

Une commande active de rejet de perturbation pour un
onduleur de micro-réseau: conception, simulation et
implantation en temps réel

par

Nabila YALAOUI

THÈSE PRÉSENTÉE À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
COMME EXIGENCE PARTIELLE À L'OBTENTION DU
DOCTORAT EN GÉNIE
Ph. D.

MONTREAL, LE 27 MARS 2025

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC



Nabila Yalaoui, 2025



Cette licence [Creative Commons](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/) signifie qu'il est permis de diffuser, d'imprimer ou de sauvegarder sur un autre support une partie ou la totalité de cette œuvre à condition de mentionner l'auteur, que ces utilisations soient faites à des fins non commerciales et que le contenu de l'œuvre n'ait pas été modifié.

PRÉSENTATION DU JURY
CE RAPPORT DE THÈSE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

Professeur Louis-A Dessaint, directeur de thèse
Département de génie électrique, à l'École de technologie supérieure

Professeur Tony Wong, président du jury
Département de génie électrique, à l'École de technologie supérieure

Professeur Kamal Al Haddad, membre du jury
Département de génie électrique, à l'École de technologie supérieure

Professeur Guchuan Zhu, examinateur externe
Département de génie électrique, à l'École polytechnique de Montréal

ELLE A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 3 MARS 2025

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je voudrais exprimer toute ma gratitude mon directeur de recherche, Monsieur Louis A Dessaint, Professeur à l'École de technologie supérieure, pour m'avoir permis de mener cette thèse. Je le remercie sincèrement pour sa disponibilité, son enthousiasme, sa confiance, son expertise, ses remarques judicieuses et ses encouragements. Je suis très reconnaissante pour ses précieux conseils et son soutien.

Mes remerciements vont également aux membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Je tiens également à remercier Dr. Hamadi Abdelhamid pour son expertise, ses conseils, et son soutien.

Je remercie également l'ensemble du personnel de l'ÉTS et plus particulièrement Reza Dehbozorgi et les techniciens du département de génie électrique, notamment Youssef Bekbouti et Éric Pilote pour leurs aides précieuses.

Enfin, j'ai une pensée particulière pour mes parents, mon époux et mes filles Imane, Asma, Amel et Wafa à qui cette thèse est dédiée.

Un grand merci à tous.

Une commande active de rejet de perturbation pour un onduleur de micro-réseau: conception, simulation et implantation en temps réel

Nabila YALAOUI

RÉSUMÉ

La disponibilité et le coût des combustibles fossiles, les catastrophes naturelles, les infrastructures vieillissantes, le changement climatique et l'augmentation de la consommation d'électricité affectent les réseaux électriques actuels. L'une des solutions les plus pratiques pour obtenir une énergie verte et fiable est l'utilisation de micro-réseaux. La stabilité des micro-réseaux dominés par les convertisseurs électroniques présente plusieurs défis. Parmi les problèmes rencontrés, citons l'absence d'inertie physique, le retard dans la détection de l'îlotage, la perte de stabilité associée à la transition entre les modes de fonctionnement et aux variations de la puissance de charge. Pour surmonter ces défis, cette étude présente une nouvelle stratégie de commande robuste basée sur la commande active du rejet de perturbation (ADRC). Elle convient aux modes de fonctionnement îloté et connecté avec une seule stratégie de commande, sans algorithmes de synchronisation et de détection d'îlotage.

L'efficacité de cette nouvelle approche a été démontrée par des simulations et une analyse comparative avec la commande conventionnelle de statisme avec l'impédance virtuelle. La flexibilité de la transition a également été assurée. La stratégie de commande proposée a été validée expérimentalement avec succès à l'aide d'un microcontrôleur DSP TMS320F28335 TI C2000.

Ce travail de recherche a fait l'objet d'une publication d'un article dans le journal IEEE Access dont le titre "Seamless Transition Between Microgrid Operation Modes Using ADRC Without an Islanding Detection Algorithm nor PLL".

Mots-clés : Commande active de rejet de perturbation (ADRC), onduleur alimentant le réseau, onduleur formant le réseau, micro-réseau, transition transparente, commande unique

An active disturbance rejection control for a microgrid inverter: design, simulation and real-time implementation

Nabila YALAOUI

ABSTRACT

The availability and cost of fossil fuels, natural disasters, aging infrastructure, climate change, and rising electricity consumption have affected the current power grids. One of the most practical solutions for achieving green and reliable energy is the use of microgrids.

The stability of microgrids dominated by electronic converters presents several challenges. Among the problems encountered are the absence of physical inertia, delay in detecting islanding, loss of stability associated with the transition between operating modes and variations in the load power. To overcome these challenges, this study presents a new robust control strategy based on active disturbance rejection control (ADRC). It is suitable for both islanded and connected operation modes with a single control, without islanding detection and synchronization algorithms.

The effectiveness of the control strategy was demonstrated through simulations and a comparative analysis with conventional droop control. Flexibility of the transition was also ensured. The proposed control strategy is successfully validated using a TI C2000 DSP TMS320F28335 microcontroller.

This research was published in the IEEE Access journal "Seamless Transition Between Microgrid Operation Modes Using ADRC Without an Islanding Detection Algorithm nor PLL".

Keywords: Active Disturbance Rejection Control (ADRC), grid-feeding inverter, grid-forming inverter, microgrid, seamless transition, single control

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE	5
1.1 Introduction.....	5
1.2 Définition et structure d'un micro-réseau	5
1.3 Mode de fonctionnement des micro-réseaux	9
1.3.1 Fonctionnement en mode connecté au réseau.....	10
1.3.2 Fonctionnement en mode îloté.....	10
1.3.3 Transition et flexibilité de fonctionnement d'un mode à l'autre	11
1.3.3.1 Synchronisation.....	11
1.3.3.2 Détection d'îlotage.....	13
1.3.4 Inconvénients des algorithmes de transition	15
1.4 Caractéristiques des micro-réseaux.....	15
1.5 Fonctionnalités des onduleurs intelligents	17
1.5.1 Autonomie.....	17
1.5.2 Coopérativité.....	18
1.5.3 Adaptabilité.....	18
1.5.4 Communication.....	18
1.6 Classification des techniques de commandes	19
1.6.1 Onduleur alimentant un réseau	20
1.6.2 Onduleur formant un réseau.....	20
1.6.2.1 Technique basée sur la commutation.....	21
1.6.2.2 Technique basée sur une seule commande	22
1.7 Principe de la commande de statisme (Droop control).....	26
1.8 Conception des boucles de régulation interne	33
1.9 L'impédance de sortie et la boucle d'impédance virtuelle	36
1.10 Problématique de la thèse	37
1.10.1 Fiabilité du système	37
1.10.2 Inertie et stabilité de la fréquence	38
1.10.3 Algorithmes de synchronisation et de détection d'îlotage.....	38
1.10.4 Effet de l'impédance côté réseau	39
1.11 Objectifs de la thèse.....	40
1.11.1 Développement d'un modèle mathématique	40
1.11.2 Commande sans algorithmes de détection d'îlotage et de synchronisation	40
1.11.3 Technique de commande par rejet de perturbation.....	40
1.11.4 Validation expérimentale	41
1.12 Méthodologie	41
1.12.1 Modéliser le système.....	41
1.12.2 Décrire la stratégie de commande de l'onduleur	41
1.12.3 Valider la commande par simulation	42
1.12.4 Réaliser un banc d'essai expérimental	42

1.12.5	Valider la commande en temps réel.....	42
1.13	Conclusion	43
CHAPITRE 2 COMMANDE ADRC ET SON APPLICATION À L'ONDULEUR		45
2.1	Introduction.....	45
2.2	Application de la commande active par rejet de perturbation dans l'électronique de puissance	45
2.3	Théorie de la commande active par rejet de perturbation.....	47
2.3.1	Suiveur différentiel	48
2.3.2	Observateur d'état étendu	49
2.3.3	Boucle de rétroaction d'erreur.....	50
2.4	Application de l'ADRC au micro-réseau.....	51
2.5	Analyse de stabilité et réglage des paramètres	59
2.5.1	Stabilité de l'ESO	59
2.5.2	Stabilité du contrôleur.....	61
2.5.3	Impact des bandes passantes sur les performances du système.....	63
2.6	Conclusion	66
CHAPITRE 3 RÉSULTATS DE SIMULATION		67
3.1	Introduction.....	67
3.2	Test de robustesse de l'ADRC proposée par simulation	67
3.2.1	Analyse comparative entre l'ADRC et DVI appliquée à un onduleur alimenté par une tension CC constante.....	67
3.2.1.1	Scénario 1 : Mode connecté.....	69
3.2.1.2	Scénario 2 : mode îloté	74
3.2.1.3	Scénario 3 : Transition d'un mode de fonctionnement à l'autre	87
3.2.1.4	Estimation des variables et résultats de simulation.....	88
3.2.1.5	Test de la robustesse durant la variation de L_g	92
3.2.2	Onduleur alimenté par un PV et une batterie.....	102
3.3	Conclusion	110
CHAPITRE 4 VALIDATION EXPÉRIMENTALE DE LA COMMANDE ADRC		111
4.1	Introduction.....	111
4.2	Description des éléments du banc d'essai.....	111
4.2.1	Source de tension alternative Labvolt.....	112
4.2.2	Onduleur Labvolt.....	113
4.2.3	Le kit d'expérimentation C2000.....	114
4.2.4	L'interface d'adaptation.....	117
4.3	Schéma du banc d'essai	119
4.4	Analyses des résultats expérimentaux	120
4.5	Résultats et discussions.....	121
4.6	Conclusion	125
CONCLUSION.....		127
RECOMMANDATIONS		129

BIBLIOGRAPHIE	131
---------------------	-----

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 1.1 Résumé de la revue de la littérature	24
Tableau 3.1 Paramètres du micro-réseau étudié	68
Tableau 3.2 Paramètres de l'ESO et du SEF	69
Tableau 3.3 THD du courant injecté au réseau sous variation de L_g	74
Tableau 3.4 THD du courant de la charge en mode îloté	86
Tableau 3.5 Différents modes de fonctionnement des éléments du micro-réseau.....	105
Tableau 4.1 Paramètre du banc d'essai.....	121

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1 Architecture complète d'un micro-réseau connecté au réseau principal	9
Figure 1.2 Technique de transition basée sur la commutation.....	22
Figure 1.3 Stratégie de transition basée sur un seule commande	23
Figure 1.4 Schéma équivalent d'un onduleur connecté à un point commun	27
Figure 1.5 Commande du statisme.....	32
Figure 1.6 Schéma de commande d'un onduleur formant le réseau	34
Figure 1.7 Circuit équivalent Thevenin du système en boucle fermée.....	36
Figure 2.1 Structure de la commande ADRC	47
Figure 2.2 Courbe caractéristique de la fonction fal	50
Figure 2.3 Onduleur alimenté par une source continue et connecté au réseau principal.....	52
Figure 2.4 Stratégie de l'ADRC proposée	57
Figure 2.5 Organigramme de la commande ADRC proposée	58
Figure 2.6 Impact de ωc sur les performances du système	63
Figure 2.7 Impact de $\omega 0$ sur les performances du système	65
Figure 3.1 THD du courant injecté au réseau pour $Lg=10$ mH. (a) avec DVI. (b) avec ADRC	70
Figure 3.2 THD du courant injecté au réseau pour $Lg=4$ mH. (a) avec DVI. (b) avec ADRC	71
Figure 3.3 THD du courant injecté au réseau pour $Lg=400$ μ H. (a) avec DVI. (b) avec ADRC	72
Figure 3.4 THD du courant injecté au réseau pour $Lg= 100$ μ H. (a) avec DVI. (b) avec ADRC	73
Figure 3.5 Puissances actives durant le mode îloté. Puissance active du réseau (Pg), de la charge (Pl) et celle fournie par l'onduleur ($Pinv$). (a) avec DVI. (b) avec ADRC	75

Figure 3.6 Puissances réactives durant le mode îloté. Puissance réactive du réseau (Qg), de la charge (Ql) et de celle fournie par l'onduleur ($Qinv$). (a) avec DVI. (b) avec ADRC	76
Figure 3.7 Amplitude des tensions du réseau (Vg) et au PCC (Vc) durant le mode îloté. (a) avec DVI. (b) avec ADRC	77
Figure 3.8 Forme d'onde des tensions du réseau (Vg) et au PCC (Vc) durant le mode îloté. (a) avec DVI. (b) avec ADRC.....	78
Figure 3.9 THD de la tension au PCC durant le mode îloté quand $Sc = (9 \text{ kW}, 1.5 \text{ kVar})$. (a) avec DVI. (b) avec ADRC	79
Figure 3.10 THD de la tension au PCC quand $Sc = (14 \text{ kW}, 4 \text{ kVar})$. (a) avec DVI. (b) avec ADRC	80
Figure 3.11 THD de la tension au PCC quand $Sc = (11 \text{ kW}, 2.5 \text{ kVar})$. (a) avec DVI. (b) avec ADRC	81
Figure 3.12 Forme d'onde des courants du réseau (Ig), de l'onduleur ($Iinv$) et de la charge (Il) durant le mode îloté. (a) avec DVI. (b) avec ADRC	82
Figure 3.13 THD du courant de la charge durant le mode îloté quand $Sc = (13 \text{ kW}, 3 \text{ kVar})$ (a) avec DVI. (b) avec ADRC.....	83
Figure 3.14 THD du courant de la charge quand $Sc = (14 \text{ kW}, 4 \text{ kVar})$. (a) avec DVI. (b) avec ADRC	84
Figure 3.15 THD du courant de la charge $Sc = (11 \text{ kW}, 2.5 \text{ kVar})$. (a) avec DVI. (b) avec ADRC	85
Figure 3.16 Fréquence du système durant le mode îloté. (a) avec DVI. (b) avec ADRC	87
Figure 3.17 Forme d'onde du courant injecté au réseau principal.....	89
Figure 3.18 Variation des puissances actives durant la simulation. Puissance active du réseau (Pg), de la charge (Pl) et celle fournie par l'onduleur ($Pinv$)	89
Figure 3.19 Variation des puissances réactives durant la simulation. Puissance réactive du réseau (Qg), de la charge (Ql) et celle fournie par l'onduleur ($Qinv$)	90
Figure 3.20 Variables d'états et leurs estimations par l'ESO	90
Figure 3.21 Erreurs d'estimations de la tension PCC et leurs dérivées avec leurs estimations correspondantes.....	91
Figure 3.22 Fréquence du système durant la simulation.....	92

Figure 3.23 Amplitude de la tension PCC (V_c) avec la tension du réseau (V_g).....	92
Figure 3.24 Amplitudes des tensions du réseau principal (V_g) et au PCC (V_c) lors de la transition du mode connecté au mode îloté pour $L_g=4$ mH. (a) avec DVI, (b) avec ADRC	94
Figure 3.25 Forme d'onde des tensions du réseau principal (V_g) et au PCC (V_c) durant la transition du mode connecté au mode îloté pour $L_g=4$ mH. (a) avec DVI, (b) avec ADRC	95
Figure 3.26 Forme d'onde des tensions du réseau principal (V_g) et au PCC (V_c) durant la transition du mode îloté au mode connecté pour $L_g=4$ mH. (a) avec DVI, (b) avec ADRC	96
Figure 3.27 Fréquence du système durant la transition pour $L_g=4$ mH. (a) avec DVI, (b) avec ADRC	97
Figure 3.28 Amplitudes des tensions du réseau principal (V_g) et au PCC (V_c) lors de la transition du mode connecté au mode îloté pour $L_g=100$ μ H. (a) avec DVI, (b) avec ADRC	98
Figure 3.29 Amplitudes des tensions du réseau principal (V_g) et au PCC (V_c) lors de la transition du mode connecté au mode îloté pour $L_g=100$ μ H. (a) avec DVI, (b) avec ADRC	99
Figure 3.30 Forme d'onde des tensions du réseau principal (V_g) et au PCC (V_c) durant la transition du mode îloté au mode connecté pour $L_g=100$ μ H. (a) avec DVI, (b) avec ADRC	100
Figure 3.31 Fréquence du système durant la transition pour $L_g= 100$ μ H. (a) avec DVI, (b) avec ADRC	101
Figure 3.32 Simulation d'un micro réseau avec un PV et un groupe de batteries	102
Figure 3.33 Caractéristique (P-V) et (I-V) du générateur PV	103
Figure 3.34 Variation de l'éclairement du PV	103
Figure 3.35 Organigramme de gestion des puissances	106
Figure 3.36 Variation des puissances de la batterie (P_{bat}), du PV (P_{pv}), de la charge (P_l) et de la puissance du réseau principal (P_g) (en bas) et le SoC de la batterie en haut	108
Figure 3.37 Amplitude de la tension PCC (V_c) et du réseau (V_g)	108
Figure 3.38 Variation de la fréquence du système.....	109

Figure 3.39 Performances dynamiques du système lors de transitions entre différents modes de fonctionnement, tensions du PV (V_{pv}), la tension aux bornes de la batterie (V_{bat}), le courant fourni par le PV (I_{pv}) et le courant fourni par la batterie (I_{bat})	109
Figure 4.1 Source de tension alternative Labvolt.	112
Figure 4.2 Onduleur de tension (Labvolt).....	114
Figure 4.3 Carte mère de kit d'expérimentation.....	114
Figure 4.4 Carte de contrôle TMS320F28335	115
Figure 4.5 Kit d'expérimentation C2000.....	115
Figure 4.6 Étapes de programmation par le DSP.....	117
Figure 4.7 Schéma de principe pour générer les impulsions PWM.....	118
Figure 4.8 Étape de programmation du banc d'essai.....	119
Figure 4.9 Banc d'essai expérimental. (1) Commande ADRC implémenté dans Simulink (ordinateur de type i7-2.4GHz). (2) Onduleur. (3) Disjoncteur. (4) Grille principale. (5) Source CC (6) Filtre LCL. (7) Charge	120
Figure 4.10 Résultat expérimental en mode connecté. Tension PCC (magenta). Tension du réseau (vert)	122
Figure 4.11 Résultat expérimental durant la transition du mode connecté au mode îloté. Tension PCC (magenta). Tension du réseau (vert).....	122
Figure 4.12 Résultat expérimental durant le mode îloté. Tension PCC (magenta). Tension du réseau (vert)	123
Figure 4.13 Résultat expérimental durant la transition du mode îloté au mode connecté. Tension PCC (magenta). Tension du réseau (vert).....	123
Figure 4.14 Résultat expérimental du THD de la tension PCC et du courant de la charge durant le mode îloté	124
Figure 4.15 Résultat expérimental du THD de la tension PCC et du courant de la charge durant le mode connecté	124

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

ADC	Convertisseur Analogique Numérique
ADRC	Commande Active de Rejet de Perturbation
CCS	Code Composer Studio
DSP	Processeur du Signal Numérique
DMS	Système de gestion distribué
DIV	Commande de statisme et d'impédance virtuelle
GD	Générateur distribué
GFL	Onduleur alimentant un Réseau
GFM	Onduleur Formant un Réseau
IC	Charge critique
LC	Contrôleur local d'une charge
MC	Contrôleur local d'un générateur distribué
MGCC	Contrôleur central d'un micro-réseau
MSV	Machine synchrone virtuelle
MPPT	Suivi du Point de Puissance Maximale
PCC	Point de Couplage Commun
PID	Régulateur Proportionnel Intégrateur Dérivée
PLL	Phase Locked Loop
PV	Panneau photovoltaïque
PWM	Modulation de largeur d'impulsion
SMC	Contrôle en mode glissant
SoC	État de charge de la batterie

SoCmax	État de charge maximale de la batterie
SoCmin	État de charge minimale de la batterie
THD	Taux de distorsion harmonique
TI	Texas Instruments
UPS	Système d'alimentation sans interruption

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

V	Tension, V
L_g	Inductance côté réseau, H
R_g	Résistance côté réseau, Ω
C	Capacité d'un condensateur, F
L	Inductance côté onduleur, H
R	Résistance côté onduleur, Ω
f	Fréquence, Hz
ω_c	Bande passante du contrôleur, rd/s
ω_0	Bande passante de l'ESO, rd/s
v_g	Tension du réseau principal, V
v_c	Tension au PCC, V
v_{inv}	Tension à la sortie de l'onduleur, V
v_{ref}	Tension de référence, V
v_{sc}	Tension de référence générée par la commande de statisme, V
P_{estim}	Estimation de la perturbation globale
V_{dc}	Tension continue d'alimentation de l'onduleur, V
P_l	Puissance de la charge, W
P_{inv}	Puissance fournie par l'onduleur, W
P_{pv}	Puissance du PV, W
P_f	Somme de la puissance du réseau et du PV, W
$P_{\max_char_bat}$	Puissance maximale de charge de la batterie, W
P_{\max_dechar}	Puissance maximale de décharge de la batterie, W

I_{inv}	Courant fourni par l'onduleur, A
I_{pv}	Courant fourni par le PV, A
I_g	Courant du réseau principal, A
I_l	Courant de la charge locale, A
i_0	Courant injecté au PCC, A
I_{bat}	Courant de la batterie, A

INTRODUCTION

La disponibilité et le coût des combustibles fossiles, les catastrophes naturelles, les infrastructures vieillissantes, le changement climatique et de nombreux autres problèmes affectent les réseaux électriques d'aujourd'hui. L'une des solutions les plus pratiques pour une énergie verte et fiable est le micro-réseau.

Le micro-réseau comprend généralement un ou plusieurs générateurs distribués (GD), un système de stockage d'énergie, un système de protection et de contrôle et des charges locales. Il offre une bonne solution à la crise énergétique et aux problèmes de fonctionnement des grands réseaux électriques conventionnels.

L'intégration des sources d'énergie renouvelables exige des onduleurs de puissances pour assurer la conversion d'énergie en courant alternatif. Plusieurs chercheurs se concentrent sur la conception et le contrôle de ces onduleurs, car ils constituent l'élément essentiel d'intégration des GD dans les réseaux conventionnels (Abdelgawad & Sood, 2020).

Un micro-réseau fonctionne généralement en mode connecté au réseau principal. Par conséquent, l'énergie électrique est échangée entre le micro-réseau et le réseau électrique public. La tension et la fréquence du micro-réseau sont contrôlées par le réseau principal et la principale responsabilité du micro-réseau est de réguler les puissances active et réactive générées par les GD. De ce fait, les onduleurs utilisés sont généralement conçus pour suivre les tensions du réseau pour injecter du courant. Par conséquent, ils sont connus sous le nom d'onduleurs suiveurs du réseau (GFL) et se comportent comme une source de courant. Ces GFL exigent un algorithme de synchronisation pour se synchroniser avec le réseau en détectant la fréquence du réseau et en injectant principalement la puissance active par le contrôle du courant de sortie selon l'algorithme de suivi du point de puissance maximale (MPPT). Comme son nom l'indique, le GFL suit les paramètres du réseau, mais il est incapable de contribuer à la stabilité du réseau. De plus, il n'est pas conçu avec un stockage d'énergie suffisamment important pour imiter la réponse inertielle. Par conséquent, ces onduleurs sont considérés comme des générateurs non synchrones. C'est pour cela que l'augmentation des GD dans les réseaux électriques entraîne une réduction significative de l'inertie globale du système.

Lorsqu'une panne causée par une perturbation quelconque se produit dans le réseau principal, le micro-réseau doit se déconnecter rapidement du réseau principal conformément à la norme IEEE 1547-2018 (1547-2018, 2018). De ce fait, le maintien d'équilibre de puissances entre la production et la consommation dans un micro-réseau îloté est assuré par la régulation de la fréquence et de l'amplitude de la tension. Dans les réseaux électriques, les infrastructures ou les charges critiques (IC), notamment les centres médicaux et les centres de services de sécurité, exigent une alimentation électrique sans interruption. Donc, une perturbation quelconque de ces IC a souvent un impact sur la sécurité, la sûreté et la santé publique. Par conséquent, une récupération rapide et transparente de l'alimentation électrique, éventuellement après une panne de courant, est un besoin crucial (Smith & Katz, 2013). L'IEEE 602 recommande une transition transparente du mode connecté vers le mode îloté et vice versa avec une alimentation électrique sans interruption pour ses charges critiques pendant de telles éventualités (1547-2018, 2018).

Lors de la transition du mode connecté au réseau au mode îloté, le micro-réseau est soumis à une perturbation soudaine qui peut facilement mettre en péril la dynamique du système. Étant donné qu'une alimentation de secours basée sur un générateur diesel éprouve des difficultés à réaliser une transition souple en raison de son long temps de démarrage, l'utilisation d'une commande robuste et complète d'un onduleur pourrait assurer toutes les transitions d'un micro-réseau. Par conséquent, les défis posés dans les micro-réseaux doivent être relevés par un système de commande d'onduleur qui convient à la fois au mode connecté au réseau et au mode îloté et assure la continuité d'alimentation des IC.

En mode îloté, la tension et la fréquence s'écartent de leurs valeurs de référence, et la stratégie de commande de l'onduleur pour former un réseau doit être utilisée. Par conséquent, la structure de commande d'un onduleur formant le réseau (GFM) offre une solution prometteuse à l'inconvénient d'un GFL. Son principal objectif est inspiré du fonctionnement des générateurs synchrones. Plusieurs approches des GFM ont été appliquées dans la littérature pour garantir la stabilité et la souplesse des transitions entre les modes de fonctionnement d'un micro-réseau. Pour pallier les inconvénients des méthodes existantes, on propose dans cette thèse une commande originale, robuste et complète, basée sur l'ADRC qui permet à un

onduleur de fonctionner en mode connecté et îloté et assurer une transition souple entre les modes de fonctionnement, sans algorithmes de détection d'îlotage ni de synchronisation. Le travail de cette thèse est structuré comme suit :

Le chapitre 1 cite les problématiques de la recherche, les objectifs et la méthodologie de ce travail.

Le chapitre 2 présente la structure et la composition des micro-réseaux avec une analyse détaillée des différents modes de fonctionnement. Ensuite, il décrit les caractéristiques d'un onduleur intelligent, suivi par un aperçu de ces techniques de commandes, et pour finir une description de la commande de statisme avec l'impédance virtuelle est détaillée.

Le chapitre 3 est consacré à une modélisation mathématique de la commande ADRC. Ensuite, une application de cette commande à un onduleur dans un micro-réseau est décrite. Enfin, une analyse de stabilité est présentée.

Des simulations et des comparaisons sont menées pour valider l'efficacité de la commande proposée dans le chapitre 4. La commande de statisme avec l'impédance virtuelle est choisie pour valider par simulation les performances et la robustesse de la commande ADRC proposée. Ensuite, la commande proposée est appliquée à un onduleur alimenté par un panneau photovoltaïque et un groupe de batterie.

Le chapitre 5 décrit le banc d'essai réalisé pour valider la commande proposée expérimentalement. Des expériences sont réalisées pour valider l'efficacité de la commande ADRC.

Enfin, une conclusion et des recommandations pour les travaux futurs sont présentées.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

1.1 Introduction

Ce chapitre présente une revue de littérature et l'état de l'art nécessaires à la compréhension du sujet abordé. Il présente en premier la définition et la structure générale d'un micro-réseau et ces différents modes de fonctionnements. Après cela, une description détaillée des algorithmes de synchronisation et de détection d'îlotage est analysée. Ensuite, on a consacré une partie de ce chapitre à expliquer les différentes fonctionnalités d'un onduleur intelligent. Les commandes basées sur l'imitation des machines synchrones sont citées par la suite en expliquant en détail la commande de statisme et d'impédance virtuelle. Enfin, nous décrivons les objectifs et la méthodologie de la recherche.

1.2 Définition et structure d'un micro-réseau

Un micro-réseau est défini comme un système d'énergie intégrant une gestion intelligente dans lequel un ou plusieurs générateurs distribués peuvent être connectés ou déconnectés du réseau principal au point de couplage commun (PCC). Il se compose d'une variété de composants (Figure 1.1), y compris:

- Disjoncteur STS: Il s'appelle aussi le disjoncteur d'îlotage. Il est réalisé à l'aide de disjoncteur électromécanique, de commutateur à semi-conducteurs ou même de convertisseur dos à dos. Il est commandé pour basculer entre deux modes de fonctionnement: le mode connecté avec le réseau principal et le mode îloté. Lorsque le disjoncteur ou le commutateur de transfert statique (STS) s'ouvre, le micro-réseau est déconnecté du réseau principal, ce qui lui permet de fonctionner en mode îloté. La mesure et la comparaison de l'amplitude, du déphasage et de la fréquence de la tension du micro-réseau avec les paramètres du réseau principal permettent de prendre des décisions de fermeture et d'ouverture de ce disjoncteur. Si ces paramètres se situent

dans les plages recommandées par la norme, le disjoncteur se ferme par le relais de synchronisation. Dans le cas où ils se situent en dehors de la plage spécifiée par la norme, le système de commande reçoit un signal de la part du relais de synchronisation afin de modifier la valeur pour se rapprocher de celle du réseau principal.

