of Fuzzy Control*, Amsterdam, New York, N.Y., U.S.A, Elsevier Science Pub. Co, 1985.
- [26] H. Sher, A. Murtaza, A.Noman, K. Addoweesh, K. Al-Haddad, and M. Chiaberge, "A New Sensor less Hybrid MPPT Algorithm Based on Fractional Short-Circuit Current Measurement and P&O MPPT", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, Vol. 6, No. 4, pp. 1426-1434, 2015
- [27] S.M. Reza Tousi, M. Moradi, N. Saadat Basir, and M. Nemati, "A Function-Based Maximum Power Point Tracking Method for Photovoltaic Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 3, pp. 2120-2128, 2016.
- [28] A. Alisson Alencar Freitas, F. Lessa Tofoli, E. Mineiro Sa Junior, S. Daher and F. Luiz Marcelo Antunes, "High-voltage gain dc–dc boost converter with coupled inductors for photovoltaic systems", *IET Power Electronics*, Vol. 8, No. 10, pp. 1885–1892, 2015.

- [29] D. K. Sharma and G. Purohit, "Differential power algorithm based maximum power point tracking for a standalone solar PV system," *Energy in Southern Africa*, Vol. 26, No. 2, 2015.
- [30] S. Tang, Y. Sun, Y. Chen, Y. Zhao, Y. Yang, and W. Szeto, "An Enhanced MPPT Method Combining Fractional-Order and Fuzzy Logic Control", *IEEE Journal of Photovoltaics*, Vol. 7, No. 2, 2017.
- [31] Y. Chen, Z. Lai, and R. Liang, "A novel auto-scaling variable step-size MPPT method for a PV system," *Solar Energy*, Vol. 102, pp. 247–256, 2014.
- [32] A. Moghassemi, S. Ebrahimi, S. Padmanaban, M. Mitolon and J. B. Holm-Nielsen, "Two fast metaheuristic-based MPPT techniques for partially shaded photovoltaic system," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 137, No. 107567, 2022.
- [33] R. Celikel, M. Yilmaz, and A. Gundogdu, "A voltage scanning-based MPPT method for PV power systems under complex partial shading conditions," *Renewable Energy*, Vol. 184, pp.361-373, 2022.
- [34] A. Raj, S. Arya and J. Gupta, "Solar PV array-based DC–DC converter with MPPT for low power applications", *Renewable Energy Focus*, Vol. 34, pp. 109-119, 2020.
- [35] A. Attou, A. Massoum and M. Saidi, "Photovoltaic Power Control Using MPPT and Boost Converter", *Balkan Journal of Electrical & Computer Engineering*, Vol. 2, No. 1, 2014.
- [36] Y. Singh, and N. Pal, "Reinforcement learning with fuzzified reward approach for MPPT control of PV systems," *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, Vol. 48, No. 101665, 2021.
- [37] F. Wang, S. Zhang, C. Lv, L. Liu, Y. Zhuang, L. Zhang and J. Du, "Optimal design of solar-assisted steam and power system under uncertainty", *Journal of Cleaner Production*, Vol. 336, No. 130294, 2022.
- [38] L. Zaghba, M. Khennane, A. Borni, and A. Fezzani, "Intelligent PSO-Fuzzy MPPT approach for Stand Alone PV System under Real Outdoor Weather Conditions. *Algerian Journal of Renewable Energy and Sustainable Development*, " 3(01), pp. 1-12, 2021.
- [39] M. S. Bouakkaz, A. Boukadoum, O. Boudebbouz, I. Attoui, N. Boutasseta, and A. Bouraiou, "Survey of Six Maximum Power Point Tracking Algorithms under Standard Test conditions, " *Algerian Journal of Renewable Energy and Sustainable Development*, 3(01), pp. 53-62, 2021.

- [40] F. A. Hashim, E. H. Houssein, K. Hussain, M. S. Mabrouk, and W. Al-Atabany, "Honey Badger Algorithm: New metaheuristic algorithm for solving optimization problems", *Mathematics and Computers in Simulation*, Vol. 192, pp. 84-110, 2022.
- [41] V. Janamala and D. Sreenivasulu, "Coyote optimization algorithm for optimal allocation of interline – Photovoltaic battery storage system in islanded electrical distribution network considering EV load penetration, " *Journal of Energy Storage*, Vol. 41, No. 102981, 2021.
- [42] A. E. Badoud, "MPPT Controller for PV Array under Partially Shaded Condition, " *Algerian Journal of Renewable Energy and Sustainable Development*, 1(01), pp.99-111, 2019.
- [43] J.A amos-Hernanz et al., "Study of the behavior of the Incremental Conductance algorithm for MPPT, " 2016 8th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (Ecai), 2016.
- [44] M. Mao et al., "A two-stage particle swarm optimization algorithm for MPPT of partially shaded PV arrays, " *Int. J. Green Energy* 14, 2017, pp.694–702 .
- [45] S. Motahhir, A. El Hammoumi and A. El Ghzizal, "The most used MPPT algorithms: review and the suitable low-cost embedded board for each algorithm". *J. Clean. Prod.* 246, 2020, pp. 83-94.
- [46] V.K. Devi, K. Premkumar, A.B. Beevi and S. Ramaiyer, "A modified Perturb & Observe MPPT technique to tackle steady state and rapidly varying atmospheric conditions," *Sol. Energy* 157, 2017, pp. 419–426.
- [47] S. Li, H. Liao, H. Yuan, Q. Ai and K.A. Chen, "MPPT strategy with variable weather parameters through analyzing the effect of the DC/DC converter to the MPP of PV system, " *Sol. Energy* 144, 2017, pp. 175–184.
- [48] J. El Khazane and E. H. Tissir, "Achievement of MPPT by finite time convergence sliding mode control for photovoltaic pumping system, " *Sol. Energy* 166, 2018, pp. 13–20.
- [49] A. Mohapatra., B. Nayak, P. Das and K.B. Mohanty, "A review on MPPT techniques of PV system under partial shading condition, " *Renew. Sustain. Energy Rev.* 80, 2020, pp. 854–867.

Chapitre 3 : Stratégies de commande des onduleurs ZSI

3.1 Introduction

L'objectif de l'onduleur dans un système DG est de convertir la puissance brute générée en une forme compatible avec le réseau de distribution local, afin de permettre à l'énergie d'être utilisée par des appareils standard ou d'être réinjectée dans le réseau électrique. Par conséquent, des techniques de modulation et des stratégies de contrôle d'onduleur appropriées sont d'une grande importance pour satisfaire tous les objectifs de contrôle du système DG [1]. Les méthodes de contrôle sont généralement classées en plusieurs catégories, en distinguant le contrôle linéaire et non linéaire. Contrairement aux VSI et aux CSI qui utilisent des méthodes de contrôle similaires, le ZSI et le qZSI nécessitent des méthodes de contrôle spécifiques adaptées à leurs caractéristiques uniques d'augmentation et de réduction de la tension de source. Dans ce contexte ce chapitre décrit et compare les méthodes de commande des onduleurs de type ZSI.

3.2 Stratégies de commande des systèmes PV connectés au réseau

Un système PV, basé sur l'électronique de puissance, s'appuie fortement sur des mécanismes de commande efficaces pour assurer son fonctionnement stable et fluide au sein du système électrique. Sans une commande robuste et appropriée pour l'onduleur, il existe un risque d'instabilité et de perturbations du réseau. Les commandes pour systèmes PV sont classées en fonction du comportement du réseau et des conditions de fonctionnement en différents types, notamment les commandes linéaires, prédictives, robustes, non linéaires, adaptatives et intelligentes, comme le montre la figure 3.1. Le choix du type de commande dépend des exigences et des caractéristiques spécifiques du réseau et du système PV en question.

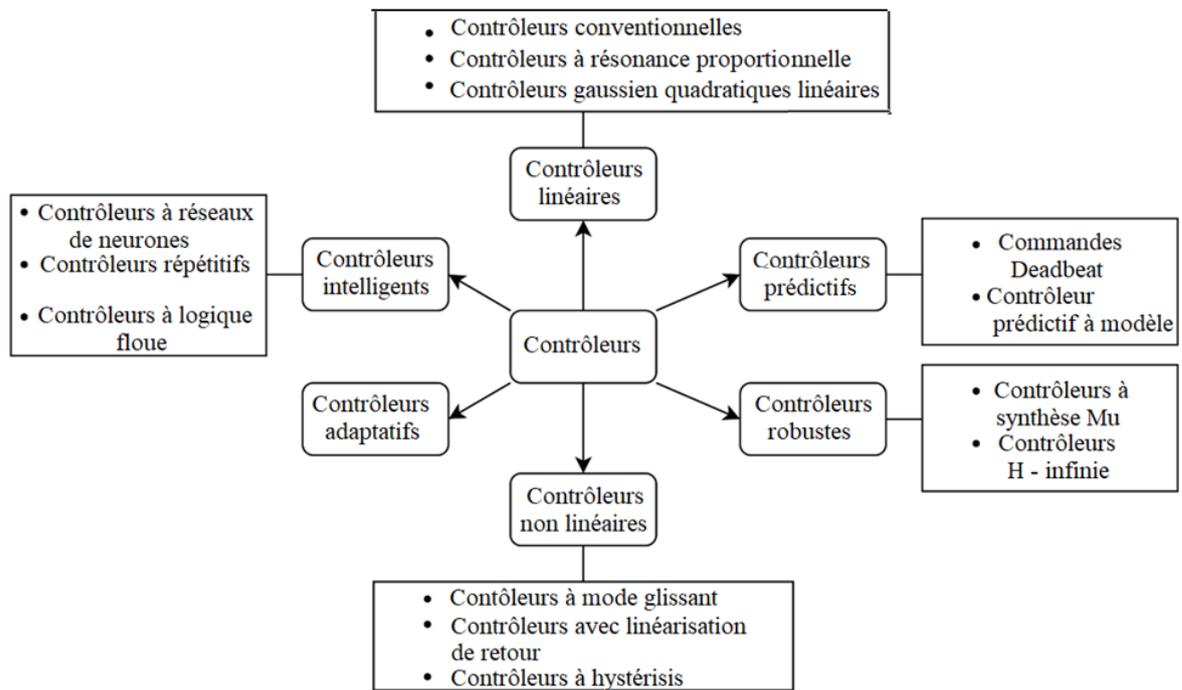


Figure 3.1. Les différents types de stratégies de commande.

3.2.1 Commandes linéaires

Ces commandes sont conçues sur la base de la dynamique et des caractéristiques des systèmes linéaires. Un concept de commande par rétroaction classique est utilisé lors de la conception de ces types de commande. Elles sont divisées en trois types et sont décrites ci-dessous.

- **Commandes conventionnelles**

La famille des commandes classiques comprend les régulateurs proportionnels (P), proportionnels - intégraux (PI), proportionnels – intégraux - dérivés (PID) et proportionnels - dérivés (PD). De plus, ces commandes sont considérées comme la base d'un système linéaire. Parmi tous les types de commande, ces commandes sont plus fréquemment et plus couramment utilisées dans les centrales photovoltaïques connectées au réseau et dans de nombreuses autres applications commerciales et industrielles en raison de leur mise en œuvre, de leur réalisation et de leur structure simples.

- **Contrôleurs résonants proportionnels (PR)**

La popularité des commandes PR a augmenté au cours des dernières années pour les systèmes PV raccordés au réseau. Les commandes PI et PR ont beaucoup en commun, mais il existe deux différences principales entre elles. La première est que les commandes PI et PR fonctionnent dans des référentiels différents. Un régulateur PI suit efficacement les signaux CC dans le référentiel dq, tandis qu'un contrôleur PR permet le suivi d'un signal sinusoïdal dans le référentiel $\alpha\beta$. La deuxième différence est que la partie intégration du contrôleur PR est différente de celle du contrôleur PI. Dans le contrôleur PR, seules les fréquences proches de la fréquence de résonance sont intégrées. Par conséquent, aucun décalage de phase ni erreur d'amplitude stationnaire ne sont impliqués [2]. Une structure de commande généralisée du PR est montrée en figure 3.2(a).

- **Contrôleurs gaussiens quadratiques linéaires (LQG)**

Le contrôleur LQG est formé de la combinaison d'un filtre de Kalman et d'un régulateur LQ. Un contrôleur LQG présenté dans la figure 3.2(b) montre que les contrôleurs sont conçus et calculent séparément, selon le principe de séparation. Un contrôleur LQG déroule son fonctionnement et ses fonctionnalités de manière très fluide dans les systèmes à la fois variables et invariants dans le temps [3].

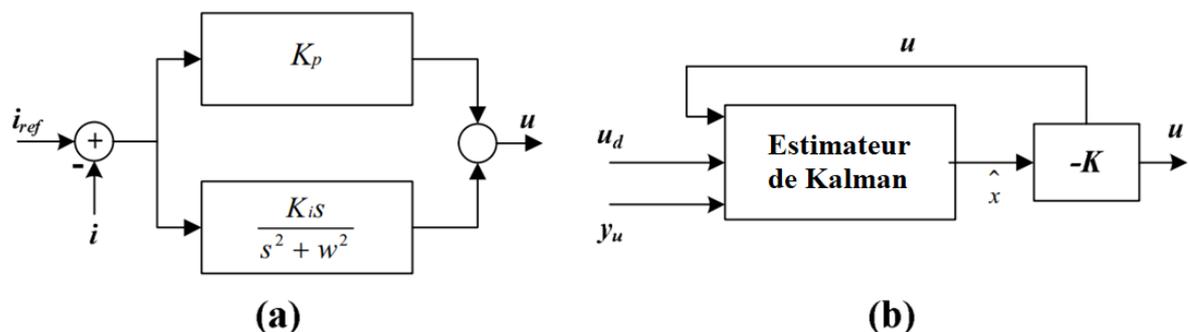


Figure 3.2. Bloc diagramme des contrôleurs. (a) (PR). (b) LQG.

- **Commandes robustes**

Les contrôleurs robustes sont conçus sur la base d'une théorie de commande liée aux incertitudes du système. L'objectif final des contrôleurs robustes est d'obtenir une stabilité et des performances robustes même en cas d'erreurs de modélisation incomplètes. Ces contrôleurs garantissent des performances stables de la boucle fermée, dans les systèmes à variable unique et à variables multiples. Une configuration de commande du schéma de contrôle robuste est esquissée et présentée dans la figure .33 [4].

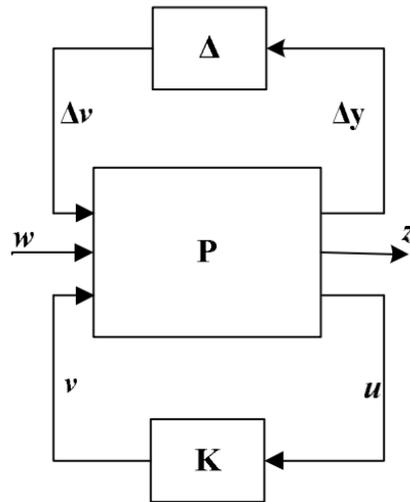


Figure 3.3. Bloc diagramme des contrôleurs robustes.

- **Contrôleurs de synthèse Mu**

Cette approche permet de prendre en compte les conséquences des incertitudes (non structurées et structurées) sur les performances du système. Dans cette approche, le concept de conception d'un contrôleur dépend d'une valeur singulière qui peut être une vanne structurée ou non structurée.

- **Contrôleurs H-Infinity (H ∞)**

L'expression contrôle H ∞ provient du terme espace mathématique sur lequel l'optimisation a lieu : H ∞ est considéré comme un espace de fonctions matricielles investigatrices et confinées dans la moitié droite ouverte du plan complexe. Dans ce type de système de contrôle, tout d'abord, le problème de commande est formulé puis l'optimisation mathématique est mise en œuvre, c'est-à-dire la sélection du meilleur élément selon le critère parmi l'ensemble des alternatives réalisables [5-7]. Les techniques de contrôle H-infini sont généralement pertinentes pour les systèmes multivariables. L'impact d'une perturbation peut être réduit en utilisant des techniques de contrôle H-infini dans un système en boucle fermée soumis à la formulation du problème. L'impact peut être mesuré soit en termes de performance, soit en termes de stabilisation du système. Cependant, la modélisation du système doit être bien définie pour la mise en œuvre de ces techniques de contrôle. De plus, les techniques de contrôle H-infini présentent une autre divergence de complications informatiques élevées. En cas de limitations des systèmes non linéaires, le système de contrôle ne peut pas bien les gérer et le temps de réponse augmente également [8].

- **Contrôleurs prédictifs (PC)**

La commande prédictive est considérée comme une technique de contrôle propice aux onduleurs électroniques. Le modèle du système est considéré de manière critique, puis le comportement imminent des variables de contrôle est prédit en fonction du critère spécifié. Il s'agit d'une technique simple et peut gérer efficacement les systèmes multivariables. De plus, elle peut gérer le système avec plusieurs limitations ou non-linéarités. Elle est généralement préférée en raison de sa réponse statique et dynamique rapide et de sa capacité à gérer les erreurs stables. Cependant, son analyse informatique est complexe par rapport aux contrôleurs classiques [4]. Elle est en outre classée en commande Deadbeat et commande prédictive par modèle. Un schéma bloc du PC est représenté dans la figure 3.4, où pour chaque état de commutation, les caractéristiques du système sont prédites par le courant de réseau $i(k)$ et les états de commutation $s(k)$.

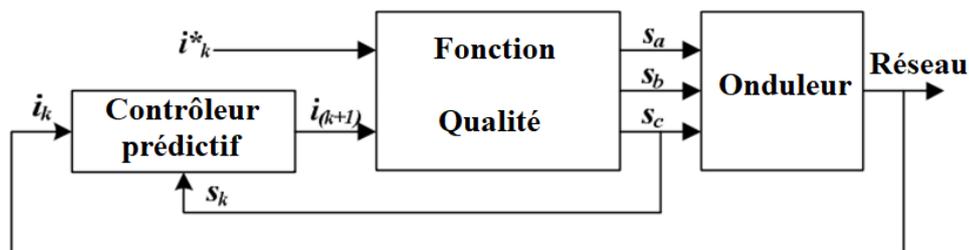


Figure 3.4. Diagramme bloc de la commande prédictive.

- **Commande deadbeat**

La technique de contrôle deadbeat est la technique la plus authentique, la plus compétente et la plus attrayante en termes de faible valeur de distorsion harmonique totale (THD), de fréquence ainsi que de réponse transitoire rapide. Des équations différentielles sont établies et discrétisées dans ce type de système de contrôle pour contrôler le comportement dynamique du système. Le signal de commande est prédit pour la nouvelle période d'échantillonnage pour atteindre la valeur de référence. Ses performances dynamiques efficaces et sa bande passante élevée simplifient la commande du courant pour ce type de contrôleur. La compensation d'erreur est une spécificité d'un contrôleur deadbeat. Cependant, sa principale différence est sa sensibilité aux paramètres du réseau et à la modélisation précise du filtre mathématique [9]. La structure du contrôleur deadbeat est représentée par la figure 3.5.

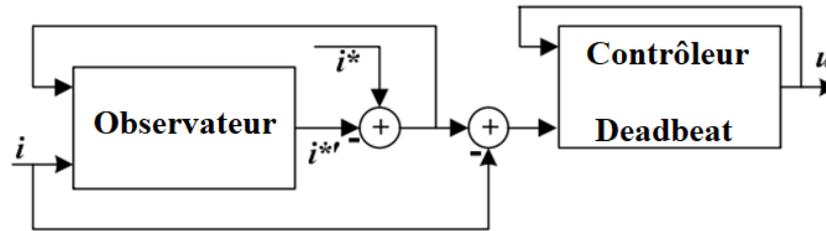


Figure 3.5. Schéma bloc de la commande deadbeat.

- **Contrôleur prédictif de modèle (MPC)**

Comme son nom l'indique, un modèle du système est utilisé pour prédire le comportement du système dans la technique de contrôle prédictif de modèle (MPC). Un critère de fonction de coût est défini dans ce type de système de contrôle, qui peut être minimisé pour des actions de contrôle optimales. Le contrôleur adapte les états de commutation optimaux en fonction du critère de fonction de coût. Les erreurs de prévision peuvent être réduites pour la mise en œuvre du suivi de courant. De plus, les limitations et les non-linéarités du système, ainsi que les systèmes à entrées et sorties multiples, sont bien gérés par la MPC. Une configuration généralisée de MPC est représentée en figure 3.6 [10-13].

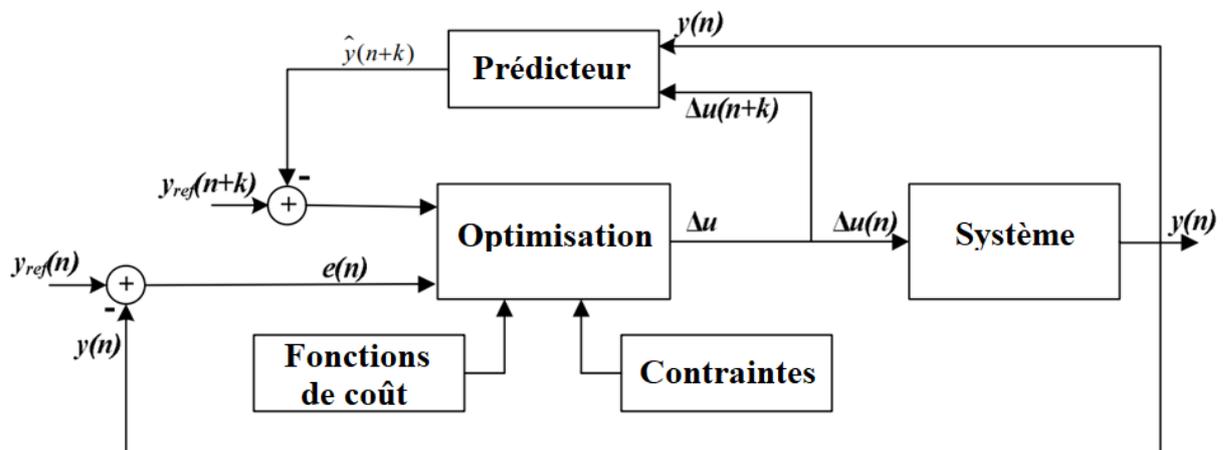


Figure 3.6. Diagramme bloc de la MPC.

3.2.2 Commandes non linéaires

Les contrôleurs non linéaires ont une réponse dynamique élevée et leurs performances et leur fonctionnement sont meilleures par rapport aux contrôleurs linéaires. Cependant, la réalisation et la conception de ces contrôleurs sont compliquées. Les contrôleurs non linéaires sont subdivisés en contrôleurs à mode glissant, à linéarisation à rétroaction partielle et à hystérésis.

- **Contrôleurs mode glissant (SMC)**

La SMC est considérée comme une technique de contrôle de puissance avancée pour les convertisseurs de puissance. Elle s'inscrit dans la famille du contrôle adaptatif et du contrôle à structure variable [14, 15]. Ce contrôleur est plus robuste et capable de supprimer l'erreur stationnaire par rapport aux contrôleurs classiques. Cependant, certains inconvénients de la mise en œuvre d'un SMC sont la difficulté de trouver une surface de glissement appropriée et la limitation de la fréquence d'échantillonnage qui dégrade les performances de la SMC. Chaque fois que l'on poursuit une référence variable, le phénomène de broutage (chattering) est un autre inconvénient de la technique SMC. En conséquence, l'efficacité globale du système est réduite [16-18].

- **Contrôleurs de linéarisation à rétroaction partielle ou totale (PFL ou FFL)**

Dans la méthode PFL, les non-linéarités associées au système sont annulées en raison de la transformation du système non linéaire en un système linéaire partiel ou complet. Si le système présentant des non-linéarités est partiellement transformé en système linéaire, il est alors appelé PFL et s'il est complètement transformé, il est appelé contrôleur FFL. De plus, les non-linéarités du système sont annulées en établissant les termes non linéaires au sein du système, ils ne sont donc pas liés à un point de fonctionnement spécifique [19-22].

- **Contrôleurs à hystérésis (HC)**

HC est considéré comme une technique non linéaire [4, 23-25]. Les contrôleurs à hystérésis sont utilisés pour suivre l'erreur entre les courants de référence et mesurés. Par conséquent, les signaux de commande sont générés sur la base de ce suivi de référence. La bande d'hystérésis est ajustée pour éliminer l'erreur dans le suivi de référence. Il s'agit d'un concept simple et utilisé depuis que les bancs de commande analogiques sont intensivement utilisés. Cette technique ne nécessite pas de modulateur ; par conséquent, la fréquence de commutation d'un onduleur dépend des conditions de fonctionnement de la bande d'hystérésis et des paramètres de filtre [26]. Une structure généralisée de HC est esquissée et représentée en figure 3.7.

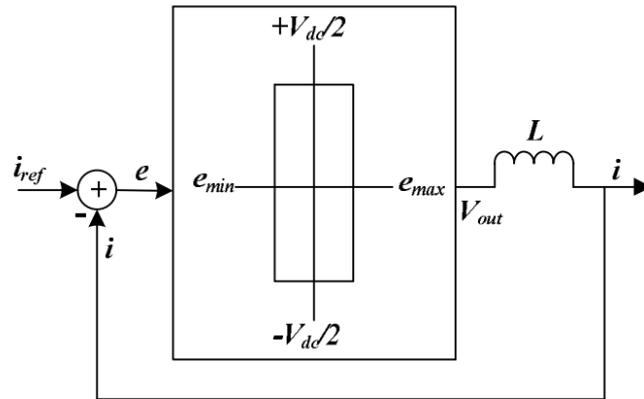


Figure 3.7. Diagramme bloc de la HC.

- **Contrôleurs adaptatifs**

Un contrôleur adaptatif est conçu pour avoir la capacité de s'auto-réguler, c'est-à-dire de s'auto-réguler spontanément en fonction des variations des paramètres du système. Il ne nécessite pas de conditions initiales, de paramètres système ou de limitations pour sa mise en œuvre en raison de sa capacité à modifier la loi de commande en fonction des exigences du système. Les moindres carrés récurrents et la descente de gradient sont les deux techniques les plus connues pour l'estimation des paramètres dans les contrôleurs adaptatifs [27]. Un diagramme généralisé du contrôleur adaptatif est présenté en figure 3.8.

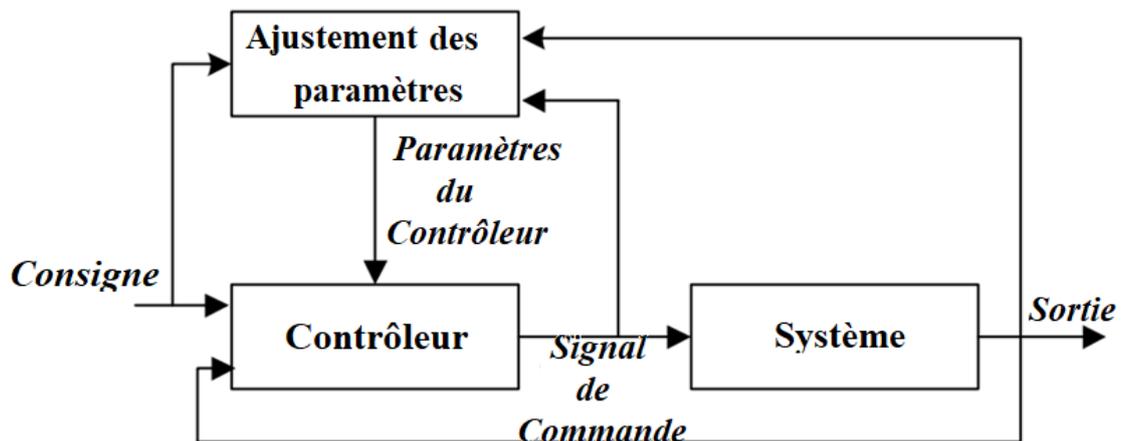


Figure 3.8. Schéma bloc de la commande adaptative.

3.2.3 Commandes intelligentes

L'automatisation est obtenue par les contrôleurs intelligents grâce à la réplication de l'intelligence biologique. De plus, ces contrôleurs ne nécessitent pas de modélisation mathématique du système et ont la capacité d'approximer les non-linéarités. Les contrôleurs intelligents sont classés en trois types. Ce sont les suivants :

- **Commande de réseau neuronal (NN)**

Le concept de conception d'un contrôleur NN est basé sur le système nerveux humain. Il s'agit d'une connexion de nombreux neurones artificiels simulés par le système cérébral biologique. Lorsqu'une approche NN est utilisée dans un système de commande, elle peut être formée en ligne ou hors ligne. Le NN peut atteindre une tolérance élevée aux pannes et a le potentiel d'approximer la cartographie des fonctions [28]. De plus, les contrôleurs NN nécessitent très peu de modélisation du système ; par conséquent, ils sont fréquemment adoptés dans de nombreuses applications pratiques et industrielles [29].