- Générateurs distribués (GD): les générateurs distribués exploitent les ressources localement disponibles comme le vent pour les éoliens et le soleil pour les panneaux photovoltaïques. Par conséquent, les micro-réseaux sont une bonne option pour les intégrer dans un réseau d'alimentation électrique.
- Système de stockage d'énergie: Les GDs sont souvent intermittents. Par conséquent, ils nécessitent des batteries de stockage d'énergie pour emmagasiner et compenser les variations de production. Les batteries de stockage sont chargées par un GD dans le cas où la production est plus grande que la consommation. Par conséquent, le système de stockage d'énergie améliore la stabilité, la qualité de l'énergie, la fiabilité de l'approvisionnement et les performances globales du micro-réseau (Ribeiro, Johnson, Crow, Arsoy, & Liu, 2001).

Les véhicules électriques sont de plus en plus présents dans les systèmes d'alimentations électriques. Ils fonctionnent comme un système de stockage ou comme une charge supplémentaire suivant son état de charge. Cependant, l'énergie électrique des véhicules peut être utilisée pour alimenter une maison, et même pour fournir de services auxiliaires aux gestionnaires de réseau de distribution, via le concept de véhicule au réseau. Cette intégration doit être réalisée en gérant la charge ou la décharge de leurs batteries en appliquant des algorithmes de commandes afin d'atteindre des objectifs précis.

- Charges locales: Les micro-réseaux peuvent fournir de l'énergie électrique à différents types de charges (résidentielles, industrielles, etc.). Elles peuvent être contrôlées à l'aide d'un disjoncteur conventionnel ou d'une interface électronique plus sophistiquée d'alimentation en courant alternatif afin de permettre un contrôle plus flexible. Nous considérons deux types de charges:

- ✓ Les charges critiques (IC), c'est-à-dire les niveaux et la qualité d'alimentation doivent toujours être respectés;
 - ✓ Les charges contrôlables, c'est-à-dire des charges pouvant être réduites ou éliminées en cas de contraintes d'alimentation ou de situations d'urgence. Par conséquent, les charges contrôlables ont un niveau de priorité, mais leur ampleur est flexible afin que le niveau de la demande puisse être abaissé lorsque cela est pratique ou nécessaire (par exemple, en mode îloté).
- Convertisseurs de puissances : les GD doivent être connectées au réseau principal par des onduleurs de puissances pour convertir le courant continu au courant alternatif. De plus, ils fournissent la flexibilité et le contrôle requis (Vasquez J. C., Guerrero, Savaghebi, Eloy-Garcia, & Teodorescu, 2013).
 - Système de communication et d'analyse : les micro-réseaux nécessitent une infrastructure de communication pour partager les informations entre les différents composants et optimiser son fonctionnement. Il doit être rapide, fiable et précis d'informations entre les contrôleurs sans aucune perturbation.
 - Système d'exploitation, de contrôle et de gestion de l'énergie : il permet d'assurer l'équilibre et la gestion énergétique entre la production et la consommation. En revanche, la structure de contrôle comprend généralement trois couches de commande (Figure 1.1).
On trouve :
 - ✓ Système de gestion distribué: toutes les charges et les sources d'énergie sont contrôlées par un système de gestion distribué (DMS) qui délivre les points de consigne aux onduleurs par un lien de communication entre les commandes. Elle permet de coordonner le micro-réseau avec le réseau principal. De plus, elle assure la déconnexion et la synchronisation du micro-réseau pendant et après un défaut dans le réseau principal.
 - ✓ Contrôleur central (MGCC): il est le noyau du système de contrôle parce qu'elle permet de contrôler, optimiser et surveiller l'ensemble du micro-réseau durant tous

les modes de fonctionnements. Son rôle principal est l'optimisation de fonctionnement du micro-réseau en mode connecté et en mode îloté par l'envoi des signaux de commande aux contrôleurs des charges et des générateurs distribués.

- ✓ Contrôleur local (LC et MC) : il permet de contrôler localement la tension et la fréquence du micro-réseau. On trouve généralement deux contrôleurs locaux (MC) et (LC). Ces contrôleurs locaux échangent des informations avec le MGCC. Ils reçoivent tous deux leurs points de consigne du MGCC. Les contrôleurs de (MC) sont installés au niveau des GDs. Ils suivent les ordres du MGCC, lorsqu'ils sont connectés au réseau électrique, et ils ont l'autonomie nécessaire pour optimiser localement la production d'énergie active et réactive des générateurs, ainsi qu'un suivi rapide de la charge à la suite d'une situation d'îlotage (les batteries de stockage). Cependant, les contrôleurs de charge (LC) sont installés au niveau des charges contrôlables pour fournir les capacités de contrôle, optimiser et améliorer la gestion d'énergie par le délestage prioritaire en cas d'urgence. De plus, les LC doivent garantir un fonctionnement sûr et fluide des charges contrôlables.

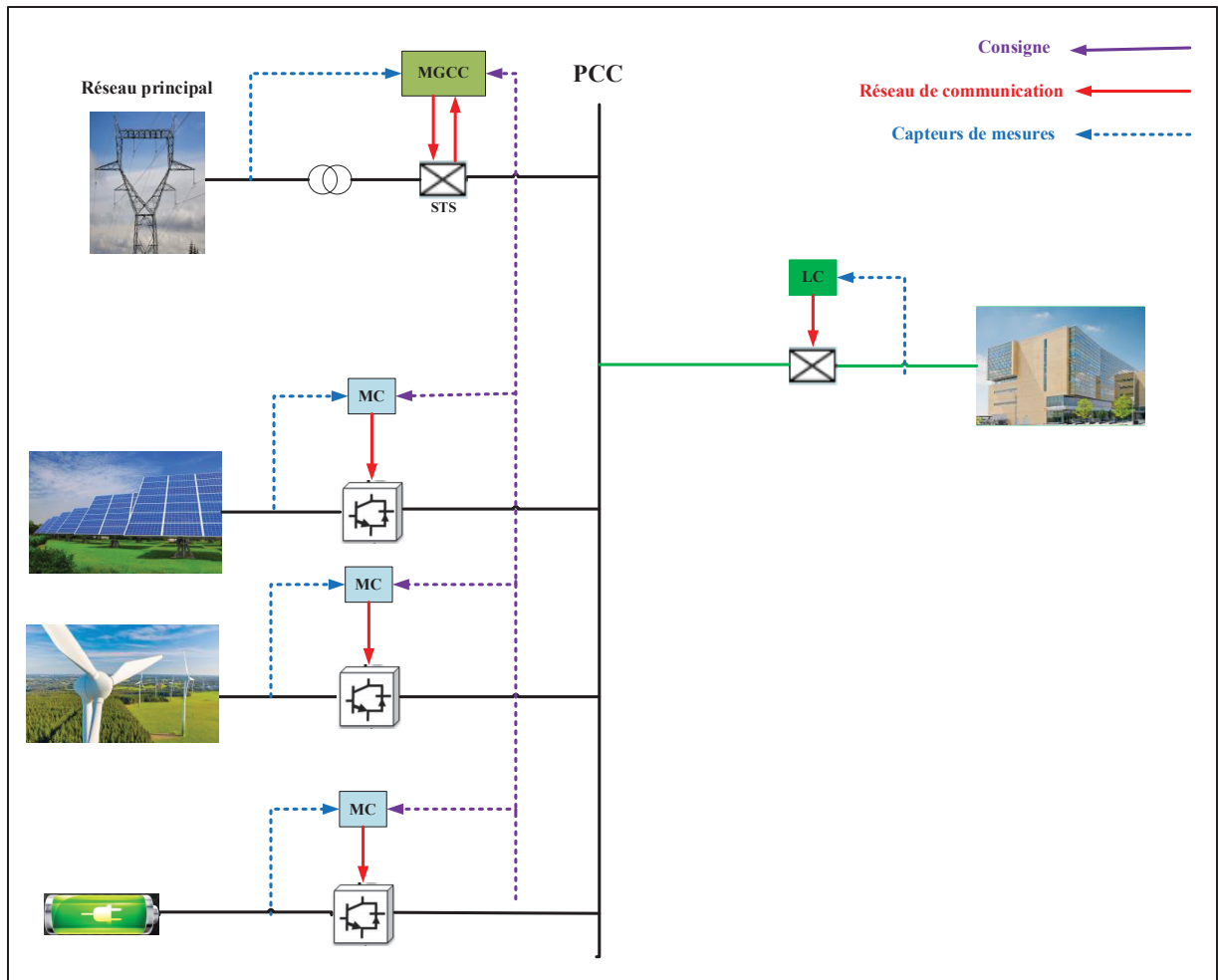


Figure 1.1 Architecture complète d'un micro-réseau connecté au réseau principal

1.3 Mode de fonctionnement des micro-réseaux

Le micro-réseau dispose principalement de quatre modes de fonctionnement, à savoir : deux modes de fonctionnement en régime permanent, le mode connecté et îloté et deux modes de transition du mode connecté au mode îloté et vice versa. En mode connecté, le micro-réseau échange activement de l'énergie avec le réseau principal lorsqu'il est dans un état normal. Cependant, lorsque le réseau principal subit une perturbation quelconque, le micro-réseau doit se déconnecter rapidement du réseau principal et passe en mode îloté pour continuer à alimenter les charges locales en toute sécurité. Lorsque la perturbation du réseau principal est résolue, le micro-réseau se reconnecte. Par conséquent, un aspect essentiel de cette

transition est d'assurer un changement de mode fluide et transparent. De ce fait, cette transition en douceur est vitale pour maintenir la qualité de la tension et de la fréquence du micro-réseau pendant le changement de mode.

1.3.1 Fonctionnement en mode connecté au réseau

Durant le mode connecté au réseau, l'énergie électrique est échangée entre le micro-réseau et le système de distribution du réseau électrique public via le PCC. Cependant, un réseau de communication est nécessaire pour échanger toutes les mesures et les informations du système, y compris le système de contrôle et de protection. Cela permet d'assurer une alimentation fiable et continue des charges locales.

En pratique, l'impédance équivalente côté réseau peut varier considérablement (Agorreta, Borrega, Lopez, & Marroyo, 2011), (Liserre, Teodorescu, & Blaabjerg, 2006). Étant donné que plusieurs GDs peuvent injecter de la puissance dans le réseau électrique public, l'influence de la variation de l'impédance côté réseau ne peut pas être négligeable (Xu, Xie, & Tang, 2014). Par conséquent, lorsque l'impédance du réseau augmente, la bande passante de la commande de l'onduleur peut devenir plus étroite (Mohamed, 2011). C'est pourquoi la variation de l'impédance côté réseau dégrade les performances dynamiques et affecte la stabilité du système (Zhou, et al., 2016).

1.3.2 Fonctionnement en mode îloté

Un fonctionnement en mode îloté signifie que le micro-réseau est déconnecté du réseau principal au PCC suite à une maintenance ou une perturbation. Cependant, le système de commande de l'onduleur est responsable de la régulation de la fréquence et de l'amplitude de la tension. L'îlotage est classé en îlotage intentionnel et non intentionnel. L'îlotage intentionnel se produit lorsque le micro-réseau est îloté pour des raisons planifiées telles que la maintenance. En revanche, l'îlotage non intentionnel est provoqué par une perturbation involontaire et non planifiée comme le bris du matériel ou un déclenchement de lignes par suite d'un défaut quelconque.

Les îlotages volontaires ou intentionnels sont planifiés et gérés pendant et après la déconnexion du réseau principal, donc ne causent pas de mauvaises conséquences. Cependant, l'îlotage involontaire peut survenir à tout moment en raison d'un défaut ou d'une perturbation imprévue du système, ce qui nuit aux opérations des services publics, des machines et du personnel de maintenance. Par conséquent, une détection incorrecte ou retardée d'un îlotage non intentionnel entraîne des risques pour la sécurité du personnel, la qualité de l'énergie, la stabilité de la tension et de la fréquence. De ce fait, la détection d'îlotage est donc cruciale pour éviter les risques importants et de dommages des équipements publics ou des charges sensibles connectées pour avoir un fonctionnement fiable du micro-réseau.

1.3.3 Transition et flexibilité de fonctionnement d'un mode à l'autre

La transition d'un mode de fonctionnement à un autre est la période pendant laquelle la tension n'est ni régulée par la commande de l'onduleur ni fixée par le réseau principal. Ce qui peut entraîner à la fois des pics de tension sur la charge locale et des pics de courant vers le réseau public principal. Par conséquent, une transition transparente du mode connecté au réseau au mode îloté ou vice versa est une nécessité. Durant cette période de transition, le système de contrôle doit mettre en œuvre des précautions adéquates pour atténuer les perturbations indésirables. Ces précautions visent à garantir un fonctionnement stable tout au long du processus de transition.

D'où la nécessité d'utiliser un algorithme d'îlotage pour assurer le passage du mode connecté au réseau au mode îloté et un algorithme de synchronisation afin d'éviter différentes conséquences durant la transition du mode îloté au mode connecté. Cependant, la transition souple d'un micro-réseau est basée sur l'efficacité du processus de synchronisation et de détection d'îlotage. La section suivante est consacrée aux différents algorithmes de synchronisation et de détection d'îlotage qui sont étudiés par les chercheurs.

1.3.3.1 Synchronisation

La synchronisation de la tension du PCC avec celle du réseau électrique public est l'unité la plus cruciale pour les onduleurs connectés au réseau. Elle permet d'estimer les paramètres du

réseau, tels que l'amplitude, l'angle de phase et la fréquence de la tension pour garantir la qualité et la fiabilité du système. Plusieurs algorithmes de synchronisation ont été proposés dans la littérature, telle que les algorithmes en boucle ouverte et en boucle fermée. Concernant les algorithmes en boucle ouverte, ils détectent facilement l'amplitude, la phase et la fréquence du signal d'entrée. Parmi ce type de synchronisation, on trouve le filtre de Kalman (Ahmed, Biricik, & Benbouzid, 2021), la transformée de Fourier discrète (Babu, Sridharan, Rosolowski, & Leonowicz, 2014), la détection du passage par zéro (Perez, Espinoza, Moran, Torres, & Araya, 2008) et l'intelligence artificielle (Bouknadel, et al., 2019). Tandis que les systèmes en boucle fermée utilisent une boucle de contrôle adaptative pour estimer les paramètres du réseau. Parmi ces algorithmes (Srikanth, Kumar, Amir, Mishra, & Iqbal, 2023), on trouve la boucle de verrouillage de phase (PLL) (Du, et al., 2015), la boucle à verrouillage de fréquence (FLL) (Guerrero-Rodríguez, Rey-Boué, Lucas, & Martinez-Rodrigo, 2015) et l'annulation de signal retardée (Wang & Li, 2013).

La PLL est simple, efficace et robuste, c'est pour cela qu'elle est la plus utilisée dans plusieurs applications comme dans les systèmes de contrôle et de communications. Elle permet de synchroniser son signal de sortie avec le signal d'entrée de référence. Elle comprend trois blocs principaux, à savoir un détecteur de phase, un filtre qui est généralement un filtre proportionnel intégral (PI) et l'oscillateur commandé en tension. Le détecteur de phase permet de mesurer la différence entre l'angle de phase du signal d'entrée et du signal de sortie. L'erreur de phase sera filtrée par le filtre et le signal de sortie du filtre permet de piloter l'oscillateur commandé en tension pour générer la phase de sortie, qui pourrait suivre le signal d'entrée. Ce processus se poursuit jusqu'à ce que l'erreur de phase entre la sortie et l'entrée de référence soit minimale ou nulle. Dans ce cas, la phase de sortie sera verrouillée. Cependant, plusieurs perturbations ont des impacts négatifs et affectent la capacité de suivi de la PLL. Pour cette raison, diverses modifications et améliorations ont été apportées ces dernières années. Par conséquent, ces algorithmes modifiés permettent d'assurer un fonctionnement fiable avec une meilleure stabilité et une synchronisation plus rapide. Parmi ces PLL améliorés, on a la PLL à cadre de référence synchrone (SRF-PLL), la PLL à double intégrateur généralisé du second ordre (DSOGI-PLL), la PLL à double cadre de référence synchrone (DSRF-PLL) et la PLL améliorée (EPLL) (Golestan, Guerrero, & Vasquez, March 2017).

1.3.3.2 Détection d'îlotage

Pour garantir un fonctionnement fiable et stable et afin d'optimiser le contrôle des micro-réseaux dans les deux modes de fonctionnements, la détection des conditions de fonctionnement à temps est une condition nécessaire. Par conséquent, la méthode de détection devrait être capable d'identifier l'état de fonctionnement avec précision et avec moins de temps de détection. Au cours des dernières décennies, de nombreuses méthodes de détection d'îlotage ont été développées et proposées. On peut les classer en méthode conventionnelle et en méthode moderne.

1) Méthodes conventionnelles

Ces méthodes mesurent certains paramètres du micro-réseau pour détecter l'îlotage, et elles sont divisées en méthodes locales et distantes. Concernant la détection l'îlotage par les méthodes locales, elles sont basées sur la surveillance et la mesure directe de certains paramètres côté micro-réseau, comme la tension, le courant, la fréquence et la phase au PCC. En principe, elles sont classées en méthodes actives et passives. À propos des méthodes actives, elles sont généralement basées sur le concept de technique de perturbation et d'observation (Barkat, et al., 2023), (Bei, 2017). Par conséquent, elles injectent des perturbations dans le système pour détecter l'îlotage en fonction des réponses du système via le signal mesuré localement. Elles ont une zone de non-détection faible, voire nulle, avec un temps de détection d'îlotage acceptable. Malgré leurs avantages, elles dégradent la qualité de l'énergie. Cependant, la détection de l'îlotage par les méthodes passives est obtenue en surveillant des écarts significatifs des tensions, courants ou autres paramètres du micro-réseau (Nale & Biswal, 2017).

En revanche, les méthodes distantes sont basées sur la surveillance des disjoncteurs par la communication entre le micro-réseau et le réseau principal. Bien que ces techniques soient plus fiables que les méthodes locales, leur coût élevé constitue un obstacle à leur application (Abd-Elkader, Saleh, & Eiteba, 2018).

Les méthodes conventionnelles possèdent certains avantages tels qu'une mise en œuvre facile, des solutions pratiques et une très faible dégradation de la qualité de l'énergie, mais généralement, elles possèdent une grande zone de non détection, ce qui peut être nuisible et peu fiable (Kim, Haider, & Cho, 2019).

Pour réduire la zone de non détection et améliorer l'efficacité de la détection de l'îlotage, plusieurs chercheurs appliquent les méthodes modernes qui sont présentées à la section suivante.

2) Méthodes modernes

Les méthodes modernes sont plus rapides, précises et améliorent les performances des méthodes conventionnelles. Par conséquent, elles ne perturbent pas la qualité de l'énergie, donc elles sont efficaces et fiables. Elles sont classées en méthodes passives et intelligentes (Hussain, Kim, & Mehdi, 2021). Concernant les méthodes passives, elles sont basées sur le traitement du signal modifié. Parmi ces méthodes, on trouve le filtre de Kalman (Haider, Kim, Ghanbari, & Bukhari, 2018), la morphologie mathématique (Farhan & K, 2017), la transformée de Fourier (Raza, Mokhlis, Arof, Laghari, & Wang, 2015) et les transformations en ondelettes (Wang, Raza, Mohammed, Ravishankar, & Phung, 2019). En revanche, les méthodes intelligentes utilisent des logiciels et divers algorithmes basés sur l'intelligence artificielle.

Contrairement aux méthodes conventionnelles, l'avantage principal de ces méthodes est qu'elles peuvent atteindre plusieurs objectifs avec un seul algorithme de détection. Les méthodes intelligentes couramment utilisées sont celles basées sur les réseaux de neurones (Menezes, Courty, & Fernandes, 2019), l'arbre de décision (Panigrahi, Ray, Rout, Mohanty, & Mishra, 2017), (Azim, Li, Xue, Starke, & Wang, 2017), et les méthodes basées sur la logique floue (Dervis & Kaya, 2019).

Bien que ces méthodes aient un taux de détection rapide et une petite zone de non détection, avec peu d'influence sur la qualité de l'énergie, elles sont très complexes, coûteuses et difficiles à mettre en œuvre.

1.3.4 Inconvénients des algorithmes de transition

Les indices de performance d'un algorithme de détection sont définis par la capacité à détecter l'îlotage avec précision, la zone de non-détection, la durée de détection, la rapidité et la qualité de l'énergie (Das, Ghore, & Biswal, 2020). Comparativement aux méthodes conventionnelles, les méthodes modernes sont très raides, fiables et exactes (Panigrahi, Bhuyan, Shukla, Ray, & Pati, 2021). Mais la plupart de ces méthodes exigent du matériel amélioré et complexe pour un fonctionnement efficace. Cette exigence rend ces méthodes plus coûteuses, ce qui réduit sa mise en œuvre. Par conséquent, un compromis entre le coût d'investissement et les indices de performance doit être analysé pour un choix optimal d'un algorithme de détection et sa mise en œuvre en temps réel.

Tous les algorithmes de synchronisation cités précédemment ont des limites et des inconvénients qu'il faut prendre en considération (Ali, et al., 2018). Vu que le contrôle des onduleurs d'un micro-réseau dépend principalement de l'algorithme de synchronisation, qui doit être rapide et précis, le choix approprié doit prendre en considération les exigences de contrôle à respecter et leurs complexités.

L'utilisation des algorithmes de détection d'îlotage et de synchronisation dans les micro-réseaux diminue la fiabilité et augmente le coût du micro-réseau. Par conséquent, l'utilisation d'une commande qui n'exige pas des algorithmes de synchronisation et de détection d'îlotage rend le système plus robuste et fiable contre les faux déclenchements, le retard de synchronisation.

1.4 Caractéristiques des micro-réseaux

La particularité des micro-réseaux intelligents est d'être des systèmes d'alimentation contrôlables, dispatchables et flexibles. Par conséquent, un micro-réseau assure une alimentation stable, fiable, robuste et sans interruption des charges locales. De plus, il doit supporter le réseau principal en mode connecté. Un autre objectif important est d'atténuer les impacts environnementaux des réseaux électriques conventionnels et d'améliorer leurs performances. En effet, on peut citer les principaux avantages des micro-réseaux suivant:

- Assurer la résilience : en cas de défauts ou autres perturbations dans le réseau principal, le micro-réseau est capable de se déconnecter du réseau principal et de continuer à alimenter les charges locales en toute sécurité ;
- Supporter le réseau: le stockage de la puissance des GD dans des batteries rend la puissance généralement disponible pour supporter le réseau public durant les heures de pointe afin d'éviter les surcharges.
- Réduire les pertes: la production distribuée qui est proche des consommateurs permet de réduire les pertes et optimiser le système.
- Réduire les émissions de gaz à effet de serre.

Malgré cela, les micro-réseaux présentent quelques inconvénients, notamment:

- La complexité du contrôle durant le mode îloté pour maintenir la tension, la fréquence et la qualité de l'énergie dans les normes acceptables.
- L'intermittence des sources d'énergies renouvelables exige le stockage d'énergie par des batteries qui nécessite plus de maintenance.
- La reconnexion du micro-réseau avec le réseau principal nécessite généralement un algorithme de synchronisation qui est difficile à mettre en œuvre.

Pour minimiser ces inconvénients, il est essentiel de concevoir et d'exploiter de manière optimale les avantages des micro-réseaux. Par conséquent, les facteurs à prendre en compte comprennent la taille, l'emplacement et la configuration des éléments du micro-réseau, ainsi que ces schémas de commande et de protection. Les batteries de stockage et les GDs sont connectées au réseau principal via des onduleurs. Étant donné que le micro-réseau contient des interfaces d'électronique de puissance, la commande des micro-réseaux dépend de la technique de commande d'onduleur. Donc, l'onduleur est l'élément essentiel dans un micro-réseau pour être fiable, stable et intelligent.

1.5 Fonctionnalités des onduleurs intelligents

L'introduction de différents GD comme les panneaux photovoltaïques dans les réseaux électriques exige l'utilisation des onduleurs comme interface entre les ressources énergétiques et le réseau électrique principal. Par conséquent, ils constituent le cerveau d'un micro-réseau et son rôle ne se limite pas seulement à la conversion d'énergie, mais également au contrôle, à la gestion d'énergie, la détection d'îlotage, la synchronisation et à d'autres fonctions. Leurs fonctionnalités intelligentes leur permettent de gérer les micro-réseaux durant les modes connecté et îloté et assurer des transitions souples entre les modes de fonctionnement. De plus, ils doivent être autonomes et capables de prendre des décisions proactives.

Chaque onduleur doit répondre aux exigences de la série de la norme IEEE 1547 (1547-2018, 2018) sur la tension, la qualité d'onde, la détection d'îlotage et la synchronisation. De plus, il doit fonctionner en mode connecté et îloté, et assurer les transitions entre les deux modes de fonctionnement. En mode connecté, la tension et la fréquence du micro-réseau sont contrôlées par le réseau principal et l'onduleur joue le rôle d'une source de courant. Dans ce cas, la structure de commande est moins complexe et il devrait injecter ou absorber de la puissance au réseau principal. Cependant, en mode îloté, l'onduleur est responsable de contrôler la fréquence et l'amplitude de la tension. La synchronisation des tensions du micro-réseau et du réseau principal doit être assurée avant de reconnecter le micro-réseau avec le réseau principal. Dans ce qui suit, on cite les principales fonctionnalités avancées des onduleurs intelligents.

1.5.1 Autonomie

L'autonomie d'un onduleur est la capacité de prendre des décisions rapidement et efficacement durant tous les modes de fonctionnement d'un micro-réseau. Par conséquent, l'onduleur devrait être automatisé et intelligent, prenant ses propres décisions par des commandes intelligentes (Guerrero J. M., Vasquez, Matas, Vicuna, & Castilla, 2010), (Meng, et al., 2016).

Un onduleur autonome a la capacité de former un réseau, démarrer automatiquement et améliorer la qualité de l'énergie. Cette fonction devrait être ajoutée à la commande des onduleurs intelligents pour assurer rapidement et à tout moment des transitions transparentes

entre les modes de fonctionnement. De plus, les onduleurs intelligents doivent être capables de satisfaire les charges locales durant le mode îloté, en assurant l'exportation et l'importation d'énergie durant le mode connecté au réseau principal (Chowdhury, Chowdhury, & Crossley, 2009).

1.5.2 Coopérativité

La complexité des systèmes d'énergie rend nécessaire l'échange d'informations et de données entre les éléments d'un micro-réseau pour maintenir la stabilité et la qualité de tout le système. De ce fait, un onduleur doit être coopératif pour qu'il puisse prendre en considération dans son fonctionnement l'état des autres éléments du micro-réseau.

1.5.3 Adaptabilité

L'adaptabilité est la capacité de s'adapter et de s'ajuster efficacement et rapidement aux changements de l'état de fonctionnement du système. Cette fonction est cruciale pour un onduleur intelligent parce qu'elle permet à l'onduleur de soutenir le réseau principal et faciliter l'augmentation de la production d'énergie en mode connecté. En cas de panne du réseau principal, le micro-réseau avec un onduleur doté de cette fonctionnalité joue le rôle d'une alimentation de secours.

De plus, l'intégration de cette fonction dans un onduleur signifie qu'il est capable d'estimer les paramètres du système, de détecter l'îlotage et d'autosynchroniser le micro-réseau avec le réseau principal (Parhizi, Lotfi, Khodaei, & Bahramirad, 2015). Ce qui permet d'améliorer la fiabilité et la qualité de l'énergie électrique et de maintenir l'approvisionnement en énergie (Ellabban, Abu-Rub, & Blaabjerg, 2014), (Divya & Oestergaard, 2009).

1.5.4 Communication

Les performances des onduleurs augmentent avec sa capacité de partager les informations entre les différents éléments pour optimiser son fonctionnement. Par conséquent, le système de communication de données doit être rapide, fiable et précis d'informations entre les différents

éléments d'un micro-réseau sans aucune perturbation. De ce fait, les données du système telles que la tension, les puissances et la fréquence doivent être transmises à grande vitesse afin de le faire fonctionner en temps réel. Toutefois, le coût d'investissement d'un tel système de communication de données peut être très élevé.

Plusieurs technologies de communication avec et sans fil ont été proposées pour une communication efficace entre les différents composants d'un micro-réseau. En principe, le choix de ces technologies de communication dépend du débit de données, de la zone de couverture, de la qualité de service, de la fiabilité et du temps de réponse. Parmi ces technologies de communication, les technologies filaires et sans fil. Concernant les technologies filaires, telles que la DSL, PLC et fibres optiques, elles offrent un taux de transmission de données et une fiabilité supérieure, mais avec des coûts d'installation élevés. D'autre part, les technologies sans fil (Zigbee, Z-wave, GSM, Wi-Fi, etc.) sont parmi les meilleurs choix que celles avec fil en raison de leur faible coût de déploiement.

1.6 Classification des techniques de commandes

Une commande complète et intelligente d'un micro-réseau est non seulement d'établir une stratégie de commande en mode connecté et en mode îloté mais également d'assurer des transitions souples et rapides d'un mode de fonctionnement à l'autre. Une transition efficace est essentielle pour éviter toute instabilité due à l'écart de la tension et de la fréquence du micro-réseau. Il existe plusieurs techniques de commande des onduleurs, et elles sont classées suivant leurs rôles comme suit : l'onduleur formant le réseau et l'onduleur alimentant le réseau.

Les onduleurs formant le réseau sont représentés comme une source de tension alternative idéale avec une faible impédance de sortie, réglant la fréquence et l'amplitude de la tension du réseau local en utilisant une boucle de contrôle appropriée.

Quant aux onduleurs alimentant le réseau, ils sont principalement conçus pour fournir de l'énergie au réseau principal sous tension. Ils sont représentés par une source de courant idéale en parallèle avec la tension PCC avec une impédance élevée connectée au réseau. Dans ce cas,

il est important de synchroniser la tension du réseau principal avec celle du PCC, afin de réguler avec précision les puissances active et réactive échangées.

Une approche commune de la conception des boucles de régulation consiste à utiliser des régulateurs PI, avec une compensation d'information supplémentaire pour améliorer les performances de commande.

1.6.1 Onduleur alimentant un réseau

L'onduleur alimentant un réseau est principalement conçu pour fournir les puissances active et réactive spécifiques à un réseau sous tension. Ils se comportent comme une source de courant à impédance élevée, car ils sont contrôlés en courant. La commande de la tension de sortie n'est plus un objectif, donc le schéma de commande comprend uniquement la commande de courant. L'alimentation du réseau doit être parfaitement synchronisée avec la tension alternative au PCC, afin de réguler précisément les puissances active et réactive échangées avec le réseau. C'est pourquoi un algorithme de synchronisation est nécessaire avant de reconnecter le micro-réseau avec le réseau principal.

Ce type d'onduleur ne peut pas fonctionner en mode îloté s'il n'y a pas dans le micro réseau un onduleur formant le réseau, ou un générateur synchrone local, pour fixer l'amplitude et la fréquence de la tension (Rocabert, Luna, Blaabjerg, & Rodriguez, 2012).

1.6.2 Onduleur formant un réseau

L'onduleur formant un réseau émule le comportement d'un générateur conventionnel dans un micro-réseau îloté. Par conséquent, il assure la régulation de la fréquence et de la tension au PCC du système. Afin de satisfaire les charges locales et assurer leur alimentation sans coupure même en mode îloté, des stratégies de commande sont utilisées pour partager les puissances active et réactive entre un ou plusieurs GDs.

Plusieurs approches ont été appliquées pour garantir la stabilité et la souplesse des transitions entre les modes de fonctionnement d'un micro-réseau. On peut classer ces approches en

fonction de leur structure de commande : en stratégie basée sur un processus de commutation et en stratégie basée sur une seule commande.

1.6.2.1 Technique basée sur la commutation

Cette commande est basée sur un processus de commutation entre les deux modes de fonctionnement (Figure 1.2). Par conséquent, elle est composée de deux commandes : une fonctionne en mode connecté comme source de courant et l'autre en mode îloté comme source de tension. La commutation entre les deux commandes est assurée par un commutateur qui a pour mission de basculer entre les commandes suivant l'état de fonctionnement du disjoncteur STS. En mode connecté, le STS est fermé et la commutation bascule vers la commande alimentant le réseau. Dès qu'une condition d'îlotage est détectée, le STS s'ouvre et le commutateur est actionné pour changer la stratégie de commande vers la commande formant le réseau. De ce fait, l'onduleur fonctionne alors comme une source de tension.

Les performances de cette technique sont considérablement influencées par l'algorithme de détection d'îlotage, en particulier par sa vitesse et sa précision. Dans (Tan & Tseng, Oct. 2021), le régulateur PI conventionnel a été remplacé par un réseau neuronal flou à ondelettes récurrentes pour assurer une transition transparente par commutation dans un micro-réseau. Les auteurs de (Aillane, et al., 2023) ont étudié une transition par un processus de commutation améliorée. Durant le mode connecté, ils ont utilisé une combinaison d'un régulateur PI et d'un observateur pour réguler les fluctuations de puissance sur le réseau principal. Durant la transition, une technique d'algorithme de super-torsion a été utilisée pour assurer le contrôle de la tension de charge et obtenir une transition souple avec moins de perturbation. Pour obtenir une transition fluide et souple, la stratégie de commande présentée dans (Tran, Chun, Lee, Kim, & Nho, Oct. 2014) assure la transition en modifiant les valeurs de référence en fonction du mode de fonctionnement du micro-réseau. Cependant, cette stratégie ne prend pas en compte le temps entre la déconnexion du réseau et sa détection. Il n'est pas toujours facile de déterminer le moment précis pour modifier la stratégie de contrôle ou la valeur de référence, car il faut un certain temps pour détecter l'îlotage.

Même si cette technique est simple et rentable, elle peut s'avérer insuffisante en termes de fiabilité et de rapidité. La principale raison des perturbations pendant la transition est le changement du mécanisme de commande, tel que le passage du contrôle de tension au contrôle de courant et vice versa.

Un algorithme de détection d'îlotage est nécessaire pour déclencher ou modifier le mode de fonctionnement (Guo, Sha, & Liao, 2014), (Talapur, Suryawanshi, Xu, & Shitole, 2018). En plus des difficultés de conception et de réglage, l'utilisation de deux commandes augmente le coût du système et provoque des effets transitoires considérables, notamment des retards et des dépassements significatifs de la tension et de la fréquence du PCC (P. Sun & Cao, 2023), (Jia, Wei, Bi, Thomas, & Sumner, 2017).

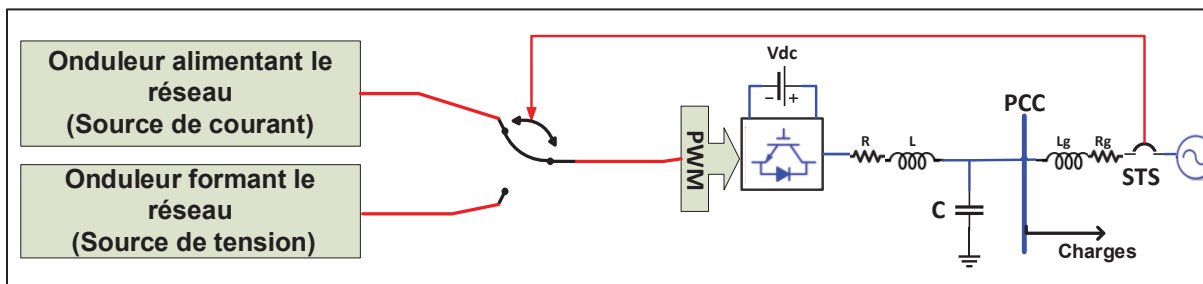


Figure 1.2 Technique de transition basée sur la commutation

1.6.2.2 Technique basée sur une seule commande

Une détection sensible pour une prise de décision d'îlotage rapide peut conduire à un fonctionnement incorrect causé par des perturbations et des bruits quelconques. Pour surmonter ce problème, une technique de commande unique a été présentée dans (Chakraborty, Patel, Saraswat, Maqsood, & Salapaka, 2024), (Alsaif, Miao, & Fan, 2019), (Zheng, et al., 2023), (Utkarsha & Naidu, 2024), (Li, Zhang, Shadmand, & Balog, 2017), (Buduma, Das, Naayagi, Mishra, & Panda, 2022), (Delghavi & Yazdani, 2019). Cette technique est capable de couvrir les deux modes de fonctionnement du micro-réseau sans modifier la commande (Figure 1.3). Généralement, cette technique est mathématiquement complexe et difficile à mettre en œuvre.

Ce type nécessite généralement un algorithme de détection d'îlotage pour générer les références de la commande en fonction du mode de fonctionnement du micro-réseau. Pendant l'intervalle entre l'apparition d'une panne du réseau principal et la détection de l'îlotage, la tension PCC n'est contrôlée ni par le réseau principal ni par l'onduleur. Par conséquent, l'utilisation d'un algorithme de détection d'îlotage rend la qualité de la tension PCC fortement dépendante de la vitesse et de la précision de l'algorithme de détection d'îlotage.

Concevoir un algorithme de détection fiable, précis et rapide est un défi. Cela peut générer un faux signal de déclenchement ou provoquer une zone de non-détection. Si un îlotage se produit, mais n'a pas encore été détecté et que la technique de commande reste constante, des transitoires indésirables peuvent en résulter (Meng, Liu, Zheng, & Liu, 2020).

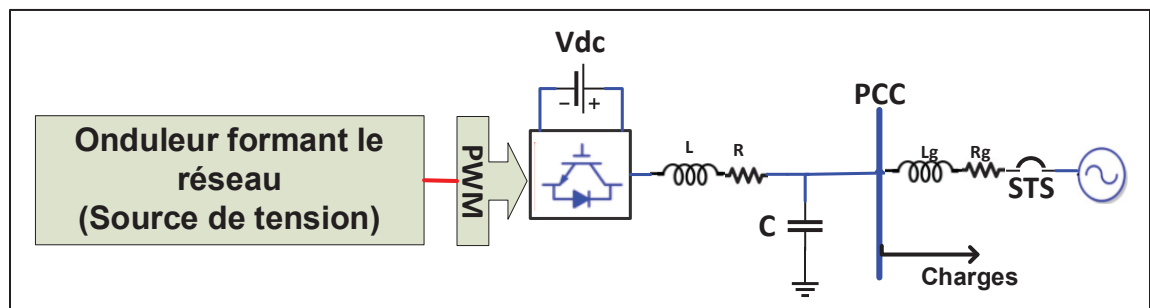


Figure 1.3 Stratégie de transition basée sur un seule commande

Tableau 1.1 Résumé de la revue de la littérature

Réf.	Commande technique	Détection d'ilotage	Synchronisation	Capteurs	Contrôle de la fréquence	Remarques
(Chakraborty, Park, & Saraswat, 2024), (Chakraborty, Park, & Saraswat, 2023)	Statisme, 2024	Oui	PLL	3	Faible	-Complexe et difficile à mettre en œuvre. -Réponse transitoire lente.
(Zheng, et al., 2023)	Statisme avec l'impédance virtuelle, 2023	Oui	MSOGI-FLL	3	Faible	-Vitesse de détection lente. -Écart de fréquence important en mode îloté.
(Utkarsha & Naidu, 2024)	Couple de synchronisation virtuelle, 2024	Non	Non	2	Médiocre	-Coûteux et complexe à mettre en œuvre. -Réponse transitoire lente avec dépassements importants.
(Yao, Zhao, Li, Mao, & Qu, 2021)	Réseau neuronal adaptatif, 2021	Non	MSV	2	Médiocre	-Coûteux et complexe à mettre en œuvre. -L'effet de contrôle dépend grandement de la précision du modèle.
(Buduma, Das, Naayagi, Mishra, & Panda, 2022)	Régulateur quadratique linéaire, 2022	Oui	PLL	4	Bonne	-Mise en œuvre coûteuse et complexe. -L'effet de contrôle dépend grandement de la précision du modèle.
(Delghavi & Yazdani, 2019)	Commande de glissement, 2022	Non	MSV	5	Médiocre	-Mise en œuvre coûteuse et complexe. -Produit le phénomène de broutage.
Commande proposée	Commande ADRC	Non	Non	2	Meilleure	-Facile à mettre en œuvre. -dynamique rapide.

La commande du statisme est parmi les techniques les plus utilisées. Elle a été appliquée pour la première fois dans les systèmes d'alimentation sans interruption (UPS) (Chandorkar, Divan, & Adapa, 1993). Plusieurs améliorations de cette technique ont été rapportées dans la littérature, comme dans (Chakraborty, Patel, Saraswat, Maqsood, & Salapaka, 2024) (Srinivas, Singh, & Mishra, 2020), (Chakraborty, Park, & Saraswat, 2023) (Tayab, Roslan, Hwai, & Kashif, 2017).

Bien que cette commande ait montré de bonnes performances, le manque d'inertie limite généralement ses applications. D'autres chercheurs ont proposé des commandes basées sur l'émulation du comportement de générateurs synchrones sous le nom de machine synchrone virtuelle (MSV) (Beck & Hesse, 2007). Cette commande combine les avantages de l'onduleur et de la machine synchrone. En raison de la mauvaise qualité de la tension en mode îloté, plusieurs améliorations du MSV ont été proposées dans (X. Meng & Liu, 2019), (Glöckler, Duckwitz, & Welck, 2017). Dans (Li, et al., 2022), les auteurs ont utilisé le contrôle adaptatif basé sur un réseau neuronal artificiel et ils obtiennent une bonne réponse en régime permanent. Mais ses performances transitoires sont médiocres et la transition entre les deux modes de fonctionnement n'est pas abordée. De plus, les paramètres du MSV sont prédits par un réseau neuronal, ce qui constitue un processus complexe.

Une autre stratégie basée sur le principe d'émulation du comportement électromécanique du générateur synchrone est présentée dans (Utkarsha & Naidu, 2024). Cependant, cette commande est difficile à mettre en œuvre en raison de sa complexité mathématique. Lors du passage d'un mode à l'autre, la fréquence se stabilise après un long moment avec des dépassements importants.

Les auteurs de (Buduma, Das, Naayagi, Mishra, & Panda, 2022) ont utilisé un robuste régulateur quadratique linéaire et un contrôleur mixte H_2/H_∞ pour assurer le fonctionnement d'un micro-réseau. Cela dépend d'une PLL pour la synchronisation et d'un algorithme de détection d'îlotage, ce qui rend cette technique difficile à mettre en œuvre.

Une stratégie de contrôle en cascade est proposée dans (Li, et al., 2022). Cependant, la boucle externe est basée sur la MSV et les boucles de contrôle de tension et de courant internes utilisent une commande par mode glissant (SMC). Cela améliore la précision, mais le temps de transition et le dépassement sont importants. Cette approche est difficile à mettre en œuvre et présente un phénomène de broutage pouvant conduire à une instabilité de la commande.

Un résumé de ces commandes existants et de leurs restrictions est présenté dans le Tableau 1.1.

1.7 Principe de la commande de statisme (Droop control)

La diminution de l'inertie dans les micro-réseaux peut entraîner de graves fluctuations de la production d'électricité, des problèmes d'augmentation de tension dus au flux d'énergie inversée provenant des générateurs renouvelables. En conséquence, ces problèmes pourraient déstabiliser la fréquence et la tension du système, donc un affaiblissement de la résilience des micro-réseaux.

Afin de gérer cet inconvénient, l'une des solutions les plus déployées consiste à émuler virtuellement le comportement des générateurs synchrones. La commande de statisme est la plus utilisée pour commander un onduleur formant le réseau (Shakerighadi, et al., 2023).

La gestion de l'énergie basée sur la commande de statisme est bien reconnue dans les micro-réseaux à courant alternatif. Étant donné qu'il n'y a pas de source dominante pour fixer la fréquence du micro-réseau îloté, elle suit la variation de la puissance demandée. Par conséquent, l'idée principale de cette commande est l'imitation d'un générateur synchrone, c'est-à-dire lorsque la demande de puissance active augmente, la fréquence diminue et vice versa. Des relations similaires sont observées entre la puissance réactive et la tension.

La Figure 1.4 montre le circuit équivalent d'un onduleur connecté au PCC par une ligne d'impédance équivalente Z . La puissance qui circule dans cette ligne est décrite comme ceci

$$\begin{aligned}
 \bar{S} &= P + jQ = \bar{V}\bar{I}^* = \bar{E} \left(\frac{\bar{E} - \bar{V}}{\bar{Z}} \right)^* = E \left(\frac{E - V e^{j\varphi}}{Z e^{-j\theta}} \right) \\
 &= \frac{E^2}{Z} e^{j\theta} - \frac{EV}{Z} e^{j(\varphi+\theta)}
 \end{aligned} \tag{1.1}$$

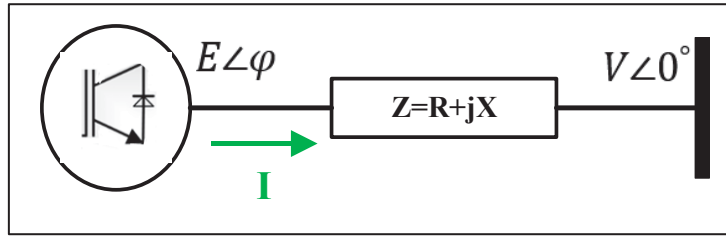


Figure 1.4 Schéma équivalent d'un onduleur connecté à un point commun

E est l'amplitude de la tension à la sortie de l'onduleur avec un angle de déphasage φ . V est la tension au PCC. Z et θ sont respectivement l'amplitude et la phase de l'impédance équivalente de la ligne entre l'onduleur et le point PCC, avec $\bar{Z} = Z e^{j\theta} = R + jX$.

La décomposition de (1.1) en composantes réelle et imaginaire, permet d'écrire les relations des puissance active et réactive comme suit

$$P = \frac{E^2}{Z} \cos\theta - \left(\frac{EV}{Z} \right) \cos(\varphi + \theta) \tag{1.2}$$

$$Q = \frac{E^2}{Z} \sin\theta - \left(\frac{EV}{Z} \right) \sin(\varphi + \theta) \tag{1.3}$$

Dans le cas où la ligne est purement inductive, $\theta = 90^\circ$ et (1.2) et (1.3) se simplifient comme ceci

$$P = \frac{VE}{X} \sin \varphi \quad (1.4)$$

$$Q = \frac{E^2}{X} - \frac{VE}{X} \cos \varphi \quad (1.5)$$

Si on considère que l'angle de puissance φ est très petite, on peut écrire : $\sin \varphi = \varphi$ et $\cos \varphi = 1$. Dans ce cas, (1.4) et (1.5) deviennent

$$P \cong \frac{VE}{X} \varphi \quad (1.6)$$

$$Q \cong \frac{E^2}{X} - \frac{VE}{X} \quad (1.7)$$

On remarque que la puissance active dépend du déphasage φ donc de la fréquence tandis que la puissance réactive dépend de la chute de tension. Sur la base des termes susmentionnés, la stratégie de la commande du statisme est basée sur (1.8) et (1.9).

$$E = E^* - k_q Q \quad (1.8)$$

$$\omega = \omega^* - k_p P \quad (1.9)$$

ω et ω^* sont la valeur mesurée et la consigne de la fréquence angulaire, respectivement. E^* est la consigne de la tension à la sortie de l'onduleur. k_p et k_q sont les coefficients de statisme. P et Q sont les puissances active et réactive mesurées, respectivement..

Dans le cas où la ligne est purement résistive, $\theta = 0^\circ$ et (1.2) et (1.3) se simplifient comme ceci

$$P = \frac{E^2}{Z} - \left(\frac{EV}{Z}\right) \cos \varphi \quad (1.10)$$

$$Q = -\left(\frac{EV}{Z}\right) \sin \varphi \quad (1.11)$$

De la même manière, si φ est très petite, (1.10) et (1.11) deviennent :

$$P = \frac{E^2}{Z} - \left(\frac{EV}{Z}\right) \quad (1.12)$$

$$Q = -\left(\frac{EV}{Z}\right) \varphi \quad (1.13)$$

Par conséquent, la stratégie conventionnelle de statisme est de cette forme

$$E = E^* - k_p P \quad (1.14)$$

$$\omega = \omega^* - k_q Q \quad (1.15)$$

Les coefficients k_p et k_q sont les coefficients de statisme déterminés sur la base de critères de performance en régime permanent (Chandorkar, Divan, & Adapa, 1993), (Li, Vilathgamuwa, & Loh, 2004) comme dans ces équations :

$$k_p = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{P_{max}} \quad (1.16)$$

$$k_q = \frac{V_{max} - V_{min}}{Q_{max}} \quad (1.17)$$

P_{max} et Q_{max} sont respectivement les puissances active et réactive nominales fournies par le système. ω_{max} et ω_{min} sont respectivement la valeur maximale et minimale de la fréquence angulaire autorisée. V_{max} et V_{min} sont la valeur maximale et minimale de la tension, respectivement.

Un bon partage de puissance est assuré quand les coefficients de statisme sont grands, mais ils peuvent provoquer une dégradation de la régulation de la tension et une instabilité. Par conséquent, un compromis entre la stabilité et la régulation doit être étudié pour le choix de ces coefficients.

On constate que la commande de statisme assure un contrôle de la puissance injectée dans le réseau principal, et les équations de contrôle durant le mode connecté sont les suivantes

$$E = E^* - k_q(Q - Q^*) \quad (1.18)$$

$$\omega = \omega^* - k_p(P - P^*) \quad (1.19)$$

P^* et Q^* sont les consignes de puissance active et réactive requises, respectivement. Les consignes sont calculées et communiquées par le contrôleur MGCC.

Par conséquent, une commande de statisme basée sur $(\omega - P)$ et $(E - Q)$ doit être utilisée dans le cas où l'impédance de ligne est purement inductive, tandis que dans le cas où l'impédance est purement résistive, on utilise la relation $(E - P)$ et $(\omega - Q)$. Pour cette raison, il est nécessaire de concevoir correctement l'impédance équivalente de sortie afin d'améliorer le découplage entre la puissance active et réactive et d'éviter son impact sur le partage des puissances.

Considérons que v_c et i_0 sont la tension et le courant aux bornes de l'onduleur, respectivement. On écrit :

$$v_c = \sqrt{2}V\cos\omega t \quad (1.20)$$

$$i_0 = \sqrt{2}I\cos(\omega t - \varphi) \quad (1.21)$$

V et I sont les valeurs efficaces de la tension et du courant et φ est l'angle de déphasage entre eux. Donc, la puissance active instantanée délivrée par l'onduleur est

$$p = v_c i_0 \quad (1.22)$$

$$p = VI\cos\varphi + VI\cos(\omega t - \varphi) = P + \tilde{p} \quad (1.23)$$

Et la puissance réactive est

$$q = v_{cq} i_0 \quad (1.24)$$

$$q = VI\sin\varphi + VI\sin(2\omega t - \varphi) = q + \tilde{q} \quad (1.25)$$

Où v_{cq} est la composante quadrature de la tension v_c .

À partir de (1.23) et (1.25), on remarque que les puissances active et réactive ont deux composantes: une constante correspond à la valeur moyenne et une autre oscillatoire à double fréquence. Les composantes moyennes correspondent à la définition classique de la puissance pour les systèmes sinusoïdaux en régime permanent. Les boucles de contrôle de puissance des onduleurs utilisent les valeurs moyennes P et Q suivantes

$$P = VI\cos\varphi \quad (1.26)$$

$$Q = VI\sin\varphi \quad (1.27)$$

Par conséquent, il est nécessaire d'extraire les composantes de puissance oscillatoires \tilde{p} et \tilde{q} par l'installation d'un filtre passe-bas de premier ordre à bande passante réduite (Gao, 2003). La fréquence de coupure du filtre doit être très basse pour atténuer les composantes d'oscillations de puissances, mais cela se traduit par une réponse dynamique lente.

Les puissances calculées à partir de (1.26) et (1.27) doivent être comparées ensuite avec les puissances de références correspondantes, et les erreurs détectées sont multipliées par les coefficients de statisme. Ensuite, une tension et une fréquence angulaire sont générées pour obtenir la tension de référence du système v_{ref} . La Figure 1.5 illustre le schéma fonctionnel de la commande du statisme.

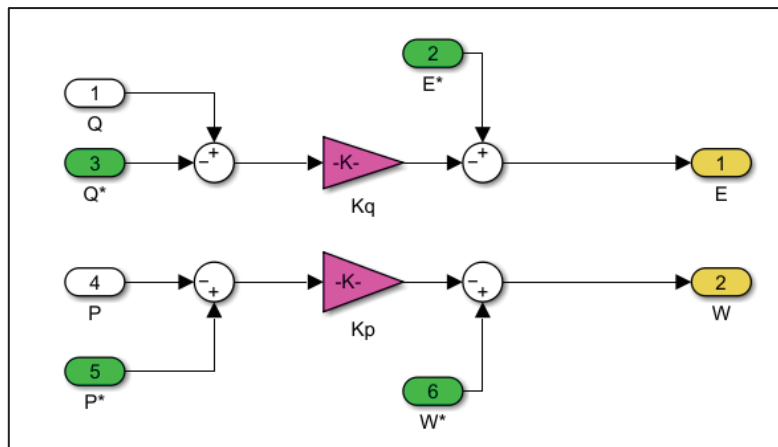


Figure 1.5 Commande du statisme

1.8 Conception des boucles de régulation interne

La Figure 1.6 montre le schéma de puissance d'un onduleur et son circuit de commande. Appliquons les lois de courant et de tension de Kirchhoff, les équations qui décrivent le comportement dynamique de ce système sont

$$L \frac{di_{inv}}{dt} = v_{inv} - v_c - Ri_{inv} \quad (1.28)$$

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} = i_{inv} - i_0 \quad (1.29)$$

R est la résistance série équivalente côté onduleur;

v_{inv} et i_{inv} sont la tension et le courant à la sortie de l'onduleur, respectivement;

i_c et v_c sont le courant et la tension du condensateur, respectivement.

i_0 est le courant injecté au PCC;

On remarque d'après (1.29), que la tension v_c peut être contrôlée par le courant i_{inv} qui est contrôlé par la tension v_{inv} , imposée par les états de commutation des IGBT de l'onduleur. Ainsi, la commande de l'onduleur formant le réseau est basée sur trois boucles de commande en cascade (Guerrero, Vicuna, Matas, Castilla, & Miret, 2004): les boucles de régulation interne; la boucle d'impédance virtuelle et la commande de statisme. Les boucles internes assurent la régulation du courant et de la tension de sortie pour avoir un bon fonctionnement de l'onduleur formant le réseau. Elle est composée d'une boucle de tension externe qui fournit la référence du courant et d'une autre boucle de courant interne qui fournit les signaux de modulation.

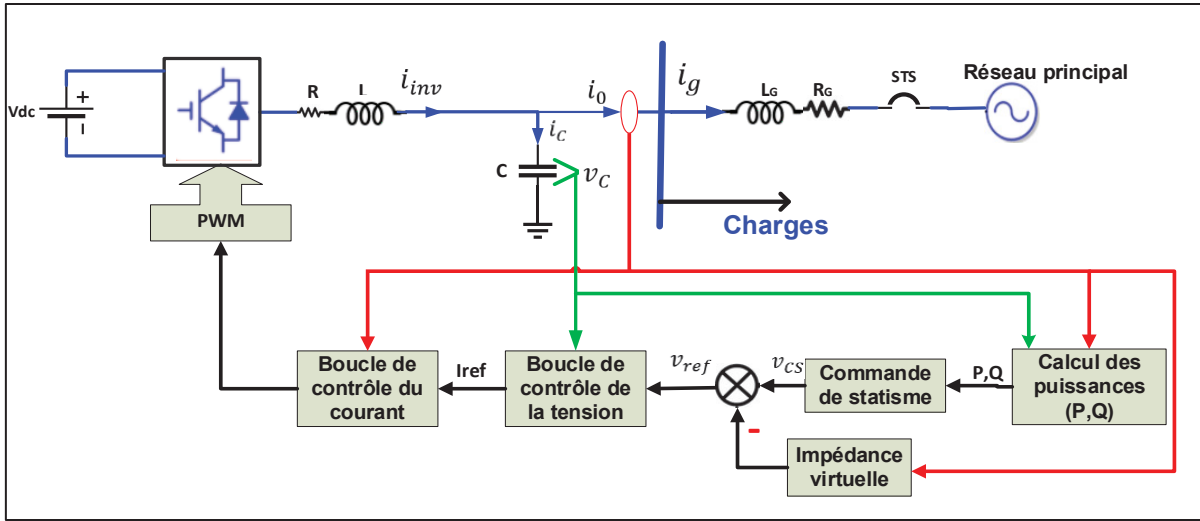


Figure 1.6 Schéma de commande d'un onduleur formant le réseau

On remplace l'expression du courant i_{inv} de (1.29) dans (1.28), on obtient :

$$LC \frac{d^2 v_c}{dt} + RC \frac{dv_c}{dt} + v_c + L \frac{di_{inv}}{dt} + Ri_{inv} = v_{inv} \quad (1.30)$$

La bonne conception d'un régulateur PID permet à la tension v_c de suivre sa référence v_{ref} .