- **Contrôleurs répétitifs (RC)**

Le principe du schéma enfichable (PIS) et du modèle interne (IM) sont les concepts de base du contrôle répétitif (RC). La RC utilise un IMP qui correspond au modèle d'un signal périodique. Afin de d'établir ce modèle, le développement trigonométrique en série de Fourier est utilisé. Si le modèle de référence est introduit dans le chemin en boucle fermée, un suivi de référence optimal peut être obtenu. De plus, il détecte des perturbations robustes et a la capacité de les rejeter. La RC traite uniquement les signaux périodiques. Le comportement en boucle fermée du système et la réponse en amplitude de l'IM sont les facteurs clés utilisés pour analyser les performances du contrôleur répétitif en cas de variation de fréquence ou de toute autre incertitude dans le système. Ces deux facteurs indiquent la baisse des performances en cas de variation ou d'incertitude du signal de référence. En présence d'une perturbation périodique, la RC vise à atteindre une erreur de suivi nulle lorsqu'une commande périodique ou constante lui est renvoyée. La RC a la capacité de localiser une erreur, une période de temps avant et d'affiner la commande suivante en fonction du système de contrôle de rétroaction pour éliminer l'erreur observée. Cependant, il ne permet pas de gérer le bruit physique [5, 30-33]. La structure générale d'un contrôleur répétitif est illustrée dans la figure 3.9.

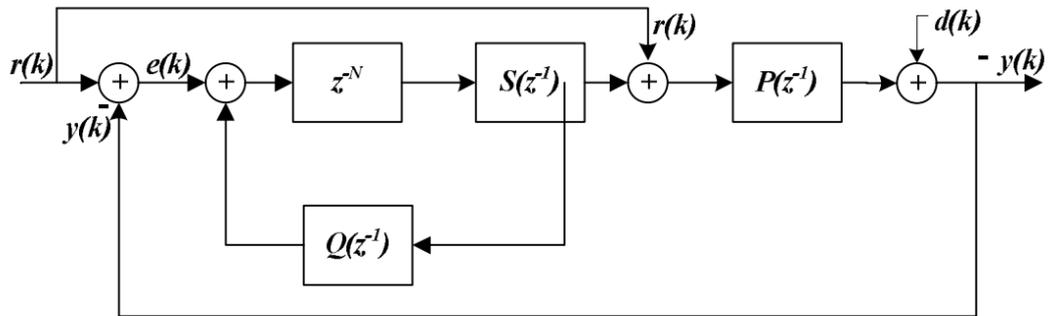


Figure 3.9. Schéma bloc de la RC.

- **Contrôleurs à logique floue (FLC)**

Cette technique de commande appartient à la famille des systèmes de commande intelligents. La conception de ce contrôleur dépend de la sensibilisation, des connaissances, des compétences et de l'expérience du concepteur du convertisseur en termes d'implication des fonctions. En raison de la nature non linéaire des convertisseurs de puissance, le système peut être stabilisé en cas de variation des paramètres même si le modèle exact du convertisseur est inconnu. Les FLC sont également classés comme contrôleurs non linéaires et probablement les meilleurs contrôleurs parmi les contrôleurs répétitifs [4, 33-35]. Cependant, des hypothèses solides et une expérience adéquate sont nécessaires dans la fuzzification de ce contrôleur. Comme il dépend des entrées du système, des conclusions sont tirées en fonction de l'ensemble de règles qui lui sont attribuées au cours du processus de modélisation et de conception. Le schéma fonctionnel d'un contrôle logique flou est présenté en figure 3.10.

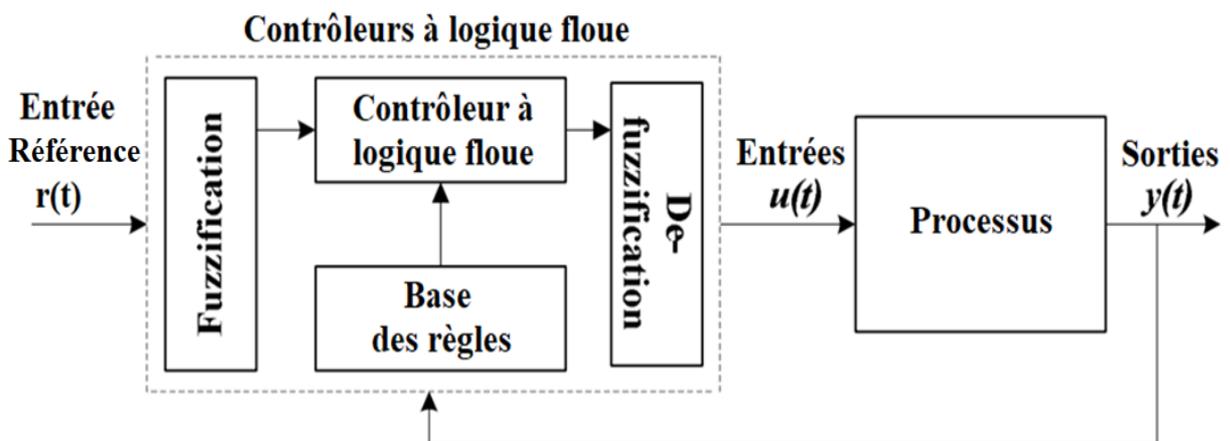


Figure 3.10. Schéma bloc de la FLC.

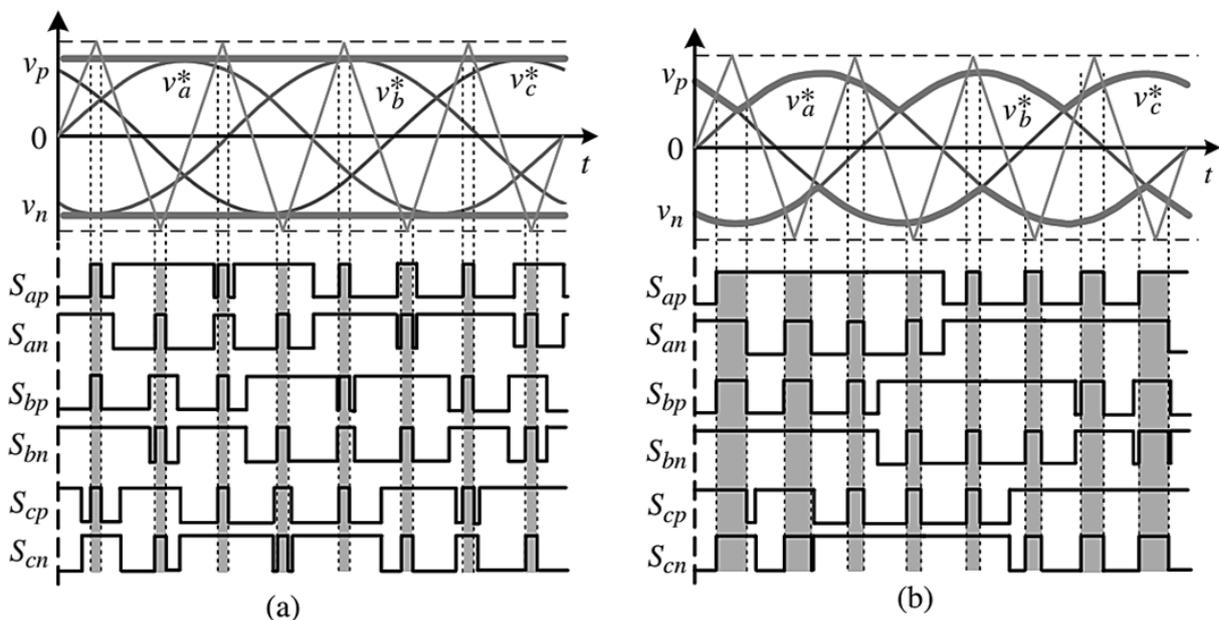
3.3 Stratégies de commande du qZSI

3.3.1 Techniques de modulation de largeur d'impulsion (PWM)

- Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale

Il existe trois méthodes conventionnelles de modulation de largeur d'impulsion (PWM) basées sur la porteuse pour le qZSI : Simple Boost Control (SBC) [36], Maximum Boost Control (MBC) [37] et Maximum Constant Boost Control (MCBC) [38]. Ces méthodes introduisent des états de shoot through en appliquant des références de shoot through distinctes à la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) basée sur la porteuse traditionnelle. Dans les schémas de SBC et MBC représentés sur la figure 3.11, lorsque la porteuse est supérieure à la référence de shoot through supérieure (v_p) et à l'enveloppe supérieure des ondes modulantes triphasées (v_a^* , v_b^* , v_c^*), ou inférieure à la référence de shoot through inférieure (v_n) et à l'enveloppe inférieure des ondes modulantes, les trois bras du pont conduisent ensemble, ce qui entraîne un état de shoot through. Entre ces conditions, les interrupteurs se comportent de manière similaire à la SPWM basée sur la porteuse traditionnelle. Cependant, les différentes références de shoot through entraînent des variations de capacité d'amplification, de gain de tension et de contrainte sur les interrupteurs de puissance de l'onduleur.

Figure 3.11. Techniques de modulation. (a) SBC. (b) MBC pour qZSI triphasé à deux niveaux.



- **Technique SBC**

Dans la méthode SBC, la référence de shoot through est représentée par une ligne droite, comme illustré sur la figure 3.11 (a), qui est égale ou supérieure à l'enveloppe supérieure des ondes modulantes ou égale ou inférieure à l'enveloppe inférieure des ondes modulantes. Avec cette configuration, le rapport cyclique maximal $d_{\max} = 1 - m$ et il diminue à mesure que l'indice de modulation (m) augmente. De plus, lorsque m atteint un, indiquant que l'onduleur fonctionne comme un VSI traditionnel, le rapport cyclique devient nul. Dans la méthode Simple Boost [36], deux lignes droites, égales ou supérieures à la valeur de crête des références triphasées, sont utilisées pour introduire le rapport cyclique. Par conséquent, la durée ST par cycle de commutation reste constante, ce qui entraîne un facteur boost constant. Cependant, le rapport cyclique réalisable diminue avec une augmentation de l'indice de modulation (m). Lorsque m atteint sa valeur maximale, le rapport cyclique devient nul et l'onduleur fonctionne comme un VSI traditionnel. Dans ce scénario, le courant continu de l'inductance et la tension du condensateur ne présentent aucune ondulation associée à la fréquence de sortie.

- **Technique MBC**

Dans la méthode MBC illustrée dans la figure 3.11(b), la référence de shoot trough est précisément égale à l'enveloppe supérieure ou inférieure des ondes modulantes. Contrairement à la méthode SBC, où seule une partie des états nuls est remplacée par des états shoot trough, la technique MBC remplace tous les états nuls traditionnels par des états shoot trough. Cela permet d'atteindre un rapport cyclique maximal à l'état ST $d_{\max} = 1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} m$, ce qui introduit une ondulation basse fréquence dans la tension du condensateur du qZSI et le courant de l'inductance [37]. Cependant, il est important de noter que le rapport cyclique de shoot trough dans la méthode MBC varie six fois la fréquence de sortie, contribuant à une ondulation basse fréquence dans la tension du condensateur de la quasi-source Z et le courant de l'inductance. Cette ondulation devient plus prononcée et nécessite des exigences plus élevées pour les composants du réseau Z lorsque la fréquence de sortie est très basse. Par conséquent, la MBC est mieux adaptée aux domaines d'application avec une fréquence de sortie fixe ou relativement élevée, où l'impact de l'ondulation basse fréquence est moins important.

- **Technique MCBC**

La MCBC, telle qu'elle est représentée sur la figure 3.12, est mise en œuvre avec de légères modifications des références de ST du MBC. L'avantage principal de la MCBC est de maintenir un rapport cyclique ST constant par cycle de commutation. Cette méthode établit un équilibre entre le SBC et le MBC, offrant un gain de tension plus élevé pour le qZSI par rapport au SBC sans introduire d'ondulations basse fréquence dans la tension et le courant à travers des composants du réseau d'impédance [38]. Pour la MCBC, l'onduleur passe à un état ST nul lorsque l'onde triangulaire porteuse dépasse l'enveloppe ST supérieure ou se trouve en dessous de l'enveloppe ST inférieure. Bien que cela entraîne une contrainte de tension légèrement plus élevée sur les dispositifs par rapport à la méthode de contrôle maximal et un gain de tension légèrement inférieur à celui de la MBC, cela réduit considérablement la contrainte de tension par rapport au contrôle simple. Il est important de noter que la MCBC maintient un rapport cyclique ST constant sans introduire d'ondulation basse fréquence associée à la fréquence de sortie [38]. En conséquence, les exigences en matière d'inductances et de condensateurs pour le réseau Z sont considérablement réduites. Le tableau 3.1 présente une comparaison des méthodes PWM conventionnelles basées sur la porteuse. Notons que m désigne l'indice de modulation de l'onduleur, G_{\max} est le gain maximal de l'onduleur et \widehat{v}_{dc}/v_{in} représente la contrainte de tension sur les interrupteurs de l'onduleur.

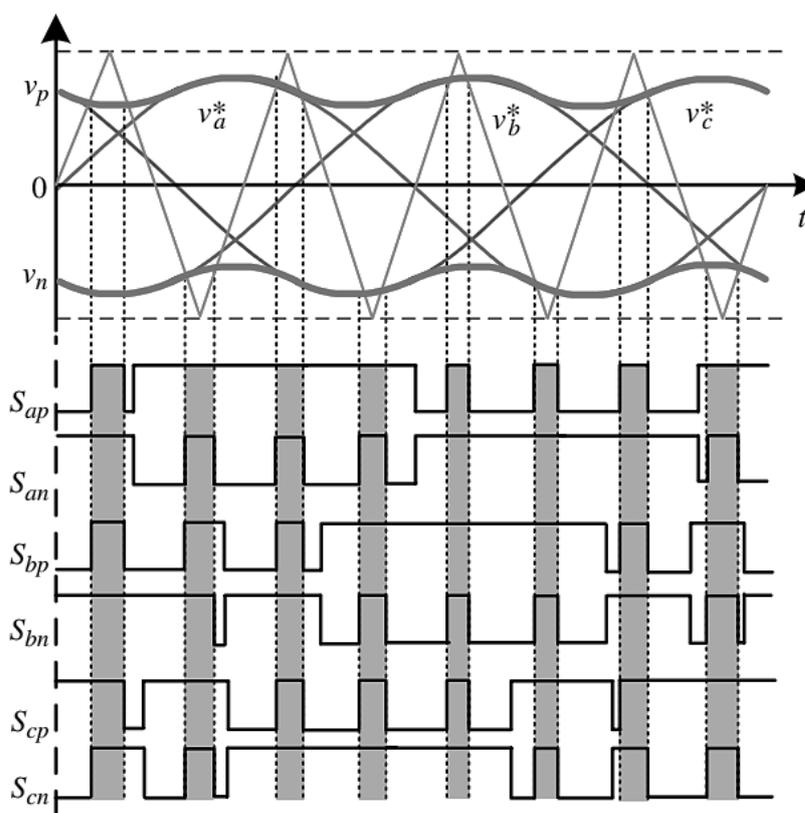


Figure 3.12. Technique MCBC du qZSI.

3.3.2 Technique de modulation vectorielle

En raison de ses mérites tels que la réduction des harmoniques de courant, l'utilisation complète de la tension de liaison CC et un indice de modulation élevé, la modulation vectorielle spatiale (SVM) a trouvé une application dans les onduleurs à source d'impédance [39-42]. Lors de l'utilisation de la SVM dans les qZSI, le temps de shoot through est réparti uniformément en plusieurs parties par intervalle d'échantillonnage. La littérature suggère quatre techniques ZSVM principales : la première technique est connue sous le nom de ZSVM avec six insertions (ZSVM6). Dans cette approche, le vecteur shoot through est divisé uniformément en six parties dans un intervalle d'échantillonnage et inséré dans l'intervalle de transition des états de commutation, comme illustré dans la figure 3.13(a). Par conséquent, un seul bras est court-circuité durant un seul cycle de commutation, chaque bras d'onduleur ayant deux états de transition dans chaque cycle. Par rapport à la ZSVM traditionnelle, cette méthode élimine les transitions de commutation supplémentaires, ne nécessite aucun temps mort dans les bras et maintient un temps d'action invariant des vecteurs effectifs. Ces caractéristiques entraînent des pertes de commutation identiques à celles des VSI classiques et une fiabilité accrue. Dans la deuxième technique, ZSVM avec quatre insertions (SVPWM4), le temps ST est également divisé en six parties dans un intervalle d'échantillonnage, comme dans ZSVM6. Cependant, il ne modifie que quatre signaux de commutation, comme illustré dans la figure 3.13 (b). La troisième méthode est appelée ZSVM avec deux insertions (SVPWM2). Cette méthode de modulation divise le temps ST total souhaité en quatre parties et ne modifie que deux signaux de commutation, comme illustré dans la figure 3.13 (c).

Tableau 3.1 : Comparaison de différentes techniques PWM conventionnelles basées sur des porteuses pour le qZSI.

	SBC	MBC	MCBC
Rapport cyclique ST Maximum d_{max}	$1 - m$	$1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}m$	$1 - \frac{\sqrt{3}}{2}m$
Facteur boost maximum b_{max}	$\frac{1}{2m - 1}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{3}m - \pi}$	$\frac{1}{\sqrt{3}m - 1}$
Gain maximum G_{max}	$\frac{m}{2m - 1}$	$\frac{\pi m}{3\sqrt{3}m - \pi}$	$\frac{m}{\sqrt{3}m - 1}$
Contrainte de tension \widehat{V}_{dc}/V_{in}	$2G_{max} - 1$	$\frac{3\sqrt{3}G_{max}}{\pi} - 1$	$\sqrt{3}G_{max} - 1$

Enfin, la ZSVM à insertion unique (SVPWM1) est proposée. En comparaison avec les méthodes ZSVM traditionnelles et précédentes, cette technique modifie un seul signal de commande — soit l'interrupteur supérieur du signal de commande de temporisation minimum, soit l'interrupteur inférieur du signal de commande maximum. La figure 3.13(d) illustre le modèle de commutation pour modifier le signal de commande de l'interrupteur supérieur. Le tableau 3.2 fournit une analyse comparative de diverses méthodes ZSVM basées sur des critères tels que le facteur boost maximal, le gain global de l'onduleur et la contrainte de tension. Ce résumé vise à offrir un aperçu des performances de différentes techniques de modulation.

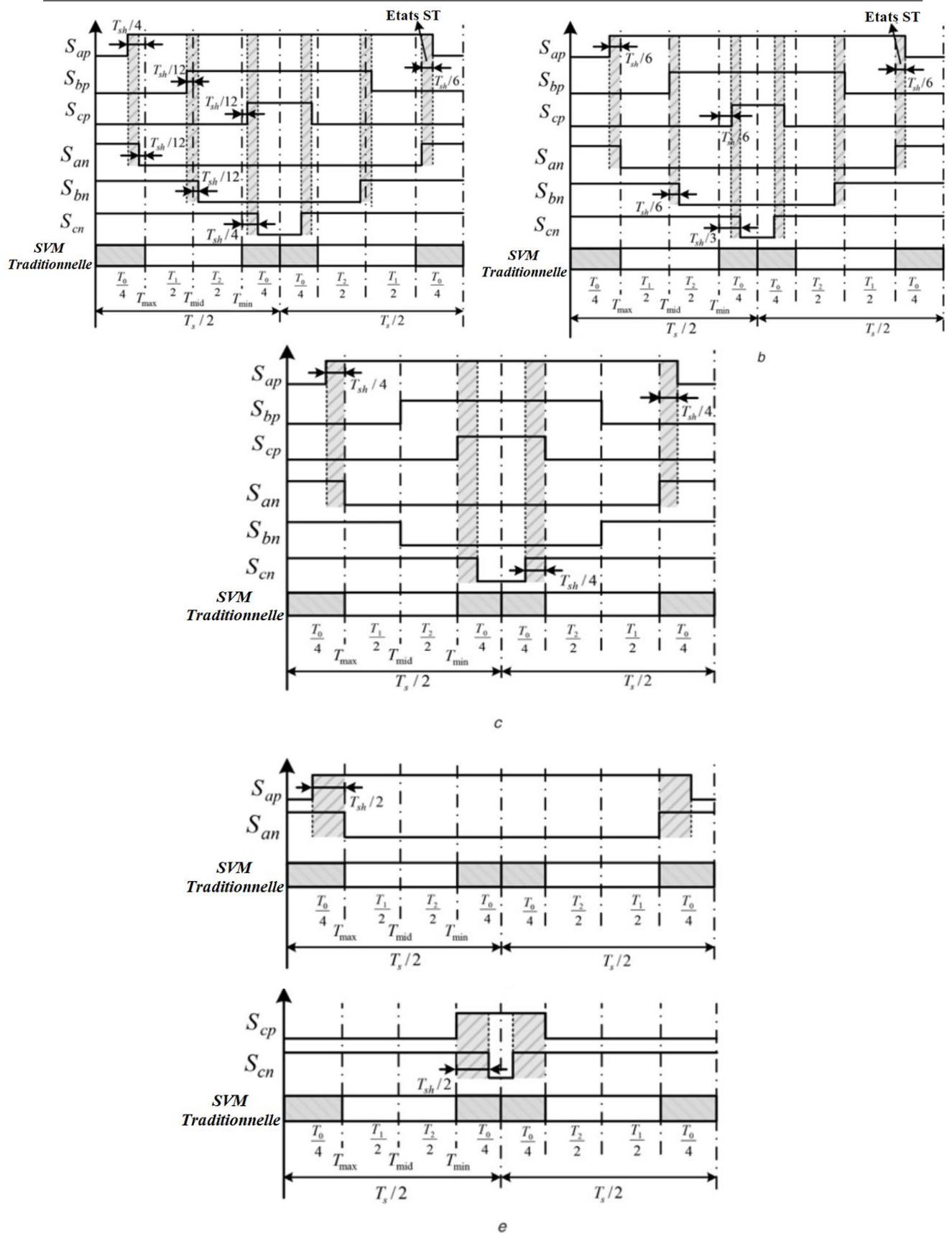


Figure 3.13. SVM pour le qZSI : séquences de temps de commutation de (a) ZSVM6.

(b) ZSVM4. (c) ZSVM2. (d) ZSVM1 - I. (e) ZSVM1 – II.

Tableau 3.2 : Comparaison des différentes techniques ZSVM du qZSI.

	ZSVM6/2	ZSVM4	ZSVM1
Rapport cyclique ST maximum d_{\max}	$1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}m$	$\frac{3}{4}\left(1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}m\right)$	$\frac{1}{2}\left(1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}m\right)$
Facteur boost maximum b_{\max}	$\frac{\pi}{3\sqrt{3}m - \pi}$	$\frac{4\pi}{9\sqrt{3}m - 2\pi}$	$\frac{2\pi}{3\sqrt{3}m}$
Gain maximum G_{\max}	$\frac{\pi m}{3\sqrt{3}m - \pi}$	$\frac{4\pi m}{9\sqrt{3}m - 2\pi}$	$\frac{2\pi}{3\sqrt{3}}$
Stress de tension \widehat{v}_{dc}/v_{in}	$\frac{3\sqrt{3}G_{\max} - 1}{\pi}$	$\frac{9\sqrt{3}G_{\max} - 2}{2\pi}$	$\frac{2\pi}{3\sqrt{3}m}$

3.4 Conclusions

En résumé, ce chapitre met en évidence le rôle essentiel des onduleurs dans les systèmes DG et souligne l'importance de sélectionner des algorithmes et des stratégies de contrôle appropriés pour obtenir des performances optimales. Différentes méthodes de contrôle des systèmes PV connectés au réseau sont examinées, avec une accentuation particulière sur les techniques de contrôle avancées telles que la MPC, les contrôleurs intelligents et FLC. Une comparaison détaillée des méthodes de contrôle est présentée, soulignant la distinction entre le contrôle linéaire et non linéaire. Il révèle également que le VSI et qZSI peuvent être contrôlés en utilisant les mêmes méthodes, tandis que le qZSI nécessite des approches de contrôle spécifiques adaptées à ses caractéristiques uniques d'augmentation et de réduction de tension. Cette recherche améliore la compréhension des défis et des opportunités dans le développement de stratégies de contrôle pour les systèmes de conversion d'énergie. Ces stratégies visent à répondre aux besoins des réseaux énergétiques locaux et à s'intégrer de manière transparente au réseau public.

Références bibliographiques

- [1] L. A. Barros, A. P. Martins, and J. G. Pinto, "A comprehensive review on modular multilevel converters, submodule topologies, and modulation techniques," *Energies*, vol. 15, no. 3, p. 1078, 2022.

-
- [2] 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, 2011.
- [3] M. Azab, "High performance decoupled active and reactive power control for three-phase grid-tied inverters using model predictive control," *Protection and Control of Modern Power Systems*, vol. 6, pp. 1-19, 2021.
- [4] S. Tahir, J. Wang, M. H. Baloch, and G. S. Kaloi, "Digital control techniques based on voltage source inverters in renewable energy applications: A review," *Electronics*, vol. 7, no. 2, p. 18, 2018.
- [5] T. Hornik and Q.-C. Zhong, "A Current-Control Strategy for Voltage-Source Inverters in Microgrids Based on H^{∞} and Repetitive Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 943-952, 2010.
- [6] S. Yang, Q. Lei, F. Z. Peng, and Z. Qian, "A robust control scheme for grid-connected voltage-source inverters," *IEEE transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 202-212, 2010.
- [7] Q.-C. Zhong and T. Hornik, "Cascaded current–voltage control to improve the power quality for a grid-connected inverter with a local load," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1344-1355, 2012.
- [8] G. Zames, "Feedback and optimal sensitivity: Model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses," *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 26, no. 2, pp. 301-320, 1981.
- [9] P. Mattavelli, G. Spiazzi, and P. Tenti, "Predictive digital control of power factor preregulators with input voltage estimation using disturbance observers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 1, pp. 140-147, 2005.
- [10] M. Trabelsi, K. A. Ghazi, N. Al-Emadi, and L. Ben-Brahim, "An original controller design for a grid connected PV system," in *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012: IEEE, pp. 924-929.
- [11] P. Falkowski and A. Sikorski, "Finite control set model predictive control for grid-connected AC–DC converters with LCL filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 4, pp. 2844-2852, 2017.
- [12] C. Xia, T. Liu, T. Shi, and Z. Song, "A simplified finite-control-set model-predictive control for power converters," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 2, pp. 991-1002, 2013.

-
- [13] V. Yaramasu, M. Rivera, B. Wu, and J. Rodriguez, "Model predictive current control of two-level four-leg inverters—Part I: Concept, algorithm, and simulation analysis," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3459-3468, 2012.
- [14] N. Kumar, T. K. Saha, and J. Dey, "Sliding-mode control of PWM dual inverter-based grid-connected PV system: Modeling and performance analysis," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 435-444, 2015.
- [15] H.-G. Jeong, W.-S. Kim, K.-B. Lee, B.-C. Jeong, and S.-H. Song, "A sliding-mode approach to control the active and reactive powers for a DFIG in wind turbines," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008: IEEE*, pp. 120-125.
- [16] H. Özbay, S. Öncü, and M. Kesler, "SMC-DPC based active and reactive power control of grid-tied three phase inverter for PV systems," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 28, pp. 17713-17722, 2017.
- [17] J. Fei and Y. Zhu, "Adaptive fuzzy sliding control of single-phase PV grid-connected inverter," *Plos one*, vol. 12, no. 8, p. e0182916, 2017.
- [18] Y. Zhu and J. Fei, "Adaptive global fast terminal sliding mode control of grid-connected photovoltaic system using fuzzy neural network approach," *IEEE access*, vol. 5, pp. 9476-9484, 2017.
- [19] A. O. Zué and A. Chandra, "State feedback linearization control of a grid connected photovoltaic interface with MPPT," in *2009 IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC), 2009: IEEE*, pp. 1-6.
- [20] D. Lalili, A. Mellit, N. Lourci, B. Medjahed, and E. Berkouk, "Input output feedback linearization control and variable step size MPPT algorithm of a grid-connected photovoltaic inverter," *Renewable energy*, vol. 36, no. 12, pp. 3282-3291, 2011.
- [21] M. A. W. Begh et al., "Design of state-feedback controller for a single-phase grid-connected Siwakoti-H inverter with LCL filter," in *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2019: VDE*, pp. 1-8.
- [22] M. Mahmud, H. Pota, and M. Hossain, "Nonlinear controller design for single-phase grid-connected photovoltaic systems using partial feedback linearization," in *2012 2nd Australian Control Conference, 2012: IEEE*, pp. 30-35.
- [23] C. Jaen, J. Pou, R. Pindado, V. Sala, and J. Zaragoza, "A linear-quadratic regulator with integral action applied to pwm dc-dc converters," in *IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, 2006: IEEE*, pp. 2280-2285.

-
- [24] A. Shukla, A. Ghosh, and A. Joshi, "Hysteresis modulation of multilevel inverters," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 26, no. 5, pp. 1396-1409, 2010.
- [25] N. Prabhakar and M. K. Mishra, "Dynamic hysteresis current control to minimize switching for three-phase four-leg VSI topology to compensate nonlinear load," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 8, pp. 1935-1942, 2009.
- [26] F. Wu, F. Feng, L. Luo, J. Duan, and L. Sun, "Sampling period online adjusting-based hysteresis current control without band with constant switching frequency," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 270-277, 2014.
- [27] T. D. Do, V. Q. Leu, Y.-S. Choi, H. H. Choi, and J.-W. Jung, "An adaptive voltage control strategy of three-phase inverter for stand-alone distributed generation systems," *IEEE Transactions on industrial Electronics*, vol. 60, no. 12, pp. 5660-5672, 2012.
- [28] 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.
- [29] W.-M. Lin and C.-M. Hong, "A new Elman neural network-based control algorithm for adjustable-pitch variable-speed wind-energy conversion systems," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 26, no. 2, pp. 473-481, 2010.
- [30] G. Escobar, A. A. Valdez, J. Leyva-Ramos, and P. Mattavelli, "Repetitive-based controller for a UPS inverter to compensate unbalance and harmonic distortion," *IEEE Transactions on industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 504-510, 2007.
- [31] M. H. Baloch, J. Wang, and G. S. Kaloi, "A review of the state of the art control techniques for wind energy conversion system," *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, vol. 6, no. 4, pp. 1276-1295, 2016.
- [32] A. M. Bouzid, J. M. Guerrero, A. Cheriti, M. Bouhamida, P. Sicard, and M. Benghanem, "A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 44, pp. 751-766, 2015.
- [33] Q. Guo, J. Wang, and H. Ma, "Frequency adaptive repetitive controller for grid-connected inverter with an all-pass infinite impulse response (IIR) filter," in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2014: IEEE, pp. 491-496.
- [34] M. Hannan, J. A. Ali, A. Mohamed, and A. Hussain, "Optimization techniques to enhance the performance of induction motor drives: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, pp. 1611-1626, 2018.

-
- [35] S. Gdaim, A. Mtibaa, and M. F. Mimouni, "Design and experimental implementation of DTC of an induction machine based on fuzzy logic control on FPGA," *IEEE transactions on fuzzy systems*, vol. 23, no. 3, pp. 644-655, 2014.
- [36] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 39, no. 2, pp. 504-510, 2003.
- [37] F. Z. Peng, M. Shen, and Z. Qian, "Maximum boost control of the Z-source inverter," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 833-838, 2005.
- [38] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F. Z. Peng, L. M. Tolbert, and D. J. Adams, "Maximum constant boost control of the Z-source inverter," in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, 2004, vol. 1: IEEE.
- [39] Y. Li, J. Anderson, F. Z. Peng, and D. Liu, "Quasi-Z-source inverter for photovoltaic power generation systems," in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009: IEEE*, pp. 918-924.
- [40] J.-W. Jung and A. Keyhani, "Control of a fuel cell based Z-source converter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 467-476, 2007.
- [41] Y. Liu, H. Abu-Rub, B. Ge, and F. Peng, "Analysis of space vector modulations for three-phase Z-Source/quasi-Z-source inverter," in *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012: IEEE*, pp. 5268-5273.
- [42] Y. Liu, B. Ge, H. Abu-Rub, and F. Z. Peng, "Overview of space vector modulations for three-phase Z-source/quasi-Z-source inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 4, pp. 2098-2108, 2013.

Chapitre 4 : Commande prédictive des systèmes PV connectés au réseau à base d'onduleur qZSI

4.1 Introduction

L'onduleur quasi-Z-source (qZSI) est devenu très attractif dans les applications d'énergies renouvelables et les entraînements électriques, en raison de sa capacité de Boost ou de Buck de la tension d'entrée, à l'aide d'un seul étage, contrairement aux configurations traditionnelles à deux étages. Cependant, cette capacité est associée à différents challenges relatifs à la commande en boucle fermée des courants, à la commande de la tension DC de la capacité, à la production d'un courant de sortie AC triphasé de bonne qualité avec des performances dynamiques élevées et l'obtention de courant d'entrée continu avec une faible ondulation.

Ce chapitre présente trois types de stratégies de commande prédictive proposées permettant de remplir ces conditions sans l'utilisation de boucles de commande supplémentaires. Les commandes proposées implémentent un modèle discret du qZSI afin de prédire le comportement futur des variables du circuit pour chaque état de commutation, avec une commande multi-objectifs des variables à l'aide d'une seule fonction de coût. Le réseau quasi impédance et la charge AC sont considérés ensemble pour la conception de la commande permettant la stabilité du réseau d'impédance lors de la variation brusque de la référence de sortie. Afin de prouver la supériorité des commandes proposées par rapport aux commandes conventionnelles, une comparaison a été effectuée avec un correcteur PI conventionnel. Les résultats de simulation obtenus à l'aide de Matlab/Simulink sont présentés.

4.2 Commande avec retour traditionnelle du qZSI

Souvent un convertisseur DC-DC est associé à un onduleur DC-AC afin de fournir, à partir de la source DC, une tension AC bien régulée. Bien que cette approche découple le gain en tension de l'action de l'onduleur, la topologie dual exige plus d'interrupteurs actifs pour assurer le flux d'énergie, avec comme conséquences l'augmentation des pertes et du coût.

Les onduleurs à source d'impédance sont une catégorie de topologies d'onduleurs qui permettent le Boost et le Buck de la tension d'entrée et la conversion AC, à l'aide d'un seul étage en utilisant un réseau passif, montré en figure 4.1, qui est placé entre la source et les interrupteurs actifs [1 - 6]. Le problème est que le courant du ZSI, figure 4.2, est discontinu car la diode déconnecte le réseau Z de la source, ce qui peut être préjudiciable pour des sources telles que les panneaux PV. Afin de surmonter cet inconvénient, le q-ZSI, figure 4.3 a été

proposé, afin de rendre le courant d'entrée continu [7 - 12]. L'avantage supplémentaire du q-ZSI par rapport au ZSI est que la capacité C_2 fonctionne avec un stress de tension inférieur sans perte de la généralité, le réseau Z source (figure 4.2) et le réseau qZ-source (figure 4.3) sont connectés à un onduleur en pont triphasé conventionnel à deux niveaux et à la charge (figure 4.1). Cependant, l'onduleur peut être remplacé par une autre topologie non conventionnelle, tel que les onduleurs multiniveaux. Pour comprendre le fonctionnement de la topologie, l'onduleur triphasé est remplacé par un seul interrupteur et la charge est représentée par une source de courant. Cet interrupteur montre bien l'état de l'onduleur durant la fermeture simultanée des interrupteurs d'un bras de l'onduleur, désigné souvent dans la littérature par le mode shoot-through, qui est le mécanisme responsable du boost de la tension d'entrée. Pour la régulation du courant d'entrée, de la tension capacitive DC, ainsi que du courant de sortie AC dans la topologie à un seul étage à base du qZSI, de nombreuses techniques de commande traditionnelles avec boucles ont été proposées afin d'optimiser le rapport cyclique ST et l'indice de modulation [13 – 15].

D'autres techniques de commande tel que la méthode de commande la tension capacitive [16 - 18] ont été conçues en utilisant le modèle simplifié à faibles signaux de la figure 4.1, où la charge est représentée par une source de courant idéale [19]. Ce modèle décrit la dynamique du réseau d'impédance mais ignore la dynamique de la charge. Un modèle d'ordre supérieur intègre la dynamique de la charge dans la conception de la commande avec l'inconvénient d'une commande complexe et à réglage fin des paramètres [14, 20 – 22].

Ce chapitre présente l'application de la commande prédictive à modèle à états finis (MPC) au qZSI. La commande MPC est une catégorie de commande qui s'est avérée très puissante pour les convertisseurs de puissance électrique [8, 23 - 25], car elle peut être implementée directement et peut incorporer plusieurs variables et contraintes sans changer la structure de la conception de la commande principale [24, 26, 27]. Vu l'absence d'un modulateur, cette commande souffre d'une fréquence de commutation variable. Cependant, ceci peut être bénéfique, car comme la fréquence de commutation est variable, les harmoniques de commutation vont se distribuer à travers le spectre de fréquences, réduisant ainsi l'amplitude des harmoniques individuelles. Un autre avantage de la commande MPC est que les multiples objectifs de commande sont incorporés dans une seule fonction de coût, la qualité de l'onde de sortie ainsi que la stabilité du réseau qZ peuvent être régulées à l'aide d'un modèle du qZSI formulé convenablement. Ces avantages améliorent les performances globales et le rendement des onduleurs qZSI commandés par MPC.

Dans ce chapitre, nous allons commencer par l'utilisation d'une fonction de coût qui inclut la tension capacitive et le courant inductif du qZSI ainsi que les courants de sortie triphasés. Les performances ainsi que la stabilité du système seront étudiées. Enfin, une étude comparative de la commande proposée avec une commande PI conventionnelle (commande à retour) sera présentée.

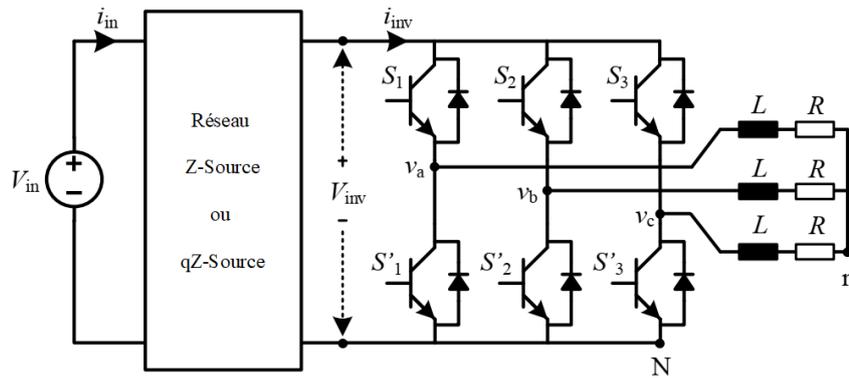


Figure 4.1. Onduleur Z-source/qZ-source avec charge RL.

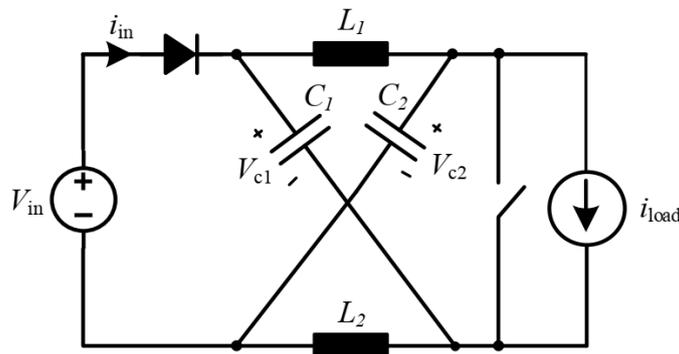


Figure 4.2. Réseau d'impédance Z-source associé à un modèle simplifié de l'onduleur.

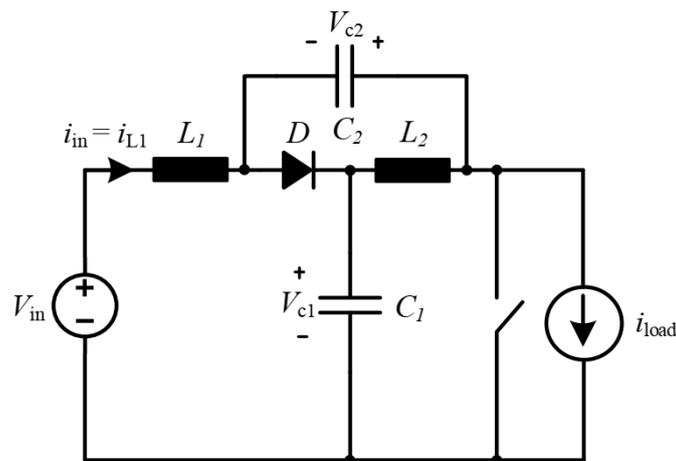
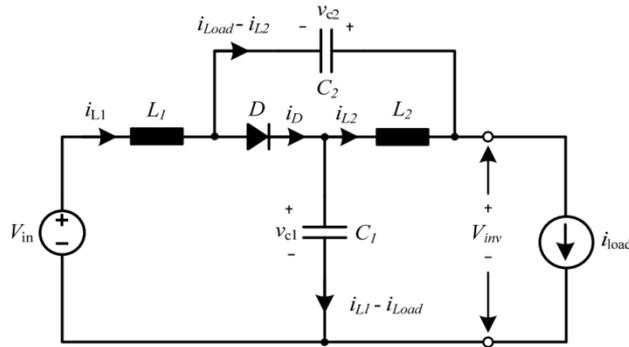


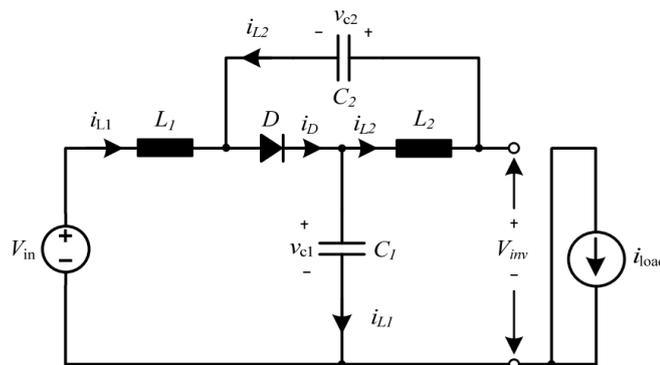
Figure 4.3. Réseau d'impédance qZ-source associé à un modèle simplifié de l'onduleur.

4.3 Principe de fonctionnement du qZSI

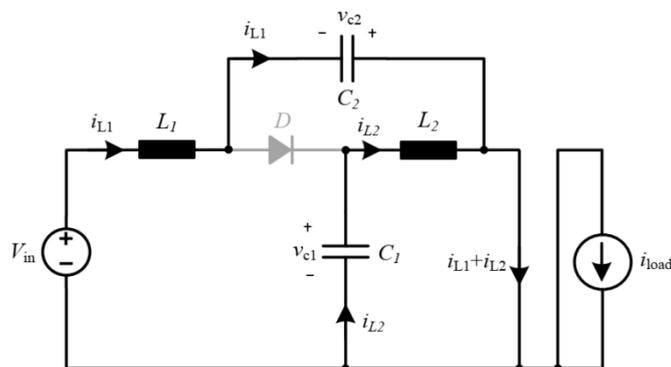
La topologie du qZSI a été initialement proposée par [7] afin de fournir un courant d'entrée continu et résoudre le problème de la discontinuité du courant d'entrée du ZSI d'origine. Ceci offre une meilleure interface avec les sources DC telles que les générateurs PV. Le qZSI fonctionne selon trois modes : l'état actif, l'état nul et l'état ST, comme représentés en figure 4.4.



(a) Etat actif



(b) Etat nul



(c) Etat ST

Figure 4.4. Les 3 modes de fonctionnement du qZSI.

Durant l'état actif, représenté en figure 4.4(a), l'onduleur est commandé de façon analogue à celle d'un onduleur conventionnel, mais sans temps mort. Du côté entrée DC, la diode sera passante et la capacité C_1 se décharge au travers de l'inductance L_2 . A l'état nul (figure 4.4(b)), tous les 3 interrupteurs du haut ou du bas sont simultanément fermés, ce qui déconnecte la sortie de l'onduleur de l'entrée et constitue un chemin de roue libre du courant de la charge. Le courant de l'inductance L_2 va circuler à travers la capacité C_2 et la diode. De plus, le courant de l'inductance L_1 va charger la capacité C_1 à travers la diode. Enfin, durant l'état ST (figure 4.4(c)), les interrupteurs du haut et du bas d'un même bras sont fermés simultanément. Durant cet état, une ou deux ou trois phases de l'onduleur peuvent être court-circuitées. L'inductance L_2 sera en série avec la capacité C_1 et la source sera en série avec L_1 et C_2 . Ainsi, la capacité C_1 transfère l'énergie à l'inductance L_2 . L'inductance L_1 se charge par la source et la capacité C_2 .

4.4 Analyse et modélisation du système

Le qZSI triphasé possède un total de 15 configurations possibles des interrupteurs. La figure 4.5 représente le diagramme de vecteurs à deux phases, (α, β) où les 15 états sont constitués des 6 vecteurs d'états actifs (V_1, V_2, \dots, V_6), 2 vecteurs d'états nuls (V_0) et 7 vecteurs d'états ST (V_7) [28 - 32]. Il est important d'observer que beaucoup de ces états sont redondants, car ils produisent le même vecteur de tension de sortie : les états nuls et les états ST peuvent être regroupés chacun par un seul vecteur, les états nuls sont représentés par le vecteur V_0 et les états ST sont représentés par le vecteur V_7 . Le regroupement des états redondants par un seul vecteur a pour objectif la réduction du temps de calcul de la commande, vu que les états de commutation nécessaires à la sélection du vecteur de tension optimal vont être réduits. Les tensions de sortie peuvent être représentées en termes du vecteur spatial par l'équation (4.1).

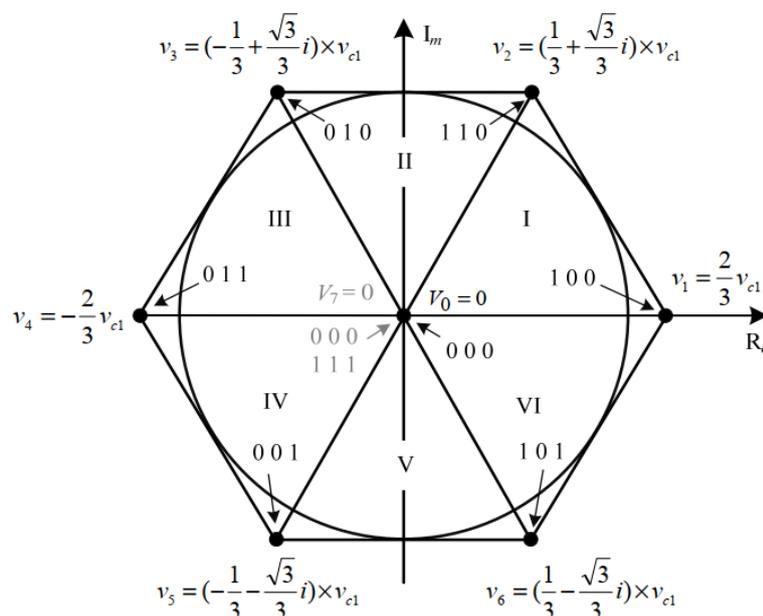


Figure 4.5. Vecteurs de tension du qZSI.

$$v_{out} = \frac{2}{3}(v_{aN} + av_{bN} + a^2v_{cN}) = \frac{2}{3}V_{inv}(S_1 + aS_2 + a^2S_3) \quad (4.1)$$

avec : $a = -\frac{1}{2} + i\frac{\sqrt{3}}{2}$ et v_{aN} , v_{bN} et v_{cN} sont les tensions de bras, figure 4.1.

En supposant une charge RL (figure 4.1), l'équation de la tension de sortie par phase est donnée par l'équation 4.2a :

$$v_{out(\alpha,\beta)} = Ri_{out(\alpha,\beta)} + L \frac{di_{out(\alpha,\beta)}}{dt} \quad (4.2a)$$

Où R est la résistance de charge, L est l'inductance de charge, i_{out} est le vecteur de courant de sortie.

Dans le cas de l'onduleur qZSI connecté au réseau, l'équation (4.2a) devient (4.2b) :

$$v_{out(\alpha,\beta)} = Ri_{out(\alpha,\beta)} + L \frac{di_{out(\alpha,\beta)}}{dt} + e_{(\alpha,\beta)} \quad (4.2b)$$

$e_{(\alpha,\beta)}$ est le vecteur de tension du réseau.

Dè l'équation (4.2a), la tension de l'inductance est déterminée par l'équation (4.3) :

$$L \frac{di_{out(\alpha,\beta)}}{dt} = v_{out(\alpha,\beta)} - Ri_{out(\alpha,\beta)} \quad (4.3)$$

Afin de déterminer les équations du courant d'inductance et de la tension de la capacité de la quasi impedance, les 3 états opérationnels du qZSI doivent être considérés, à savoir : l'état actif, l'état nul et l'état ST. Comme la commande régule la tension de la capacité C_1 , le courant de l'inductance L_1 et le courant de sortie, il est nécessaire de déterminer les équations de ces variables pour les différents modes de fonctionnement du qZSI.

a. Etat actif :

De la figure 4.4(a), le courant de la capacité C_1 et la tension de l'inductance L_1 peuvent s'exprimer comme suit :

$$C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = i_{L_1} - i_{inv} \quad (4.4)$$

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{in} - R_{L_1} i_{L_1} - v_{C_1} \quad (4.5)$$

où i_{inv} est le courant d'entrée de l'onduleur triphasé qui est égale à i_{out} (instantanément) dans cet état.

b. Etat nul :

De la figure 4.4(b), la tension de l'inductance L_1 est identique à celle de l'état actif donnée par l'équation (4.5).

Le courant de la capacité C_1 est obtenu à partir de l'équation (4.4) en posant $i_{inv} = 0$, par l'équation (4.6) :

$$C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = i_{L_1} \quad (4.6)$$

c. Etat shoot through :

De la figure 4.4.(c) :

$$C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = -i_{L_2} = -i_{L_1} \quad (4.7)$$

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{in} + v_{C_2} = V_{in} + v_{C_1} \quad (4.8)$$

En utilisant la méthode d'Euler avec une période d'échantillonnage T_s , on obtient les équations du modèle discrétisé suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{out}}{dt} \approx \frac{i_{out}(t) - i_{out}(t-T_s)}{T_s} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} \approx \frac{v_{C_1}(t) - v_{C_1}(t-T_s)}{T_s} \\ \frac{di_{L_1}}{dt} \approx \frac{i_{L_1}(t) - i_{L_1}(t-T_s)}{T_s} \end{array} \right. \quad (4.9)$$

1) De l'équation (4.3), le courant de charge à l'instant t est donné par :

$$i_{out}(t)_{(\alpha,\beta)} = i_{out}(t-T_s)_{(\alpha,\beta)} + \frac{T_s}{L} [v_{out}(t) - Ri_{out}(t)_{(\alpha,\beta)}] \quad (4.10)$$

Avec une avance d'un pas, on obtient l'expression de prédiction du courant de charge :

$$i_{out}(t+T_s)_{(\alpha,\beta)} = \frac{Li_{out}(t)_{(\alpha,\beta)} + T_s v_{out}(t+T_s)}{L + RT_s} \quad (4.11)$$

Où $v_{out}(t+T_s)$ est le vecteur spatial de tension du qZSI, illustré en figure 4.5 qui peut être généré de façon sélective à l'aide d'une commande appropriée des interrupteurs du circuit de l'onduleur.

2) L'expression de la tension de la capacité C_1 dépend du mode de fonctionnement du qZSI :

a) Etat actif :

$$v_{C_1}(t) = v_{C_1}(t-T_s) + \frac{T_s}{C_1} [i_{L_1}(t) - i_{inv}(t)] \quad (4.12)$$

L'équation de prédiction est alors donnée par l'expression :

$$v_{C_1}(t+T_s) = v_{C_1}(t) + \frac{T_s}{C_1} [i_{L_1}(t+T_s) - i_{inv}(t+T_s)] \quad (4.13)$$

avec $i_{inv}(t+T_s)$ déterminé par l'état de commutation des interrupteurs S_1 , S_2 et S_3 et le courant de sortie.

Sa valeur peut être calculée par l'équation suivante :

$$i_{inv}(t+T_s) = S_1 i_a(t) + S_2 i_b(t) + S_3 i_c(t) \quad (4.14)$$

Où $i_a(t)$, $i_b(t)$ et $i_c(t)$ sont les courants de sortie instantanés.

b) Etat nul :

$$v_{C_1}(t) = v_{C_1}(t - T_s) + \frac{T_s}{C_1} i_{L_1}(t) \quad (4.15)$$

D'où l'équation de prédiction de la tension de la capacité C_1 :

$$v_{C_1}(t + T_s) = v_{C_1}(t) + \frac{T_s}{C_1} i_{L_1}(t + T_s) \quad (4.16)$$

c) Etat ST :

$$v_{C_1}(t) = v_{C_1}(t - T_s) - \frac{T_s}{C_1} i_{L_1}(t) \quad (4.17)$$

L'équation suivante décrit la prédiction de la tension pour cet état :

$$v_{C_1}(t + T_s) = v_{C_1}(t) - \frac{T_s}{C_1} i_{L_1}(t + T_s) \quad (4.18)$$

3) L'expression du courant de l'inductance L_1 dépend de l'état de fonctionnement du qZSI :

a) Etat actif :

$$i_{L_1}(t) = \frac{L_1 i_{L_1}(t - T_s) + T_s (V_{in} - v_{C_1}(t))}{L_1 + R_{L_1} T_s} \quad (4.19)$$

L'équation prédictive du courant de l'inductance est donnée par :

$$i_{L_1}(t + T_s) = \frac{L_1 i_{L_1}(t) + T_s (V_{in} - v_{C_1}(t + T_s))}{L_1 + R_{L_1} T_s} \quad (4.20)$$

On remarque que l'équation (4.20) dépend de la valeur prédictive de la tension de la capacité. Vu que la valeur de cette dernière ne varie pas considérablement, nous pouvons donc réécrire l'équation de prédiction comme suit :

$$i_{L_1}(t + T_s) = \frac{L_1 i_{L_1}(t) + T_s (V_{in} - v_{C_1}(t))}{L_1 + R_{L_1} T_s} \quad (4.21)$$

b) Etat nul :

L'équation prédictive est exactement la même de celle de l'état actif (4.21).

c) Etat ST :

$$i_{L_1}(t) = \frac{L_1 i_{L_1}(t - T_s) + T_s (v_{C_1}(t) + V_{in})}{L_1 + R_{L_1} T_s} \quad (4.22)$$

L'équation de prédiction, en supposant les variations de v_{C_1} négligeables, devient :

$$i_{L_1}(t + T_s) = \frac{L_1 i_{L_1}(t) + T_s (v_{C_1}(t) + V_{in})}{L_1 + R_{L_1} T_s} \quad (4.23)$$

Le tableau 4.1 regroupe les équations prédictives de la tension de la capacité et le courant de l'inductance pour les 3 états (actif, nul et ST).

Tableau 4.1 : Equations prédictives du modèle de la tension de la capacité et du courant de l'inductance pour les 3 états de fonctionnement du qZSI.

Etat	Tension de la capacité $v_{C_1}(t + T_s)$	Courant de l'inductance $i_{L_1}(t + T_s)$
Actif	$v_{C_1}(t + T_s) = v_{C_1}(t) + \frac{T_s}{C_1} [i_{L_1}(t + T_s) - i_{inv}(t + T_s)]$	$i_{L_1}(t + T_s) = \frac{L_1 i_{L_1}(t) + T_s (V_{in} - v_{C_1}(t))}{L_1 + R_{L_1} T_s}$
Nul	$v_{C_1}(t + T_s) = v_{C_1}(t) + \frac{T_s}{C_1} i_{L_1}(t + T_s)$	$i_{L_1}(t + T_s) = \frac{L_1 i_{L_1}(t) + T_s (V_{in} - v_{C_1}(t))}{L_1 + R_{L_1} T_s}$
ST	$v_{C_1}(t + T_s) = v_{C_1}(t) - \frac{T_s}{C_1} i_{L_1}(t + T_s)$	$i_{L_1}(t + T_s) = \frac{L_1 i_{L_1}(t) + T_s (v_{C_1}(t) + V_{in})}{L_1 + R_{L_1} T_s}$

4.5 Stratégie de commande prédictive globale du qZSI proposée

La dénomination globale provient du fait que dans cette stratégie, nous tenons compte des trois variables du système, à savoir, le courant de sortie, la tension de la capacité C_1 et le courant de l'inductance L_1 .

La procédure MPC générale est composée de 3 étapes. La première est appelée estimation durant laquelle les variables tel que le courant triphasé, la tension de la capacité et le courant de l'inductance sont mesurés. La seconde étape est la prédiction des valeurs futures des variables lesquelles sont calculées sur la base des mesures à l'instant présent. La dernière étape est l'optimisation, durant laquelle l'état de commutation optimal est choisi de manière à minimiser la fonction de coût. Cette technique utilise le modèle du qZSI développée dans le paragraphe précédent, afin de calculer le comportement futur du système (courant d'entrée (courant de l'inductance L_1 , tension DC de la capacité C_1 et le courant de sortie triphasé) qui sont regroupés dans le tableau 4.1. Alors la commande évalue la fonction de coût qui est un facteur clé pour la sélection du vecteur de tension optimal pour chaque entrée. Ainsi la fonction de coût devrait avoir tous les paramètres à optimiser avec des contraintes imposées. La commande prédictive peut être élaborée sur la base de la minimisation de la fonction de coût proposée. Ceci entraîne la détermination de l'état de commutation optimal qui garantit une erreur minimum entre la valeur de référence et la valeur prédictive donnée par les équations (4.11), (4.13), (4.16), (4.18), (4.21) et (4.23).