On peut écrire:

$$v_{ref} + k_{pv}(v_{ref} - v_c) + k_{iv} \int (v_{ref} - v_c) dt + k_{dv} \frac{d}{dt} (v_{ref} - v_c) \quad (1.31)$$

$$= v_{inv}$$

k_{pv} , k_{iv} , et k_{dv} sont les gains proportionnel, intégral et dérivée du régulateur PID, respectivement.

En remplaçant (1.30) dans (1.31) on obtient l'expression de la tension v_c en boucle fermée comme suit

$$v_c = \frac{k_{dv} s^2 + (1 + k_{pv})s + k_{iv}}{LCs^3 + (RC + k_{dv})s^2 + (1 + k_{pv})s + k_{iv}} v_{ref} - \frac{Ls^2 + Rs}{LCs^3 + (RC + k_{dv})s^2 + (1 + k_{pv})s + k_{iv}} i_{inv} \quad (1.32)$$

s est l'opérateur de Laplace.

D'après (1.32), on remarque qu'on peut modéliser l'onduleur par un circuit de Thevenin avec une impédance de sortie $Z_o(s)$ et un gain de tension $G_v(s)$ (Figure 1.7). L'expression de la tension v_c devient

$$v_c = G_v(s)v_{ref} - Z_o(s)i_{inv} \quad (1.33)$$

Avec

$$G_v(s) = \frac{k_{dv} s^2 + (1 + k_{pv})s + k_{iv}}{LCs^3 + (RC + k_{dv})s^2 + (1 + k_{pv})s + k_{iv}} \quad (1.34)$$

$$Z_o(s) = \frac{Ls^2 + Rs}{LCs^3 + (RC + k_{dv})s^2 + (1 + k_{pv})s + k_{iv}} \quad (1.35)$$

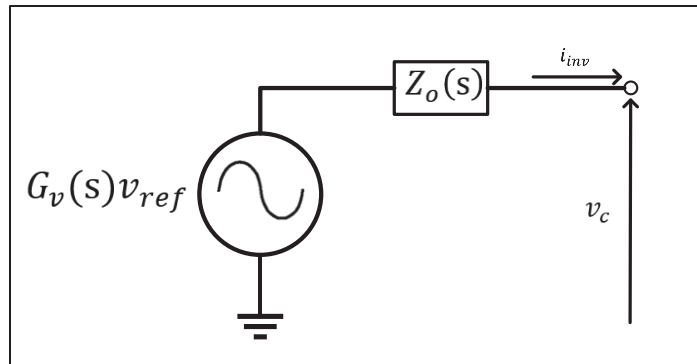


Figure 1.7 Circuit équivalent Thevenin du système en boucle fermée

Généralement le régulateur PI est le plus utilisé dans les boucles de commande des onduleurs, vu que c'est un régulateur simple et facile à mettre en œuvre. Afin de découpler la dynamique des deux boucles interne et externe, la bande passante de la boucle interne du courant doit être dix fois plus grande que celle de la boucle externe de la tension (Gao, 2003).

1.9 L'impédance de sortie et la boucle d'impédance virtuelle

L'équation (1.35) montre que l'impédance équivalente de sortie qui dépend des gains du régulateur PID et des paramètres R , L et C . De ce fait, l'impédance de sortie de l'onduleur en boucle fermée affecte la précision du partage de puissance et un choix approprié des gains du régulateur est important pour réguler la tension et éviter la perte de stabilité.

Une boucle d'impédance virtuelle a été ajoutée par plusieurs chercheurs pour améliorer les performances transitoires et supprimer le couplage des puissances active et réactive (Gao, 2003). Par conséquent, il a été démontré dans plusieurs études que la bonne conception de cette impédance virtuelle améliore les performances de contrôle et de partage des puissances. De plus, elle augmente la valeur de la résistance ou de l'inductance de l'impédance équivalente de sortie de l'onduleur sans utiliser une résistance ou une inductance physiques supplémentaires qui augmenteraient la taille et le coût du système. Cependant, la mauvaise conception de cette impédance peut introduire des distorsions de courant et donc nuire à la stabilité du système.

La référence de la tension v_{ref} est modifiée par la soustraction de la chute de tension provoquée par l'impédance virtuelle $Z_d(s)$ de la tension de référence v_{cs} générée par la commande de statisme (Figure 1.5). De plus, cette approche modifie l'impédance de sortie équivalente (Guerrero J. M., Vasquez, Matas, Castilla, & Vicuna, 2009). On écrit l'expression de la nouvelle tension de référence, comme ceci

$$v_{ref} = v_{cs} - Z_d(s)i_0 \quad (1.36)$$

En outre, la conception appropriée de cette impédance peut réduire l'impact du déséquilibre d'impédance de ligne (Batareseh, Siri, & Lee, 1994).

Plusieurs recherches visent à développer le concept d'impédance virtuelle. Une méthode de contrôle d'impédance résistive virtuelle connectée en parallèle est proposée dans (Gao, 2003) pour le partage de courant en mode îloté. Cela donne les avantages d'un système plus amorti, en termes de résonance, et de partage des harmoniques. Dans (Guerrero, Vicuna, Matas, Castilla, & Miret, 2004), une impédance virtuelle inductive est utilisée. Cependant, le problème du système de commande de l'inductance virtuelle est le calcul de la chute de tension de l'inductance, qui implique la dérivée du courant de ligne. Cette dérivée peut provoquer une amplification du bruit haute fréquence, ce qui peut à son tour déstabiliser la commande de la tension de l'onduleur, en particulier pendant les transitoires. Une approche courante pour éviter l'amplification du bruit consiste à remplacer la dérivée par un filtre passe-haut pour atténuer le gain haute fréquence de la fonction de transfert résultante, comme dans (Yao, Matas, Guerrero, & Qian, 2011).

1.10 Problématique de la thèse

1.10.1 Fiabilité du système

La commande des onduleurs joue un rôle essentiel dans le fonctionnement des micro-réseaux. En conséquence, l'utilisation d'une stratégie de commande basée sur la commutation entre une commande qui suit le réseau et une autre qui forme le réseau augmente le coût du système et provoque des effets transitoires considérables, notamment des retards et des dépassements

importants de la tension et de la fréquence au PCC (P. Sun & Cao, 2023), (Jia, Wei, Bi, Thomas, & Sumner, 2017). En plus des difficultés de conception et de réglage des paramètres qui sont importants, cela provoque une diminution de la fiabilité et de la robustesse du système.

1.10.2 Inertie et stabilité de la fréquence

Le développement de l'électronique de puissance a entraîné une forte pénétration des énergies renouvelables dans les réseaux électriques. Cela a permis de diminuer les machines synchrones pour les remplacer par des sources d'énergies renouvelables interfacées par des onduleurs de puissances. Cependant, le réseau électrique moderne s'oriente vers un système dominé par les onduleurs plutôt que par les générateurs rotatifs. À mesure que les sources d'énergies renouvelables commencent à remplacer les machines synchrones qui aident à résister aux écarts de fréquence par leurs inerties, la capacité du système à résister à ces écarts diminue (Kroposki, et al., 2017). Plusieurs études ont démontré que la stabilité de la fréquence est un sujet de préoccupation majeure des gestionnaires des réseaux électriques en raison du manque d'inertie (Matevosyan, et al., 2015), (Thiesen, Jauch, & Gloe, 2016), (Poolla, Bolognani, & Dörfler, 2017), (Milligan, et al., 2015).

Pour que la sécurité de fonctionnement d'un micro-réseau ne soit pas compromise, la fréquence doit se situer dans une plage prédéfinie et ne doit pas dépasser les limites fixées par la norme IEEE 1547-2018 standard.

1.10.3 Algorithmes de synchronisation et de détection d'îlotage

L'utilisation de la commande des onduleurs formant le réseau peut augmenter l'inertie virtuelle du réseau. De plus, cette fonctionnalité peut aider à améliorer la stabilité du système en mode connecté et îloté et garantir des transitions souples entre les deux modes de fonctionnement.

Certaines des commandes des GFM nécessitent un algorithme de détection d'îlotage pour générer les références de la commande en fonction du mode de fonctionnement du micro-réseau. Cependant, pendant l'intervalle entre l'apparition d'une panne du réseau principal et la détection d'un îlotage, la tension au PCC n'est contrôlée ni par le réseau principal ni par l'onduleur. Par conséquent, l'utilisation d'un algorithme de détection d'îlotage rend la qualité

de la tension PCC fortement dépendante de la vitesse et de la précision de la méthode de détection d'îlotage. Cela peut générer un faux signal de déclenchement ou provoquer une zone de non-détection. Si l'îlotage se produit, mais n'a pas encore été détecté et que la stratégie de commande reste constante, des transitoires indésirables peuvent en résulter (Meng, Liu, Zheng, & Liu, 2020). De ce fait, concevoir un algorithme de détection fiable, précis et rapide est un défi.

Pour préparer un micro-réseau îloté à la reconnexion au réseau électrique public, un algorithme de synchronisation du réseau est crucial pour les onduleurs connectés au réseau. Cet algorithme permet de synchroniser la tension PCC avec celle d'un réseau électrique public. Parmi ces algorithmes, on trouve la boucle à verrouillage de phase (PLL) (Du, et al., 2015), la boucle à verrouillage de fréquence (FLL) (Guerrero-Rodríguez, Rey-Boué, Lucas, & Martinez-Rodrigo, 2015) et les annulations de signaux retardées (Wang & Li, 2013).

La PLL est la plus utilisée, mais peut causer des problèmes de stabilité et est difficile à mettre en œuvre en raison de leurs propriétés non linéaires et de leur configuration complexe (Golestan, Guerrero, & Vasquez, March 2017), (Milan, Dörfler, Hug, Hill, & Verbič, 2018). Par conséquent, les commandes sans PLL sont préférées pour éviter les problèmes de stabilité (Meyers & Mather, 2021).

C'est pourquoi l'utilisation des algorithmes de détection d'îlotage et de synchronisation rend le système moins fiable et complexe. En plus des difficultés de conception et de réglage, l'utilisation des deux algorithmes augmente le coût et diminue la fiabilité du système. Par conséquent, l'utilisation d'une stratégie de commande sans algorithmes de synchronisation et de détection d'îlotage augmente la flexibilité, la résilience et la fiabilité du micro-réseau.

1.10.4 Effet de l'impédance côté réseau

L'impédance côté réseau public est principalement déterminée par l'impédance équivalente des transformateurs de puissance et de celles des lignes de distribution. Cette impédance équivalente peut varier en fonction de la configuration du réseau (Cobrecas, Bueno, Rodriguez, Huerta, & Rodriguez, 2007), (Lightner & Widergren, 2010). En revanche, la variation de cette

impédance affecte la commande des onduleurs et le gain de la boucle de courant peut être considérablement modifié, conduisant ainsi à une éventuelle oscillation harmonique, voire à une instabilité (Sun, 2011). Par conséquent, la commande d'onduleur doit être conçue avec une forte robustesse face aux variations d'impédance côté réseau (Das, Li, Lu, & Wang, 2022), (Yin & al., 2020) .

1.11 Objectifs de la thèse

L'élargissement de nos connaissances pour donner suite à notre analyse, des recherches antérieures nous permet d'apporter des solutions aux problèmes qui ne sont pas encore abordés. L'objectif principal de ce travail est de concevoir une commande simple et pratique d'un onduleur pour assurer la stabilité et la robustesse de fonctionnement en mode îloté et connecté, et garantir la souplesse de transition entre les modes de fonctionnement. Les objectifs spécifiques de la thèse sont décrits ci-dessous.

1.11.1 Développement d'un modèle mathématique

Notre objectif est de développer un modèle simple et efficace d'un onduleur. Le modèle doit correspondre à la réalité et donner des résultats précis sans algorithmes de détection d'îlotage et de synchronisation.

1.11.2 Commande sans algorithmes de détection d'îlotage et de synchronisation

Vu les problèmes qui peuvent être causés par les algorithmes de détection d'îlotage et de synchronisation, notre objectif est de développer une commande robuste qui ne nécessite pas ces algorithmes. Cela permet d'augmenter la fiabilité et la simplicité du système.

1.11.3 Technique de commande par rejet de perturbation

L'application de la commande active par rejet de perturbation (ADRC), utilisée dans d'autres domaines d'application, à un onduleur dans un micro-réseau pour :

- Assurer l'équilibre de puissance et satisfaire la charge en tout temps dans diverses conditions.
- Récupérer la tension et la fréquence du système pour stabiliser le micro-réseau durant le mode îloté. La durée du régime transitoire doit être plus rapide pour éviter la perturbation des charges sensibles.
- Générer la puissance suivant la fluctuation soudaine de la charge, qu'elle soit excessive ou insuffisante, en maintenant les écarts de fréquence et de tension dans des plages acceptables par les normes.
- Rejeter toute perturbation dans le système et la compenser pour garder la stabilité et assurer la robustesse du micro-réseau.

1.11.4 Validation expérimentale

Lors de la validation expérimentale, nous allons concevoir et construire un banc d'essai pour reproduire et valider en temps réel le fonctionnement de la commande ADRC développée pour une application industrielle.

1.12 Méthodologie

La méthodologie utilisée pour réaliser ce travail de thèse est divisée en cinq étapes principales:

1.12.1 Modéliser le système

Dans un premier temps, nous avons commencé par la révision et l'analyse d'un modèle mathématique du système qui convient à la réalité et aux objectifs cités. Il faut assurer que le modèle développé tient compte de tout le système.

1.12.2 Décrire la stratégie de commande de l'onduleur

Après modélisation, nous avons décrit une stratégie de commande de l'onduleur et nous avons pris en considération toute perturbation qui peut arriver dans un micro-réseau, comme la

diminution et l'augmentation de la demande de charge et la variation de l'impédance côté réseau. Après cela, nous avons décrit les variables contrôlées et développé une technique de commande nécessaire.

1.12.3 Valider la commande par simulation

Pour démontrer l'efficacité, le niveau de performance et la robustesse à toute perturbation de l'approche proposée, une validation par une simulation avec Simulink/Matlab a été effectuée. Cela a permis de vérifier son fonctionnement en mode connecté et îloté et assurer la souplesse de transition entre les deux modes de fonctionnement.

Nous avons validé la commande proposée, en comparant ces résultats avec celle de la commande de statisme et l'impédance virtuelle. Plusieurs simulations de différentes configurations et scénarios sont analysées et interprétées. Ensuite, nous avons appliqué la commande proposée à un onduleur alimenté par un panneau photovoltaïque et un groupe de batterie pour assurer son bon fonctionnement dans différents scénarios.

1.12.4 Réaliser un banc d'essai expérimental

Cette étape est essentielle pour valider la commande ADRC proposée expérimentalement. En premier temps, nous devons préparer les composants essentiels pour réaliser le banc d'essai, assurer et maîtriser le bon fonctionnement de tous les composants.

1.12.5 Valider la commande en temps réel

Une validation expérimentale est nécessaire pour valider l'approche proposée. Cette validation assure et garantit l'efficacité et la robustesse de la commande ADRC pour une application industrielle.

1.13 Conclusion

Nous avons commencé ce présent chapitre par la définition d'un micro-réseau, cité ses caractéristiques et ses différents éléments qui le constituent. Après cela, les différents modes de fonctionnement d'un micro-réseau sont abordés. Ensuite, les transitions d'un mode de fonctionnement à un autre sont présentées pour comprendre les avantages et les inconvénients des différents algorithmes de synchronisation et de détection d'îlotage qui existent.

Les différentes fonctionnalités des onduleurs intelligents ont été abordées par la suite. De plus, la classification des techniques de commande de ces onduleurs a été présentée. Après cela, les boucles en cascade avec la commande de statisme et les boucles de régulation de courant et de tension d'un onduleur formant un réseau ont été détaillées.

Compte tenu des problèmes et des limites de plusieurs commandes des onduleurs formant le réseau, une étude complète d'une commande d'un onduleur formant le réseau doit être améliorée et analysée pour que l'onduleur fonctionne durant les modes connecté et îloté, et assure des transitions souples entre les modes de fonctionnement. Cela sera traité dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 2

COMMANDE ADRC ET SON APPLICATION À L'ONDULEUR

2.1 Introduction

Dans un premier temps, on donne une revue de littérature de l'intérêt de la commande active de rejet de perturbation dans l'électronique de puissance. Ensuite, un aperçu mathématique de l'ADRC est abordé. Après cela, on applique l'ADRC pour commander un onduleur connecté au réseau principal. Enfin, le réglage des paramètres et l'analyse de la stabilité du système sont détaillés.

2.2 Application de la commande active par rejet de perturbation dans l'électronique de puissance

La commande active de rejet des perturbations (ADRC) est une commande non linéaire pour un système incertain et elle a été proposée pour la première fois par Jingqing Han pour remplacer la commande PID (Han J. , 1995). En conséquence, elle a de bonnes performances dynamiques et une bonne capacité de rejet des perturbations interne et externe qui agissent sur un système (Han J. , 2009).

Comparée à d'autres méthodes, l'ADRC dépend seulement de l'ordre du système et elle n'exige pas un modèle mathématique précis. Cet avantage distinctif la rend très populaire dans le domaine industriel. Grâce aux plus grands efforts déployés par de nombreux universitaires et ingénieurs du monde entier, elle a attiré de plus en plus l'attention de la recherche dans plusieurs domaines et largement utilisé dans l'ingénierie pratique en raison de sa simplicité en tant qu'alternative aux contrôleurs PID classiques (Madonski, et al., 2020), (Sira-Ramírez, Luviano-Juárez, Ramírez-Neria, & Zurita-Bustamante, 2017), (Shen & Xu, 2021), (Wu, Wang, Zhang, & Li, 2019), (Castañeda, Luviano-Juárez, & Chairez,

2015). En outre, l'ADRC est également intégrée dans certaines puces semi-conductrices (Technical Reference Manual for TMS320F28069M TMS320F28068M InstaSPIN-MOTION Software, 2014) et dans la dernière version du logiciel MATLAB/Simulink (Lakomy, Giernacki, Michalski, & Madonski, 2022).

Ces dernières années, l'ADRC devient une stratégie attrayante dans les applications d'électronique de puissance (Ma, et al., 2019), (Su, Ge, Xie, & Wang, 2020). Une ADRC non linéaire a été appliquée dans (Abdeldjabar, Dianguo, Wang, & Blaabjerg, 2016) et (Wang, Shen, Liu, & Hu, 2018) pour résoudre le problème de résonance du filtre LCL et améliorer la qualité d'onde du courant d'un onduleur connecté au réseau. Dans (Yu & Hu, 2019), l'ADRC linéaire basée sur le principe d'un générateur synchrone virtuel est proposé pour atténuer les fluctuations de puissance et améliorer la réponse dynamique du système. En outre, l'ADRC a montré de grandes perspectives dans les convertisseurs abaisseurs DC/DC (J. Sun, 2019), (Zhuo, et al., 2019), (Yang, Cui, Li, & Zolotas, 2018). Pour réduire les harmoniques, atténuer l'ondulation de commutation et avoir une meilleure réponse dynamique, la méthode de découplage du courant actif et réactif et leurs contrôles indépendants avec l'ADRC est appliquée à un onduleur connecté au réseau (Benrabah, Xu, & Gao, 2018) .

La référence (Wang, Shen, Liu, & Hu, 2018) a appliqué une commande ADRC de troisième ordre pour commander un onduleur connecté au réseau et améliorer la qualité de l'énergie. Par conséquent, le mode de fonctionnement îloté et la transition entre les modes de fonctionnement n'ont pas été pris en compte. Dans (Zhang, Xian, Shi, Wu, & Ma, 2020), une commande ADRC de troisième ordre est conçue pour réaliser le contrôle du découplage de courant de l'onduleur en mode connecté. Dans (Li, Hu, Li, & Lu, 2018) , une configuration maître-esclave d'un micro-réseau est étudiée et une ADRC linéaire de second ordre est adopté comme contrôleur de boucle interne de courant de l'onduleur pour assurer la transition entre les modes de fonctionnement d'un micro-réseau. Bien que la transition entre les modes de fonctionnement est assurée, cette stratégie exige un système de commutation entre deux commandes et nécessite une PLL pour synchroniser la tension PCC.

L'objectif principal de cette thèse est de développer une commande robuste et fiable pour un onduleur connecté au réseau, avec une transition fluide entre les modes de fonctionnement. Une méthode de conception ADRC linéaire est proposée et appliquée afin de réduire la complexité du modèle et la charge de calcul de la commande. Elle permet de traiter la perturbation globale à l'aide d'un modèle intégral en cascade et d'un observateur d'état étendu (ESO). Cela ne nécessite que des mesures de la tension du réseau et de la sortie de l'onduleur. Les capteurs de courant, de condensateur, de réseau et d'onduleur ne sont pas nécessaires.

2.3 Théorie de la commande active par rejet de perturbation

La Figure 2.1 montre le schéma fonctionnel de l'ADRC. On remarque qu'elle est constituée de trois éléments : un suiveur différentiel (TD), un observateur d'état étendu (NESO) et une boucle de rétroaction d'erreur (NSEF). Le TD permet d'extraire et d'utiliser les dérivées du signal de référence comme profil de référence. Son rôle est d'organiser le processus de transition de la commande en jouant sur la rapidité et le dépassement. Concernant l'observateur NESO, c'est la partie centrale de la commande. Il estime non seulement les états du système, mais aussi la perturbation totale comprenant les perturbations internes et externes. Ensuite, la perturbation totale estimée sera compensée en temps réel, ce qui améliore grandement la robustesse et la fiabilité du système. À propos du NSEF, elle intègre la compensation des perturbations pour générer le signal de commande.

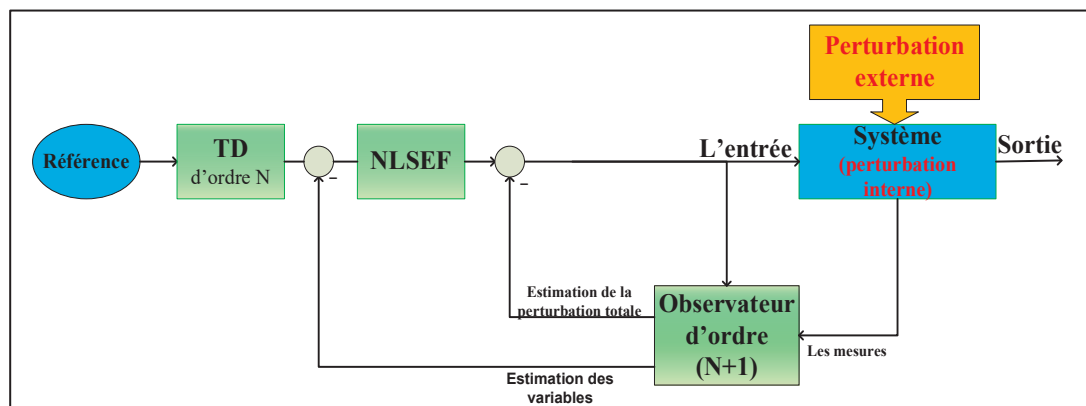


Figure 2.1 Structure de la commande ADRC

2.3.1 Suiveur différentiel

Vu que dans certains cas, le régulateur dérivé d'un PID peut créer de grands écarts et des oscillations notamment lorsqu'il y a des bruits de mesure, J. Han en 1989 a proposé le TD. En s'inspirant des travaux de Han J., 1999, on peut écrire la forme générale d'un TD comme suit

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = v_3 \\ \vdots \\ \dot{v}_{n-1} = v_n \\ \dot{v}_n = \lambda^n f(v_1 - r, \frac{v_2}{\lambda}, \dots, \frac{v_n}{\lambda^{n-1}}) \end{array} \right. \quad (2.1)$$

r est le signal d'entrée. v_i ($i = 1, 2 \dots n$) sont les sorties. λ est le facteur de vitesse de convergence du contrôle. $f(v_1 - r, \frac{v_2}{\lambda}, \dots, \frac{v_n}{\lambda^{n-1}})$ est la fonction qui garantit la convergence rapide de v_1 vers r , elle est décrite comme suit

$$f(v_1 - r, \frac{v_2}{\lambda}, \dots, \frac{v_n}{\lambda^{n-1}}) = -r \left(\frac{a}{d} - \text{sign}(a) \right) s_a - r \text{sign}(a) \quad (2.2)$$

Avec

$$s_a = \frac{(\text{sign}(a + d) - \text{sign}(a - d))}{2}$$

$$a = (a_0 + y - a_2)s_y + a_2 ; a_0 = h_0 v_2 ; a_2 = \frac{a_0 + \text{sign}(y)(a_1 - d)}{2} ; a_1 = \sqrt{d(d + 8|y|)} ;$$

$$s_y = \frac{(\text{sign}(y + d) - \text{sign}(y - d))}{2}$$

$$d = r h_0^2 ; y = (v_1 - v(t)) + a_0$$

2.3.2 Observateur d'état étendu

Le NESO est la partie centrale de la commande. Il estime les états du système et la perturbation totale comprenant les perturbations internes et externes. Ces entrées sont le signal de sortie y et le signal de commande u .

Les estimations des variables d'états du système et de la perturbation du système sont ces sorties. Il est conçu sous la forme suivante

$$\left\{ \begin{array}{l} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{o1}f_1(e) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{o2}f_2(e) \\ \vdots \\ \dot{z}_n = z_{n+1} - \beta_{on}f_n(e) + b_0u \\ \dot{z}_{n+1} = -\beta_{o(n+1)}f_{(n+1)}(e) \end{array} \right. \quad (2.3)$$

β_{oj} ($j = 1, 2, \dots$) sont les gains de l'observateur. e est l'erreur de l'observateur. $f_j(e)$ ($j = 1, 2, \dots$) sont des fonctions non linéaires définies comme dans (2.4) et elles sont représentées par le graphique de la Figure 2.2.

On remarque qu'avec cette fonction non linéaire, le gain est plus grand pour les petites erreurs, et plus petit pour les grandes erreurs (Han J. , 2009).

$$f_j(e) = fal(e, \alpha_{0j}, \delta_{0j}) = \begin{cases} \frac{e}{\delta_{0j}^{1-\alpha_{0j}}} & \text{pour } |e| \leq \delta_{0j} \\ |e|^{\alpha_{0j}} \text{sgn}(e) & \text{pour } |e| > \delta_{0j} \end{cases} \quad (2.4)$$

$(\alpha_{0j}, \delta_{0j})$ sont des coefficients avec $(0 < \alpha_{0j} < 1)$.

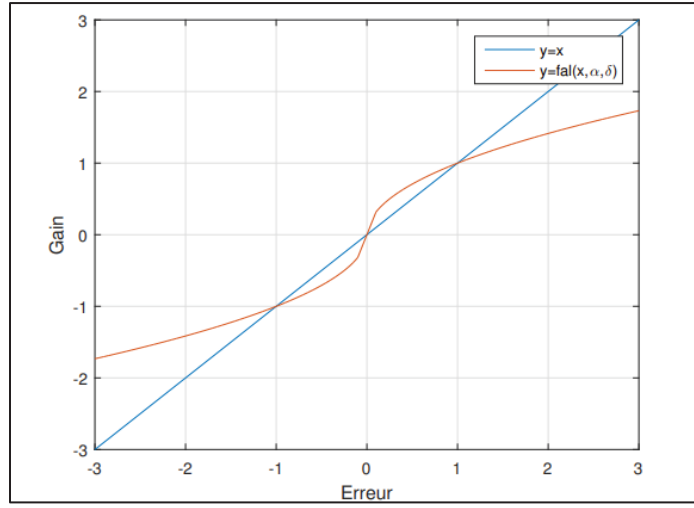


Figure 2.2 Courbe caracteristique de la fonction *fal*

2.3.3 Boucle de rétroaction d'erreur

La NSEF est utilisée pour limiter l'erreur résiduelle et atteindre l'objectif désiré. En conséquence, la dérivée du signal de sortie obtenue par le TD est exploitée par la boucle de rétroaction d'erreur (NSEF). Le signal de sortie de NSEF est déterminé à partir de (2.5).

$$u_0 = \sum_{i=1}^n k_i fal(v_i - z_1, \alpha_j', \delta_i') \quad (2.5)$$

$k_i (i = 1, 2, \dots, n)$ sont les gains des coefficients de contrôle.