La fonction de coût MPC utilisée dans cette stratégie est de type global, car elle est constituée de 3 fonctions de coût pondérées représentant le courant de sortie AC, la tension de la capacité C_1 et le courant de l'inductance L_1 . La fonction de coût du courant de sortie est définie comme

$$g_i = |i_{\alpha}^*(t + T_s) - i_{\alpha}(t + T_s)| + |i_{\beta}^*(t + T_s) - i_{\beta}(t + T_s)| \quad (4.24)$$

où $i_{\alpha}^*(t + T_s)$, $i_{\beta}^*(t + T_s)$ sont respectivement les parties réel et imaginaire du future courant de sortie de référence, et $i_{\alpha}(t + T_s)$, $i_{\beta}(t + T_s)$ sont respectivement les parties réel et imaginaire du courant de sortie prédictif.

Concernant la fonction de coût de la tension de la capacité C_1 , elle est définie comme :

$$g_{v_{C_1}} = |v_{C_1}^*(t + T_s) - v_{C_1}(t + T_s)| \quad (4.25)$$

où $v_{C_1}^*(t + T_s)$ et $v_{C_1}(t + T_s)$ sont respectivement les valeurs future de référence et la valeur prédictive de la tension de la capacité C_1 .

Enfin, la fonction de coût du courant de l'inductance L_1 est définie comme :

$$g_{i_{L_1}} = |i_{L_1}^*(t + T_s) - i_{L_1}(t + T_s)| \quad (4.26)$$

où $i_{L_1}^*(t + T_s)$ et $i_{L_1}(t + T_s)$ sont respectivement les valeurs future de référence et la valeur prédictive du courant de l'inductance L_1 .

La fonction de coût globale regroupe les équations (4.24), (4.25) et (4.26) en une seule fonction g exprimée par :

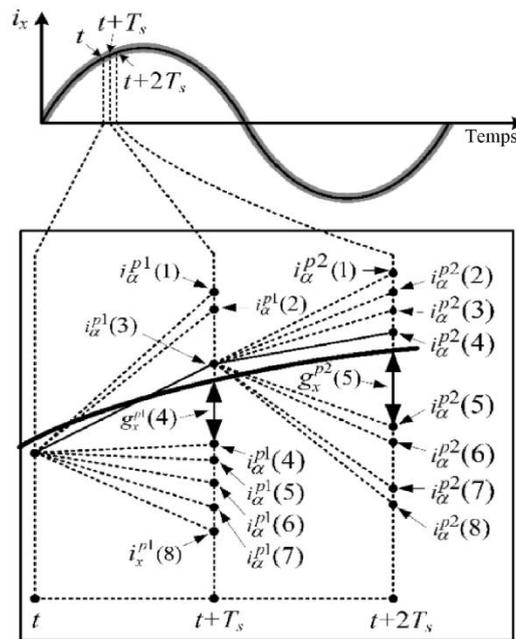
$$g = \lambda_i g_i + \lambda_{v_{C_1}} g_{v_{C_1}} + \lambda_{i_{L_1}} g_{i_{L_1}} \quad (4.27)$$

où λ_i , $\lambda_{v_{C_1}}$ et $\lambda_{i_{L_1}}$ sont respectivement les facteurs de poids du courant de sortie et de la tension de la capacité C_1 et du courant de l'inductance L_1 du qZSI. Concernant le choix de ces facteurs de poids, il n'existe pas de méthodes mathématiques rigoureuses d'optimisation de leurs valeurs. C'est pourquoi les valeurs de ces facteurs de poids peuvent être déterminées par des méthodes heuristiques.

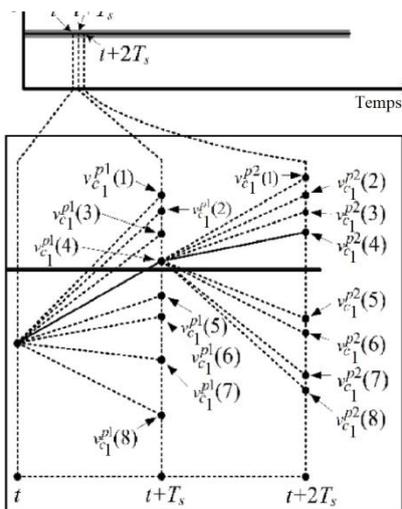
Pour élaborer la commande MPC proposée, la figure 4.6 montre la stratégie de commande prédictive du courant de sortie AC, de la tension de la capacité C_1 et du courant de l'inductance L_1 . Le courant de sortie est converti de 3 phases (A,B,C) à 2 phases (α, β).

En supposant, i_x est i_{α} dans la figure 4.6(a), à l'instant $t = kT_s$, 8 états prédictifs de la partie réelle du courant de sortie AC ($i_{\alpha}^{p1}(1)$, $i_{\alpha}^{p1}(2)$, ..., $i_{\alpha}^{p1}(8)$) ont été calculés à l'aide de l'équation (4.11). La différence numérique entre chaque état futur calculé et la référence est utilisée pour développer la fonction de coût à facteur de poids unitaire (g_x^p), où x est la composante réelle (α) ou la composante imaginaire (β) et "p" se réfère à une prédiction. Comme le montre la figure 4.6(a), l'état futur optimal calculé du courant est le point le plus proche de la référence et minimise la fonction de coût, à savoir, $i_{\alpha}^{p1}(3)$. Ce point peut être trouvé à l'aide du premier terme de l'équation (4.24). Ainsi, la commande choisira cet état comme l'état optimal de la partie réelle du courant de sortie. Concernant la partie imaginaire (i_{β}), elle sera aussi calculée

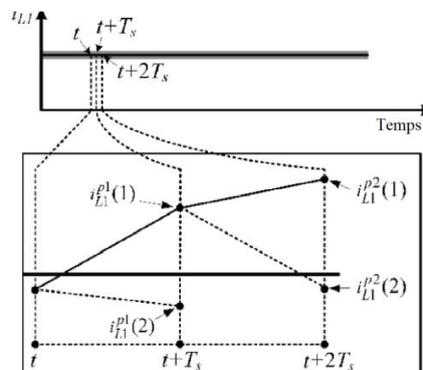
par le deuxième terme de l'équation (4.11) et les étapes utilisées sont les mêmes que celles de la partie réelle (i_α).



(a) Courant de sortie.



(b) Tension de la capacité C_1



(c) Courant de l'inductance L_1 .

Figure 4.6. Illustration de la méthode MPC pour la prédiction des variables pour un pas et deux pas.

La figure 4.6.(b) montre les points de prédiction de la tension de la capacité C_1 .

Les valeurs prédictives de v_{C1} peuvent être déterminées à partir des équations (4.13), (4.16) et (4.18). En utilisant la fonction de coût donnée par l'équation (4.25), l'optimisation peut trouver la valeur optimale à $t + T_s$, qui est $v_{C1}^{p1}(4)$ qui est le point le plus proche de la référence. Nous remarquons que la valeur prédictive de v_{C1} dépend de tous les états de commutation de 1 à 8. Concernant la prédiction du courant de l'inductance L_1 , il existe seulement deux valeurs prédictives qui peuvent être déterminées à l'aide des équations (4.21) et (4.23), comme le montre la figure 4.6(c) (une pour l'état actif et l'autre pour l'état ST). Le point optimal du courant futur de l'inductance est $i_{L1}^{p1}(2)$ qui minimise l'erreur selon la fonction de coût donnée par l'équation (4.26). Après toutes ces étapes, l'optimisation choisira l'état optimal global suivant la fonction de coût globale donnée par l'équation (4.27). Suivant cette sélection, l'état de commutation approprié sera choisi. De façon similaire, pour le deuxième pas, de $t + T_s$ à $t + 2 T_s$, la commande va calculer les points futurs des variables et l'optimisation choisira le point optimal le plus proche de la référence, à savoir, $i_{\alpha}^{p2}(4)$, $v_{C1}^{p2}(4)$ et $i_{L1}^{p2}(2)$ pour les variables i_{α} , v_{C1} et i_{L1} respectivement.

Le processus de sélection des états de commutation optimaux pour chaque période d'échantillonnage est représenté par l'algorithme de la figure 4.7. La première étape consiste en la mesure des variables tel que le courant de sortie triphasé, la tension de la capacité C_1 et le courant de l'inductance L_1 . L'algorithme transforme le courant de sortie triphasé en coordonnées (α, β) suivant la transformation de Clarke (équation (4.28)) :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Ensuite l'algorithme calcule le courant de sortie prédictif à l'aide de l'équation (4.11). L'initialisation de l'algorithme est réalisée en posant la fonction de coût optimal $g_{opt} = \infty$. Alors l'algorithme commence une boucle de test de chaque état de commutation. Les valeurs prédictives du courant d'inductance et de la tension de la capacité sont estimées pour tous les états et tous les vecteurs à l'aide des équations mentionnées dans le tableau (4.1). La commande commence l'optimisation en utilisant la fonction de coût de l'équation (4.27). Alors la sélection choisira l'état de commutation optimal (figure 4.6) qui correspond à la plus faible valeur de la fonction de coût.

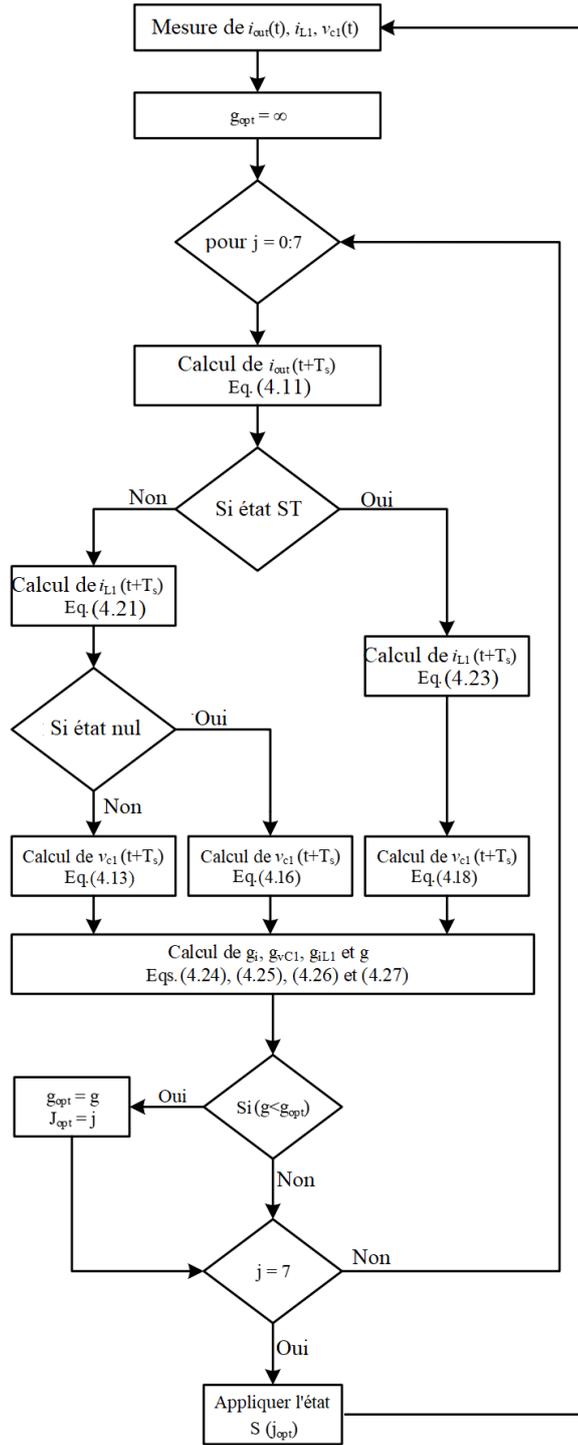


Figure 4.7. Algorithme de la commande MPC globale du qZSI.

Simulation de la commande MPC globale

Afin de vérifier la commande proposée, la simulation du fonctionnement du système complet composé du qZSI triphasé commandé par la MPC globale avec une charge RL triphasée, a été élaborée à l'aide Matlab/Simulink. Une comparaison entre la MPC globale et la commande PI classique a été achevée afin de confirmer la performance de la commande MPC globale [33].

Les paramètres de simulation sont regroupés dans le tableau (4.2) :

Tableau 4.2 : Paramètres de simulation du qZSI.

Paramètre	Valeur
Tension d'entrée DC	50 V
Inductance qZSI	500 μ H
Capacité qZSI	470 μ F
Inductance de charge	15 mH
Résistance de charge	10 Ω
Période d'échantillonnage T_s	30 μ S

Les valeurs des paramètres du circuit du qZSI ont été choisies en utilisant les équations de conception données dans la référence [33].

Les paramètres du régulateur PI sont indiqués dans le tableau 4.3 :

Tableau 4.3. Paramètres de simulation du régulateur PI.

Type de la boucle	Paramètre	Valeur
Tension de la capacité	K_p	0.3
	K_i	50
Courant de l'inductance	K_p	1.6
	K_i	5
Courant de sortie	K_p	10
	K_i	2

Le schéma de simulation Simulink de la commande MPC globale avec le système à base du qZSI est représenté en figure 4.8.

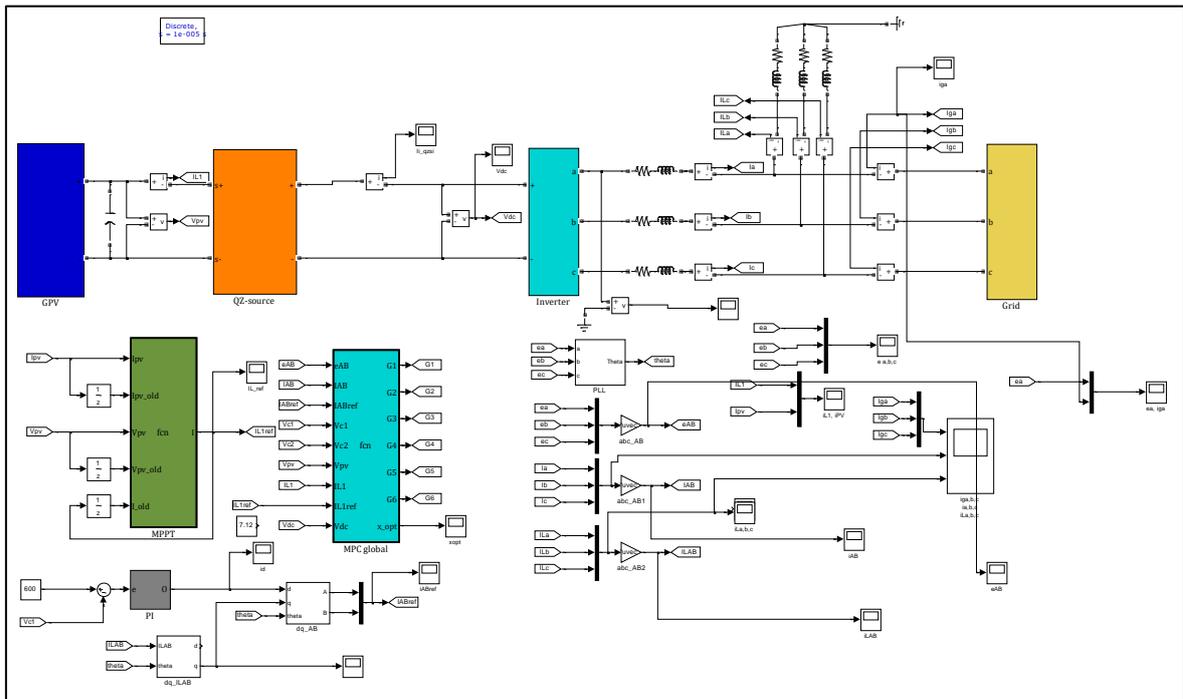


Figure 4.8. Schéma de simulation Simulink de la commande MPC globale.

La fréquence PWM du régulateur PI est de 10 kHz, alors que la fréquence de commutation maximum de la commande MPC globale est de 16 kHz calculée comme suit :

$$f_{sw,av} = \frac{\sum_0^z f_{sw,A} + f_{sw,B} + f_{sw,C}}{z} \quad (4.29)$$

où $f_{sw,A}$, $f_{sw,B}$ et $f_{sw,C}$ sont les fréquences de commutation des bras A, B et C respectivement de l'onduleur qui sont obtenues en mesurant le nombre de commutation des signaux de commande durant un cycle et z est le nombre de cycles.

La structure de la commande MPC est différente de celle de la commande PI, en ce sens, qu'il n'existe ni modulateur PWM, ni régulateur linéaire. Ceci fait que la conception de la commande est plus facile, vu qu'il n'y a pas de réglage des paramètres du régulateur PI.

La stratégie de commande est évaluée en considérant la fonction de coût de l'équation (4.27) et les facteurs de poids sont déterminés empiriquement par des essais pratiques, car comme mentionné précédemment, il n'existe pas de méthodes mathématiques rigoureuses pour la détermination de ces facteurs. Des méthodes heuristiques, tels que les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques, etc ... sont utilisées. Dans ce travail, ces facteurs de poids ont été choisis comme $\lambda_{iL1} = 4.6$, $\lambda_i = 1$ et $\lambda_{vC1} = 0.9$. Qualitativement, le choix de ces paramètres doit se faire selon la priorité donnée à la variable (courant d'entrée i_{L1} , tension capacitive v_{C1} et courant de sortie i). Dans ce cas, la priorité est donnée au courant d'entrée i_{L1} alors que les variables i et v_{C1} ont été considérées avec la même priorité. Il est donc important que le facteur

λ_{iL1} soit supérieur à λ_i , car le cas contraire conduirait à une instabilité, vu que le courant de sortie dépend de la puissance d'entrée.

La figure 4.9 montre le schéma bloc de l'algorithme de commande prédictive.

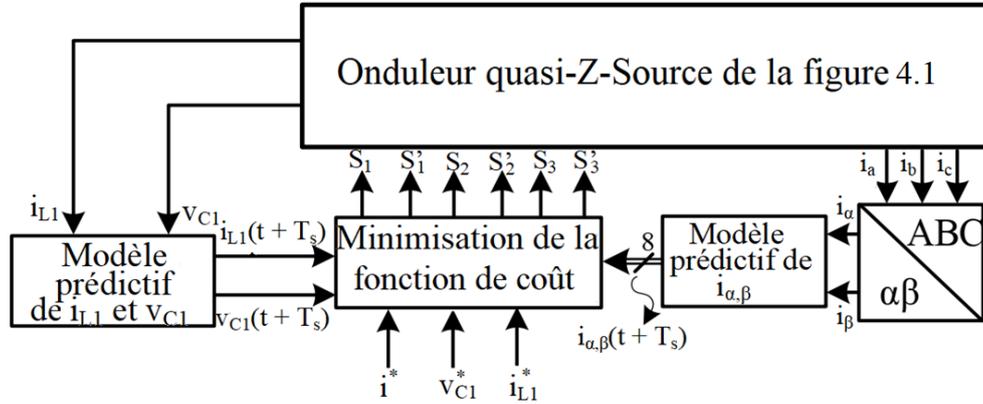
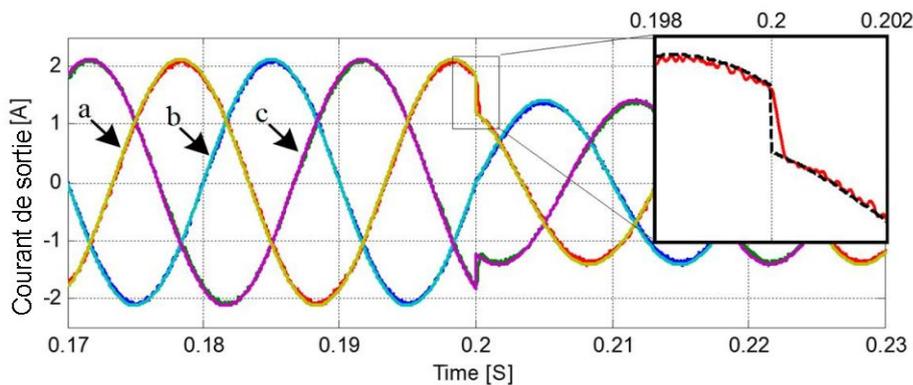


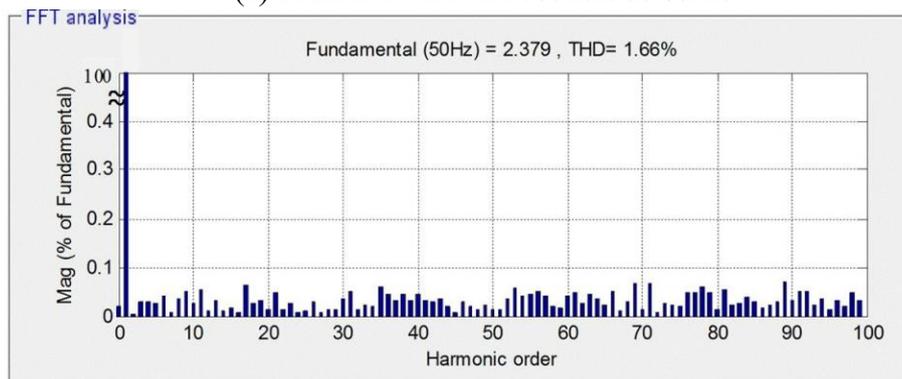
Figure 4.9. Schéma bloc de l'algorithme de commande prédictive du qZSI.

La figure 4.9 montre clairement que la commande utilise comme entrées les mesures des variables, afin de calculer leurs valeurs prédictives. Afin d'évaluer les performances statiques et dynamiques de cette commande MPC globale, on effectue un changement brusque de la référence du courant de sortie à l'instant $t = 200$ ms, de l'amplitude 2.1 A à 1.35 A.

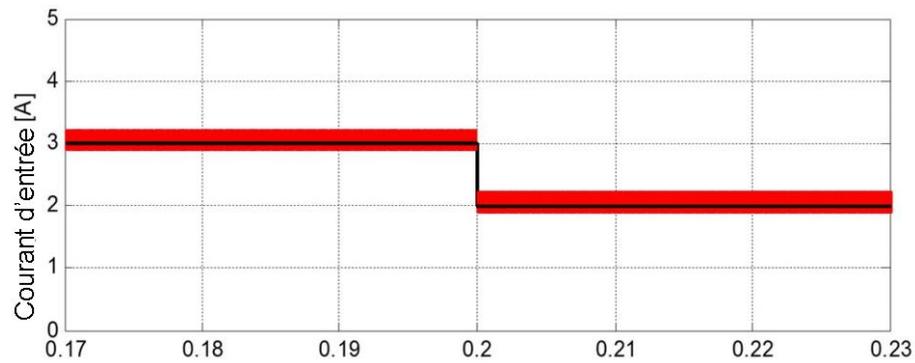
La figure 4.10 montre les formes d'onde du courant de sortie, du spectre de fréquence du courant de sortie, et des formes d'onde du courant d'entrée et de la tension DC respectivement.



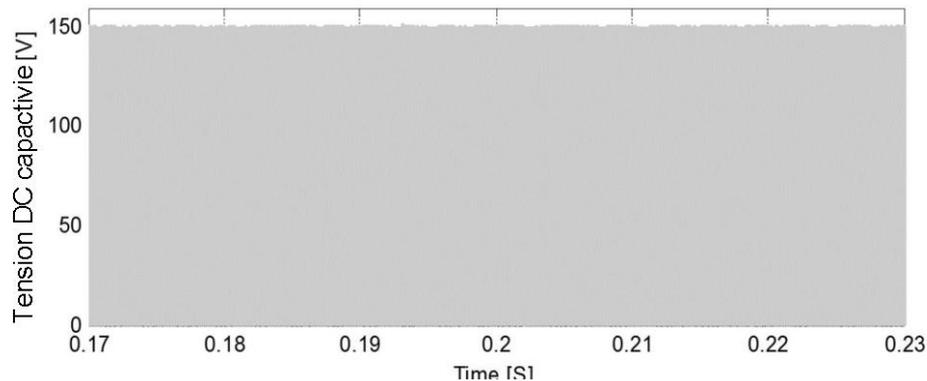
(a) Formes d'onde du courant de sortie.



(b) Spectre de fréquences du courant de sortie.



(c) Forme d'onde du courant d'entrée.



(d) Forme d'onde de la tension DC capacitive.

Figure 4.10. Résultats de simulation de la commande MPC globale lors d'un changement brusque de la référence du courant de sortie.

On observe sur cette figure que le courant de sortie triphasé suit parfaitement les références sinusoïdales, ce qui prouve que les ondulations de courant de sortie sont faibles comme le montre le zoom de la figure 4.10(a), ce résultat est confirmé par la valeur du THD qui est de 1.66 %. Cette dernière est due au fait que la commande MPC fonctionne avec une fréquence de commutation variable entraînant une répartition de l'énergie sur toutes les composantes harmoniques. Ce résultat montre que la commande MPC globale fournit un courant de bonne qualité. On remarque également que l'ondulation du courant d'entrée est faible, ceci s'explique par le fait que la MPC choisit l'état de commutation optimal du qZSI. On remarque également que la tension capacitive v_{C1} suit bien la valeur de référence qui est donc de 150 V.

D'autre part, le courant inductive de référence est évalué directement par l'équation $i_L^* = P_{out} / V_{in}$. La méthode de calcul de i_L^* est simple et ne nécessite pas un temps de calcul élevé.

La figure 4.11 représente le schéma bloc de la commande PI conventionnelle du qZSI.

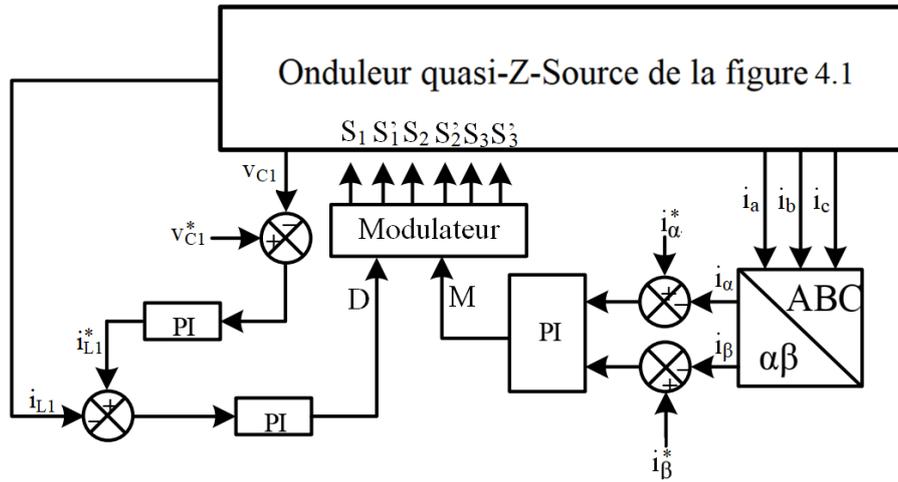
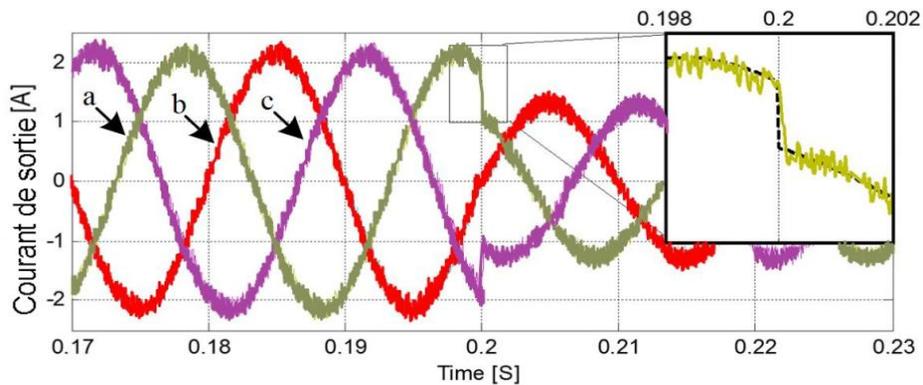


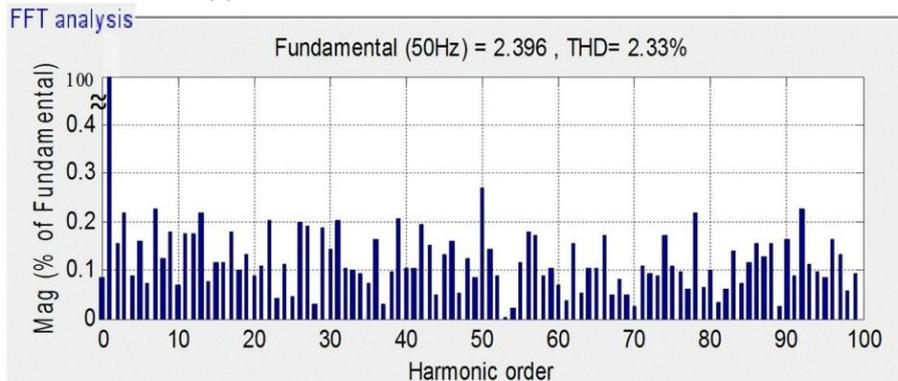
Figure 4.11. Schéma bloc de la commande PI conventionnelle du qZSI.

Cette figure montre que la commande PI, tout comme la commande MPC globale, a comme pour entrées le courant d'inductance L_1 , la tension DC de la capacité C_1 , ainsi que le courant de sortie triphasé et ces variables sont utilisées pour le retour.

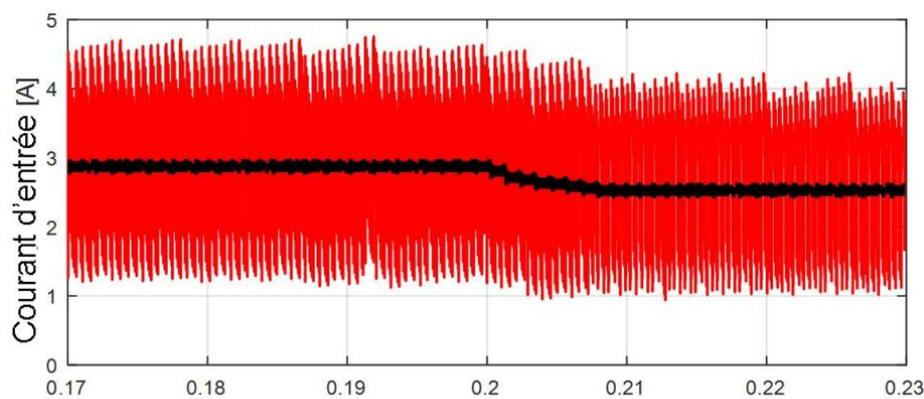
La figure 4.12 montre les formes d'onde du courant de sortie, du spectre de fréquence du courant de sortie, et des formes d'onde du courant d'entrée et de la tension DC respectivement, lors d'un changement brusque du courant de sortie de référence d'une amplitude de 2.1 A à 1.35 A à l'instant 200 ms.



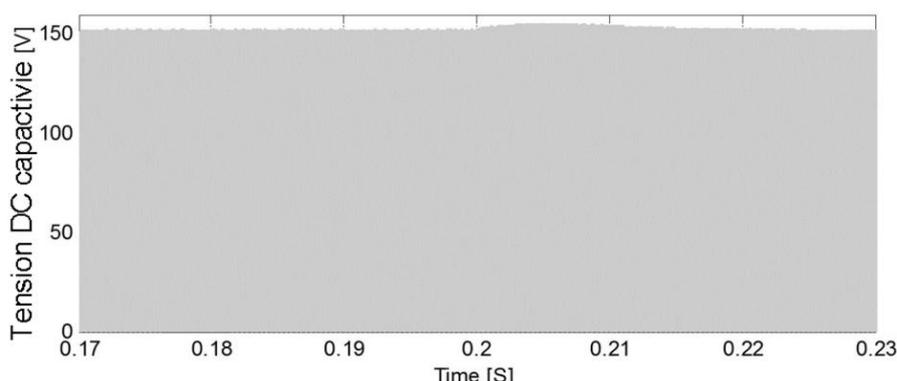
(a) Formes d'onde du courant de sortie.



(b) Spectre de fréquences du courant de sortie.



(c) Forme d'onde du courant d'entrée.



(d) Forme d'onde de la tension DC capacitive.

Figure 4.12. Résultats de simulation de la commande PI globale lors d'un changement brusque de la référence du courant de sortie.

On observe qu'aussi bien pour la commande MPC globale que pour la commande PI, le courant de sortie triphasé poursuit les références sinusoïdales. Cependant, la commande MPC globale proposée fournit une meilleure qualité de poursuite (les ondulations du courant de sortie sont plus faibles ainsi que pour les ondulations du courant d'entrée, figure 4.12). Comme il a été mentionné précédemment, l'onduleur qZSI possède trois états de commutation différents, c'est la raison pour laquelle il y a augmentation des ondulations pour la commande PI, ceci n'est pas dû à la fréquence de commutation variable, car la commande PI fournit des signaux PWM à fréquence constante, par conséquent, cette augmentation des ondulations est due à l'état ST qui affecte l'ondulation du courant de sortie. La commande MPC globale choisit toujours l'état optimal du qZSI. En pratique ceci a pour effet une diminution des ondulations avec la même fréquence de commutation moyenne égale à celle du PI. En plus que la commande MPC ne nécessite pas de réglage des paramètres du régulateur. Tout ceci constitue les principaux avantages de la commande MPC par rapport à la commande PI du qZSI. D'autre part, le THD du courant de sortie pour la commande MPC proposée est de 1.66 % alors que qu'il est de 2.33 % pour la commande PI comme le montre les figures 4.11.(b) et 4.12.(b). En raison de la fréquence de commutation variable, on obtient un courant de sortie de grande qualité avec un faible THD.

Nous remarquons aussi concernant la génération du courant d'entrée de référence, pour la commande MPC, elle est fournie par la MPPT, alors que pour la PI, la boucle de courant dépend de la tension capacitive mesurée. C'est la raison pour laquelle le courant d'entrée de référence dans la technique MPC proposée change instantanément et ce changement est beaucoup plus rapide pour la commande PI. D'après les figures 4.10(d) et 4.12(d), la tension DC link pour la commande MPC proposée est constante et commute avec un changement rapide alors que pour la commande PI, le changement est lent.

La figure 4.13 montre l'effet de la commutation sur le THD du courant de sortie, cette figure montre clairement la supériorité de la commande MPC par rapport à la commande PI pour les faibles fréquences de commutation (inférieur à 25 kHz). Cependant, lorsque la fréquence de commutation augmente le THD diminue pour les deux commandes, mais la réduction pour la commande PI est bien meilleure que pour la MPC. Cette figure montre que le THD de la commande PI devient inférieur à celui que la commande MPC pour des fréquences supérieures à 30 kHz.

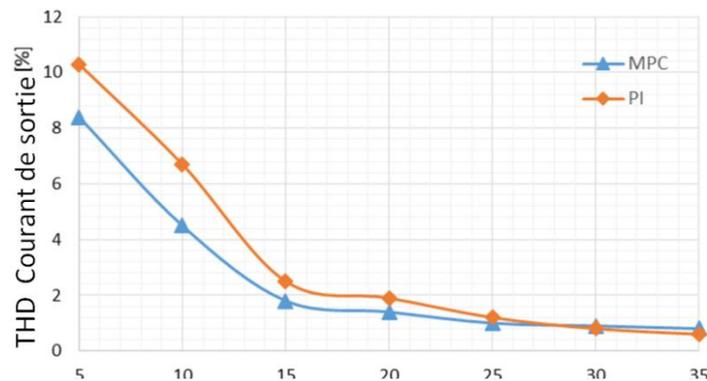


Figure 4.13. THD du courant de sortie triphasé pour la commande MPC proposée et la commande PI.

Il est aussi intéressant de noter l'effet du changement du courant de sortie de référence sur la forme de la tension de charge. La figure 4.14 représente la forme d'onde de la tension de sortie de phase lors d'un changement de la référence du courant de sortie à l'instant $t = 200$ ms.

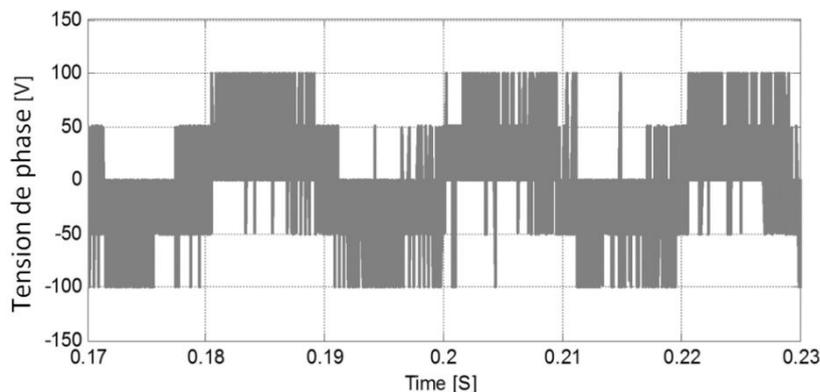


Figure 4.14. Résultats de simulation concernant la tension de charge v_{an} lors d'un changement brusque du courant de référence à l'instant $t = 200$ ms.

D'après cette figure, nous remarquons que ce changement n'a pas d'effet sur la tension qui reste stable avec 5 niveaux.

Afin de tester la qualité de la commande MPC vis à vis des variations des paramètres de la charge, on applique un changement brusque de l'inductance et la résistance de la charge, on passe des valeurs $L = 15 \text{ mH}$, $R = 10 \Omega$ à $L = 7.5 \text{ mH}$ et $R = 5 \Omega$ à l'instant $t = 200 \text{ ms}$. La figure 4.15 montre les résultats de la simulation.

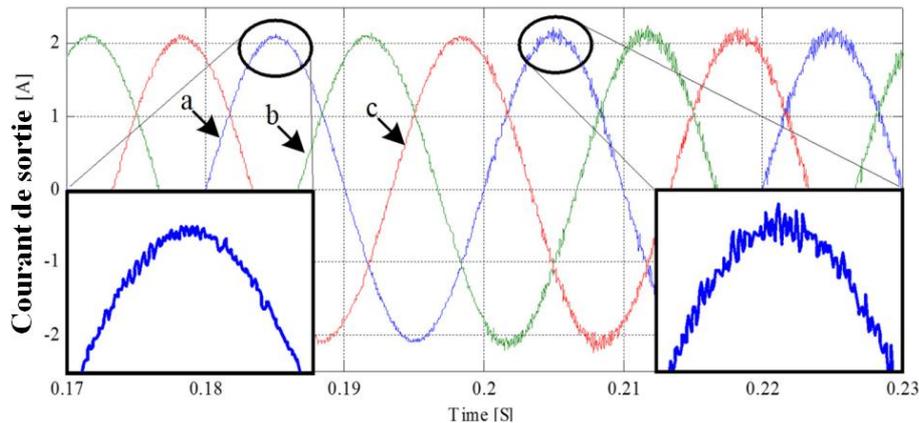


Figure 4.15. Résultats de simulation concernant l'effet de l'erreur du modèle de la charge avec une réduction de 50 % des valeurs de l'inductance et de la résistance de la charge à $t = 200 \text{ ms}$.

D'après cette figure, nous remarquons que la réduction de 50 % instantanée des valeurs de l'inductance et de la résistance de la charge n'a pas d'effet significatif sur la forme du courant de sortie puisque celui-ci suit toujours la référence sinusoïdale avec une légère augmentation des ondulations. Ceci constitue l'effet négatif de la commande prédictive par modèle. D'où l'intérêt de la commande "Model Free Predictive Control" ou MFPC [34] qui est indépendante du modèle. Pour cette commande, on utilise les valeurs estimées des variables, ce qui s'adapte bien lors des changements des paramètres de la charge et des conditions atmosphériques.

4.6 Commande MPC de la puissance active et réactive d'un système PV, à base du qZSI connecté au réseau électrique

Dans cette partie, nous allons présenter la conception et l'implémentation d'une commande prédictive de type MPC d'une installation PV connectée au réseau électrique et à base de l'onduleur qZSI. Cette commande permet le découplage des puissances active et réactive, afin de permettre l'intégration du PV au réseau électrique. La commande prédictive proposée permet d'assurer l'extraction du maximum de puissance disponible au niveau du générateur PV ainsi que la commande des puissances active et réactive injectées au réseau et de compenser la puissance

réactive demandée par la charge et d'assurer un fonctionnement stable du réseau électrique au point commun de couplage des charges locales.

Ainsi, une interface d'électronique de puissance constituée du qZSI muni de sa commande est proposée (figure 4.16), afin d'intégrer le générateur PV au réseau et permettre la compensation de la puissance réactive demandée par la charge.

Description du système

La figure 4.16 montre l'étage de puissance complet avec la structure de commande.

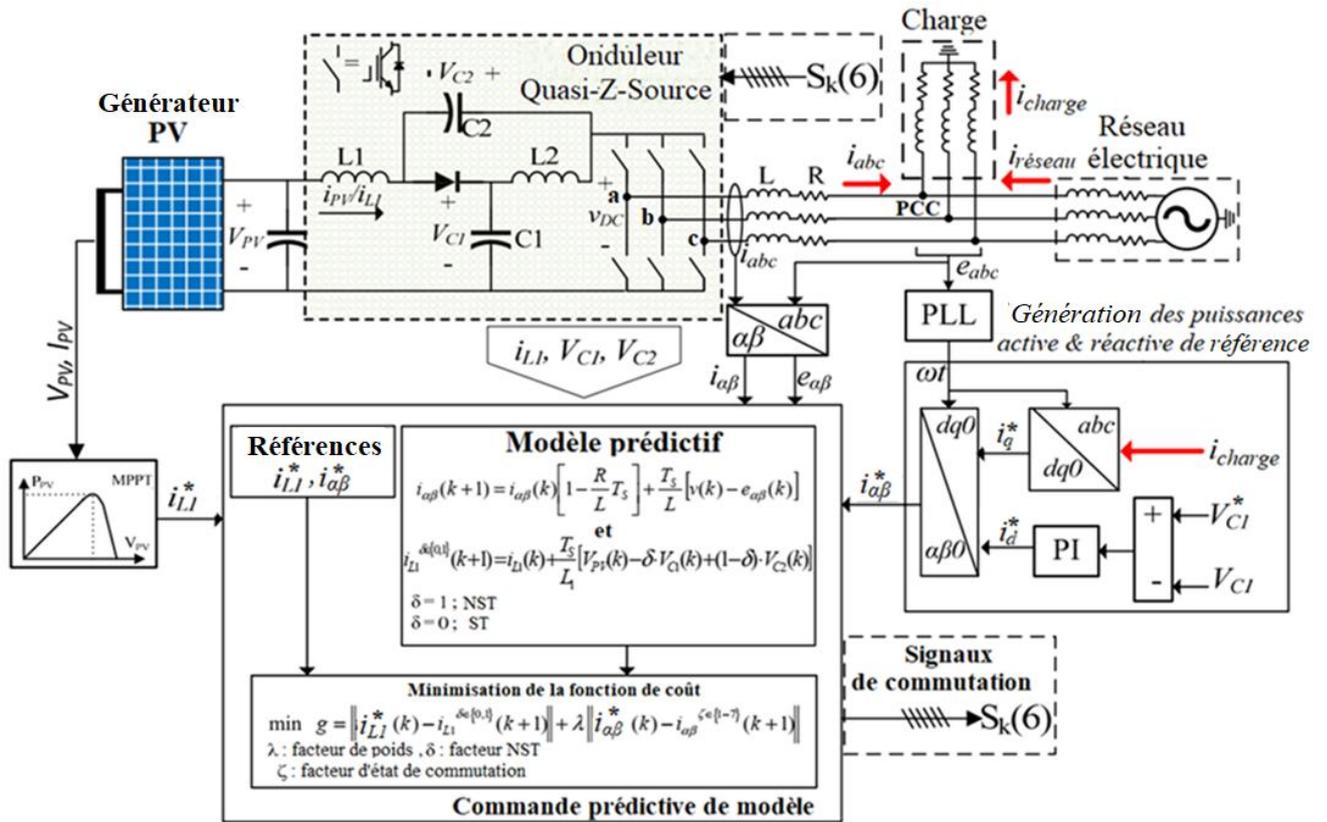


Figure 4.16. Structure du système proposé.

Cette figure montre que l'alimentation distribuée est connectée au réseau au point de couplage PCC par l'intermédiaire du qZSI triphasé et du filtre RL. Le point de couplage PCC est utilisé pour fournir de la puissance active et réactive à la charge locale. Le réseau d'impédance permet de booster la tension d'entrée et de fournir un état supplémentaire de commutation, à savoir, l'état ST. Durant les intervalles ST, on applique le vecteur de tension nulle. La figure 4.4(a) représente le mode NST du qZSI. Le fonctionnement en mode NST correspond au fonctionnement normal de l'onduleur où la tension de sortie est égale ou inférieure à la tension d'entrée. Durant ce mode, un seul interrupteur de chaque bras d'onduleur est fermé. Pour ce faire, la commande du bras doit être complémentaire,

afin d'éviter le court circuit de la tension d'entrée. La tension aux bornes l'inductance en mode NST est égale à la différence entre la tension d'entrée (V_{PV}) et la tension de la capacité C_1 . La figure 4.4(b) montre le fonctionnement en mode actif nul, il est analogue au mode actif sauf que le courant d'entrée de l'onduleur est nul et la charge est court-circuitée. La figure 4.4(c) montre le mode ST du qZSI. Ce mode est celui du fonctionnement en boost pour lequel le rapport cyclique ST est obtenu, afin d'obtenir une tension boostée. Dans ce cas, il existe deux types de commutation. Pour le premier type, seul les interrupteurs d'une phase sont fermés, c'est pourquoi il est appelé mode ST monophasé. Dans le cas, où les six interrupteurs sont fermés simultanément, ce mode est appelé mode ST triphasé.

Durant le mode ST, le courant de l'inductance L_1 augmente linéairement et les tensions de la capacité et de l'inductance deviennent égales. L'inductance L_1 se charge à travers la capacité C_2 avec laquelle elle est en série. De même, l'inductance L_2 se charge à travers la capacité C_1 .

Le système de commande est constitué de deux parties, le bloc de génération de références basé sur la puissance active et la puissance réactive fournies par le qZSI et la MPC pour atteindre les valeurs de référence. La référence de la puissance active est générée par la MPPT, alors que la référence de la puissance réactive est générée sur la base du besoin en puissance réactive exigée par la charge au niveau du PCC. La génération de la référence de la puissance réactive peut être aussi déterminée par les exigences du fournisseur d'énergie.

Le tableau 4.4 regroupe les équations dynamiques du qZSI.

Tableau 4.4. Equations dynamiques du qZSI.

	v_{L1}	v_{L2}	V_{dc}	v_d
Etats actif / nul	$V_{PV} - v_{C1}$	$-v_{C2}$	$v_{C1} + v_{C2}$	0
Etat ST	$V_{PV} + v_{C2}$	v_{C1}	0	$-v_{C1} - v_{C2}$

Afin de trouver l'expression de v_{C1} en fonction de V_{PV} , nous remarquons que durant l'état ST, nous pouvons écrire l'équation (4.30) :

$$v_{C1} = v_{L2} = v_{L1} \quad (4.30)$$

En utilisant le fait que la valeur moyenne de v_{L1} est nulle durant une période de commutation et en désignant le rapport cyclique shoot through par :

$$D = \frac{T_{sh}}{T} \quad (4.31)$$

où T_{sh} et T désignent respectivement l'intervalle de temps ST et la période de commutation.

$$\overline{v_{L1}} = (V_{PV} - v_{C1})(1 - D)T + (V_{PV} + v_{C2})DT = 0 \quad (4.32)$$

De l'équation (4.32) nous pouvons tirer l'expression de v_{C1} en fonction de V_{PV} :

$$v_{C1} = \frac{1-D}{1-2D} V_{PV} \quad (4.33)$$

Aussi, le fait que la valeur moyenne de v_{L2} durant une période de commutation peut s'exprimer par l'équation :

$$\overline{v_{L2}} = -v_{C2}(1 - D)T + v_{C1}DT = 0 \quad (4.34)$$

De l'équation (4.34) on tire l'expression (4.35) :

$$v_{C1} = \frac{1-D}{D} v_{C2} \quad (4.35)$$

L'équation (4.35) combinée avec l'équation (4.33) permet de déduire l'expression de v_{C2} (4.36) :

$$v_{C2} = \frac{D}{1-2D} V_{PV} \quad (4.36)$$

Par ailleurs, la valeur crête de v_{dc} (tableau 4.4) est donnée par (4.37) :

$$v_{dc} = v_{C1} + v_{C2} = \frac{1}{1-2D} V_{PV} \quad (4.37)$$

Stratégie de commande

Pour cette commande, les variables à contrôler sont le courant injecté (courant de sortie triphasé) dans le réseau et le courant i_{L1} (courant d'entrée continu)

La stratégie de commande est composée de deux parties :

- a) Génération des courants de référence nécessaires à la commande MPC.
- b) Formulation du modèle prédictif et de la fonction de coût.

a) Génération des références

La figure 4.16 représente le bloc diagramme de génération de références pour la MPC nécessaires à l'optimisation de la fonction de coût. Comme il a été mentionné précédemment la commande du qZSI nécessite la commande simultanée de plusieurs variables. En général, pour le qZSI, les variables à commander sont v_{C1} , i_{L1} et i_{abc} [35], cependant, l'algorithme proposé ne contient pas v_{C1} , pour obtenir une commande MPC plus simple et fournir moins de calculs pour le réglage des facteurs de poids. La référence de v_{C1} est fixée à une valeur donnée, exemple : 600 V, la seule condition nécessaire est que cette valeur soit supérieure au double de la valeur efficace de la tension composée du réseau, afin de permettre l'injection de l'énergie vers le réseau [28] et compenser la demande de la puissance réactive.

La commande du système peut être analysée comme deux systèmes indépendants tel qu'un système dual connecté au réseau comme dans un système à deux étages où le côté PV constitue

le premier étage avec la poursuite de la puissance maximum du générateur PV et le boosting de la tension du générateur PV et le côté onduleur constitue le deuxième étage permettant l'intégration du système au réseau électrique, bien que les deux côtés sont utilisés pour commander le même onduleur triphasé. Pour ce faire, un algorithme MPPT doit être utilisé tel que la PO à pas floue [36] pour générer la référence du courant PV qui est basiquement la valeur moyenne ou la composante DC de i_{L1}^* de la figure 4.16. Contrairement au qZSI conventionnel, une capacité d'entrée est associée au générateur PV pour éliminer les ondulations de courant et garantir la stabilité de la tension à l'entrée et ainsi considérer que

$$I_{PV}^* = I_{L1}^*.$$

Concernant la régulation de v_{C1} , un régulateur de type PI est utilisé, permettant aussi la génération de I_d^* (correspondant à la puissance active). Ce courant sera injecté dans le réseau en utilisant la commande MPC. Pour ce qui est pour I_q^* , il est généré sur la base du besoin de la puissance réactive du réseau, ce courant peut être estimé, soit par le besoin de la puissance réactive de la charge locale connectée au PCC (figure 4.16) ou bien en imposant le Q^* . Dans un système idéal, on peut directement convertir i_{L1}^* en courant i_{abc}^* , en utilisant le fait que les pertes sont négligeables, comme on a procédé pour la commande MPC globale.

Ainsi, le régulateur PI peut compenser les pertes du système rendant la commande plus robuste et plus pratique contrairement aux travaux existant dans la littérature où les références sont générées en supposant que les pertes de puissance sont négligeables lors de la conversion.

Ces deux valeurs de référence, i_{L1}^* et i_{abc}^* sont introduites dans le bloc MPC pour permettre la génération des signaux de commutation des interrupteurs de l'onduleur (figure 4.16).

b) Modèle prédictif du courant de réseau

L'équation de prédiction du courant de sortie est formulée sur la base du modèle mathématique de la tension de sortie de l'onduleur v (v_a, v_b, v_c) injectant de l'énergie dans le réseau de tension $e_{\alpha\beta}$ au travers d'un filtre RL. L'équation (4.38) décrit l'équation continue de l'onduleur.

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + e_{\alpha\beta} \quad (4.38)$$

Dans cette équation, v a pour composantes v_α et v_β , obtenues à l'aide de la transformation de Clarke (4.28). De même, le vecteur $e_{\alpha\beta}$ est obtenu à partir du vecteur e_{abc} par l'équation (4.28).

Nous savons que la transformation de Clarke ne change pas les paramètres de l'équation différentielle, c'est pourquoi l'équation (4.38) est semblable à celle obtenue en travaillant avec les grandeurs triphasées.

Afin d'obtenir le modèle de prédiction du courant de réseau, on utilise la transformation d'Euler pour la dérivée du courant i (4.29).

La discrétisation de l'équation (4.38) conduit à l'équation suivante (4.39) :

$$i_{\alpha\beta}(k+1) = i_{\alpha\beta}(k) \left[1 - \frac{R}{L} T_s \right] + \frac{T_s}{L} [v_{\alpha\beta}(k) - e_{\alpha\beta}(k)] \quad (4.39)$$

où k est l'instant d'échantillonnage actuel et $k+1$ est l'instant d'échantillonnage de prédiction. Concernant $v_{\alpha\beta}$, sa valeur dépend de l'état de commutation (figure 4.5). Dans le qZSI il y a 15 états possibles (6 NST actifs, 2 NST nuls, 7 ST). La tension v est nulle pour les NST nuls et les états ST. Dans la conception de cette commande, nous allons regrouper tous les états ST en un seul état correspondant à $k=8$, par contre, nous allons traiter les deux NST nuls séparément. Il en résulte qu'il y aura 9 états possibles de $k=0$ à $k=8$.

c) Modèle prédictif du courant d'entrée

Afin de prédire les valeurs futures du courant d'inductance i_{L1} , nous allons considérer les états ST et NST (Tableau 4.4). En utilisant la relation tension – courant pour une inductance et en la discrétisant par la méthode d'Euler (4.29), on obtient l'équation discrétisée (4.40), où sont regroupés les deux états ST et NST, à l'aide d'un facteur δ appelé facteur NST.

δ vaut 1 pour l'état NST et 0 pour l'état ST.

$$i_{L1}^{\delta \in \{0,1\}}(k+1) = i_{L1}(k) + \frac{T_s}{L} [V_{PV}(k) - \delta v_{c1}(k) + (1-\delta)v_{c2}(k)] \quad (4.40)$$

où $i_{L1}(k+1)$ est la valeur de prédiction et $i_{L1}(k)$ est la valeur courante.

On remarque que la prédiction de i_{L1} dépend aussi des valeurs courantes de V_{PV} , v_{c1} et v_{c2} . C'est pourquoi ces valeurs sont introduites dans la commande (figure 4.16).

d) Minimisation de la fonction de coût

La fonction de coût de la commande MPC proposée à optimiser contient un seul facteur de poids λ , et elle est donnée par l'expression (4.41) :

$$g = \left\| i_{L1}^*(k+1) - i_{L1}^{\delta \in \{0,1\}}(k+1) \right\| + \lambda \left\| i_{\alpha\beta}^*(k+1) - i_{\alpha\beta}^{\xi \in \{1-7\}}(k+1) \right\| \quad (4.41)$$

L'algorithme MPC donné par la figure 4.17 est exécuté pour le nombre d'états possible pour l'onduleur, dans notre cas, il y a 9 états, dont 6 états actifs, 2 états nuls et un état ST équivalent. La prédiction de la variable est élaborée pour chaque vecteur d'état entre deux instants de commutation et la fonction de coût (4.41) est calculée pour chaque vecteur.

Le vecteur de tension générant le minimum de g est appliqué à l'onduleur.

Comme mentionné précédemment il n'existe pas d'approche analytique pour le choix de facteurs de poids, ces facteurs sont généralement déterminés de façon empirique [37].

Dans la MPC globale, nous avons utilisé 3 facteurs de poids ce qui rend le réglage complexe. Le réglage de ces facteurs doit être fait en sorte d'assurer la stabilité du système.

Cependant, la priorité est donnée à i_{L1} par rapport à $i_{\alpha\beta}$, car i_{L1} est le paramètre décisif pour $i_{\alpha\beta}$. Si le changement de $i_{\alpha\beta}$ est plus rapide que i_{L1} , il peut provoquer un problème d'instabilité de v_{c1} dû à une demande supplémentaire de courant du côté AC. Au lieu de séparer i_α et i_β , on utilise

une notation complexe de la variable afin de réduire le temps de calcul et faciliter le processus de réglage.

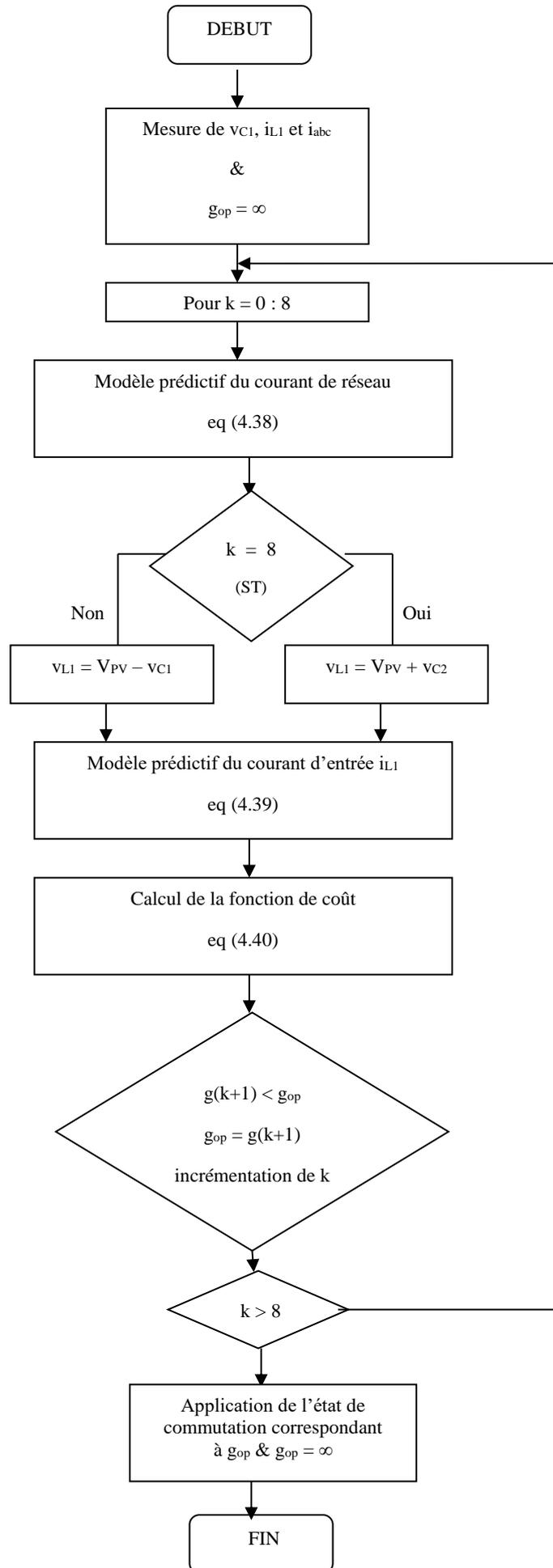


Figure 4.17. Algorithme de commande du courant MPC.