Le signal de commande est conçu comme

$$u = \frac{u_0 - z_{n+1}}{b_0} \quad (2.6)$$

D'après (2.3) et (2.5), on remarque que J. Han a utilisé une combinaison non linéaire des trois éléments de l'ADRC (Han J. , 1995). L'utilisation de la fonction non linéaire fal rend la structure de la commande non linéaire, compliquée, et augmente le nombre de paramètres de réglage. En conséquence, pour simplifier la structure de l'ADRC et faciliter les applications industrielles, une ADRC linéaire a été proposée dans (Zhiqiang, 2003), en remplaçant les fonctions non linéaires par des fonctions linéaires en mettant $\alpha'_j = 1$ (de même que α_{0j}). Quand α_{0j} et α'_j sont égales à 1, la fonction fal se transforme en une fonction linéaire et l'ADRC devient une ADRC linéaire.

À ce jour, l'application de l'ADRC linéaire a été largement appliquée avec succès à diverses applications industrielles et militaires (Sira-Ramírez, Luviano-Juárez, Ramírez-Neria, & Zurita-Bustamante, 2017).

2.4 Application de l'ADRC au micro-réseau

La Figure 2.3 montre le schéma de puissance d'un onduleur connecté au réseau principal. Appliquons les lois de Kirchhoff au système, les équations qui décrivent le comportement dynamique de l'onduleur sont :

$$\begin{cases} \frac{dv_c}{dt} = i_c = \frac{1}{C}(i_{inv} - i_0) \\ \frac{di_{inv}}{dt} = \frac{1}{L}(v_{inv} - v_c - Ri_{inv}) \\ \frac{di_g}{dt} = \frac{1}{L_g}(v_c - v_g - R_g i_g) \end{cases} \quad (2.7)$$

R et L sont la résistance et l'inductance équivalente côté onduleur, respectivement;

R_g et L_g sont la résistance et l'inductance côté réseau principal, respectivement;

v_{inv} , v_c , v_g sont la tension à la sortie de l'onduleur, la tension au PCC et aux bornes du condensateur et la tension du réseau principal, respectivement;

i_0 et i_g sont le courant injecté au PCC et au réseau principal, respectivement;

i_c et i_{inv} sont le courant du condensateur et de l'inductance côté onduleur, respectivement.

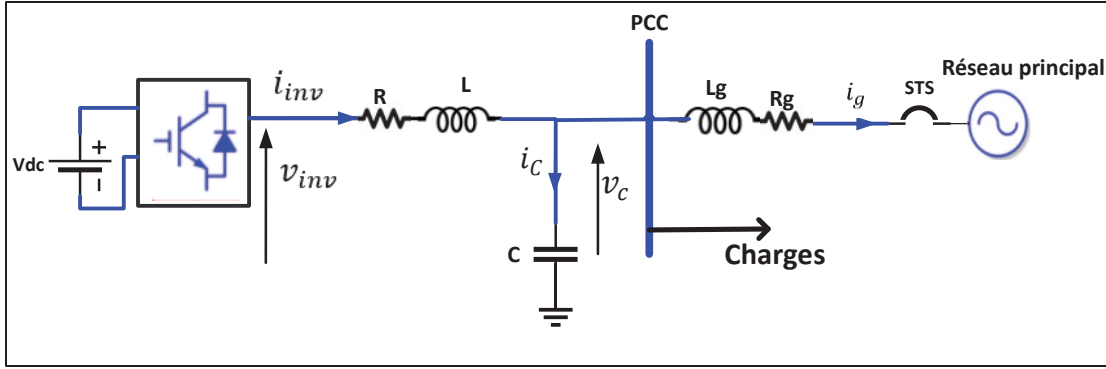


Figure 2.3 Onduleur alimenté par une source continue et connecté au réseau principal

Le vecteur des variables d'états du système est $x = [x_1 \ x_2 \ x_3] = [v_c \ i_{inv} \ i_g]$. Dans ce cas, le système d'équations (2.7) devient

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = k_3 x_2 - k_3 x_3 \\ \dot{x}_2 = -k_4 x_1 - k_5 x_2 + k_4 v_{inv} \\ \dot{x}_3 = k_2 x_1 - k_1 x_3 - k_2 v_g \end{cases} \quad (2.8)$$

Avec $k_1 = \frac{R_g}{L_g}$, $k_2 = \frac{1}{L_g}$, $k_3 = \frac{1}{C}$, $k_4 = \frac{1}{L}$, $k_5 = \frac{R}{L}$

On prend les variables d'états $(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3)$ définie à partir de (2.9) pour écrire le système d'équations (2.8) en cascade intégrale comme dans (2.10) (Wang, Shen, Liu, & Hu, 2018).

$$\begin{cases} \bar{x}_1 = x_1 \\ \bar{x}_2 = \dot{\bar{x}}_1 = k_3 x_2 - k_3 x_3 \\ \bar{x}_3 = \dot{\bar{x}}_2 = \\ -k_3(k_2 + k_4)x_1 - k_3 k_5 x_2 + k_1 k_3 x_3 + k_3 k_4 v_{inv} + k_2 k_3 v_g \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_1 = \bar{x}_2 \\ \dot{\bar{x}}_2 = \bar{x}_3 \\ \dot{\bar{x}}_3 = f(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, v_g) + k_3 k_4 k_1 v_{inv} \end{cases} \quad (2.10)$$

On a

$$\dot{\bar{x}}_3 = -k_3(k_2 + k_4)\dot{x}_1 - k_3 k_5 \dot{x}_2 + k_1 k_3 \dot{x}_3 + k_3 k_4 \dot{v}_{inv} + k_2 k_3 \dot{v}_g \quad (2.11)$$

On remplace les expressions de \dot{x}_1 , \dot{x}_2 et \dot{x}_3 de (2.8) dans (2.11), on aura

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}_3 = & -k_3(k_2 + k_4)(k_3 x_2 - k_3 x_3) - k_3 k_5(-k_4 x_1 - k_5 x_2 + k_4 v_{inv}) \\ & + k_1 k_3(k_2 x_1 - k_1 x_3 - k_2 v_g) + k_3 k_4 \dot{v}_{inv} + k_2 k_3 \dot{v}_g \end{aligned} \quad (2.12)$$

Après le regroupement des coefficients de chaque variable d'état, on peut écrire (2.12) comme suit

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}_3 = & k_3(k_5 k_4 + k_1 k_2)x_1 + k_3(k_5^2 - k_3 k_2 - k_3 k_4)x_2 + k_3(k_3 k_2 + k_4 k_3 - k_1^2)x_3 \\ & - k_3 k_5 k_4 v_{inv} - k_2 k_1 k_3 v_g + k_3 k_4 \dot{v}_{inv} + k_2 k_3 \dot{v}_g \end{aligned} \quad (2.13)$$

On doit trouver la relation entre les variables d'états (x_1, x_2, x_3) et $(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3)$ pour écrire (2.13) en fonction de $(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3)$. On a

$$\begin{cases} x_1 = \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 = k_3 x_2 - k_3 x_3 \Rightarrow x_2 = \frac{1}{k_3} \bar{x}_2 + x_3 \\ \bar{x}_3 = -k_3(k_2 + k_4)\bar{x}_1 - k_5 \bar{x}_2 - k_3 k_5 x_3 \\ \quad + k_1 k_3 x_3 + k_3 k_4 v_{inv} + k_2 k_3 v_g \end{cases} \quad (2.14)$$

Donc :

$$\begin{aligned}
 & -k_3k_5x_3 + k_1k_3x_3 \\
 & = \bar{x}_3 + k_3(k_2 + k_4)\bar{x}_1 + k_5\bar{x}_2 - k_3k_4v_{inv} - k_2k_3v_g
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

$$\begin{aligned}
 x_3 = & \frac{k_2 + k_4}{k_1 - k_5}\bar{x}_1 + \frac{k_5}{k_3(k_1 - k_5)}\bar{x}_2 + \frac{1}{k_3(k_1 - k_5)}\bar{x}_3 - \frac{k_4}{k_1 - k_5}v_{inv} \\
 & - \frac{k_2}{k_1 - k_5}v_g
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

$$\begin{aligned}
 x_2 = & \frac{1}{k_3}\bar{x}_2 + x_3 \\
 = & \frac{k_2 + k_4}{k_1 - k_5}\bar{x}_1 + \frac{k_1}{k_3(k_1 - k_5)}\bar{x}_2 + \frac{1}{k_3(k_1 - k_5)}\bar{x}_3 \\
 & - \frac{k_4}{k_1 - k_5}v_{inv} - \frac{k_2}{k_1 - k_5}v_g
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

On remplace (2.16) et (2.17) dans (2.13), on aura :

$$\begin{aligned}
 \dot{\bar{x}}_3 = & k_3(k_5k_4 + k_1k_2)\bar{x}_1 + k_3(k_5^2 - k_3k_2 - k_3k_4) \\
 & \left(\frac{k_2 + k_4}{k_1 - k_5}\bar{x}_1 + \frac{k_1}{k_3(k_1 - k_5)}\bar{x}_2 + \frac{1}{k_3(k_1 - k_5)}\bar{x}_3 - \frac{k_4}{k_1 - k_5}v_{inv} \right. \\
 & \left. - \frac{k_2}{k_1 - k_5}v_g \right) + k_3(k_3k_2 + k_4k_3 - k_1^2) \\
 & \left(\frac{k_2 + k_4}{k_1 - k_5}\bar{x}_1 + \frac{k_5}{k_3(k_1 - k_5)}\bar{x}_2 + \frac{1}{k_3(k_1 - k_5)}\bar{x}_3 - \frac{k_4}{k_1 - k_5}v_{inv} \right. \\
 & \left. - \frac{k_2}{k_1 - k_5}v_g \right) - k_3k_5k_4v_{inv} - k_2k_1k_3v_g + k_3k_4\dot{v}_{inv} \\
 & + k_2k_3\dot{v}_g
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

On définit la fonction $f(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, v_g)$ de (2.19) qui dépend des tensions v_{inv} et v_g .

$$\begin{aligned} f(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, v_g) &= \alpha_1 \bar{x}_1 + \alpha_2 \bar{x}_2 + \alpha_3 \bar{x}_3 + \\ &\quad k_2 k_3 k_5 v_g + k_3 k_4 v_{inv} + k_2 k_3 v_g \\ \alpha_1 &= -k_2 k_3 k_5 - k_1 k_3 k_4 \\ \alpha_2 &= -[k_1 k_5 + k_2 k_3 + k_3 k_4] \\ \alpha_3 &= -[k_1 + k_5] \end{aligned} \quad (2.19)$$

Dans ce cas, on peut écrire :

$$\dot{\bar{x}}_3 = f(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, v_g) + k_4 k_3 k_1 v_{inv} \quad (2.20)$$

En négligeant la chute de tension et le temps mort de commutation des interrupteurs électroniques de l'onduleur, la relation entre la tension à la sortie de l'onduleur v_{inv} et la sortie du contrôleur désignée par v_{pwm} est

$$v_{inv} = v_{pwm} V_{dc} \quad (2.21)$$

On remplace (2.21) dans (2.20), on aura :

$$\dot{\bar{x}}_3 = f(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, v_g) + b_0 v_{pwm} \quad (2.22)$$

Le coefficient b_0 décrit l'influence de la variable de contrôle sur le système intégral en cascade. Il est égal à $b_0 = k_1 k_3 k_4 V_{dc}$.

Les erreurs de modélisations et de mesures sont considérées comme des perturbations inconnues et inévitables dans un micro-réseau, et toute perturbation durant les transitions entre les modes de fonctionnement du micro-réseau est considérée comme une perturbation externe notée $f_{ext} = \bar{x}_4$, qu'il convient d'ajouter à (2.22), comme suit

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_1 = \bar{x}_2 \\ \dot{\bar{x}}_2 = \bar{x}_3 \\ \dot{\bar{x}}_3 = f(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, v_g) + \bar{x}_4 + b_0 v_{pwm} \end{cases} \quad (2.23)$$

Afin de rendre l'ADRC simple et facile à mettre en œuvre, on utilise une ADRC linéaire. Par conséquent, un observateur linéaire à quatre ordres doit être utilisé pour notre système de troisième ordre puisque la perturbation externe est traitée comme une variable d'état supplémentaire. En prenant la perturbation externe \bar{x}_4 comme une variable d'état étendue, l'observateur utilisé dans cette application sera sous la forme suivante :

$$\begin{cases} e_{o1} = Z_1 - \bar{x}_1 \\ \dot{Z}_1 = Z_2 - b_1 e_{o1} \\ \dot{Z}_2 = Z_3 - b_2 e_{o1} \\ \dot{Z}_3 = f(Z_1, Z_2, Z_3, v_g) + Z_4 - b_3 e_{o1} \\ \quad + b_0 v_{pwm} \\ \dot{Z}_4 = -b_4 e_{o1} \\ P_{estim} = (f(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, v_g) + Z_4)/b_0 \end{cases} \quad (2.24)$$

e_{o1} est l'erreur d'estimation. Elle est entre la valeur mesurée et la valeur estimée de la tension v_c . $[Z_1, Z_2, Z_3, Z_4]$ sont les estimations de $\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3$ et de la perturbation externe \bar{x}_4 , respectivement. P_{estim} représente l'estimation de la perturbation globale.

L'expression de la loi de commande utilisée par la composante SEF linéaire est

$$\begin{cases} u_0 = \beta_1 e_1 + \beta_2 e_2 + \beta_3 e_3 \\ e_1 = v_c^* - Z_1 \\ e_2 = \dot{v}_c^* - Z_2 \\ e_3 = \ddot{v}_c^* - Z_3 \end{cases} \quad (2.25)$$

v_c^* est la tension de référence. Elle est utilisée par le différenciateur de suivi (TD) pour obtenir sa première et deuxième dérivée \dot{v}_c^* et \ddot{v}_c^* , respectivement. $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ sont les coefficients de contrôle qui doivent être réglés pour améliorer les performances du SEF.

La perturbation totale est compensée pour déterminer la loi de commande v_{pwm} définie comme dans (2.26).

$$v_{pwm} = u_0 - \frac{P_{estim}}{b_0} \quad (2.26)$$

Le diagramme de la commande proposée est illustré à la Figure 2.4, dont les mesures nécessaires sont seulement v_{inv} et v_g . Ces mesures sont des entrées de l'ESO pour fournir les variables estimées $[Z_1, Z_2, Z_3, Z_4]$ à la sortie. Ensuite, les erreurs entre $[v_c^*, \dot{v}_c^*, \ddot{v}_c^*]$ et $[Z_1, Z_2, Z_3]$ sont combinées pour obtenir le signal de commande u_0 , qui est compensée par la perturbation totale estimée pour obtenir le résultat final v_{pwm} . Finalement, v_{pwm} génère des signaux de modulation de largeur d'impulsion pour l'onduleur triphasé. En résumé, la Figure 2.5 présente l'organigramme de la commande proposée.

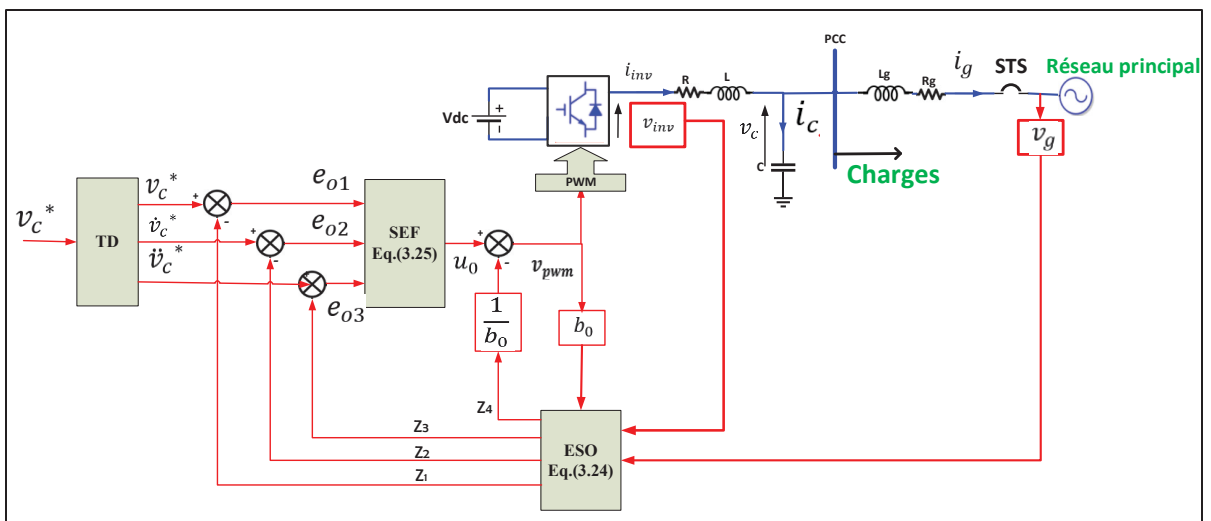


Figure 2.4 Stratégie de l'ADRC proposée

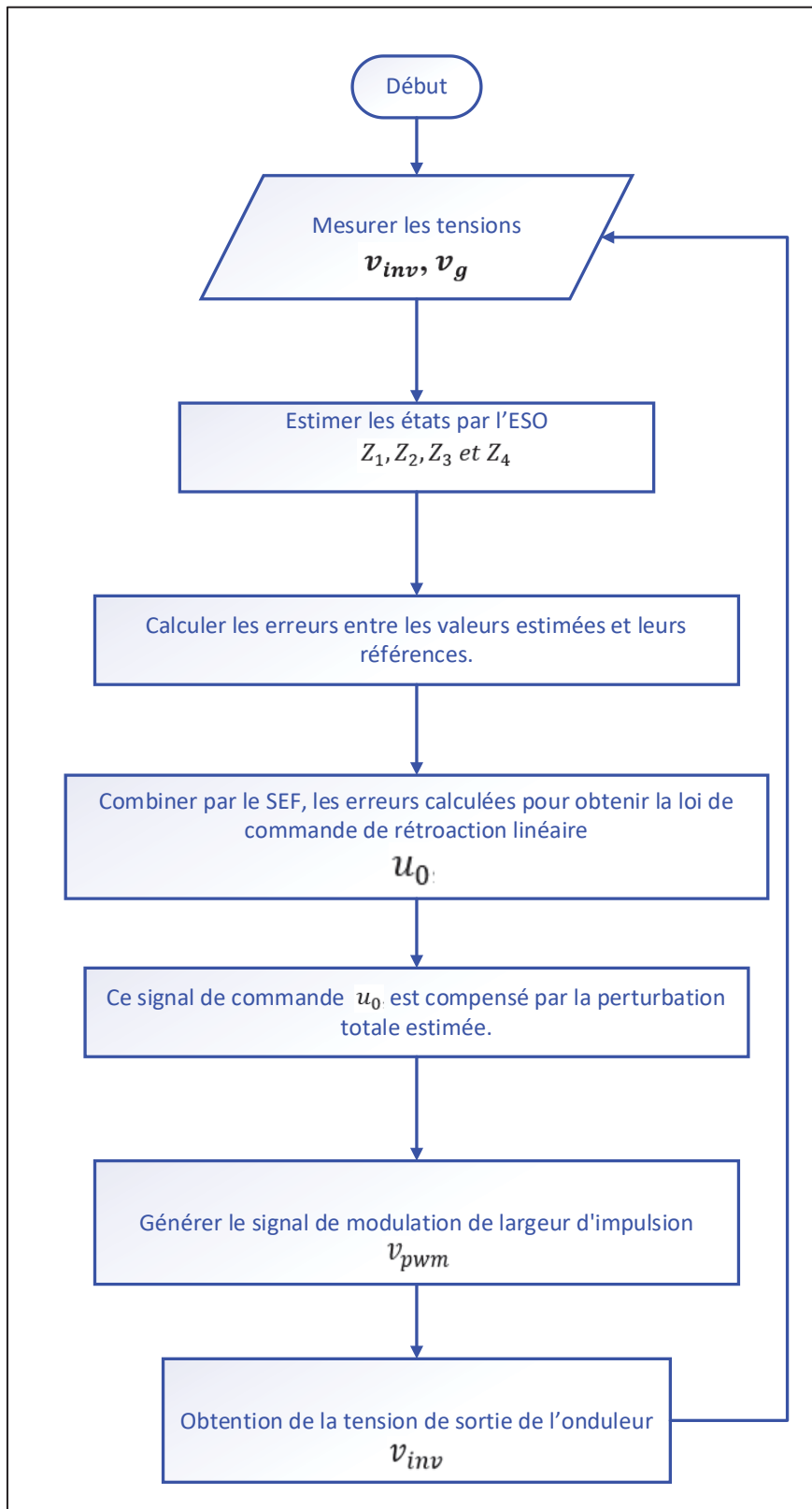


Figure 2.5 Organigramme de la commande ADRC proposée

2.5 Analyse de stabilité et réglage des paramètres

Les paramètres de l'ESO et du SEF ont un impact significatif sur les performances de la commande. En conséquence, les paramètres de chaque unité de commande peuvent être conçus individuellement, sur la base du principe de séparation.

2.5.1 Stabilité de l'ESO

D'après (2.24), on peut écrire les erreurs d'estimation comme suit

$$\begin{cases} e_{o1} = Z_1 - \bar{x}_1 \\ e_{o2} = Z_2 - \bar{x}_2 \\ e_{o3} = Z_3 - \bar{x}_3 \\ e_{o4} = Z_4 - \bar{x}_4 \end{cases} \quad (2.27)$$

Les dérivées de e_{o1} , e_{o2} , et e_{o3} sont

$$\begin{cases} \dot{e}_{o1} = \dot{Z}_1 - (\dot{\bar{x}}_1) \\ \dot{e}_{o2} = \dot{Z}_2 - (\dot{\bar{x}}_2) \\ \dot{e}_{o3} = \dot{Z}_3 - (\dot{\bar{x}}_3) \end{cases} \quad (2.28)$$

Après simplification de (1.28), on aura

$$\begin{cases} \dot{e}_{o1} = e_{o2} - b_1 e_{o1} \\ \dot{e}_{o2} = e_{o3} - b_2 e_{o1} \\ \dot{e}_{o3} = e_{o4} + \alpha_1 e_{o1} + \alpha_2 e_{o2} + \alpha_3 e_{o3} - b_3 e_{o1} \end{cases} \quad (2.29)$$

Ce qui permet d'écrire l'équation caractéristique de l'ESO (2.30).

$$\begin{aligned} \lambda(s) = & s^4 + (b_1 - \alpha_3)s^3 + (b_2 - \alpha_2 - b_1\alpha_3)s^2 \\ & + (b_3 - \alpha_1 - b_1\alpha_2 - b_2\alpha_3)s + b_4 \end{aligned} \quad (2.30)$$

Les racines de (2.30) sont définies à l'aide de la méthode de configuration des pôles (Zhiqiang, 2003), où les pôles sont à $(-\omega_0)$. ω_0 est la bande passante de l'observateur. Ainsi, on peut écrire

$$s^4 + (b_1 - \alpha_3)s^3 + (b_2 - \alpha_2 - b_1\alpha_3)s^2 + (b_3 - \alpha_1 - b_1\alpha_2 - b_2\alpha_3)s + b_4 = (s + \omega_0)^4 \quad (2.31)$$

Évidemment, il est possible de comparer les deux égalités pour déterminer les coefficients b_1 , b_2 , b_3 et b_4 comme dans (2.32).

$$\begin{cases} b_1 = 4\omega_0 + \alpha_3 \\ b_2 = 6\omega_0^2 + \alpha_2 + b_1\alpha_3 \\ b_3 = 4\omega_0^3 + \alpha_1 + b_1\alpha_2 + b_2\alpha_3 \\ b_4 = \omega_0^4 \end{cases} \quad (2.32)$$

La conception des paramètres de l'ESO joue un rôle important dans la stabilité du micro-réseau. Par conséquent, les conditions nécessaires et suffisantes pour la stabilité selon le critère de Routh Hurwitz sont les suivantes :

- 1) Tous les coefficients de l'équation caractéristique doivent être non nuls et avoir le même signe. Les coefficients de (2.30) sont :

$$\begin{cases} a_0 = 1 \\ a_1 = b_1 - \alpha_3 \\ a_2 = b_2 - \alpha_2 - b_1\alpha_3 \\ a_3 = b_3 - \alpha_1 - b_1\alpha_2 - b_2\alpha_3 \\ a_4 = b_4 \end{cases} \quad (2.33)$$

Comme ω_0 est supérieur à zéro, il est facile de conclure que les coefficients de (2.33) sont tous positifs.

2) Le déterminant de Routh Δ suivant doit être positif

$$\Delta = (a_1 a_2 - a_0 a_3) a_3 - a_1^2 a_4 > 0 \quad (2.34)$$

On remplace les coefficients de (2.33) dans (2.34), on aura :

$$\begin{aligned} \Delta = & ((b_1 - \alpha_3)(b_2 - \alpha_2 - b_1 \alpha_3) - (b_3 - \alpha_1 - b_1 \alpha_2 \\ & - b_2 \alpha_3))(b_3 - \alpha_1 - b_1 \alpha_2 - b_2 \alpha_3) \\ & - (b_1 - \alpha_3)^2 b_4 \end{aligned} \quad (2.35)$$

Comme la bande passante ω_0 est positive, $\Delta > 0$ est justifié et l'ESO est stable.

2.5.2 Stabilité du contrôleur

L'expression (2.26) peut s'écrire dans le domaine (S), comme suit:

$$u_0 = (\beta_1 + \beta_2 s + \beta_3 s^2) v_c^* - \beta_1 Z_1 - \beta_2 Z_2 - \beta_3 Z_3 \quad (2.36)$$

En remplace l'expression dans le domaine (S) de (2.24) dans (2.36), on obtient

$$\overline{x_1} = G_c(s) v_c^* + G_e(s) e_{01} \quad (2.37)$$

Avec

$$G_c(s) = \frac{b_0(\beta_1 + \beta_2 s + \beta_3 s^2)}{(s^3 + b_0 \beta_1 + b_0 \beta_2 s + b_0 \beta_3 s^2)} \quad (2.38)$$

$$G_e(s) = \frac{D(s)}{(s^3 - b_0 \beta_1 + b_0 \beta_2 s + b_0 \beta_3 s^2)} \quad (2.39)$$

Avec $D(s) = -s^3 - (b_1 + b_0\beta_3)s^2 - (b_2 + b_0\beta_2b_1 + b_0\beta_3b_1)s - b_0\beta_2b_1 - b_0\beta_3b_2 + b_3$. $G_c(s)$ et $G_e(s)$ sont le terme de suivi et de perturbation, respectivement. L'erreur d'estimation de l'ESO e_{01} est principalement lié à $G_e(s)$.

Lorsque e_{01} converge vers zéro, le terme de perturbation disparaît. De ce fait, la variable suit rapidement la référence sans aucun dépassement, et la fonction de transfert entre \bar{x}_1 et la référence v_c^* devient

$$\frac{\bar{x}_1}{v_c^*} = \frac{b_0(\beta_1 + \beta_2s + \beta_3s^2)}{(s^3 + b_0\beta_1 + b_0\beta_2s + b_0\beta_3s^2)} \quad (2.40)$$

Selon la théorie de stabilité (Zhiqiang, 2003), les racines de l'équation caractéristique de (2.40) doivent être des nombres réels négatifs, de sorte que les variables estimées convergent rapidement vers les variables souhaitées. En effet, un contrôleur stable ne peut être obtenu qu'en déterminant les valeurs appropriées de β_1, β_2 et β_3 .

Les paramètres de commande peuvent être déterminés à l'aide de la bande passante du contrôleur ω_c . En plaçant tous les pôles à $(-\omega_c)$, le polynôme caractéristique de (2.40) peut être écrit comme suit

$$\lambda(s) = (s^3 + b_0\beta_1 + b_0\beta_2s + b_0\beta_3s^2) = (s + \omega_c)^3 \quad (2.41)$$

Ainsi

$$\begin{cases} \beta_1 = \frac{\omega_c^3}{b_0} \\ \beta_2 = 3 \frac{\omega_c^2}{b_0} \\ \beta_3 = 3 \frac{\omega_c}{b_0} \end{cases} \quad (2.42)$$

De toute évidence, le SEF est stable, car toutes les racines du polynôme caractéristique sont dans le plan gauche (Zhiqiang, 2003).