Simulation de la commande prédictive des puissances active et réactive

La commande proposée a été vérifiée par la simulation du fonctionnement du système complet composé du qZSI triphasé commandé par la MPC proposée avec le système connecté au réseau électrique, à l'aide de Matlab/Simulink.

Les paramètres de simulation sont regroupés dans le tableau (4.5) :

Tableau 4.5 : Paramètres de simulation.

Paramètre	Valeur
Tensions du réseau V_{abc}	208 V
Fréquence du réseau	50 Hz
Tension MPP V_{MP} (à 1000 W/m ²)	70 V
Courant MPP I_{MP} (à 1000 W/m ²)	3.80 A
Filtre RL	1.5 mH – 0.01 Ω
Inductances du qZSI L_1 & L_2	1 mH
Capacités du qZSI C_1 & C_2	1000 μ F

Le schéma de simulation du modèle Matlab/Simulink est montré en figure 4.18.

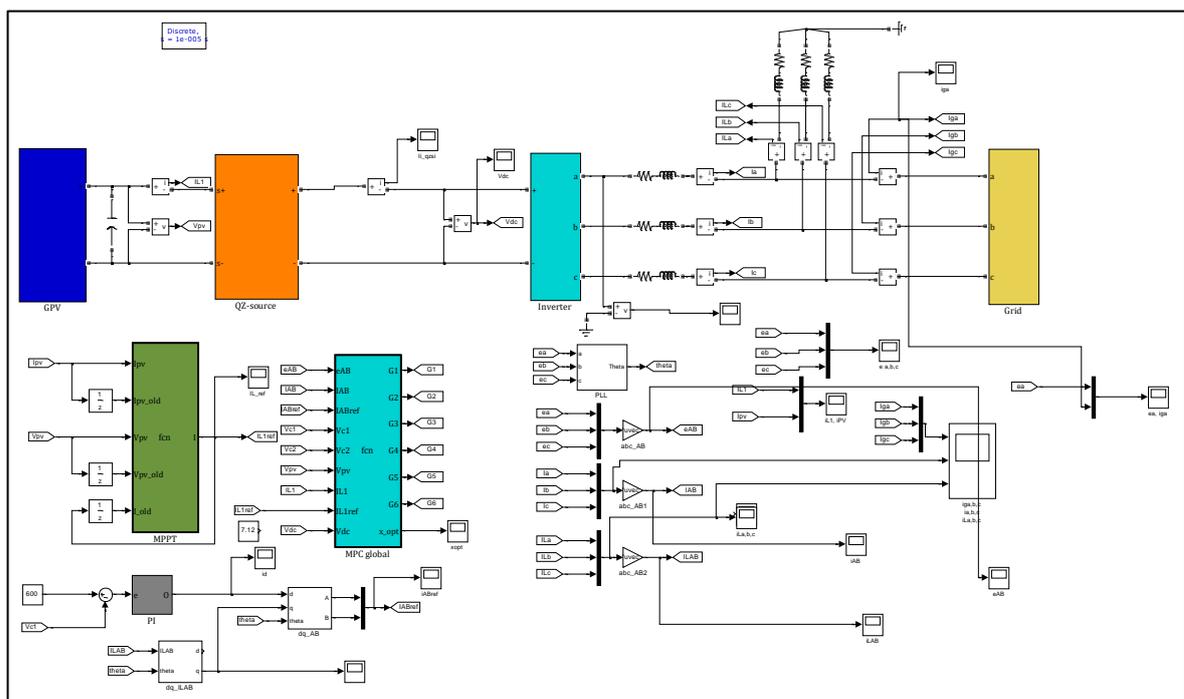


Figure 4.18. Modèle de simulation Matlab/Simulink du système global.

Les figures 4.19 et 4.20 montrent respectivement les caractéristiques I-V et P-V du générateur PV. Les performances du système sont évaluées sous les conditions suivantes : variation du flux solaire et compensation de la puissance réactive au point PCC. Le système est analysé de façon indépendante, le côté continu constitué du générateur PV et du réseau impédance du qZSI pour la performance de poursuite du MPP, et le côté alternatif constitué de l'onduleur triphasé, du filtre RL et du réseau électrique pour la performance de compensation de la puissance réactive du réseau, ainsi que les performances dynamiques des paramètres du système vis à vis des variations. Le tableau 4.5 regroupe les paramètres de simulation du système. Les principaux résultats sont vérifiés et montrés par les figures 4.21, 4.22 et 4.23.

La figure 4.21 représente les paramètres du système du côté alternatif durant le régime transitoire. Ces paramètres sont i_{L1} , $i_{a\ qZSI}$ et v_{C1} . Afin d'analyser le comportement transitoire du système, une variation en échelon de l'ensoleillement a été effectuée à l'instant t_1 avec le passage de 1000 W/m^2 à 800 W/m^2 . La figure 4.21 montre clairement que le courant i_{L1} passe de la valeur 3.80 A à la valeur 3 A , ces valeurs correspondent au I_{MP} du générateur pour les flux correspondants, comme le montrent les figures 4.19 et 4.20. Ceci prouve le bon fonctionnement du côté continu, car la poursuite du point MPP s'effectue correctement et le courant i_{L1} est approximativement le même que I_{PV} .

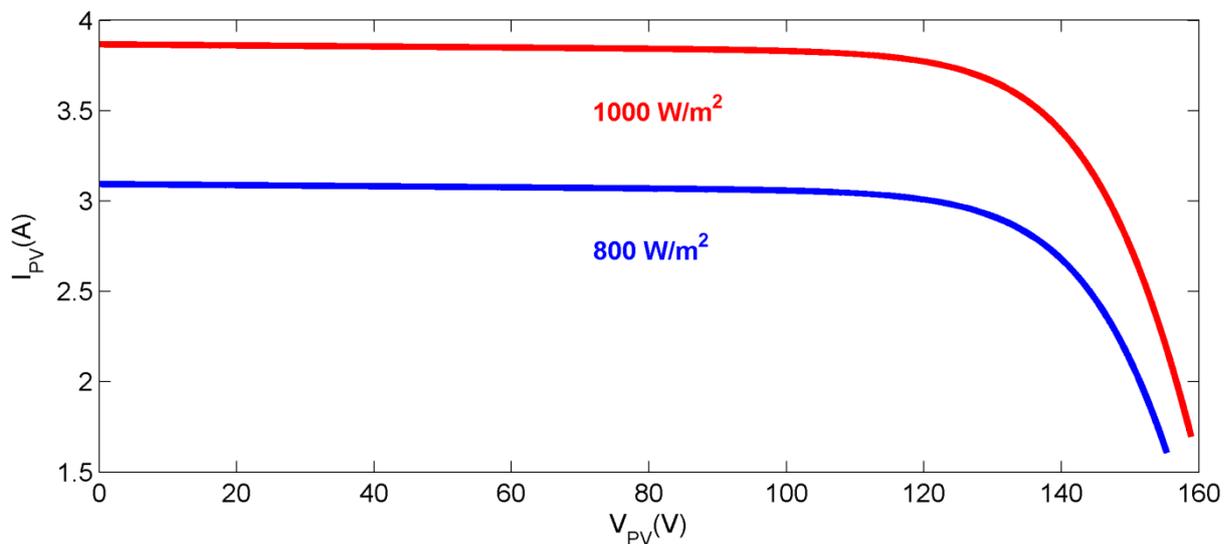


Figure 4.19. Caractéristiques I-V du générateur PV pour différents ensoleillements.

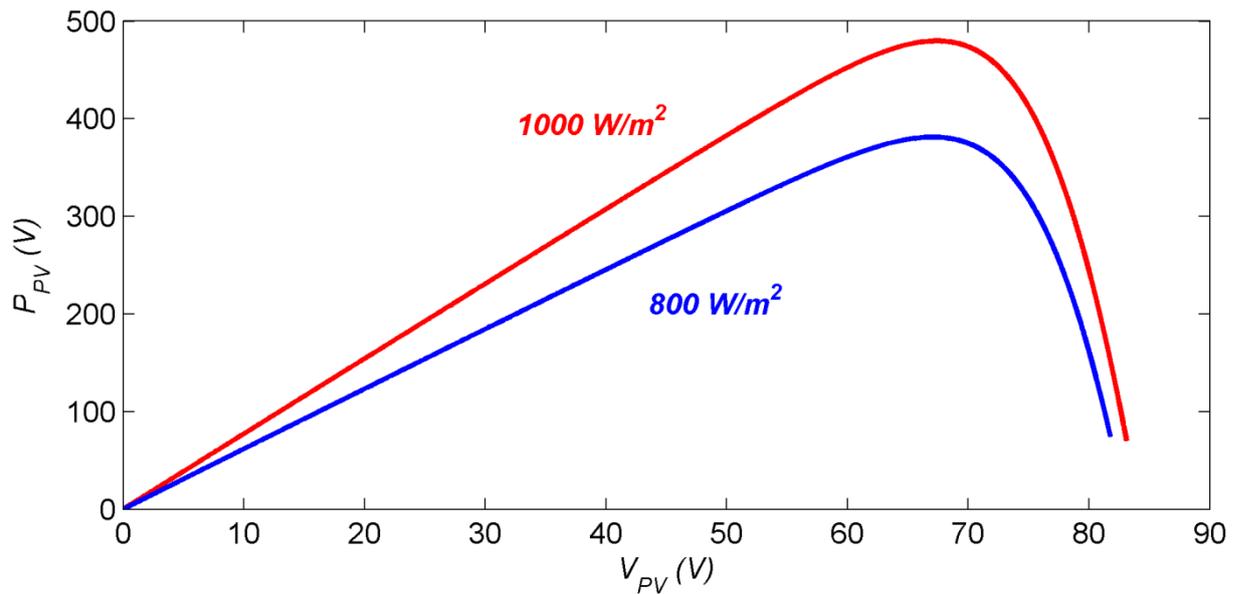


Figure 4.20. Caractéristiques P-V du générateur PV pour différents ensoleillements.

Concernant v_{C1} , la figure 4.21 montre que ce paramètre reste constant et égal à 180 V, quelque soit la valeur de l'ensoleillement. Ceci prouve la bonne qualité de la régulation et l'efficacité de la commande MPC.

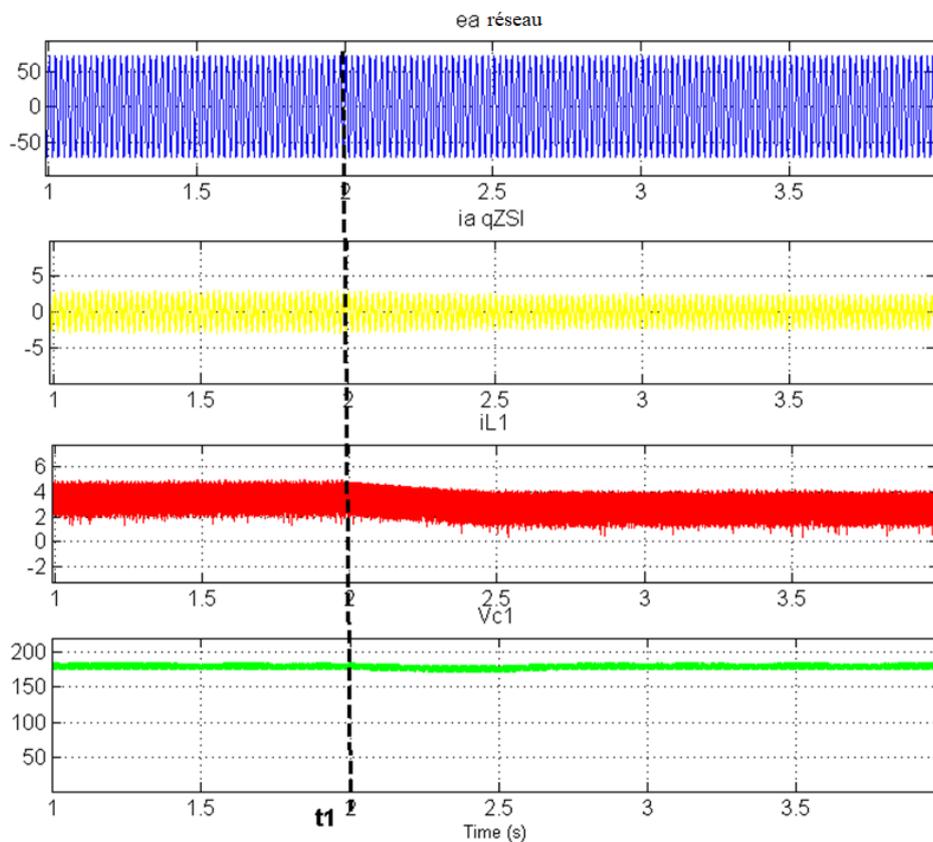


Figure 4.21. Performances du système du côté continu lors de la variation instantanée de l'ensoleillement.

Les performances du côté alternatif sont représentées en figure 4.22. Celle-ci montre les formes d'onde de la tension du réseau pour la phase a, ainsi que les courants du qZSI, du courant réseau et du courant de charge au point PCC.

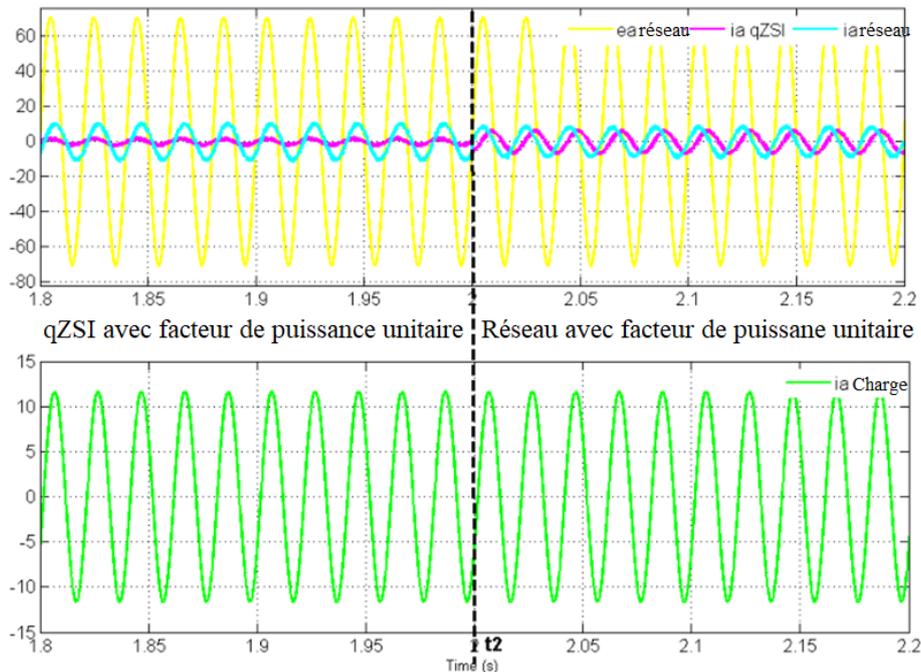


Figure 4.22. Performances du système du côté alternatif lors de la compensation de la puissance réactive.

D'après la figure 4.22, à l'instant t_2 , la commande MPC est enclenchée. Avant t_2 , la figure montre que le courant et la tension réseau sont déphasés, car la charge de type inductif consomme une puissance réactive tirée du réseau, et la puissance active est injectée vers le réseau à partir du générateur PV. Après t_2 , nous remarquons que la commande MPC proposée rend le courant et la tension réseau en phase, cela veut dire que la commande MPC a procédé à la compensation de la puissance réactive générée par le réseau. Ceci confirme la bonne performance de compensation de la commande prédictive proposée. La figure 4.22 montre également les formes d'onde des courants du qZSI et de la charge. Les valeurs crêtes des courants $i_{a\text{ qZSI}}$, $i_{a\text{ grid}}$ et i_{load} sont respectivement de 2 A, 9 A et 11 A. Ainsi, la commande MPC permet de faire fonctionner le système avec un facteur de puissance égale à l'unité.

La figure 4.23 montre l'analyse spectrale du courant du réseau. Celle-ci correspond à un THD de 4 % ce qui est conformité avec les standards IEEE 519, qui impose un THD inférieur à 5 %. Ainsi, la commande MPC proposée permet l'obtention d'une bonne qualité de l'énergie électrique, car elle induit une absorption de courant sinusoïdal avec un facteur de puissance proche de l'unité.

FFT analysis

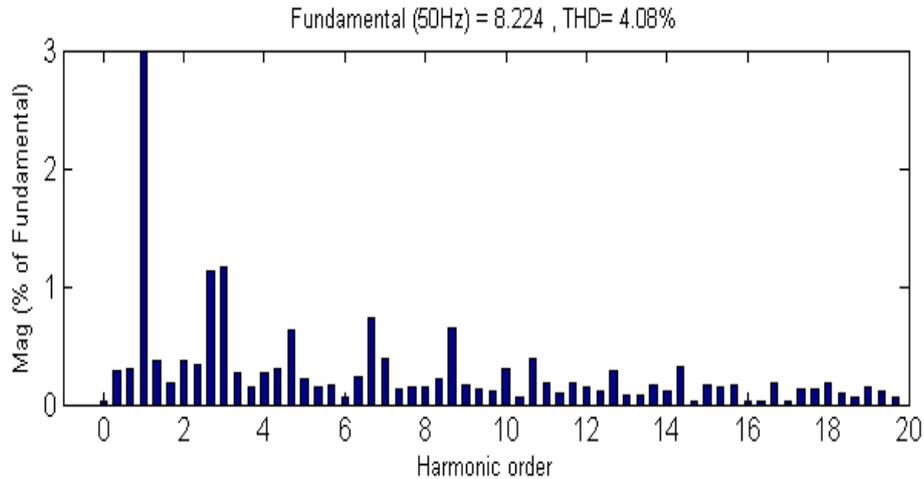


Figure 4.23. Analyse spectrale du courant du réseau.

4.7 Commande MPC avec minimisation des pertes d'un système PV connecté au réseau électrique, à base du qZSI

Après avoir traité la commande MPC globale intégrant dans la fonction de coût les 3 variables d'état, à savoir les courants d'entrée et de sortie, ainsi que la tension DC link; et la commande MPC de découplage des puissances active et réactive et compensation de la puissance réactive, dans cette partie, nous allons finalement considérer une commande prédictive MPC optimisée qui permet l'amélioration des performances de la réponse dynamique du qZSI et la minimisation des pertes de puissance des interrupteurs de l'onduleur, ainsi que la minimisation du temps de calcul. La commande FCS MPC considère explicitement les interrupteurs de puissance comme une contrainte dans le problème d'optimisation, il est donc nécessaire de considérer tous les états possibles du convertisseur dans l'implémentation de l'algorithme de commande. Cette commande exige que le problème d'optimisation soit résolu en ligne. Ceci implique un grand nombre de calculs constituant un inconvénient pour son implémentation dans les plateformes hardware standards. Dans certains travaux [38], une stratégie de compensation du retard est utilisée pour compenser le retard entre le temps d'échantillonnage et le temps de commutation. Le challenge principal de la commande et le temps de calcul important qui résulte de l'optimisation de la fonction objectif à chaque période de commutation. De plus, la sélection aléatoire des états de commutation peut causer des effets indésirables tels qu'une grande fréquence de commutation et une distorsion harmonique importante. Dans [39], la commande proposée utilise la commande MPC avec trois objectifs de commande dans une seule fonction de coût : la régulation de la tension DC link, ainsi que les puissances active et réactive injectées dans le réseau, l'algorithme correspondant entraîne une augmentation de la fréquence de commutation de l'onduleur entraînant une augmentation des pertes dans les interrupteurs. La commande proposée dans cette partie vise à la réduction du THD du courant ainsi que la minimisation des pertes de puissance avec un temps de commutation réduit basée sur

l'optimisation de la boucle. Ceci signifie une augmentation de la vitesse d'exécution et la réduction des calculs dans les boucles. Ceci est réalisé par la technique de sélection des boucles dans lesquelles les itérations du processus d'optimisation sont réduites. Ainsi, la commande proposée minimise le THD du courant de sortie, ainsi que les pertes de commutation et de conduction avec un temps de calcul plus court. Généralement, une technique d'optimisation est appliquée pour réaliser les objectifs de la commande. Dans la commande proposée, l'algorithme d'optimisation du meilleur candidat a été utilisé pour déterminer l'ensemble des états de commutation du qZSI qui peuvent optimiser la fonction objectif par la minimisation d'une fonction de coût spécifique, en plus pour réduire le temps de calcul permettant l'obtention de la solution optimale, on a remplacé la fonction de coût ordinaire par deux fonctions : la fonction de coût principale (minimisation du THD) et la fonction de coût secondaire (minimisation des pertes). La fonction de coût principale est basée sur la méthodologie MPC qui minimise le THD pour améliorer les performances, alors que la fonction de coût secondaire, teste les états nuls et ST pour sélectionner la solution candidate permettant de réduire les pertes de puissance du qZSI. Ainsi, une stratégie de fonctionnement optimisée basée sur l'algorithme d'optimisation du meilleur candidat est donc proposée pour ajuster les switches du qZSI et en même temps minimiser le THD et les pertes de puissance du qZSI durant un temps de calcul raisonnable. Nous allons présenter la commande MPC modifiée et ensuite nous décrirons la commande proposée.

Commande MPC modifiée (MMPC)

L'onduleur de tension triphasé connecte la charge triphasée aux bornes positive et négative de la liaison DC (DC link) à l'aide des différentes combinaisons des interrupteurs. Cependant, le qZSI a un état supplémentaire, en plus des 8 états conventionnels qui est l'état ST [40]. Ce travail propose une commande de type MMPC représenté par la figure 4.24, pour réaliser les objectifs de la commande par une extension de tous les états de commutation du qZSI. Ainsi, 15 états de commutation possibles du qZSI sont utilisés, tableau 4.6, au lieu de 9 états [40]. Ces 15 états comprennent deux états nuls (V_1, V_2), six états actifs ($V_3 - V_8$) et sept états ST ($V_9 - V_{15}$). Comme indiqué par le tableau 4.6, chaque état actif possède une seule option parmi ($V_3 - V_8$), car les états actifs ne sont pas interchangeables. Cependant, les états ST et nul ont des options de commutation multiples parmi ($V_9 - V_{15}$) et (V_1, V_2) respectivement. Pour les états nuls, on peut choisir entre (V_1, V_2) et pour les états ST, on peut choisir parmi ($V_9 - V_{15}$) pour trouver un compromis entre les deux objectifs de la MMPC, le premier objectif, qui est la réduction du THD du courant de sortie, peut être obtenu en choisissant un état actif ou nul ou ST. Cependant, le second objectif, qui est la minimisation des pertes de commutation du qZSI, peut être obtenu par le choix du meilleur état parmi les alternatifs de chaque cas de commutation. La méthodologie de cette commande sera discutée dans le prochain paragraphe.

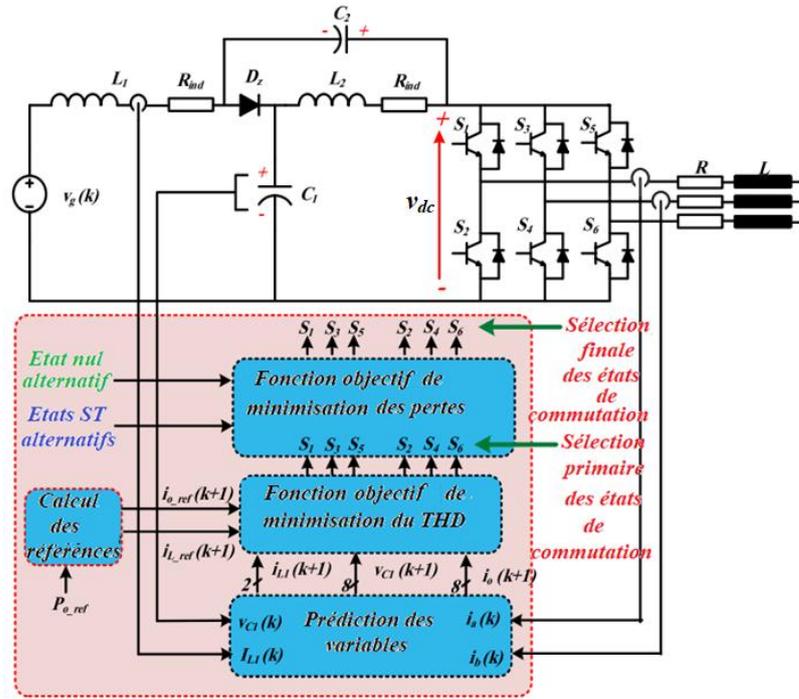


Figure 4.24. Schéma de la méthodologie MMPC.

Tableau 4.6. Différents états de commutation possibles du qZSI et le vecteur de tension de sortie correspondant.

Etat #	Etats de commutation de qZSI						Cas	Tension de sortie
	S ₁	S ₃	S ₅	S ₂	S ₄	S ₆		
1	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	Nul	$V_0 = 0$
2	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF		
3	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	Actif	$V_1 = \frac{2}{3} \cdot V_{dc}$
4	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON		$V_2 = \frac{1}{3} \cdot V_{dc} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot V_{dc}$
5	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON		$V_3 = -\frac{1}{3} \cdot V_{dc} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot V_{dc}$
6	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF		$V_4 = -\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$
7	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF		$V_5 = -\frac{1}{3} \cdot V_{dc} - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot V_{dc}$
8	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF		$V_6 = \frac{1}{3} \cdot V_{dc} - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot V_{dc}$
9	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF	Shoot-Through	$V_7 = 0$
10	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON		
11	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON		
12	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON		
13	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF		
14	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF		
15	ON	ON	ON	ON	ON	ON		

Généralement pour une commande prédictive, l'horizon de prédiction est le nombre d'intervalles de commande futurs que la commande devrait choisir. Des études pratiques ont prouvé qu'il vaut mieux choisir l'horizon de prédiction avant la conception de la commande et de le garder constant durant tout le processus de commande. Cependant, les autres éléments peuvent être ajustés dans la fonction de coût. Dans ce travail, l'horizon de prédiction de la MPC a été choisi du premier degré afin d'accélérer le réglage du processus.

Enfin, la méthodologie de modélisation du qZSI pour la commande MMPC se déroule en trois étapes : la première étape concerne la prédiction du vecteur de tension de sortie de la charge, la deuxième concerne la prédiction du courant de sortie et la troisième concerne la prédiction des équations de la capacité et de l'inductance suivant les différents modes du fonctionnement du qZSI.

a. Vecteur de la tension de sortie

Le vecteur de la tension de sortie $V_i(k+1)$ avec $i = [0 - 7]$ est estimé à l'aide des états de commutation de la tension DC link, V_{dc} comme suit :

$$V_i(k+1) = \frac{2V_{dc}}{3} (S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (4.42)$$

avec : $a = -\frac{1}{2} + i\frac{\sqrt{3}}{2}$ et S_a, S_b, S_c les états de commutation pour les phases a,b,c respectivement (soit 0 ou 1). Les vecteurs pour tous les états de commutation possibles sont montrés en figure 4.5.

b. Courant de charge

La valeur prédictive $i_0(k+1)$ du courant de charge est calculée comme suit :

$$V_i(t) = Ri_0(t) + L \frac{di_0(t)}{dt} \quad (4.43)$$

La discrétisation de l'équation (4.43) par la méthode d'Euler aboutit à l'équation suivante :

$$V_i(k+1) = Ri_0(k+1) + L \frac{i_0(k+1) - i_0(k)}{T_s} \quad (4.44)$$

D'où l'expression suivante du vecteur de courant, équation (4.45) :

$$i_0(k+1) = \frac{T_s V_i(k+1) + Li_0(k)}{L + RT_s} \quad (4.45)$$

c. Courant de l'inductance et tension de la capacité

Afin de simplifier l'analyse, on considère que les inductances et les capacités ont les mêmes valeurs. On suppose aussi que le système fonctionne en mode CCM et que les résistances parasites sont négligeables. Le qZSI fonctionne selon deux modes décrits ci-dessous :

1) Mode NST

Ce mode peut être appliqué pour un des états actifs de commutation, le circuit équivalent de ce mode est représenté en figure 4.25.

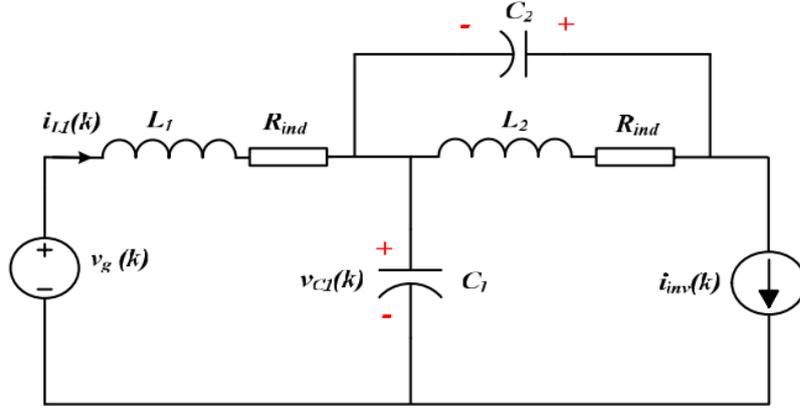


Figure 4.25. Circuit équivalent du qZSI dans le cas du mode NST.

Les relations entre le courant de l'inductance i_{L_1} et la tension de la capacité v_{C_1} peuvent s'exprimer comme suit :

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = v_g - v_{C_1} - R_{ind} i_{L_1} \quad (4.46)$$

$$C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = i_{L_1} - i_{inv} \quad (4.47)$$

R_{ind} est la résistance interne de l'inductance du qZSI, i_{inv} est le courant de sortie de l'onduleur.

La discrétisation de l'équation (4.46) par la méthode d'Euler conduit à :

$$L_1 \frac{i_{L_1}(k+1) - i_{L_1}(k)}{T_s} = v_g(k+1) - v_{C_1}(k+1) - R_{ind} i_{L_1}(k+1) \quad (4.48)$$

En supposant que : $v_g(k+1) \approx v_g(k)$ et $v_{C_1}(k+1) \approx v_{C_1}(k)$, l'équation (4.48) conduit à :

$$i_{L_1}(k+1) = \frac{T_s(v_g(k) - v_{C_1}(k)) + L_1 i_{L_1}(k)}{L_1 + R_{ind} T_s} \quad (4.49)$$

La discrétisation de l'équation (4.47) par la méthode d'Euler conduit à :

$$C_1 \frac{v_{C_1}(k+1) - v_{C_1}(k)}{T_s} = i_{L_1}(k+1) - i_{inv}(k+1) \quad (4.50)$$

La valeur prédictive de v_{C_1} est donnée par l'équation (4.51) :

$$v_{C_1}(k+1) = v_{C_1}(k) + \frac{T_s}{C_1} (i_{L_1}(k+1) - i_{inv}(k+1)) \quad (4.51)$$

2) Mode ST

Ce mode peut être appliqué au fonctionnement en ST, le circuit équivalent de ce mode est représenté en figure 4.26. Durant ce mode, les capacités C_1 et C_2 se déchargent au travers L_1 et L_2 .

Les relations entre le courant de l'inductance i_{L1} et la tension de la capacité v_{C1} peuvent s'exprimer comme suit :

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_g + v_{C1} - R_{ind} i_{L1} \quad (4.52)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} - i_{inv} \quad (4.53)$$

La discrétisation de l'équation (4.52) par la méthode d'Euler conduit à :

$$L_1 \frac{i_{L1}(k+1) - i_{L1}(k)}{T_s} = v_g(k+1) + v_{C1}(k+1) - R_{ind} i_{L1}(k+1) \quad (4.54)$$

En supposant que : $v_g(k+1) \approx v_g(k)$ et $v_{C1}(k+1) \approx v_{C1}(k)$, l'équation (4.54) conduit à :

$$i_{L1}(k+1) = \frac{T_s(v_g(k) + v_{C1}(k)) + L_1 i_{L1}(k)}{L_1 + R_{ind} T_s} \quad (4.55)$$

La discrétisation de l'équation (4.53) par la méthode d'Euler conduit à :

$$C_1 \frac{v_{C1}(k+1) - v_{C1}(k)}{T_s} = i_{L1}(k+1) - i_{inv}(k+1) \quad (4.56)$$

La valeur prédictive de v_{C1} est donnée par l'équation (4.57) :

$$v_{C1}(k+1) = v_{C1}(k) + \frac{T_s}{C_1} (i_{L1}(k+1) - i_{inv}(k+1)) \quad (4.57)$$

On remarque que le modèle prédictif de v_{C1} est le même en mode ST (4.57) et NST (4.51).

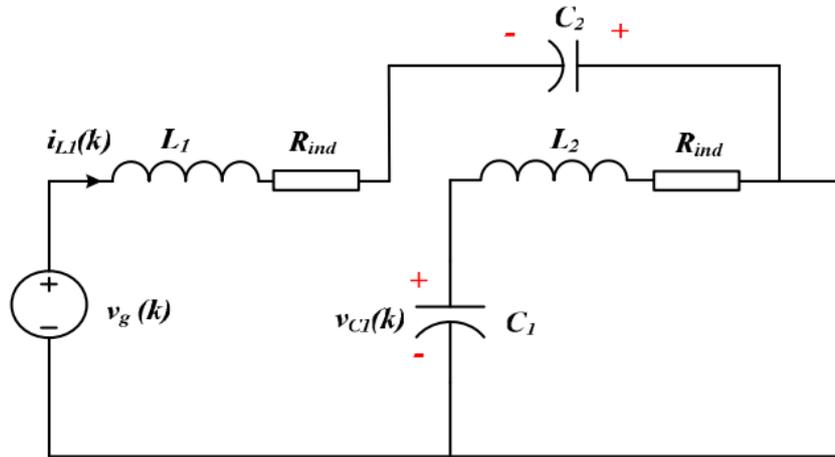


Figure 4.26. Circuit équivalent du qZSI dans le cas du mode ST.

Pour l'état NST nul, le modèle prédictif du courant de l'inductance i_{L1} et de la tension de la capacité v_{C1} est donné par les équations (4.49) et (4.51) respectivement en remplaçant $i_{inv} = 0$.

Méthodologie d'optimisation proposée

Sachant que l'efficacité du schéma MPC dépend essentiellement du temps de calcul de l'algorithme, il est important de proposer un algorithme MPC qui opère avec un minimum de temps de calcul, c'est pourquoi on propose une méthodologie modifiée basée sur un algorithme conventionnel modifié dans lequel, pour éviter le passage au travers d'une boucle de calcul excessif, les états nul et ST sont représentés par un seul état prédéfini pour chaque cas en négligeant les autres états qui représentent les états nul ou ST. Bien que l'ensemble réel des candidats comprend 15 états représentant tous les états applicables pour la commutation du qZSI. Ainsi seulement 8 états ont été utilisés à ce stade comme un ensemble réduit de candidats pour lequel la solution optimale du problème du THD est générée. Ainsi, l'ensemble réduit est constitué de 6 états représentant le cas actif, un état représentant le cas de l'état nul et un état représentant le cas ST. D'autre part, pour résoudre la question des pertes de puissance du qZSI, lorsque l'état nul ou ST génère le minimum de la fonction de coût principale, l'algorithme doit passer au travers d'un autre processus itératif pour sélectionner les états optimisés parmi les alternatifs de l'état nul ou des états ST. La minimisation des pertes de puissance peut être obtenue lorsque les interrupteurs commutent vers l'état correspondant à un minimum de pertes de commutation ou de conduction. Ce processus entraîne une faible répétition qui est une répétition dans le cas de l'état nul et six répétitions dans le cas de l'état ST. La caractéristique principale de la méthodologie proposée est que le qZSI a été commandé de façon optimale sur la base d'un scénario itératif avec un horizon de temps limité en réduisant le temps de calcul des fonctions de coût principale (THD) et secondaire (pertes de puissance). Le temps de calcul de la fonction de coût principale peut être réduit de 46.67 %, alors que de temps de calcul de la fonction de coût secondaire peut être réduit pour le cas actif de 100 %, pour l'état nul de 93.33 % et pour l'état ST de 60 %.

Ce travail a comme objectifs de minimiser le THD du courant de sortie et les pertes de puissance du qZSI, c'est à dire, les pertes de commutation et de conduction, en utilisant un algorithme MPC. La procédure de la méthodologie MPC proposée basée sur l'optimisation pour la résolution de ce problème est décrite par l'algorithme sous forme de pseudo-code. La procédure suivante est répétée à chaque période d'échantillonnage de l'implémentation du programme de la MPC. Comme illustré par cet algorithme, la méthodologie de la commande proposée est un processus d'optimisation itératif qui se déroule en 3 étapes : la 1^{ère} étape concerne l'introduction des données nécessaires (variables et paramètres du système) à la 2^{ème} étape, c'est à dire, la valeur crête de la tension DC link, la référence du courant de sortie, les tensions capacitives, le courant inductif donnés respectivement par les équations (4.51) et (4.49), etc ...

Comme stratégie d'optimisation modifiée, les états des interrupteurs sont définis (figure 4.24) et le tableau 4.6, sont classés selon trois ensembles, le premier ensemble est appelé {AZSet} qui exprime les états actifs, zéro (nul) et ST où l'état de commutation optimal est choisi parmi 8 états, c'est à dire, l'état nul, 6 états actifs et un état ST. Dans ce travail, les éléments de l'ensemble {AZSet} sont choisis comme l'état 1, les états de 3 à 8, l'état 15 dont les indices sont de 1 à 8. Le deuxième et le troisième ensemble des états de commutation sont appelés {ZSet} et {SSet} qui expriment toutes les alternatives du zéro et des états ST respectivement. L'ensemble {ZSet} est constitué de l'état 2, alors que l'ensemble {SSet} est constitué des états 9 à 14. En vue d'améliorer l'efficacité de calcul avec moins de temps possible, le travail d'optimisation est séparé en deux problèmes, à savoir, le THD et les pertes de puissance qui sont implémentés durant la deuxième et la troisième étape. La deuxième étape a été conçue pour optimiser le THD du courant de sortie sur la base de la commande MMPC. Durant cette étape, un état de commutation du qZSI, x_{opt} sera choisi, et appelé état optimal du THD, appartenant à l'ensemble {AZSet} basé sur la minimisation de la fonction de coût $g(x)$ où :

$$g(x) = \alpha (|\text{Re}(i_0^* - i_0)| + |\text{Im}(i_0^* - i_0)|) + \beta (|v_{dc} - v_{C1}|) + \gamma (|i_{L1}^* - i_{L1}|) \quad (4.58)$$

Dans l'équation (4.56), α, β et γ sont les facteurs de poids et leurs valeurs permettent le réglage de la MPC et le choix de ces valeurs est tel que la valeur la plus importante est affectée à la priorité de la variable à commander. Dans notre cas, la priorité est donnée au courant d'entrée i_{L1} , alors que les deux autres variables, à savoir, i_0 et v_{C1} ont à peu près la même priorité. Les valeurs choisies par tâtonnement, $\alpha = 1.8$, $\beta = 1.75$ et $\gamma = 40$. La minimisation de $g(x)$ peut être réalisée en temps réel pour la conception de l'algorithme d'optimisation afin de générer l'état de commutation du qZSI à chaque période d'échantillonnage. De plus, puisque les pertes de puissance totales des interrupteurs (P_{loss}) sont égales à la somme des pertes de commutation (P_{sw}) et des pertes de conduction (P_C). Les pertes (P_{loss}) du qZSI en appliquant l'état sélectionné peuvent être calculées en utilisant les équations :

$$P_{loss} = P_{sw} + P_C \quad (4.59)$$

$$P_{sw} = (E_{on} + E_{off})f_{sw} \quad (4.60)$$

$$P_C = R_{on}I_{rms}^2 \quad (4.61)$$

où E_{on} et E_{off} sont les pertes d'énergie à la fermeture et à l'ouverture de l'interrupteur respectivement, f_{sw} est la fréquence de commutation de l'interrupteur et R_{on} est la résistance à l'état de fermeture de l'interrupteur et I_{rms} est la valeur efficace du courant de conduction de l'interrupteur.

Durant la troisième étape, les pertes de commutation des interrupteurs sont calculées dans le cas d'un état zéro ou ST dans une branche itérative du problème principal d'optimisation.

La boucle d'optimisation de cette étape sera conditionnellement exécutée. Ainsi, les ensembles ZSset et SSset seront testés dans la boucle pour garantir des pertes de puissance minimum par la minimisation de la fonction de coût secondaire $P_{\text{loss}}(i)$ basée sur l'équation (4.59). L'état optimal final obtenu est celui correspondant à l'état où les pertes de puissance sont moindres.

Algorithme Méthodologie de commande du qZSI à base de la MPC modifiée

- 1 : Minimisation des pertes de puissance du qZSI et du THD à l'aide de la MPC
 - 2 : **Procédure**
 - 3 : **Mesure** des valeurs courantes de V_{C1} , I_a , I_b , I_{L1}
 - 4 : **Définir** des paramètres du système et de l'ensemble **AZSset**
 - 5 : **Initialisation**
 - 6 : Mettre la fonction objectif principale optimale $g_{\text{opt}} = \infty$
 - 7 : Mettre l'indice d'état optimal $\text{inx}_{\text{opt}} = 0$
 - 8 : Boucle de recherche de l'état optimal minimisant le THD
 - 9 : **Pour tous** les éléments x de **AZSset faire**
 - 10 : **Si** l'indice de x précédent égal à 8 **alors**
 - 11 : Utiliser les équations (4.55) et (4.57) pour la prédiction des valeurs de i_{L1} et v_{C1}
 - 12 : **Sinon**
 - 13 : Utiliser les équations (4.49) et (4.51) pour la prédiction des valeurs de i_{L1} et v_{C1}
 - 14 : **Fin de Si**
 - 15 : **Calculer** la fonction objectif principale $g(x)$ à partir de l'équation (4.58)
 - 16 : **Si** $g(x) < g_{\text{opt}}$ **alors**
 - 17 : $g_{\text{opt}} = g(x)$, $\text{inx}_{\text{opt}} = i$, $x_{\text{opt}} = \text{AZSset}(i)$
 - 18 : **Fin de Si**
 - 19 : **Fin de pour**
 - 20 : Cas où l'état optimal x_{opt} est un état ST
 - 21 : **Si** $\text{inx}_{\text{opt}} = 8$ **alors**
 - 22 : lever le drapeau du cas ST
 - 23 : Cas où l'état optimal x_{opt} est un état nul
 - 24 : **Sinon Si** $\text{inx}_{\text{opt}} = 1$ **alors**
 - 25 : lever le drapeau du cas nul
 - 26 : **Fin de Si**
 - 27 : **Mettre** l'état optimal du THD à x_{opt}
 - 28 : Calcul des pertes de puissance pour l'état optimal
 - 29 : **Calculer** les pertes de puissance totale ($P_{\text{loss_opt}}$) à l'aide des équations (4.59) : (4.61)
 - 30 : **Si** le drapeau ST est levé **alors**
-

31 : **Pour tous** les éléments x de l'ensemble **SSset faire**

32 : **Calculer** la fonction secondaire (P_{loss}) à l'aide des équations (4.59) : (4.61)

33 : Test de l'état optimal minimisant les pertes de puissance

34 : **Si** $P_{\text{loss}} < P_{\text{loss_opt}}$ **alors**

35 : $P_{\text{loss_opt}} = P_{\text{loss}}, x_{\text{opt}} = \text{SSset}(i)$

36 : **Fin de Si**

37 : **Fin de Pour**

38 : **Sinon Si** le drapeau du cas nul est levé **alors**

39 : **Calculer** la fonction secondaire (P_{loss}) à l'aide des équations (4.59) : (4.61)

40 : Test de l'état optimal minimisant les pertes de puissance

41 : **Si** $P_{\text{loss}} < P_{\text{loss_opt}}$ **alors**

42 : $P_{\text{loss_opt}} = P_{\text{loss}}, x_{\text{opt}} = \text{ZSset}(i)$

43 : **Fin de Si**

44 : **Fin de Pour**

45 : **Fin de Si**

46 : Mettre x_{opt} l'état optimal final du THD et des pertes de puissance du qZSI

47 : **Fin de la procédure**

Résultats et discussion

L'algorithme ci-dessus proposé a été validé en utilisant le logiciel Matlab/Simulink avec les paramètres de simulation listés dans le tableau 4.7.

Tableau 4.7 : Paramètres de simulation de la topologie qZSI à l'aide de l'algorithme proposé.

Paramètre	Symbole	Valeur
Tension d'entrée	V_g	40 V
Réseau d'impédance du qZSI	$L_1 = L_2$	500 μ H
	$C_1 = C_2$	470 μ F
Résistance interne des inductances	R_{ind}	5 m Ω
Résistance – inductance de la charge	R – L	1 Ω - 10 mH
Période d'échantillonnage	T_s	10 μ S

A titre de comparaison, nous allons considérer le cas de la MPC conventionnelle avec 9 états comprenant les deux états nuls, les six états actifs et un état ST correspondant à l'état 15 du tableau 4.6.

Comme mentionné précédemment, pour réaliser l'objectif des pertes du qZSI, la méthodologie d'optimisation proposée de la MMPC est basée sur l'extension du nombre d'états testés de 9 états [40] à 15 états dans le schéma proposé. Par conséquent, le nombre de boucles "pour" utilisé est de trois. La première boucle concerne l'ensemble {AZSset}, la deuxième boucle concerne l'ensemble {SSset} et la troisième est affectée à l'ensemble {ZSset}. Ces trois boucles qui sont utilisées pour la sélection de l'état de commutation optimal devraient résulter par une augmentation du temps de calcul. Cependant, dans ce travail, la charge de calcul a été réduite par l'utilisation de la méthode d'optimisation des boucles de calcul en réduisant le nombre de commutation dans le cas où l'état optimal est un état actif, parmi l'ensemble {AZSset} cas où les deux autres boucles ne sont pas utilisées, sachant que cette boucle comporte 8 états. Ceci nous permet une réduction de 46.67% du temps de calcul, vu que le nombre d'états est réduit de 15 à 8 états seulement. De plus, l'objectif des pertes du qZSI est réalisé à l'aide de la fonction de coût secondaire à l'aide des deux boucles additionnelles dans le cas des états de commutation nul et ST. Cependant, il n'est pas utile de tester la fonction de coût secondaire dans le cas d'un état de commutation actif. Dans le cas de la sélection d'un état nul de la boucle principale du THD, seulement un état additionnel devrait être testé, alors que dans le cas de sélection d'un état ST, 6 états additionnels seront testés. Un résumé de la réduction du temps de calcul du schéma proposé est représenté en tableau 4.8 qui indique que la méthodologie

proposée peut réduire le temps de calcul avec une moyenne de 56 % en supposant que les trois états de commutation ont la même probabilité.

Afin de comparer la technique proposée avec la technique MPC conventionnelle [40], nous allons considérer deux cas d'étude basés sur un changement de la charge AC triphasé. Dans le premier cas, la charge RL est de $1 \Omega - 10 \text{ mH}$ et un changement instantané à $t = 303 \text{ ms}$ de la puissance de 150 W à 300 W est considéré. Dans le deuxième cas, la charge RL est de $12 \Omega - 5 \text{ mH}$ avec un changement de puissance de 150 W à 500 W à $t = 303 \text{ ms}$.

Aussi, il est intéressant de comparer les pertes de puissance des interrupteurs du système en considérant les deux techniques, la technique proposée et la technique MPC conventionnelle.

Les figures 4.27 et 4.28 représentent les pertes de puissance pour chaque cas étudié (cas 1 et cas 2).

Tableau 4.8 : Réduction du temps de calcul pour le schéma proposé.

Cas de commutation		Fonction de coût principale de minimisation du THD	Fonction de coût secondaire de réduction des pertes de puissance du qZSI	Réduction moyenne
Numéro de l'état		8 états parmi 15 états	7 états parmi 15 états	
Réduction du temps de calcul	6 états actifs	Boucle sur 8 états économie de 7 états sur 15	100 % Economie de 7 sur 7	71.56 %
	2 états nuls		85.71 % Economie de 6 sur 7	64.89 %
	7 états ST		14.29 % Economie de 1 sur 7	31.56 %
Réduction moyenne		/	/	56.0 %

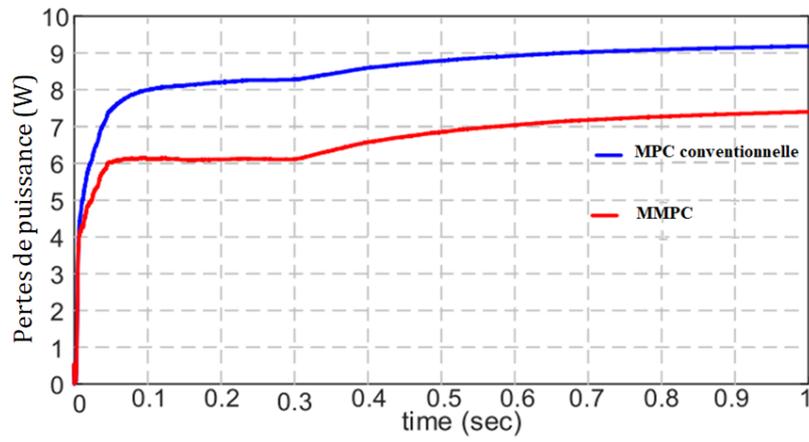


Figure 4.27. Pertes de puissance pour le cas 1, méthode MPC conventionnelle [40] et méthode proposée.

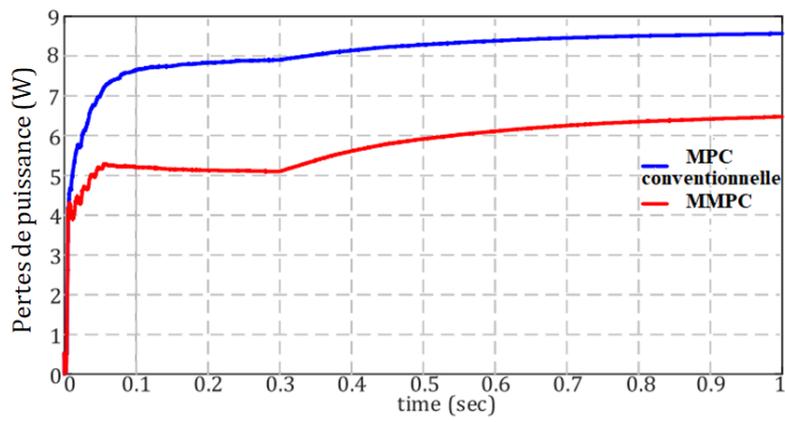


Figure 4.28. Pertes de puissance pour le cas 2, méthode MPC conventionnelle [40] et méthode proposée.

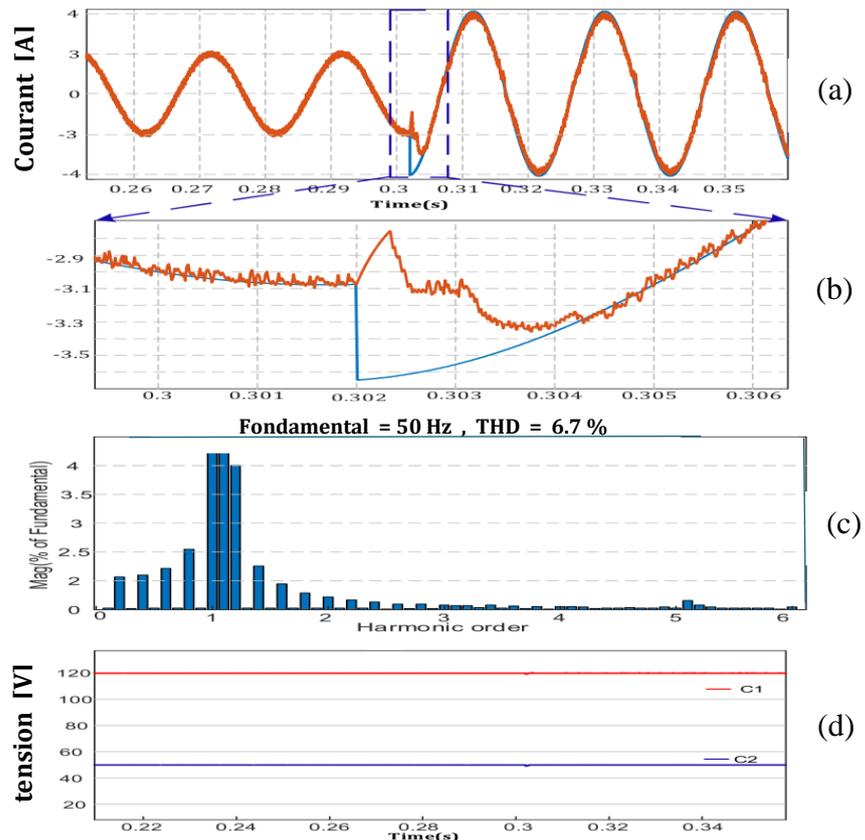


Figure 4.29. Cas 1, MPC conventionnelle : (a) Courant de sortie et courant de référence. (b) Zoom de la figure (a) pour $t = 303$ ms. (c) Spectre du courant. (d) Tensions des capacités C_1 et C_2 .

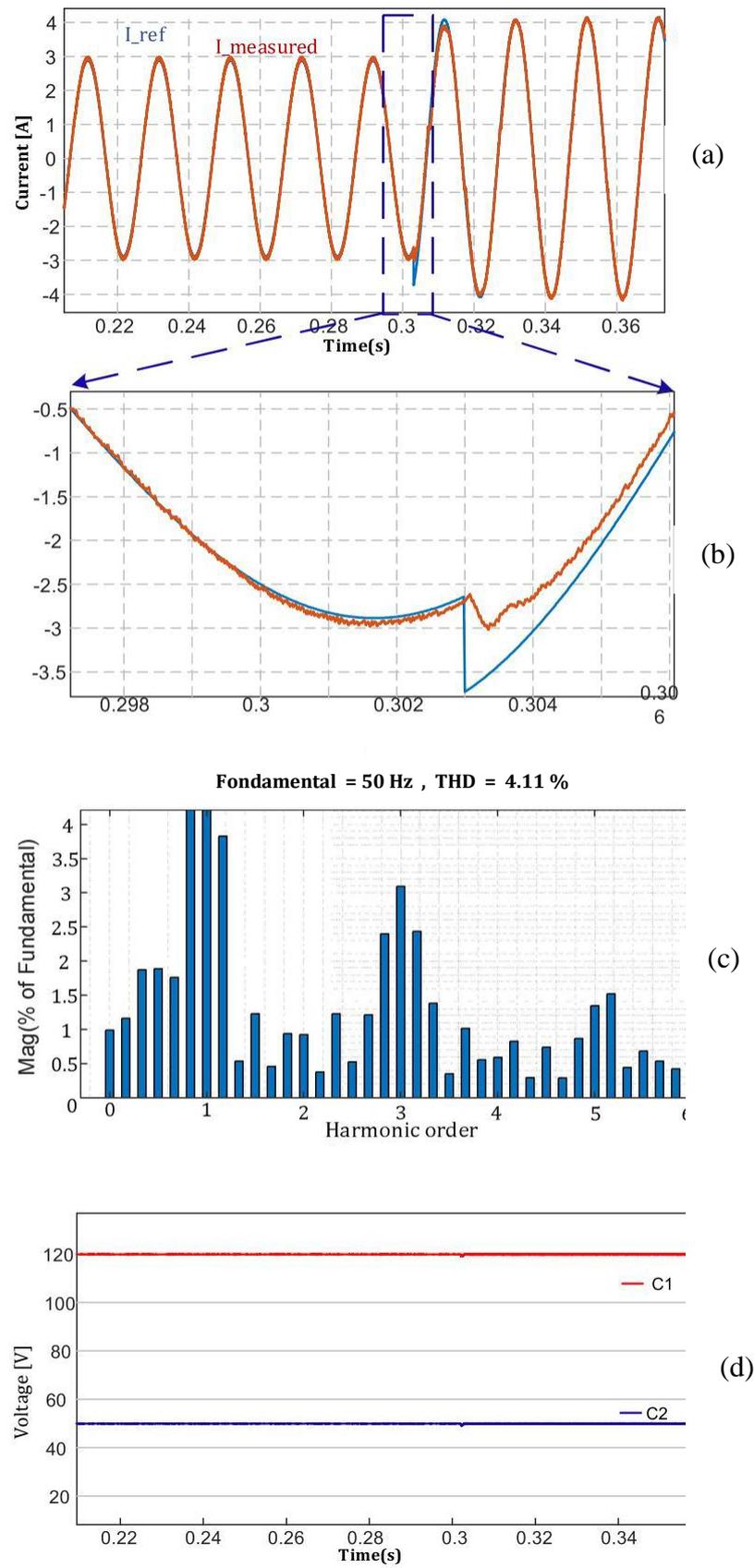


Figure 4.30. Cas 2, MMPC : (a) Courant de sortie et courant de référence. (b) Zoom de la figure (a) pour $t = 303$ ms. (c) Spectre du courant. (d) Tensions des capacités C_1 et C_2 .