2.5.3 Impact des bandes passantes sur les performances du système

Pour analyser les performances de la bande passante ω_c sur les performances de la commande, on remplace les paramètres β_1 , β_2 et β_3 de l'équation (2.42) dans (2.40) et on aura la fonction de transfert suivante:

$$tf_c(s) = \frac{\overline{x_1}}{v_c^*} = \frac{\omega_c^3 + 3\omega_c^2 s + 3\omega_c s^2}{\omega_c^3 + 3\omega_c^2 s + 3\omega_c s^2 + s^3} \quad (2.43)$$

Le diagramme de Bode de $tf_c(s)$ est représenté dans la Figure 2.6 pour $\omega_c = (500, 1000, 3000, 5000, 8000)$ rad/s. On remarque qu'avec l'augmentation de ω_c , la bande passante de l'ESO augmente ainsi que le gain haute fréquence. On conclut que l'augmentation de ω_c diminue l'erreur d'estimation de l'ESO.

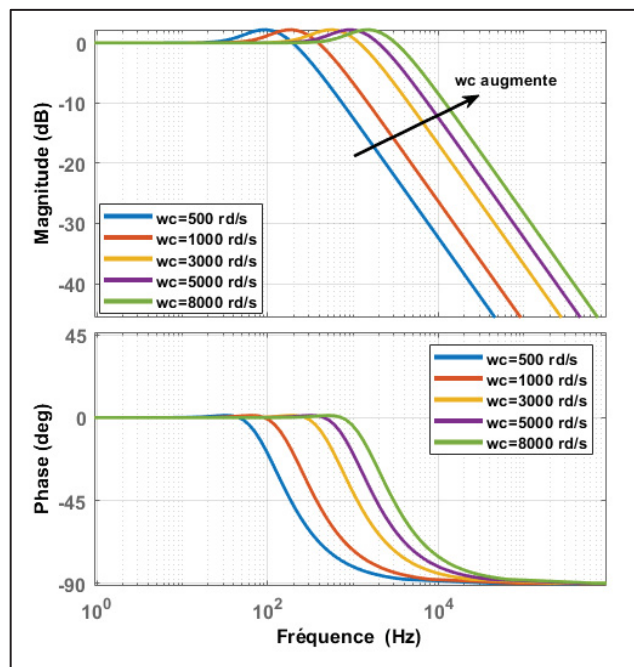


Figure 2.6 Impact de ω_c sur les performances du système

Concernant la bande passante ω_0 , on écrit la fonction de transfert entre l'erreur d'estimation de la perturbation e_{o4} et la perturbation externe \bar{x}_4 comme suit :

$$tf(s) = \frac{e_{o4}}{\bar{x}_4} = \frac{s^4 + b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s}{\lambda_0(s)} \quad (2.44)$$

Nous remplaçons b_1 , b_2 et b_3 , par leurs expressions dans (2.32), on aura :

$$tf(s) = \frac{s^4 + 4\omega_0 s^3 + 6\omega_0^2 s^2 + 4\omega_0^3 s}{(s + \omega_0)^4} \quad (2.45)$$

La Figure 2.7 montre le diagramme de bode de $tf(s)$ avec un balayage de ω_0 allant de 2000 rad/s au 12000 rad/s. Au fur et à mesure que ω_0 augmente, l'erreur d'estimation des perturbations devient plus petite et la capacité de supprimer les perturbations du système de contrôle est améliorée, ce qui signifie que l'ESO peut obtenir des résultats d'estimation plus précis. De plus, l'augmentation de ω_0 augmente la bande passante de l'observateur ce qui conduit à des estimations plus précises.

On peut conclure que l'augmentation de la bande passante de l'observateur améliore l'immunité du système. Cependant, l'effet d'amplification du système est de plus en plus évident avec des valeurs très grandes de ω_0 . Cependant, la bande passante est également limitée par le bruit de mesure et le taux de contrôle.

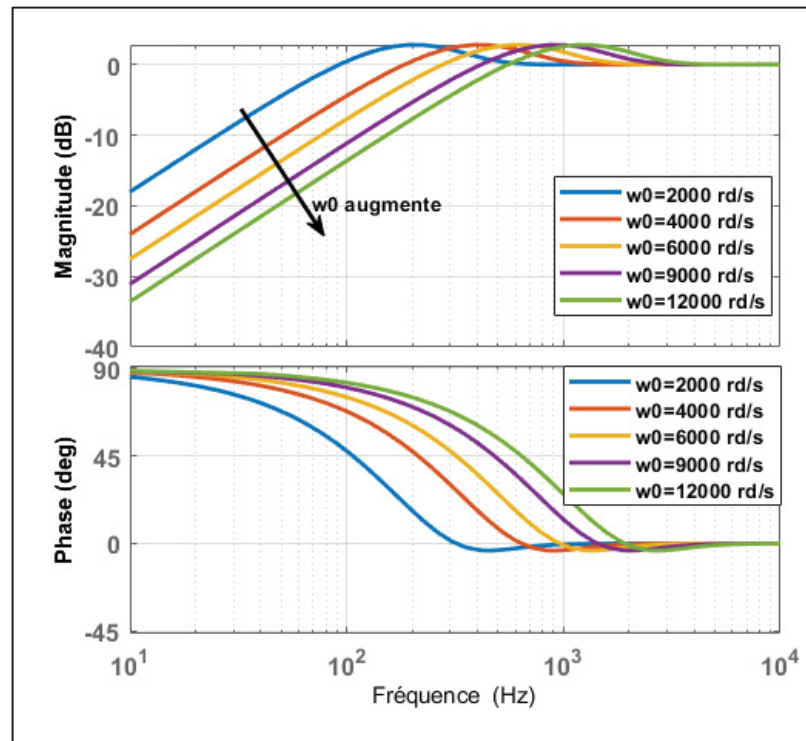


Figure 2.7 Impact de ω_0 sur les performances du système

Pour résumer les étapes de conception de l'ESO et du SEF, une procédure cohérente de conception et d'optimisation de l'ADRC proposée est donnée comme suit (Hu, Xiao, & Shen, 2021):

Étape 1 : Modéliser mathématiquement le système et définir le paramètre b_0 comme étant égal à $k_1 k_3 k_4 V_{dc}$. Ensuite, sélectionner les paramètres de conception qui sont seulement ω_0 et ω_c .

Étape 2 : Implémenter un ESO fournissant les estimations de la tension contrôlée, de leurs dérivées et de la perturbation totale du système. Ensuite, définir la loi de contrôle SEF.

Étape 3 : Définir ω_0 et ω_c puis simuler le système. Il est à noter que les gains de l'observateur doivent être choisis en tenant compte de la vitesse d'estimation et de la sensibilité au bruit et aux perturbations. De ce fait, il est obligatoire de considérer que la boucle intérieure est plus rapide que la boucle extérieure lors du réglage des paramètres de l'observateur et de la loi de contrôle.

L'augmentation de la bande passante de l'observateur permet d'avoir une meilleure estimation de la perturbation. Cependant, une large bande passante augmente la sensibilité au bruit. En pratique, un compromis est fait entre la vitesse d'estimation et sa sensibilité au bruit (Hu, Xiao, & Shen, 2021). Pour augmenter la précision de l'observation par l'ESO et réaliser la compensation en temps réel de la perturbation totale, la bande passante de l'observateur ω_0 doit être supérieure à la bande passante du contrôleur ω_c . Pratiquement ω_c est souvent choisi dans une gamme de (Zhiqiang, 2003)

$$\omega_c = \frac{1}{3} \omega_0 \sim \frac{1}{5} \omega_0 \quad (2.46)$$

Étape 4 : Augmenter progressivement ω_0 et fixer ω_c jusqu'à ce que la tension et ses dérivés suivent leurs références.

Les valeurs optimales ω_0 et ω_c sont déterminées en tenant compte de la stabilité, des performances transitoires, de la suppression du bruit et des oscillations du système.

Ainsi, la procédure de réglage est simplifiée avec un seul paramètre contrairement à d'autres commandes qui nécessitent plusieurs paramètres de réglages (Vasquez J. C., Guerrero, Luna, & Teodorescu, Oct. 2009), (Srinivas, Singh, & Mishra, 2020), (Sajadian & Ahmadi, 2017), (Li, Zhang, Shadmand, & Balog, 2017), (Su, Han, Guerrero, & Sun, 2015). Cette simplification favorise fortement la commodité de la commande ADRC proposée dans les applications industrielles.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, la commande ADRC est appliquée à un onduleur triphasé connecté à un réseau principal. La théorie mathématique et la stratégie de cette méthode sont bien détaillées dans cette section. Ensuite, une analyse de stabilité est examinée pour valider son niveau de performances et sa robustesse. La validation de l'efficacité et de la résilience de cette commande est analysée au chapitre suivant.

CHAPITRE 3

RÉSULTATS DE SIMULATION

3.1 Introduction

Ce chapitre est réservé à la validation de la commande proposée par une simulation avec Simulink/Matlab. Pour vérifier les performances dynamiques du système, nous avons analysé deux cas de micro-réseau. On commence par le cas d'un onduleur alimenté par une tension continue constante en prenant en compte la variation de la puissance de la charge et les transitions d'un mode de fonctionnement à l'autre. On compare les résultats de simulation de l'ADRC proposée avec ceux de la commande la plus déployée, soit la commande de statisme avec l'impédance virtuelle (DVI). Le deuxième cas est l'application de l'ADRC proposée à un onduleur alimenté par un générateur photovoltaïque (PV) avec une batterie pour tester son niveau de performance et sa stabilité lors de variations brusques de la puissance de la charge locale et de l'éclairement du PV.

3.2 Test de robustesse de l'ADRC proposée par simulation

Premièrement, on applique la stratégie de commande proposée à un onduleur alimenté par une tension continue constante et on compare les résultats de simulation obtenus grâce à Matlab/Simulink avec la DVI et de l'ADRC proposée. Puis, on analyse les résultats de simulations de l'ADRC appliquée à un onduleur alimenté par un PV et un groupe de batteries.

3.2.1 Analyse comparative entre l'ADRC et DVI appliquée à un onduleur alimenté par une tension CC constante

Le micro-réseau présenté à la Figure 2.3 est utilisé dans cette section pour vérifier l'exactitude et la faisabilité de la théorie présentée au chapitre 3. Il est composé d'un onduleur d'interfaçage et d'un filtre LC pour faire le lien entre les côtés continu (CC) et alternatif (AC). Les paramètres du système étudié sont répertoriés dans le Tableau 3.1. La charge locale triphasée est inductive,

elle est de 9 kW et 1,5 kVar par phase et la tension souhaitée au PCC doit être égale à la tension du réseau principal qui est d'amplitude 120 V et de fréquence 60 Hz. Puisque l'objectif est d'étudier uniquement le côté AC, une source DC idéale est considérée. La simulation est réalisée avec Simulink/Matlab en mode discret selon les paramètres indiqués au Tableau 3.2.

Tableau 3.1 Paramètres du micro-réseau étudié

Description	Valeur
Tension continue V_{dc}	400 V
Tension du réseau V_g	120 V
Inductance côté réseau L_g	4 mH
Résistance côté réseau R_g	0.095 Ω
Inductance côté onduleur L	1.2 mH
Résistance côté onduleur R	0.11 Ω
Capacité C	60 μ F
Fréquence f	60 Hz
Charge A	(4 kW, 1.5 kVar)
Charge B	(2 kW, 1kVar)

Tableau 3.2 Paramètres de l'ESO et du SEF

Description	Valeur	Unité
Bande passante du contrôleur ω_c	3000	rd/s
Bande passante de l'ESO ω_0	9685	rd/s
Temps d'échantillonnage	50	μ s

Nous avons comparé les résultats de simulation de l'ADRC proposée avec ceux de la commande du statisme (DVI). Nous analysons trois scénarios dans le micro-réseau: le mode connecté, le mode îloté et les transitions d'un mode de fonctionnement à l'autre pour tester la robustesse de la commande face aux perturbations suivantes:

- L'effet de l'augmentation et la diminution soudaine de la puissance de la charge inductive durant le mode îloté;
- L'effet de la variation de l'inductance côté réseau.

3.2.1.1 Scénario 1 : Mode connecté

Dans ce scénario, le micro-réseau est connecté au réseau principal. Comme cité dans la section 2.3.1, la variation de l'impédance côté réseau dégrade les performances dynamiques et affecte la stabilité du système. Par conséquent, on doit tester la robustesse de la méthode proposée aux variations de cette impédance durant le mode connecté et comparer les résultats de simulation avec ceux de la méthode conventionnelle DVI. On applique les quatre valeurs suivantes: 10 mH , 4 mH , $400\mu\text{H}$ et $100\mu\text{H}$ à la commande proposée ADRC et à la commande DVI.

Le taux de distorsion harmonique (THD) du courant injecté au réseau principal sous la variation de l'inductance côté réseau sont présentés aux figures 4.1, 4.2, 4.3 et 4.4.

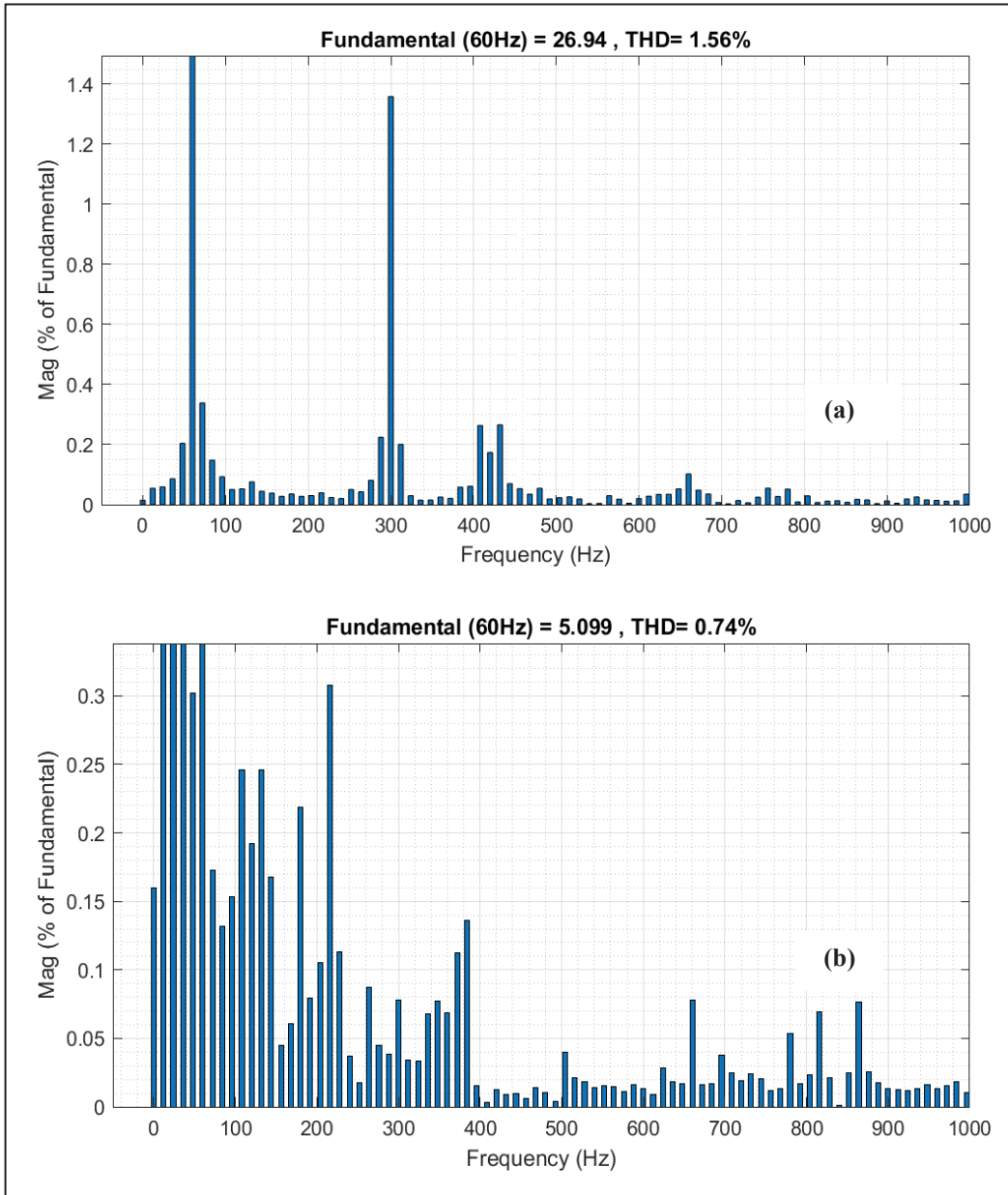


Figure 3.1 THD du courant injecté au réseau pour $L_g=10$ mH. (a) avec DVI. (b) avec ADRC

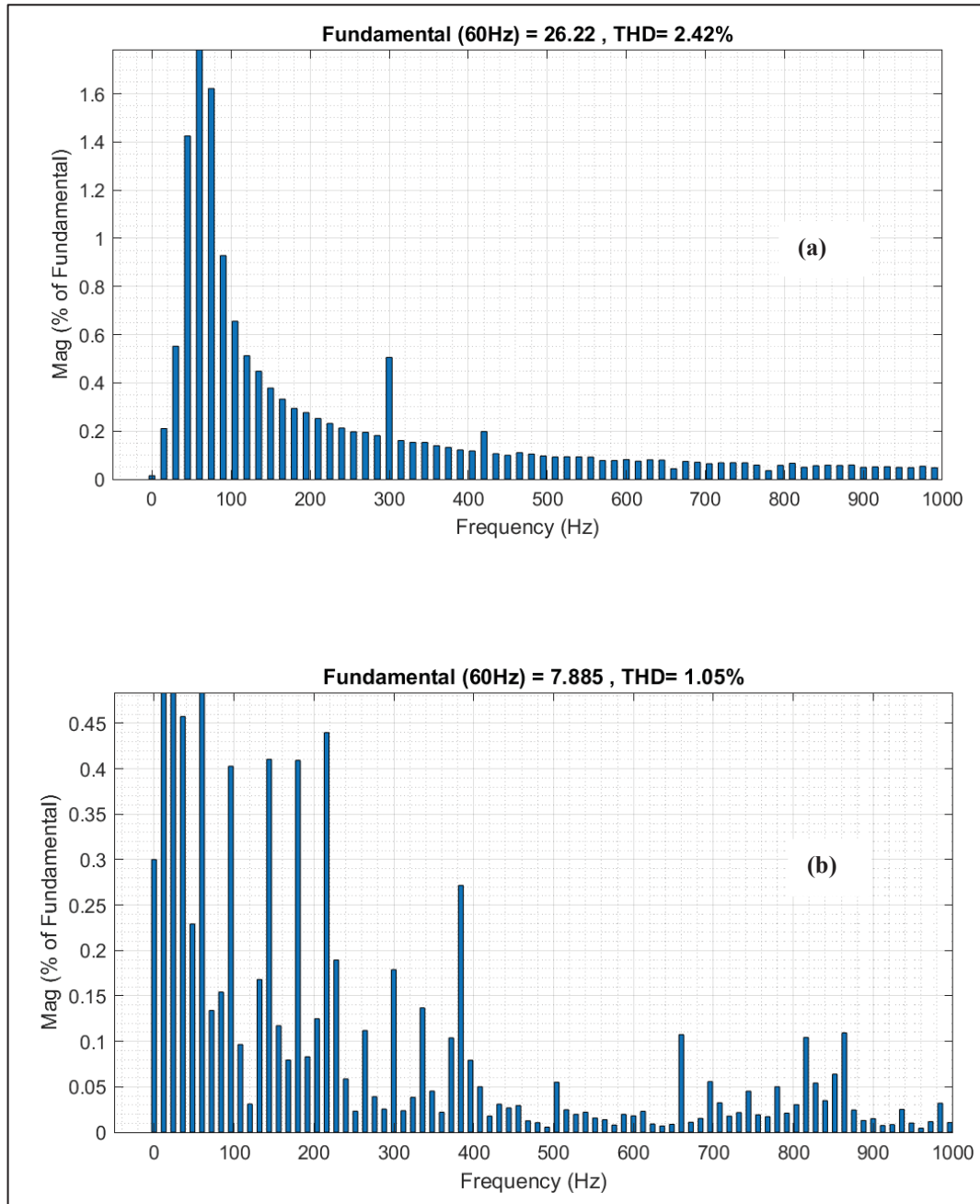


Figure 3.2 THD du courant injecté au réseau pour $L_g=4$ mH. (a) avec DVI. (b) avec ADRC

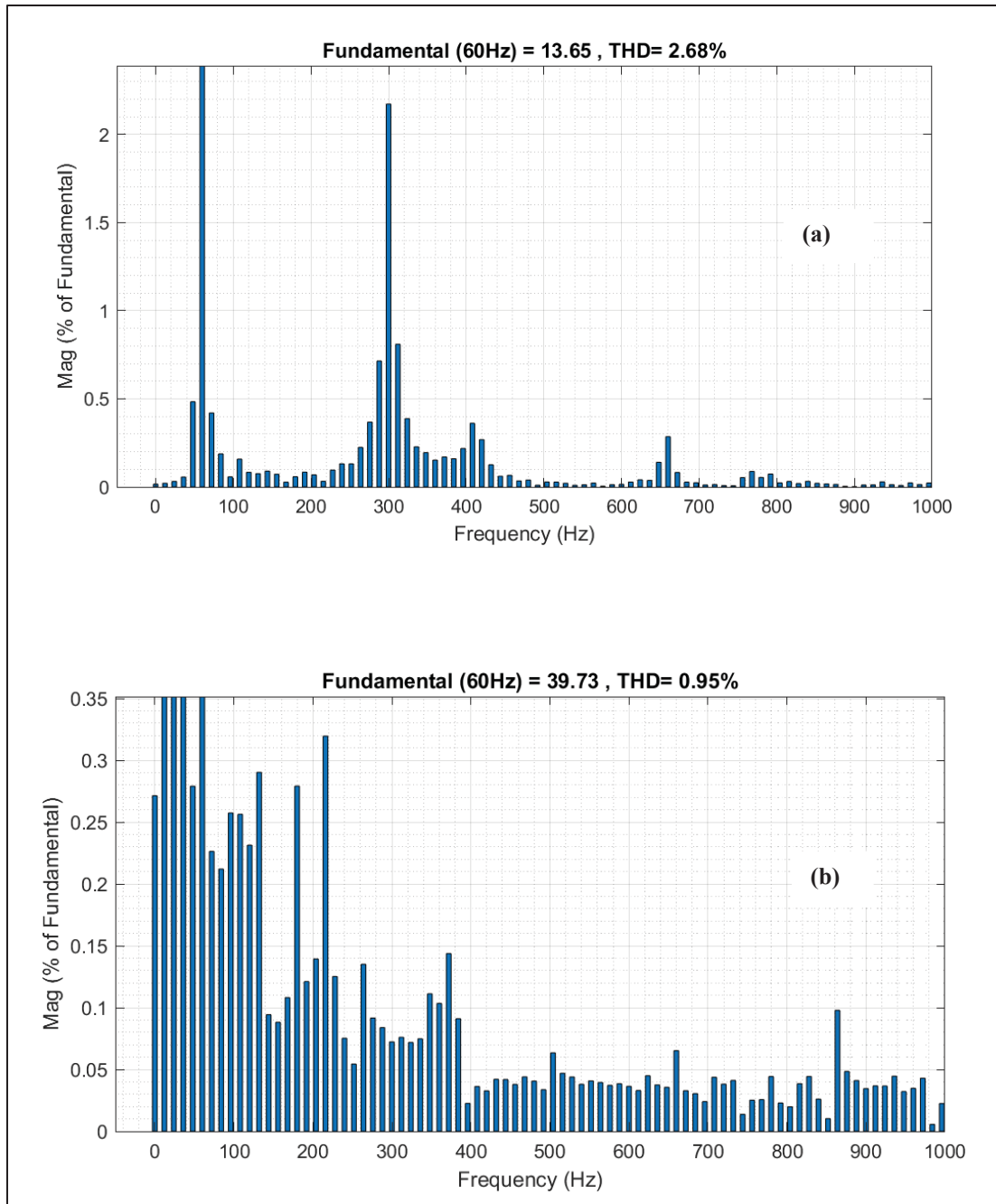


Figure 3.3 THD du courant injecté au réseau pour $L_g = 400 \mu\text{H}$. (a) avec DVI. (b) avec ADRC

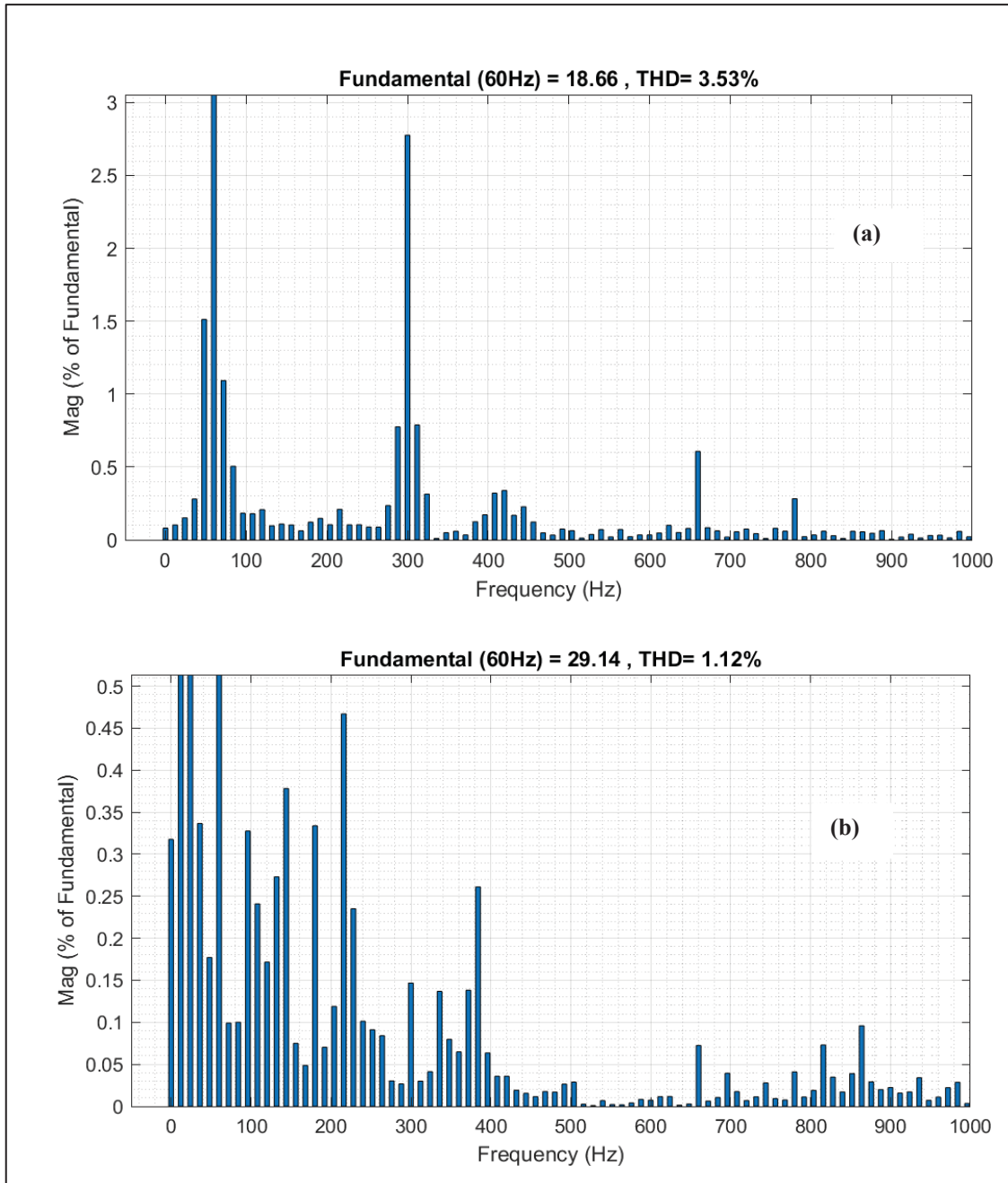


Figure 3.4 THD du courant injecté au réseau pour $L_g = 100 \mu\text{H}$. (a) avec DVI. (b) avec ADRC

Pour une meilleure comparaison, les valeurs du THD du courant injecté au réseau principal en régime permanent sont répertoriées dans le Tableau 3.3. On peut voir clairement que les valeurs du THD avec la commande DVI sont plus importantes par rapport à ceux avec la commande ADRC. En conséquence, l'ADRC supprime mieux l'ondulation du courant, ce qui démontre les bonnes performances de la commande proposée et une meilleure compensation de la perturbation due à la variation de L_g .