Les figures 4.27 et 4.28 montrent clairement que quelque soit la charge considérée, les pertes de puissance du qZSI dans le cas de la technique proposée sont toujours inférieures aux pertes de puissance dues à la technique MPC conventionnelle.

Bien que l'algorithme proposé se concentre sur la minimisation des pertes de commutation, il a été conçu pour maintenir le THD et les performances dynamiques à un niveau acceptable.

Les figures 4.29 et 4.30 représentent les performances du système dans le cas de la MPC conventionnelle et la MMPC dans le cas de l'étude 1, respectivement.

Dans tous les cas d'étude, les commandes peuvent poursuivre le courant de référence et maintenir les tensions de capacité à 120 V pour v_{C1} et 50 V pour v_{C2} .

En plus, pour la technique proposée, cas 1, à cause de l'augmentation du nombre de calcul, le temps de réponse dépasse légèrement 5 ms, alors que la MPC conventionnelle donne une réponse plus rapide, car la poursuite de la référence se fait en moins de 2 ms. Nous remarquons aussi que dans le cas de la MPC conventionnelle, durant le régime transitoire, le courant présente un dépassement plus que celui de la MMPC.

Dans le cas de l'étude 1, la technique proposée donne un THD de 4.11 % alors que la technique MPC conventionnelle donne un THD de 6.7 %.

Enfin, nous allons terminer par le test de la commande proposée dans le cas des conditions de charge déséquilibrée avec $R_a = 12 \Omega$, $L_a = 15 \text{ mH}$, $R_b = 10 \Omega$, $L_b = 17 \text{ mH}$ et $R_c = 12 \Omega$, $L_c = 13 \text{ mH}$. Les résultats de ce déséquilibre sont représentés en figure 4.31. Le système de commande suit le courant de référence et n'est pas très affecté par les conditions de déséquilibre.

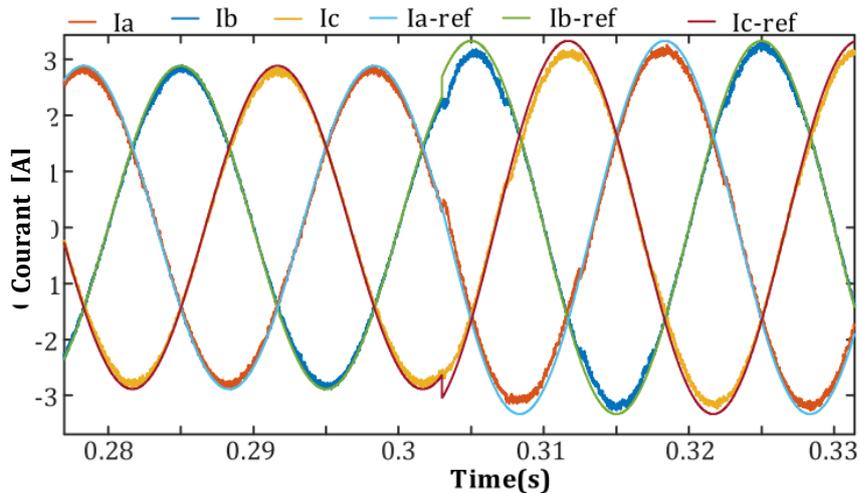


Figure 4.31. Cas d'étude dans les conditions de déséquilibre de la charge avec avec $R_a = 12 \Omega$, $L_a = 15 \text{ mH}$, $R_b = 10 \Omega$, $L_b = 17 \text{ mH}$ et $R_c = 12 \Omega$, $L_c = 13 \text{ mH}$.

4.8 Conclusion

Ce chapitre propose trois approches différentes de la commande MPC de systèmes à base du qZSI. L'objectif principal de la première approche est d'aboutir à des performances dynamiques de bonne qualité par la commande du courant d'entrée, de la tension DC link et du courant de sortie triphasé. De plus la commande proposée garantit la stabilité du circuit par la commande du courant de l'inductance et de la tension de la capacité. La discrétisation du modèle du qZSI et l'implémentation de la stratégie de commande multiobjectif sont expliquées en détail. Une comparaison de la commande MPC proposée avec la commande PI conventionnelle est montrée. Les résultats obtenus montrent que la technique proposée permet une meilleure régulation du courant d'inductance, de la tension de capacité et du courant de charge sinusoïdal, que la commande PI et ne nécessite pas le réglage des paramètres de la commande. De plus, la robustesse de la commande à fournir un THD faible a été mise en évidence, même dans le cas d'une erreur dans le modèle de la charge.

La seconde commande MPC proposée est dédiée à un système PV connecté au réseau. Le système a été conçu et simulé. Les résultats obtenus ont montré la capacité du système à poursuivre et délivrer le maximum de puissance du GPV avec une dynamique de poursuite rapide en plus de compenser indépendamment la puissance réactive de la charge branchée au point PCC, permettant ainsi au réseau de fonctionner avec un facteur de puissance unitaire.

La troisième commande proposée MMPC, qui est une MPC modifiée, est appliquée à un système PV, à base du qZSI, interconnecté au réseau. Son objectif est de minimiser les pertes de puissance dans les interrupteurs de l'onduleur, injecter un courant sinusoïdal dans le réseau, et réguler les tensions des capacités C_1 et C_2 . Une comparaison avec la MPC conventionnelle a été réalisée. Les résultats obtenus ont montré que la MMPC permet une réduction de 10 à 20 % des pertes par rapport à la MPC.

Références bibliographiques

- [1] F. Z. Peng, M. Shen, and Z. Qian, "Maximum boost control of the Z-source inverter," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 833-838, 2005.
- [2] H. Abu-Rub, M. Malinowski, and K. Al-Haddad, *Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications*. Hoboken, NJ, USA : Wiley, 2014.
- [3] H. Abu-Rub, G. Baoming, F. Blabjerg, L. Yushan, and E. Omar, "Impedance source power electronic converters," ed: Hoboken, NJ, USA: Wiley-IEEE, 2016.
- [4] L. Poh Chiang, D. M. Vilathgamuwa, Y. S. Lai, C. Geok Tin, and Y. Li, "Pulse-width modulation of Z-source inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1346-1355, 2005.
- [5] B. Ge, Q. Lei, W. Qian, and F. Z. Peng, "A family of Z-source matrix converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 35-46, 2012.
- [6] Y. Liu, B. Ge, H. Abu-Rub, and F. Z. Peng, "Overview of space vector modulations for three-phase Z-source/quasi-Z-source inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 4, pp. 2098-2108, 2014.
- [7] J. Anderson and F. Z. Peng, "Four quasi-Z-source inverters," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008*, pp. 2743-2749: IEEE.
- [8] Y. P. Siwakoti, F. Z. Peng, F. Blaabjerg, P. C. Loh, G. E. Town, and S. Yang, "Impedancesource networks for electric power conversion part II: review of control and modulation techniques," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 1887-1906, 2015.
- [9] D. Vinnikov, I. Roasto, R. Strzelecki, and M. Adamowicz, "Step-up DC/DC converters with cascaded quasi-Z-source network," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 10, pp. 3727-3736, 2012.
- [10] B. Ge et al., "An energy-stored quasi-Z-source inverter for application to photovoltaic power system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4468-4481, 2013.
- [11] Y. Li, S. Jiang, J. G. Cintron-Rivera, and F. Z. Peng, "Modeling and control of quasi-Zsource inverter for distributed generation applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1532-1541, 2013.
- [12] J. Anderson and F. Z. Peng, "A class of quasi-Z-source inverters," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS'08. IEEE, 2008*, pp. 1-7: IEEE.

- [13] Y. Liu, B. Ge, H. Abu-Rub, and F. Z. Peng, "Control system design of battery-assisted quasi-Z-source inverter for grid-tie photovoltaic power generation," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 4, pp. 994-1001, 2013.
- [14] H. Abu-Rub, A. Iqbal, S. M. Ahmed, F. Z. Peng, Y. Li, and G. Baoming, "Quasi-Z-source inverter-based photovoltaic generation system with maximum power tracking control using ANFIS," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 11-20, 2013.
- [15] J.-H. Park, H.-G. Kim, E.-C. Nho, and T.-W. Chun, "Power conditioning system for a grid connected PV power generation using a quasi-Z-source inverter," *Journal of Power Electronics*, vol. 10, no. 1, pp. 79-84, 2010.
- [16] J.-H. Park, H.-G. Kim, E.-C. Nho, and T.-W. Chun, "Capacitor voltage control for MPPT range expansion and efficiency improvement of grid-connected Quasi Z-Source Inverter," in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, 2010*, pp. 927-931: IEEE.
- [17] X. Ding, Z. Qian, S. Yang, B. Cui, and F. Peng, "A PID control strategy for DC-link boost voltage in Z-source inverter," in *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, 2007*, pp. 1145-1148: IEEE.
- [18] X. Ding, Z. Qian, S. Yang, B. Cui, and F. Peng, "A direct peak DC-link boost voltage control strategy in Z-source inverter," in *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007-Twenty Second Annual IEEE, 2007*, pp. 648-653: IEEE.
- [19] P. C. Loh, D. M. Vilathgamuwa, C. J. Gajanayake, Y. R. Lim, and C. W. Teo, "Transient modeling and analysis of pulse-width modulated Z-source inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 498-507, 2007.
- [20] O. Ellabban, J. Van Mierlo, and P. Lataire, "A DSP-based dual-loop peak DC-link Voltage control strategy of the Z-source inverter," *IEEE transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 9, pp. 4088-4097, 2012.
- [21] X. Li, J. Chen, and J. Zhang, "Three-phase Z-source grid-connected wind power generation system based on novel deadbeat control," in *Digital Manufacturing and Automation (ICDMA), 2011 Second International Conference on, 2011*, pp. 1355-1359: IEEE.
- [22] M. Shen, Q. Tang, and F. Z. Peng, "Modeling and controller design of the Z-source Inverter with inductive load," in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE, 2007*, pp. 1804-1809: IEEE.

- [23] F. Villarroel, J. R. Espinoza, C. A. Rojas, J. Rodriguez, M. Rivera, and D. Sbarbaro, "Multiobjective switching state selector for finite-states model predictive control based on fuzzy decision making in a matrix converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, pp. 589-599, 2013.
- [24] C. D. Townsend, T. J. Summers, J. Vodden, A. J. Watson, R. E. Betz, and J. C. Clare, "Optimization of switching losses and capacitor voltage ripple using model predictive control of a cascaded H-bridge multilevel StatCom," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3077-3087, 2013.
- [25] V. Yaramasu, B. Wu, and J. Chen, "Model-predictive control of grid-tied four-level diode-clamped inverters for high-power wind energy conversion systems," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2861-2873, 2014.
- [26] M. A. Perez, P. Cortés, and J. Rodríguez, "Predictive control algorithm technique for multilevel asymmetric cascaded H-bridge inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4354-4361, 2008.
- [27] M. Rivera, V. Yaramasu, J. Rodriguez, and B. Wu, "Model predictive current control of two-level four-leg inverters—Part II: Experimental implementation and validation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3469-3478, 2013.
- [28] M. Mosa, R. S. Balog, and H. Abu-Rub, "High-Performance Predictive Control of Quasi-Impedance Source Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 3251-3262, 2017.
- [29] O. Ellabban, M. Mosa, H. Abu-Rub, and J. Rodríguez, "Model predictive control of a grid connected quasi-Z-source inverter," in *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2013, pp. 1591-1596.
- [30] J.-W. Jung and A. Keyhani, "Control of a fuel cell based Z-source converter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 467-476, 2007.
- [31] A. Bakeer, M. A. Ismeil, and M. Orabi, "Modified Finite Control Set-Model Predictive Controller (MFCS-MPC) for quasi Z-Source Inverters based on a Current Observer," *Journal of power electronics*, vol. 17, no. 3, pp. 610-620, 2017.
- [32] A. Bakeer, M. A. Ismeil, and M. Orabi, "A powerful finite control set-model predictive control algorithm for quasi Z-source inverter," *IEEE Transactions on*

- Industrial Informatics, vol. 12, no. 4, pp. 1371-1379, 2016. control algorithm for quasi Z-source inverter," IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 12, no. 4, pp. 1371-1379, 2016.
- [33] O. Ellabban, J. Van Mierlo, and P. Lataire, "Design and implementation of a DSP based dual-loop capacitor voltage control of the Z-source inverter," International Review of Electrical Engineering, vol. 6, no. 1, 2011.
- [34] J. Rodriguez and all, "Model-Free predictive current control of a voltage source inverter," IEEE Access, vol. 8, 2020.
- [35] A. Ayad, P. Karamanakos, and R. Kennel, "Direct Model Predictive Current Control Strategy of Quasi-Z-Source Inverters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol.12 , pp. 1-10, 2016.
- [36] S.A. Krim, F. Krim, H. Afghoul and F. Abdelmalek, "An Enhanced Perturb and Observe MPPT for Photovoltaic Systems Based on Fuzzy Step," Journal Européen des Systèmes Automatisés, vol. 57, no. 2, pp. 363-372, 2024.
- [37] S. Bayhan, M. Trabelsi, H. Abu-Rub, and M. malinowski, "Finite Control Set Model Predictive Control for a Quasi-Z-Source Four-Leg Inverter Under Unbalanced Load Conditon," IEEE Transactions Industrial Technology (*ICIT*), vol. PP, pp. 1-1, 2016.
- [38] E. Kabalci and A. Boyar, "Highly efficient interleaved solar converter controlled with extended Kalman filter MPPT," Energies, vol. 15, no. 21, p. 7838, 2022.
- [39] I. Poonahela, S. Bayhan, H. Abu-Rub, M. M. Begovic, and M. B. Shadmand, "An effective finite control set-model predictive control method for grid integrated solar PV," IEEE Access, vol. 9, pp. 144481–144492, 2021.
- [40] A. Bakeer, M. A. Ismeil, and M. Orabi, "Modified finite control set-model predictive controller (MFCS-MPC) for quasi Z-source inverters based on a current observer," Journal of Power Electronics, vol. 17, no. 3, pp. 610–620, May 2017.

Conclusion générale et perspectives

Après la crise énergétique et les problèmes environnementaux tels que le réchauffement climatique et la pollution, le développement des sources d'énergie renouvelables a attiré l'attention des chercheurs. La pénétration dans le réseau électrique de l'énergie renouvelable provenant de ressources telles que l'énergie solaire et éolienne a considérablement augmenté. Les systèmes PV sont considérés comme l'une des sources d'énergie renouvelables les plus efficaces et les mieux acceptées pour la production d'électricité à petite et grande échelle, en raison de leur adéquation à la production décentralisée.

L'objectif principal de cette thèse est d'apporter des contributions de qualité dans le domaine de l'interface électronique de puissance pour les systèmes PV connectés au réseau. À cette fin, la nouvelle topologie d'onduleurs, à savoir qZSI, a été choisie. Pour s'assurer de l'originalité du travail et éviter la répétition des travaux antérieurs, une vaste étude de la littérature a d'abord été réalisée. L'étude de la littérature couvre une gamme de topologies utilisées pour l'interfaçage des PV. Une partie de l'étude de la littérature se concentre sur les stratégies de contrôle et les techniques de modulation existantes. Tandis que la dernière partie aborde les systèmes PV connectés au réseau, qui intègrent le qZSI comme unité de conditionnement de puissance. Les investigations ont été un moyen utile de déterminer les lacunes de recherche dans le domaine des VSI et ZSI pour les applications PV. Dans la troisième partie de ce travail, les différents composants des systèmes étudiés ont été conçus et modélisés et montrent ce qu'elles offrent pour contrôler le qZSI.

Pour les systèmes nécessitant une commande multivariable, la commande FCS-MPC est une solution intéressante car elle gère les systèmes multivariables de manière simple et efficace. La définition d'un ensemble fini est basée sur le fait que la FCS-MPC ne considère qu'un nombre fini d'états de commutation. Un modèle discret pour un système commandé est nécessaire pour faciliter la prédiction du comportement du système à chaque état de commutation. Enfin, une fonction de coût est évaluée et optimisée pour définir l'action de commande.

Dans ce contexte, une topologie d'onduleur remarquable et innovante qui a retenu beaucoup d'attention est le qZSI. Le qZSI est une variante du Z-Source Inverter (ZSI) traditionnel, caractérisé par son réseau d'impédance unique. Cet onduleur spécialisé a montré des capacités prometteuses pour améliorer les performances de conversion de puissance, offrir une meilleure efficacité et relever certains défis opérationnels.

Ce travail propose trois approches différentes de la commande MPC de systèmes à base du qZSI.

- L'objectif principal de la première approche est d'aboutir à des performances dynamiques de bonne qualité par la commande du courant d'entrée, de la tension DC link et du courant de sortie triphasé. De plus la commande proposée garantit la stabilité du circuit par la commande du courant de l'inductance et de la tension de la capacité. La discrétisation du modèle du qZSI et l'implémentation de la stratégie de commande multiobjectif sont élaborées. Une comparaison de la commande MPC proposée avec la commande PI conventionnelle est montrée. Les résultats obtenus montrent que la technique proposée permet une meilleure régulation du courant d'inductance, de la tension de capacité et du courant de charge sinusoïdal, que la commande PI et ne nécessite pas le réglage des paramètres de la commande. De plus, la robustesse de la commande à fournir un THD faible a été mise en évidence, même dans le cas d'une erreur dans le modèle de la charge.
- La seconde commande MPC proposée est dédiée à un système PV connecté au réseau. Le système a été conçu et simulé. Les résultats obtenus ont montré la capacité du système à poursuivre et délivrer le maximum de puissance du GPV avec une dynamique de poursuite rapide en plus de compenser indépendamment la puissance réactive de la charge branchée au point PCC, permettant ainsi au réseau de fonctionner avec un facteur de puissance unitaire.
- La troisième commande proposée MMPC, qui est une MPC modifiée, est appliquée à un système PV, à base du qZSI, interconnecté au réseau. Son objectif est de minimiser les pertes de puissance dans les interrupteurs de l'onduleur, injecter un courant sinusoïdal dans le réseau, et réguler les tensions des capacités C_1 et C_2 . Une comparaison avec la MPC conventionnelle a été réalisée. Les résultats obtenus ont montré que la MMPC permet une réduction de 10 à 20 % des pertes par rapport à la MPC.

Les variables d'état considérées sont le courant d'entrée fourni par le panneau PV, La tension DC link et le courant du réseau électrique dans le cas des systèmes PV interconnectés au réseau. Le choix des valeurs de référence est important pour la qualité de la commande. En particulier celle du courant d'entrée, qui doit être fournie par une technique MPPT performante afin de maximiser l'énergie extraite du générateur PV, aussi bien dans le cas d'un ensoleillement uniforme ou à ombrage partiel.

Dans ce cadre, nous avons mis au point trois techniques de commande MPPT originales.

- Un algorithme MPPT P&O amélioré, intégrant un contrôleur logique flou avec une taille de pas variable, a été développé et mis en œuvre pour surmonter les limitations de l'approche traditionnelle à taille de pas fixe. Les résultats de simulation démontrent que la méthode proposée réduit les oscillations en régime permanent autour du MPP et présente une réponse plus rapide aux changements d'irradiance.
- Une méthode MPPT intelligente basée sur les algorithmes FTSM et Grey Wolf Optimization (GWO) dans des situations partiellement ombragées sur un MPP global. La supériorité du contrôleur FTSM-GWO sur les contrôleurs ANN et KGMO en termes de rapidité, de précision et de stabilité a été clairement démontrée.
- Implémentation d'une nouvelle technique hybride MPPT utilisant Honey Badger (HBA) et Coyote Optimizer (COA) pour les systèmes PV partiellement ombragés. la technique HBA est utilisée pour le contrôleur MPPT afin de suivre la puissance maximale pendant un temps minimum et COA offre une efficacité et une stabilité élevées par rapport à d'autres méthodes récentes et efficaces (FPA, GSA et PSO).

Ce travail vise à démontrer la supériorité de l'approche proposée dans la gestion du système qZSI. Les critères d'évaluation sont les oscillations de courant, la vitesse de la commande et la qualité de l'énergie du réseau.

Ces travaux ont fait l'objet d'une publication dans la revue Journal Européen des systèmes automatisés, de deux communications internationales et deux communications nationales.

Travaux futurs

Les connaissances présentées dans cette thèse peuvent être étendues grâce aux projets de recherche futurs suivants proposés :

- Création d'algorithmes MPPT améliorés qui ont le potentiel d'augmenter la quantité d'énergie collectée à partir de sources photovoltaïques, augmentant ainsi l'efficacité du système. Les méthodes MPPT basées sur l'intelligence artificielle, telles que la logique floue, les réseaux neuronaux et autres, offrent une excellente voie pour des recherches ultérieures.
- Étude de l'effet de l'ombrage partiel des panneaux photovoltaïques et de l'effet de la puissance réactive sur les techniques proposées dans cette thèse.
- Amélioration des performances de la stratégie prédictive en suggérant une méthode pour déterminer les facteurs de pondération pour la MPC.

- Mise en œuvre du schéma de contrôle proposé pour le PV connecté au système à un étage en utilisant une carte de contrôle FPGA (Field Programmable Gate Array) au lieu de la plate-forme dSPACE.
- Vérification de l'efficacité du schéma de contrôle proposé pour le PV monophasé connecté au réseau expérimentalement en utilisant une carte FPGA ou une plate-forme dSPACE.

Liste des travaux

❖ Articles dans revues indexées

- [1] **S.A. Krim**, F. Krim, H. Afghoul and F. Abdelmalek, "An Enhanced Perturb and Observe MPPT for Photovoltaic Systems Based on Fuzzy Step," *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, vol. 57, no. 2, pp. 363-372, 2024.

❖ Publications dans proceedings de conférences indexées

- [1] **S. A. Krim**, H. Afghoul, F. Krim "Enhancement of Z-Source Inverter Controller for Improvement of Grid-Tied PV systems," **In: Proc. IC-ASET2023, Hammamet, Tunisia, April 2023.**
- [2] **S. A. Krim**, F. Krim, H. Afghoul, "New Hybrid Optimized MPPT Technique for PV Systems Under Partial Shadow Conditions," **In: Proc. IC-AIRE2023, Tipasa, Algeria, Nov. 2023.**
- [3] **S. A. Krim**, F. Krim, H. Afghoul, "Enhancing PV System Maximum Power Point Tracking (MPPT) with KGMO and Fast Terminal Sliding Mode-GWO," **In: Proc. IC-NCGE23, Boumerdés, Algeria, Nov. 2023.**
- [4] A. May, H. Feroura, H. Bey, **S. A. Krim**, F. Krim, A. Belaout, "Enhancement of Modulated Model Predictive Control of Grid-Tied PV Z-Source Inverter by Fuzzy Logic," **In: Proc. ATECE'24, Khenchela, Algeria, May. 2024.**

❖ Autres

- [1] **S. A. Krim**, F. Krim, H. Afghoul, "Contribution à la commande prédictive d'onduleurs de type quasi-Zsource dédiés à la gestion d'énergie d'une installation photovoltaïque connectée au réseau," **Participation in the UFAS1 Doctoriales dedicated to innovation, Sétif, Algérie, May. 2023.**
- [2] **S. A. Krim**, F. Krim, H. Afghoul, "Contribution to the predictive control of quasi-Z-source type inverters dedicated to the energy management of a photovoltaic installation connected to the grid," **Participation in the UFAS1 Doctoriales dedicated to innovation, Sétif, Algérie, May. 2024.**

ABSTRACT

This research work deals with the integration of photovoltaic (PV) energy to the electrical grid by the design of the power electronic interface. In this context, the single-stage topology based on quasi Z-source inverter is considered. Three different approaches for MPC control of qZSI-based systems have been developed. The main objective of the first approach is to achieve good dynamic performance by controlling the input current, the DC link voltage and the three-phase output current. In addition, the proposed control ensures circuit stability by controlling the inductor current and the capacitor voltage. The second proposed MPC control is dedicated to a grid-connected PV system. The results obtained showed the system's ability to track and deliver the maximum power of the GPV with a fast tracking dynamics in addition to independently compensating the reactive power of the load connected to the PCC point. The third one proposed MMPC control, which is a modified MPC, is applied to a PV system, based on the qZSI, tied to the grid. Its objective is to minimize the power losses in the inverter switches, inject a sinusoidal current into the grid, and regulate the voltages of the capacitors. In this framework, three novel MPPT control techniques have been developed, an improved P&O MPPT algorithm, integrating a fuzzy logic controller with variable step size, an intelligent MPPT method based on FTSM and GWO algorithms in partially shaded situations on a global MPP, a novel hybrid MPPT technique using Honey Badger (HBA) and Coyote Optimizer (COA) for partially shaded PV systems.

Keywords : Photovoltaic; Inverter; Multi-level; PUC; MPC; qZSI; FLC.

RESUME

Ce travail de recherche porte sur l'intégration de l'énergie photovoltaïque (PV) au réseau électrique par la conception de l'interface électronique de puissance. Dans ce contexte, la topologie mono-étage basée sur un onduleur quasi Z-source est considérée. Trois approches différentes pour le contrôle MPC des systèmes basés sur qZSI ont été développées. L'objectif principal de la première approche est d'obtenir de bonnes performances dynamiques en contrôlant le courant d'entrée, la tension de liaison CC et le courant de sortie triphasé. De plus, le contrôle proposé assure la stabilité du circuit en contrôlant le courant d'inductance et la tension de condensateur. Le deuxième contrôle MPC proposé est dédié à un système PV connecté au réseau. Les résultats obtenus ont montré la capacité du système à suivre et à délivrer la puissance maximale du GPV avec une dynamique de suivi rapide en plus de compenser indépendamment la puissance réactive de la charge connectée au point PCC. Le troisième contrôle MMPC proposé, qui est un MPC modifié, est appliqué à un système PV, basé sur le qZSI, connecté au réseau. Son objectif est de minimiser les pertes de puissance dans les interrupteurs de l'onduleur, d'injecter un courant sinusoïdal dans le réseau et de réguler les tensions des condensateurs. Dans ce cadre, trois nouvelles techniques de contrôle MPPT ont été développées, un algorithme MPPT P&O amélioré, intégrant un contrôleur logique flou à pas variable, une méthode MPPT intelligente basée sur les algorithmes FTSM et GWO dans des situations partiellement ombragées sur un MPP global, une nouvelle technique MPPT hybride utilisant Honey Badger (HBA) et Coyote Optimizer (COA) pour les systèmes PV partiellement ombragés.

Mots clés : Photovoltaïque ; Onduleur ; Multiniveaux ; PUC ; MPC ; qZSI ; FLC.

الملخص

تناول هذا العمل البحثي دمج الطاقة الكهروضوئية (PV) في الشبكة الكهربائية من خلال تصميم واجهة الطاقة الإلكترونية. في هذا السياق، يتم النظر في الطوبولوجيا أحادية المرحلة القائمة على ZSI. ثلاثة طرق مختلفة للتحكم في MPC للأنظمة القائمة على qZSI. الهدف الرئيسي من النهج الأول هو تحقيق أداء ديناميكي جيد من خلال التحكم في تيار الإدخال وجهد وصلة التيار المستمر وتيار الإخراج ثلاثي الطور. بالإضافة إلى ذلك، يضمن التحكم المقترح استقرار الدائرة من خلال التحكم في تيار المحث وجهد المكثف. التحكم الثاني المقترح في MPC مخصص لنظام PV متصل بالشبكة. أظهرت النتائج التي تم الحصول عليها قدرة النظام على تتبع وتقديم أقصى طاقة لـ GPV مع ديناميكيات تتبع سريعة بالإضافة إلى تعويض القدرة التفاعلية للحمل المتصل بنقطة PCC بشكل مستقل. يتم تطبيق التحكم الثالث المقترح MMPC، وهو MPC معدل، على نظام PV، بناءً على qZSI، مرتبط بالشبكة. الهدف من ذلك هو تقليل خسائر الطاقة في مفاتيح العاكس، وحقن تيار جيبي في الشبكة، وتنظيم جهد المكثفات. في هذا الإطار، تم تطوير ثلاث تقنيات تحكم MPPT جديدة، وهي خوارزمية P&O MPPT محسنة، تدمج وحدة تحكم منطقية ضبابية بحجم خطوة متغير، وطريقة MPPT ذكية تعتمد على خوارزميات FTSM و GWO في المواقف المظلمة جزئيًا على MPP عالمي، وتقنية MPPT هجينة جديدة باستخدام Honey Badger (HBA) و Coyote Optimizer (COA) لأنظمة الطاقة الكهروضوئية المظلمة جزئيًا.

الكلمات الدالة : الطاقة الكهروضوئية ; عاكس ; متعدد المستويات ; PUC ; MPC ; qZSI ; FLC.