Tableau 3.3 THD du courant injecté au réseau sous variation de L_g

Inductance L_g	10 mH	4 mH	400 μ H	100 μ H
ADRC proposée	0.74%	1.05%	0.95%	1.12%
Commande DVI	1.56%	2.42%	2.68%	3.53%

3.2.1.2 Scénario 2 : mode îloté

L'objectif principal d'un mode de fonctionnement îloté est d'assurer une alimentation de secours de la charge locale lorsque le réseau électrique principal est déconnecté. De ce fait, le micro-réseau n'a pas la tension et la fréquence de référence imposées par le réseau et l'onduleur doit être intelligent pour agir comme un onduleur formant le réseau. En conséquence, l'onduleur doit contrôler la tension et maintenir la fréquence à une valeur stable en respectant les limites acceptables par la norme IEEE (IEEE, 2018).

En simulation, on mesure la tension du réseau principal malgré la déconnexion du réseau principal. Cette valeur est utilisée par l'observateur pour estimer les variables d'états et la perturbation totale du système. En certains cas, cette mesure est difficile et requiert une tension de référence pour assurer une bonne estimation de l'observateur.

Ainsi, le but de ce scénario qui est de vérifier la robustesse de l'ADRC aux variations de la demande de la charge. Cette perturbation est la connexion et la déconnexion soudaine de deux charges supplémentaires 'A' et 'B' de (4 kW, 1.5 kVar) et (2 kW, 1 kVar), respectivement.

À $t = 0,2$ s, la charge 'A' est connecté au PCC et la demande totale de la charge devient 13 kW, 3 kVar (Figure 3.5 et Figure 3.6). Vers 0.5 s, la charge 'B' est ajoutée à la demande pour avoir une puissance totale de 15 kW, 4 kVar. À la déconnexion de la charge 'A' vers 0.7 s et la charge 'B' vers 0.95 s, la demande de puissance diminue de 11 kW, 2.5 kVar au 9 kW, 1.5 kVar à $t = 0,95$ s.

Nous constatons que malgré l'absence du réseau principal, la charge locale est satisfaite avec les deux commandes. La commande ADRC proposée est plus performante que la DVI car la DVI a pris environ 0.09 s pour atteindre la puissance demandée. Avec la commande ADRC, les puissances active et réactive se stabilisent après seulement 0.04 s (Figure 3.5 et Figure 3.6). Ce qui démontre les bonnes performances et la bonne gestion des puissances de la commande proposée.

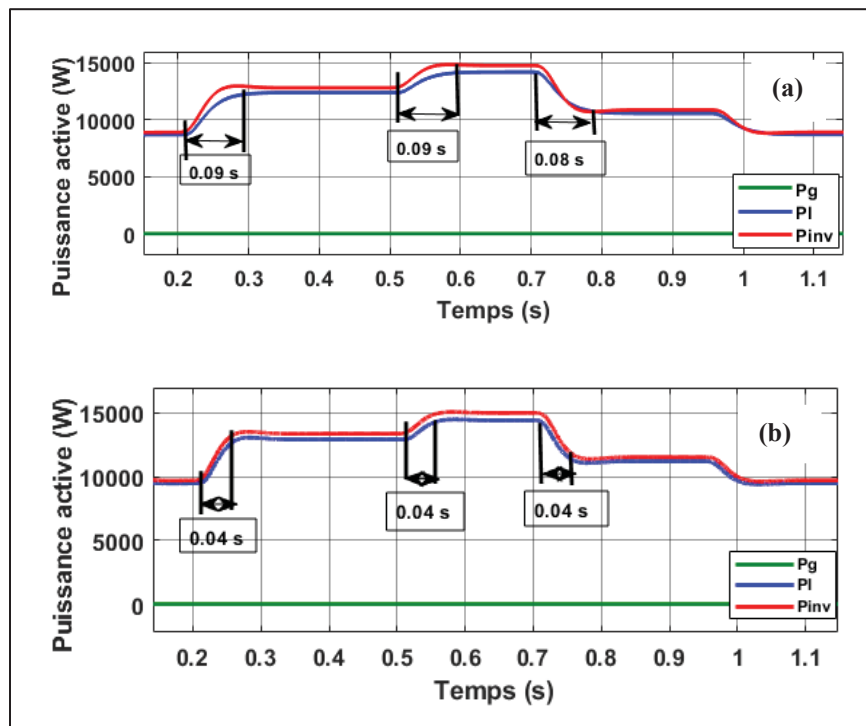


Figure 3.5 Puissances actives durant le mode îloté. Puissance active du réseau (P_g), de la charge (P_l) et celle fournie par l'onduleur (P_{inv}). (a) avec DVI. (b) avec ADRC

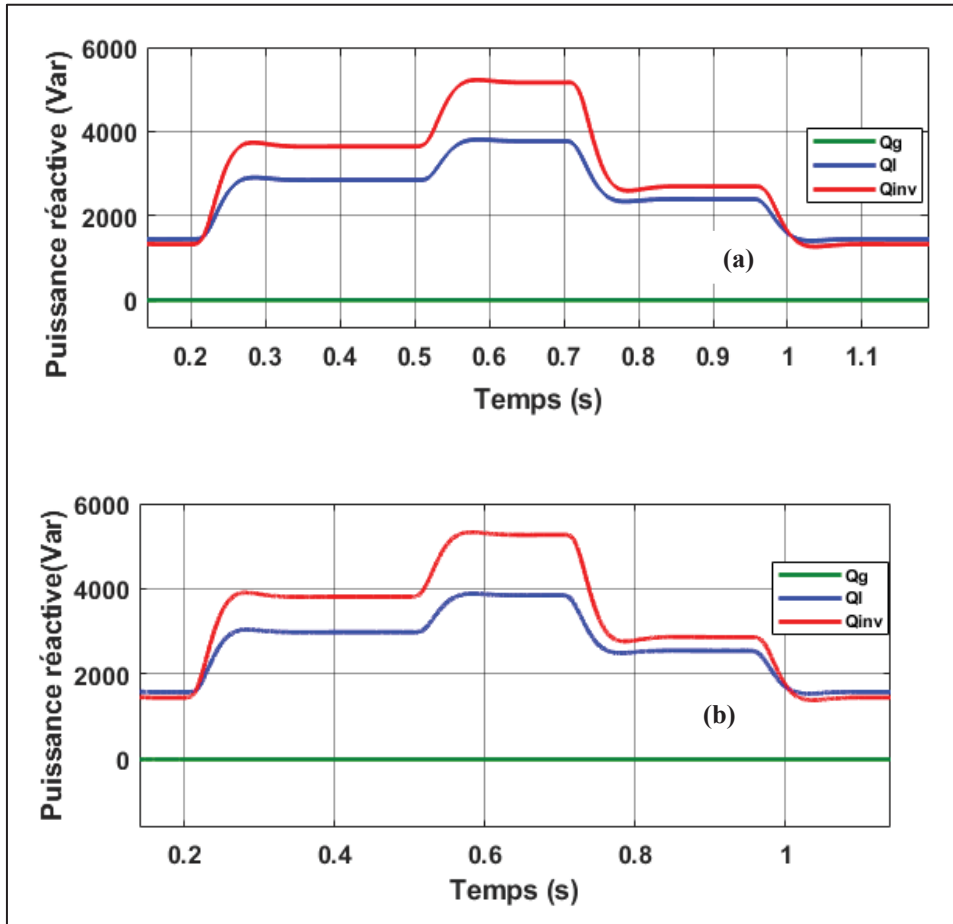


Figure 3.6 Puissances réactives durant le mode îloté. Puissance réactive du réseau (Q_g), de la charge (Q_l) et de celle fournie par l'onduleur (Q_{inv}). (a) avec DVI. (b) avec ADRC

L'amplitude et la forme d'onde des tensions du réseau et du PCC sont représentées aux Figure 3.7 et 4-8, respectivement. On voit clairement que la tension suit sa référence durant toute la simulation malgré la variation de la puissance de la charge.

Le THD de la tension au PCC quand la demande de charge est de 9 kW, 1.5 kVar est de 2.68% avec la DVI et 0.70% avec l'ADRC (Figure 3.9). Avec l'augmentation de la demande de la charge, le THD est de 3.77% avec DVI et 0.56% avec ADRC (Figure 3.10). De même, quand la charge A est déconnectée, le THD est de 2.02% avec la DVI et 0.56% avec l'ADRC. Il est clair que la technique proposée est capable d'avoir une meilleure qualité de la tension avec une réponse transitoire hautement améliorée et sans dépassement par rapport à la commande

conventionnelle qui présente des performances transitoires et une qualité de l'énergie médiocres.

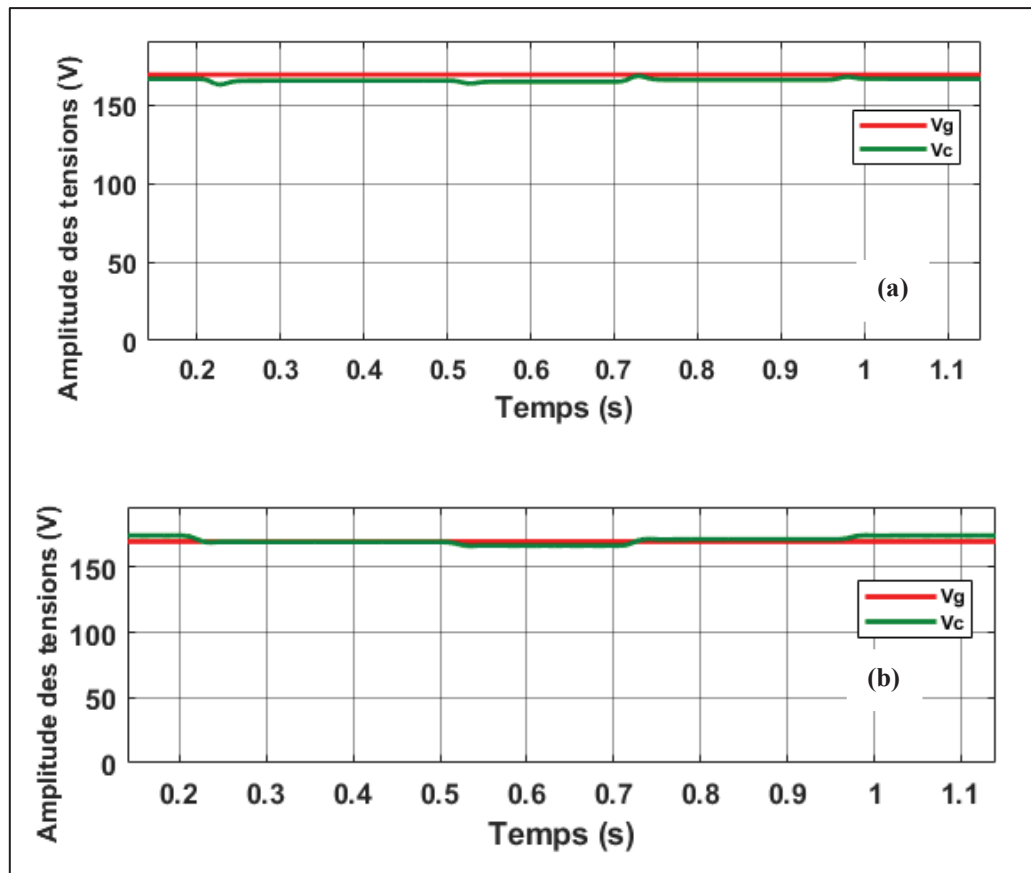


Figure 3.7 Amplitude des tensions du réseau (V_g) et au PCC (V_c) durant le mode îloté. (a) avec DVI. (b) avec ADRC

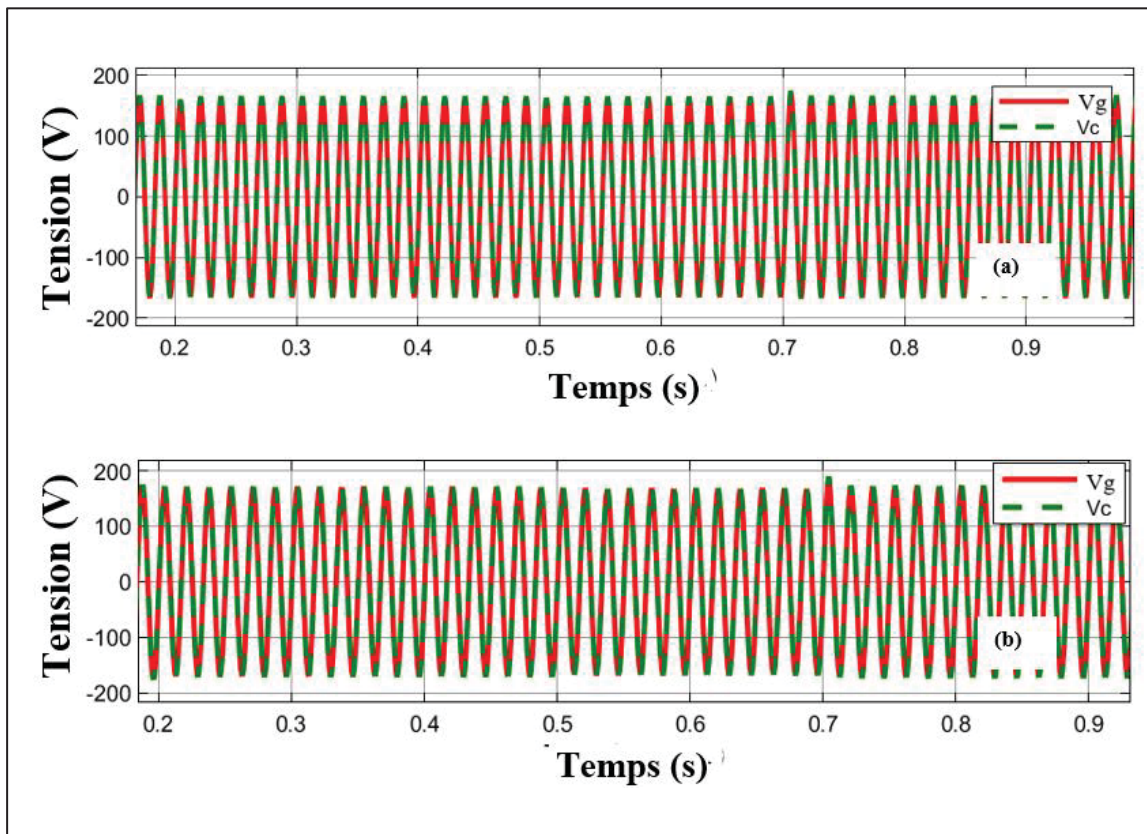


Figure 3.8 Forme d'onde des tensions du réseau (V_g) et au PCC (V_c) durant le mode îloté. (a) avec DVI. (b) avec ADRC

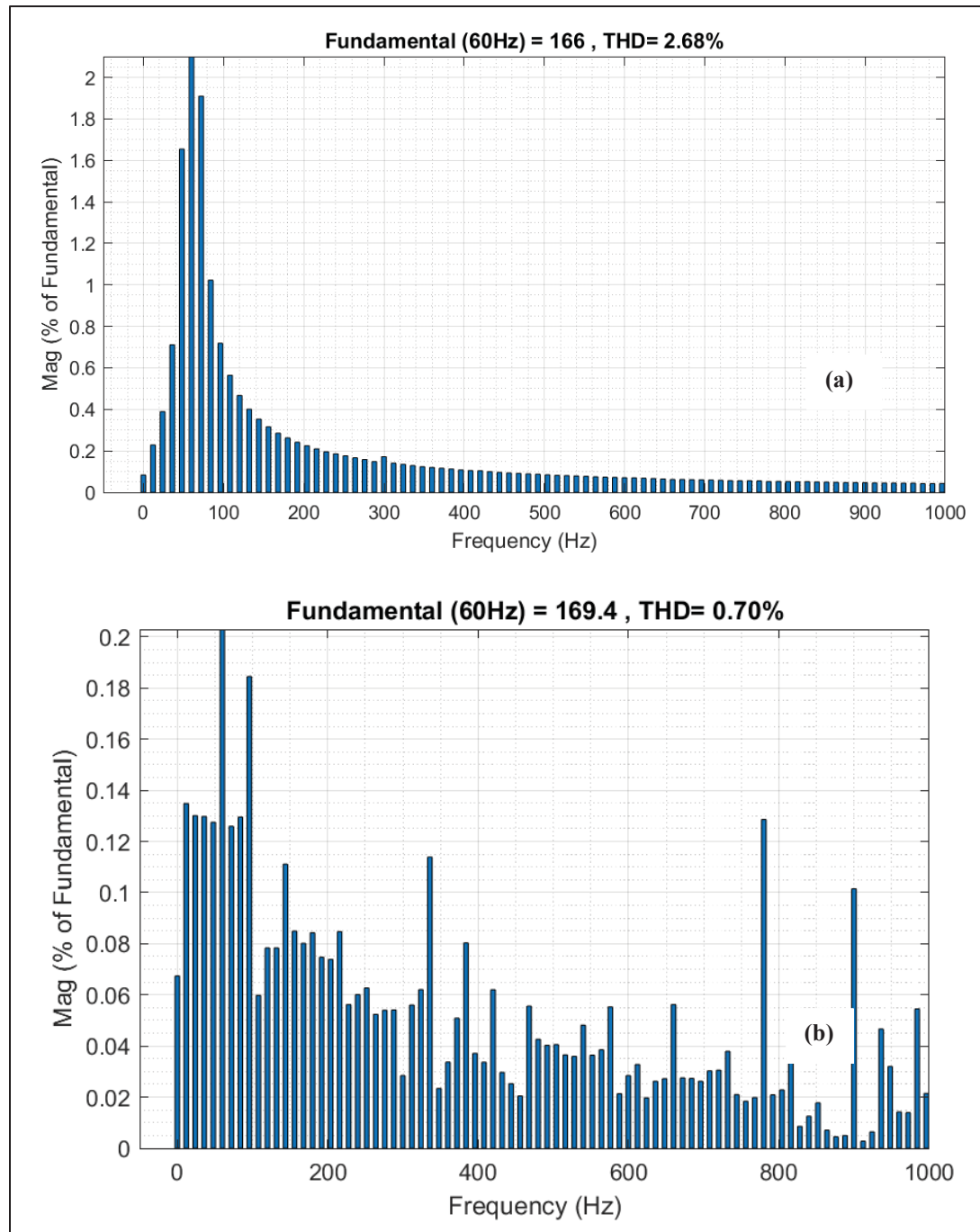


Figure 3.9 THD de la tension au PCC durant le mode îloté quand $S_c = (9 \text{ kW}, 1.5 \text{ kVar})$. (a) avec DVI. (b) avec ADRC

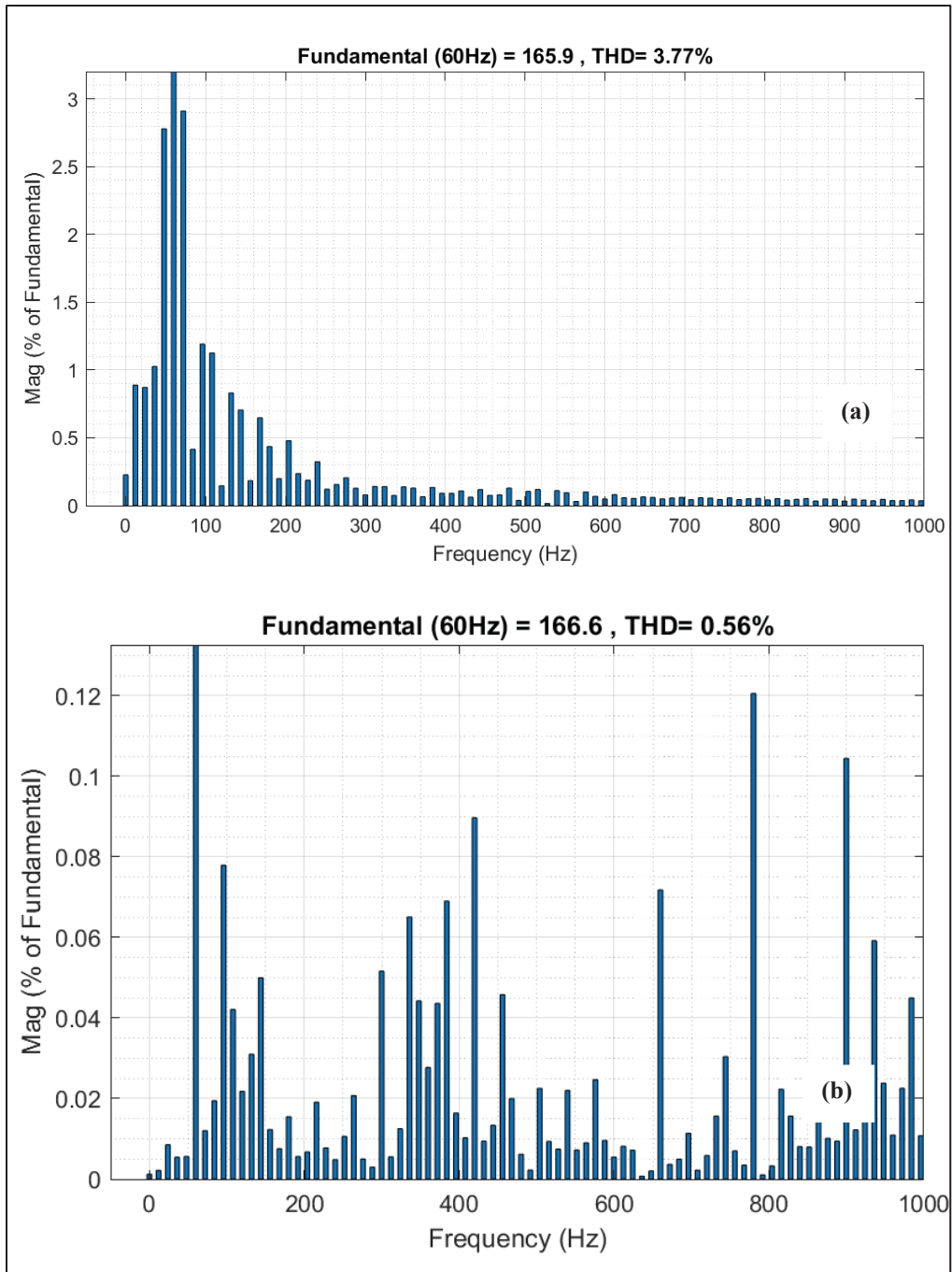


Figure 3.10 THD de la tension au PCC quand $S_c = (14 \text{ kW}, 4 \text{ kVar})$. (a) avec DVI. (b) avec ADRC

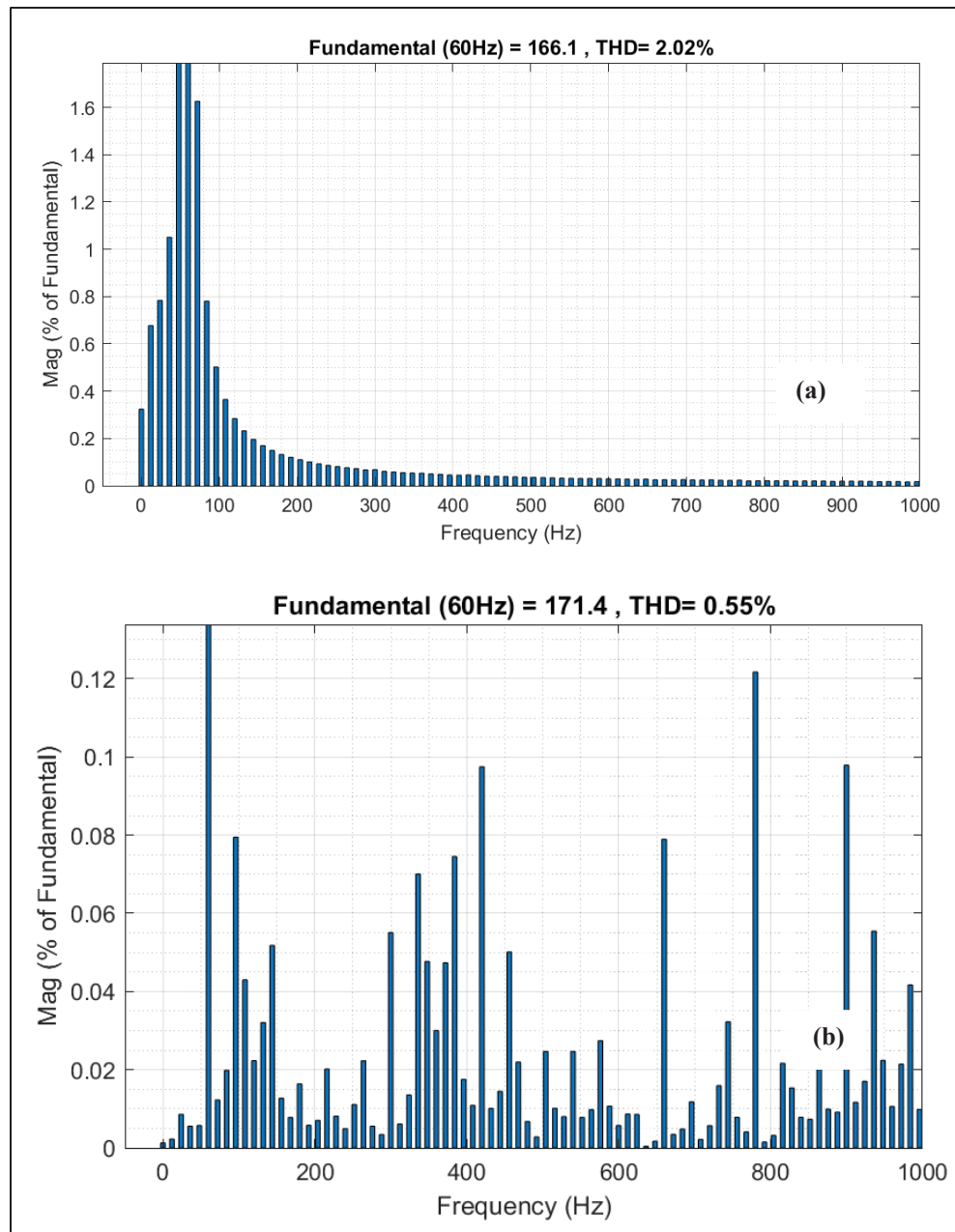


Figure 3.11 THD de la tension au PCC quand $S_c = (11 \text{ kW}, 2.5 \text{ kVar})$. (a) avec DVI. (b) avec ADRC

Les formes d'onde de la Figure 3.12 représentent les courants de l'onduleur, du réseau principal et de la charge avec ADRC et DVI lorsque le réseau principal est déconnecté. Comme on peut le voir, les deux méthodes permettent d'obtenir des résultats similaires. En effet, on voit clairement que le courant du réseau est nul et le courant de l'onduleur est égal à celui de la charge, ce qui montre que STS est ouvert et qu'aucune énergie n'est partagée avec le réseau. Au temps 0,2 s et 0.5 s, la demande de la charge augmente et le courant fourni par l'onduleur augmente lui aussi pour satisfaire la charge (Figure 3.5 et Figure 3.6).

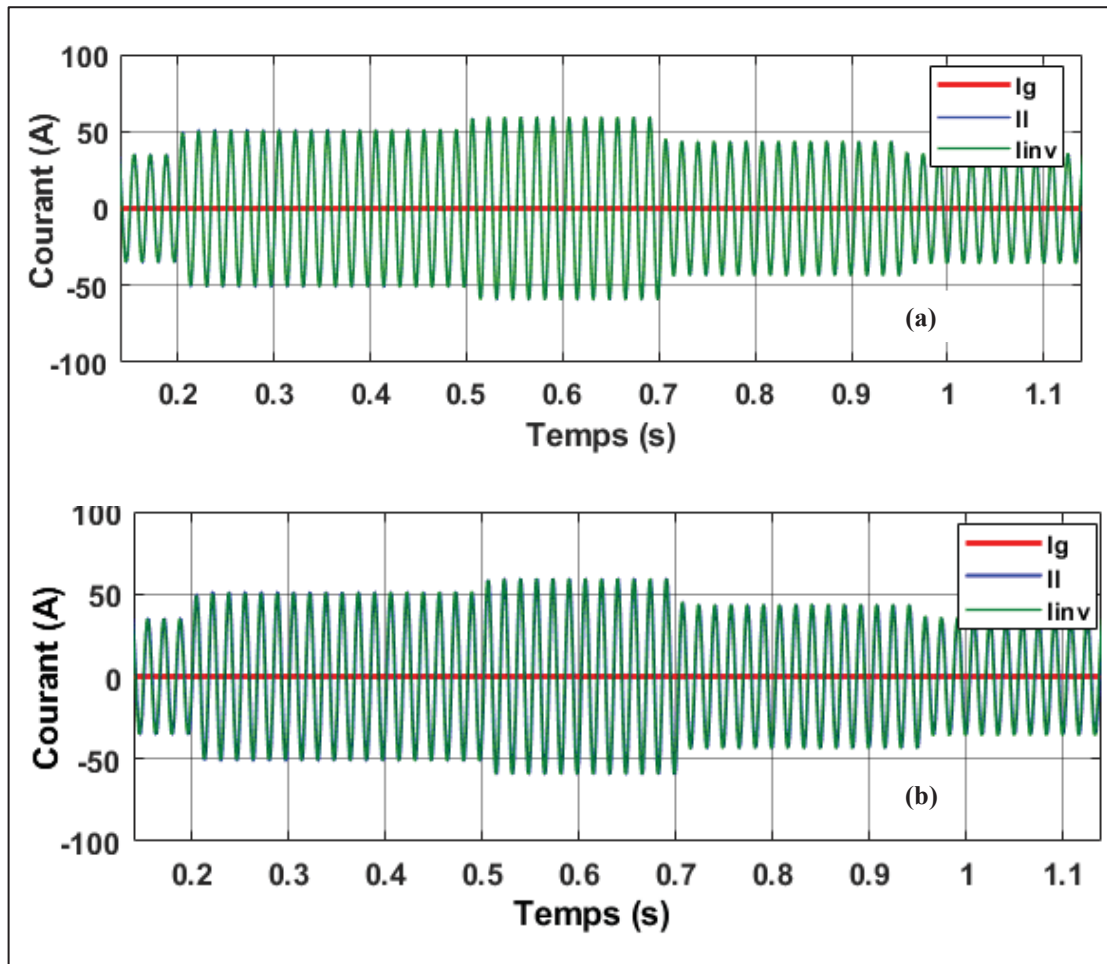


Figure 3.12 Forme d'onde des courants du réseau (I_g), de l'onduleur (I_{inv}) et de la charge (I_i) durant le mode îloté. (a) avec DVI. (b) avec ADRC

Les valeurs du THD du courant de la charge (les figures 4.13, 4.14 et 4.15) sont résumées dans le Tableau 3.4. On constate que la méthode de contrôle ADRC proposée donne des valeurs de THD du courant plus faible par rapport à la commande DVI. On peut donc dire que la commande ADRC démontre une qualité d'énergie meilleure.

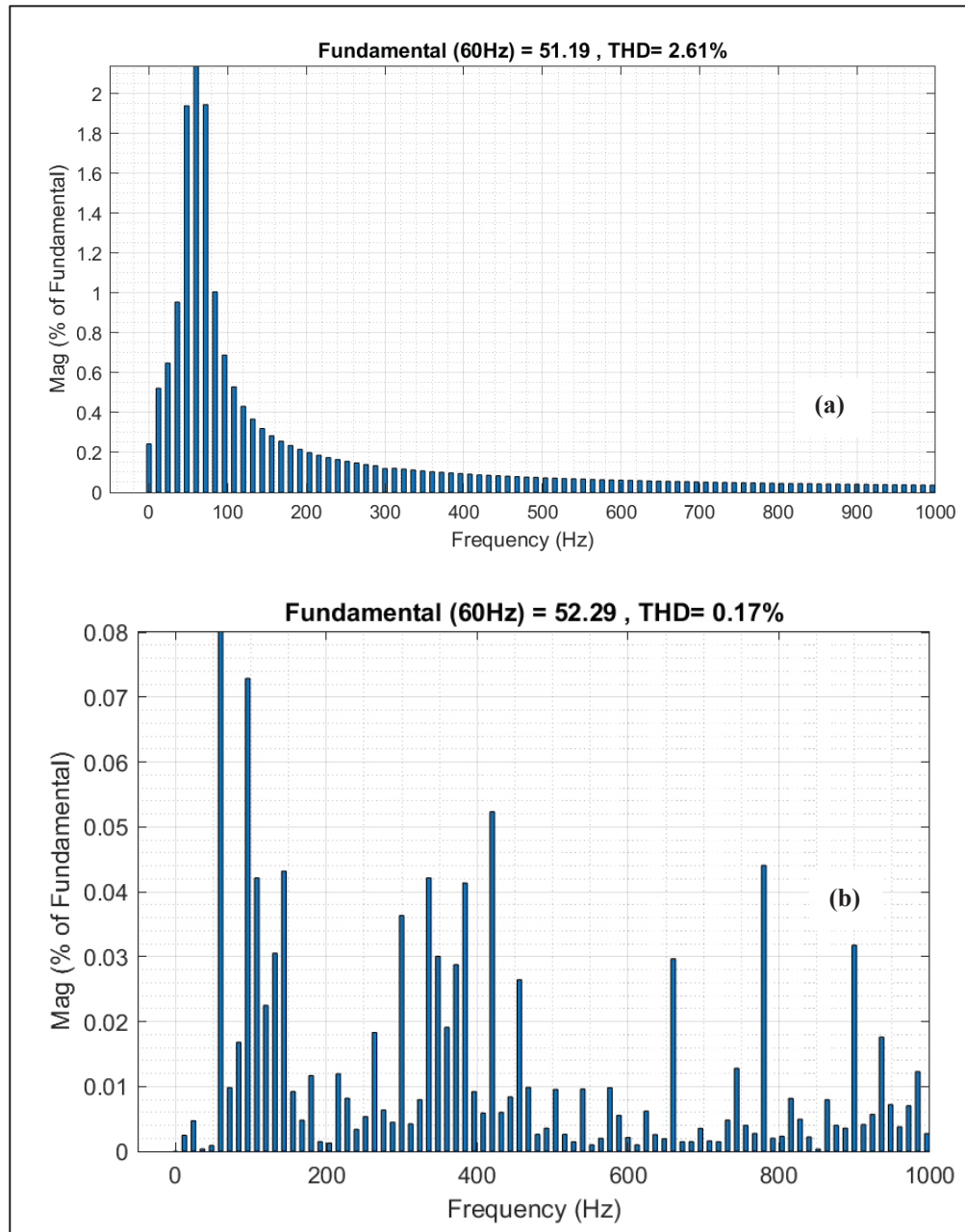


Figure 3.13 THD du courant de la charge durant le mode îloté quand $S_c = (13 \text{ kW}, 3 \text{ kVar})$
(a) avec DVI. (b) avec ADRC

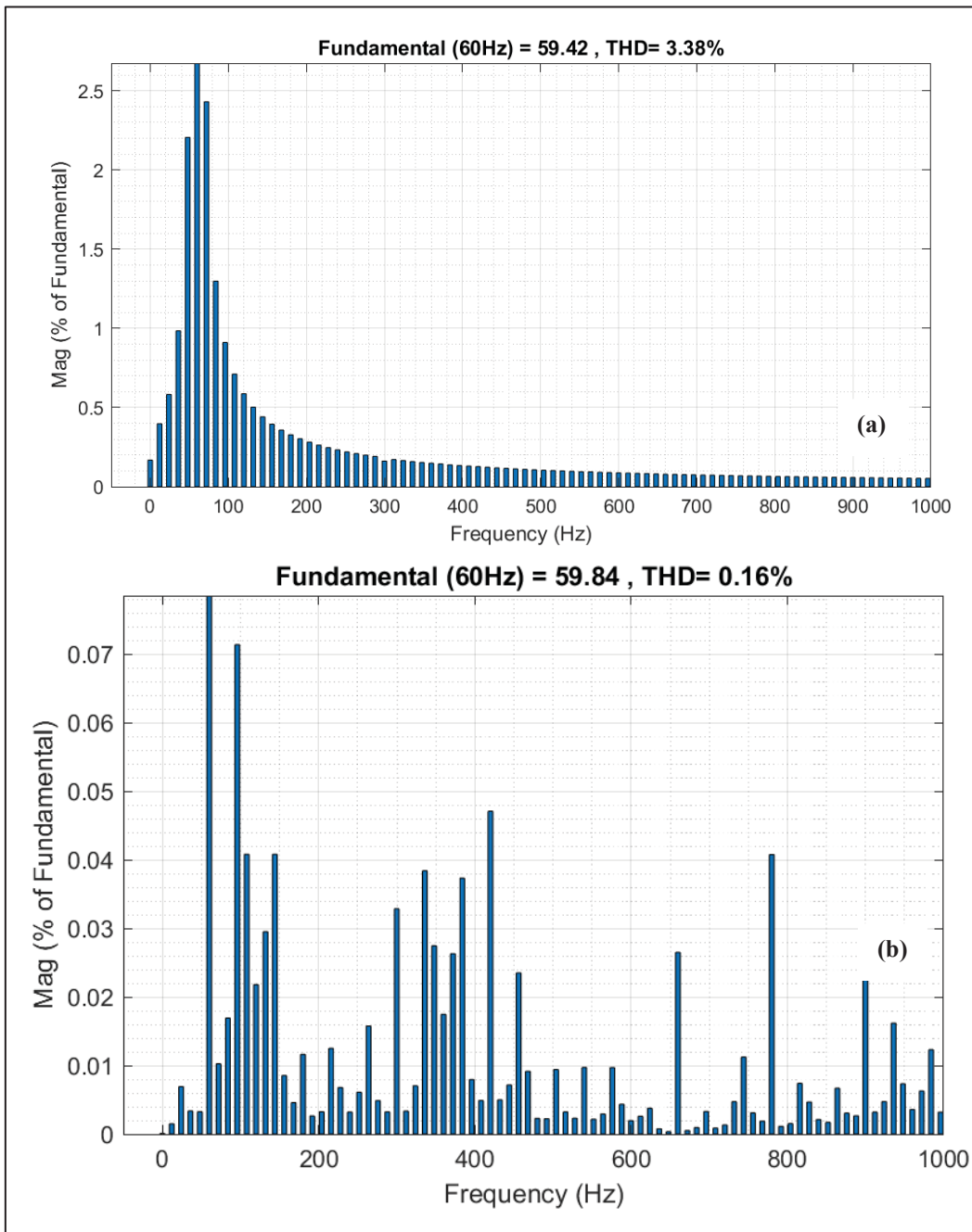


Figure 3.14 THD du courant de la charge quand $S_c = (14 \text{ kW}, 4 \text{ kVar})$. (a) avec DVI. (b) avec ADRC

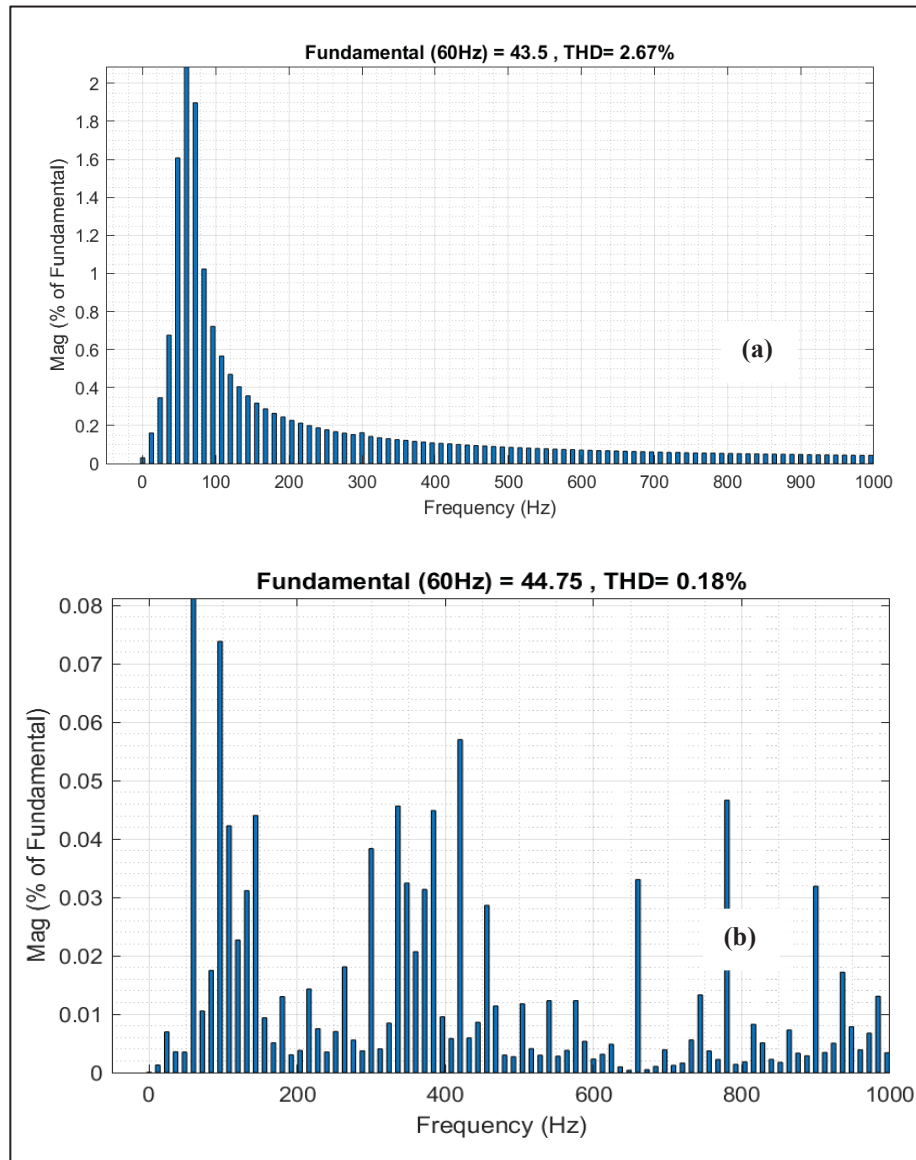


Figure 3.15 THD du courant de la charge $S_c = (11 \text{ kW}, 2.5 \text{ kVar})$. (a) avec DVI. (b) avec ADRC

Tableau 3.4 THD du courant de la charge en mode îloté

Demande de charge	13 kW, 3 kVar	14 kW, 4 kVar	11 kW, 2.5 kVar
ADRC proposée	0.17%	0.16%	0.18%
Commande DVI	2.61%	3.38%	2.67%

La Figure 3.16 représente la variation de la fréquence durant ce scénario. Avec la commande ADRC, on voit que la fréquence suit exactement sa référence qui est de 60 Hz et elle n'est pas affectée par la déconnexion du réseau et les différentes variations de la charge, donc l'ADRC assure la stabilité de la fréquence durant le mode îloté. Par contre, la DVI n'arrive pas à stabiliser la fréquence à 60 Hz et donne une erreur allant jusqu'à 0.5%, ce qui peut provoquer des effets indésirables aux charges sensibles.

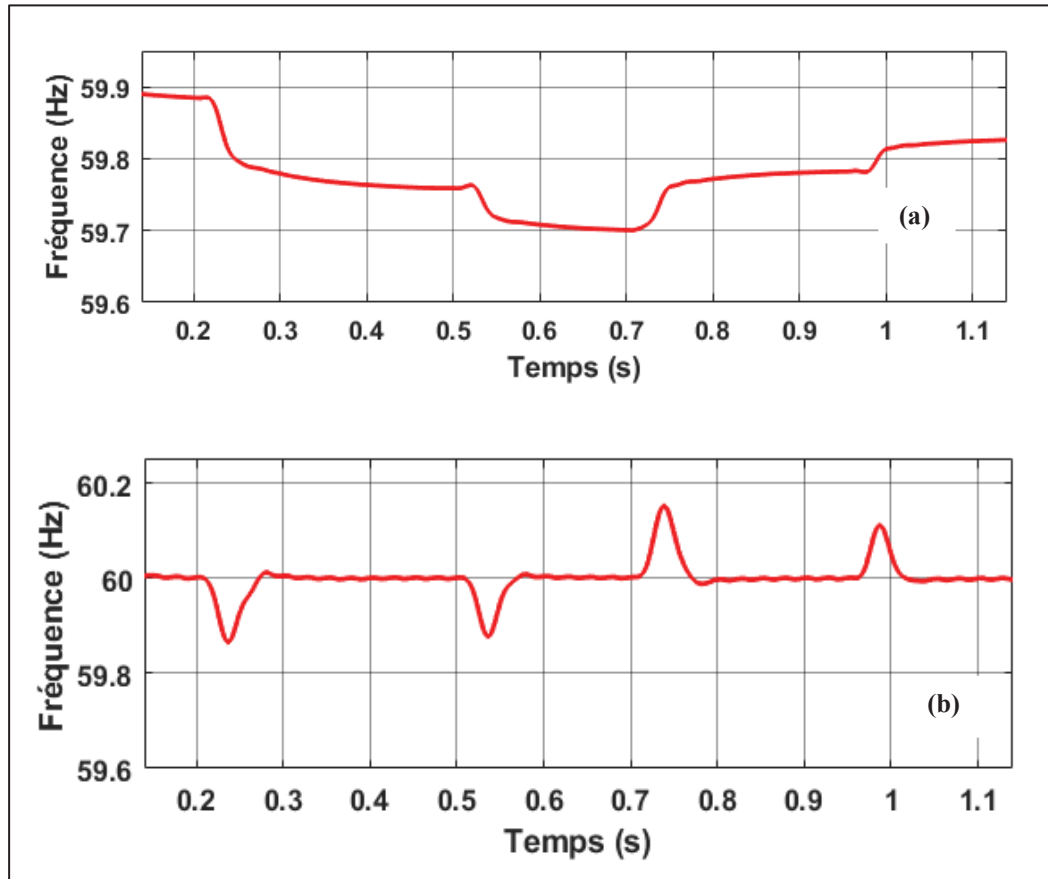


Figure 3.16 Fréquence du système durant le mode îloté. (a) avec DVI. (b) avec ADRC

3.2.1.3 Scénario 3 : Transition d'un mode de fonctionnement à l'autre

Cette partie est consacrée à valider l'approche proposée en vérifiant son efficacité et sa robustesse durant la transition d'un mode de fonctionnement à l'autre. On vérifie l'estimation des variables d'états durant le mode connecté et îloté, après on compare les résultats de la commande ADRC proposée durant la transition d'un mode à l'autre avec deux valeurs d'inductance côté réseau.

3.2.1.4 Estimation des variables et résultats de simulation

Afin de s'assurer que l'erreur converge vers zéro et que la tension au PCC est bien régulée, on étudie la transition d'un mode de fonctionnement à l'autre avec une modification de la demande de charge durant le mode îloté. En effet, durant toute perturbation, la tension au PCC, sa première et seconde dérivée qui sont les variables de contrôle doivent suivre leurs références correspondantes. De plus, les valeurs estimées par l'ESO doivent converger vers leurs références et les erreurs d'estimations tendent vers zéro.

Au début de la simulation, le système est en mode connecté et le réseau principal fonctionne normalement. La Figure 3.17 montre la forme d'onde du courant injecté au réseau principal. On remarque qu'à $t = 0.3$ s, le réseau principal se déconnecte et l'onduleur doit satisfaire la charge et assure le contrôle de la tension et de la fréquence durant le mode îloté. La charge A a soudainement connecté entre 0.5 s et 0.75 s.

Les figures 4.18 et 4.19 illustrent la variation des puissances active et réactive du réseau (P_g, Q_g), de la charge (P_l, Q_l) et celles fournies par l'onduleur (P_{inv}, Q_{inv}) durant ce scénario. Malgré la variation des puissances de la charge, on constate qu'elles sont satisfaites durant le mode îloté. Ce qui justifie la robustesse et le respect de la gestion de l'énergie durant tous les modes de fonctionnement.

La tension au PCC et leur première et seconde dérivée, ainsi que leurs estimations sont illustrées à la Figure 3.20. On constate que l'observateur estime bien la tension et ces dérivées et la commande ADRC permet de suivre les références rapidement et sans aucune oscillation en régime transitoire. De plus, elle atteint également des performances de suivi avec des erreurs d'estimations qui tendent vers zéro (Figure 3.21). Durant la variation des puissances de la charge et les transitions entre les modes de fonctionnement à 0.3 s et 0.9 s, on remarque des pics qui sont très faibles, ce qui démontre la robustesse et le bon fonctionnement de l'ADRC proposée.

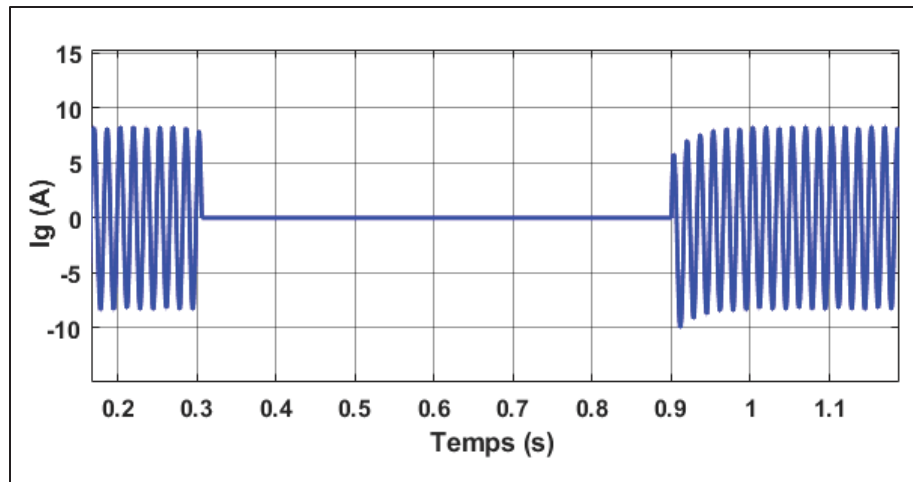


Figure 3.17 Forme d'onde du courant injecté au réseau principal

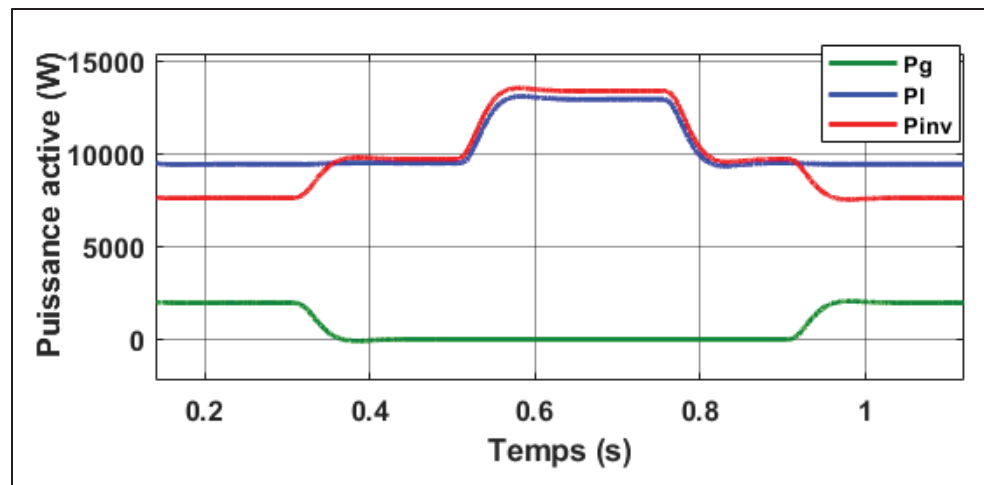


Figure 3.18 Variation des puissances actives durant la simulation. Puissance active du réseau (P_g), de la charge (P_l) et celle fournie par l'onduleur (P_{inv})

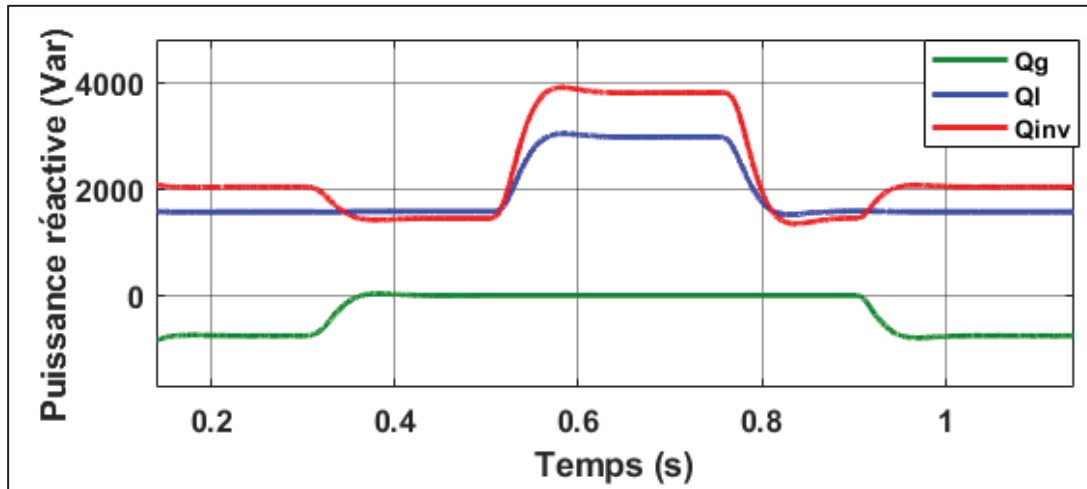


Figure 3.19 Variation des puissances réactives durant la simulation. Puissance réactive du réseau (Q_g), de la charge (Q_l) et celle fournie par l'onduleur (Q_{inv})

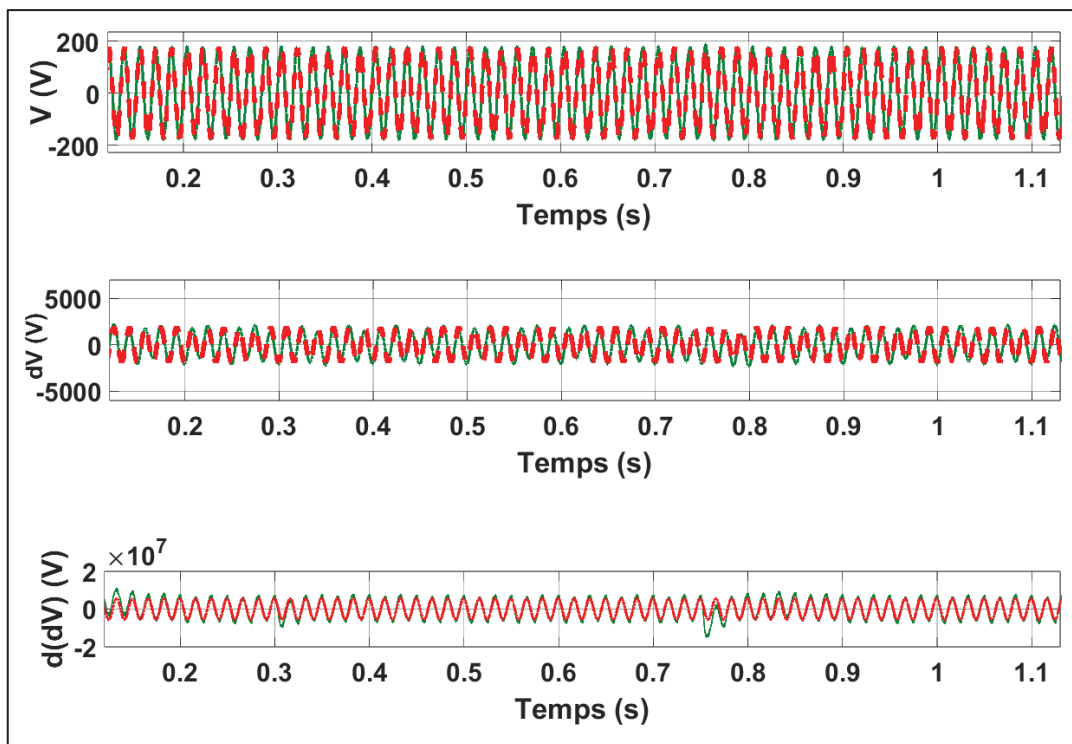


Figure 3.20 Variables d'états et leurs estimations par l'ESO

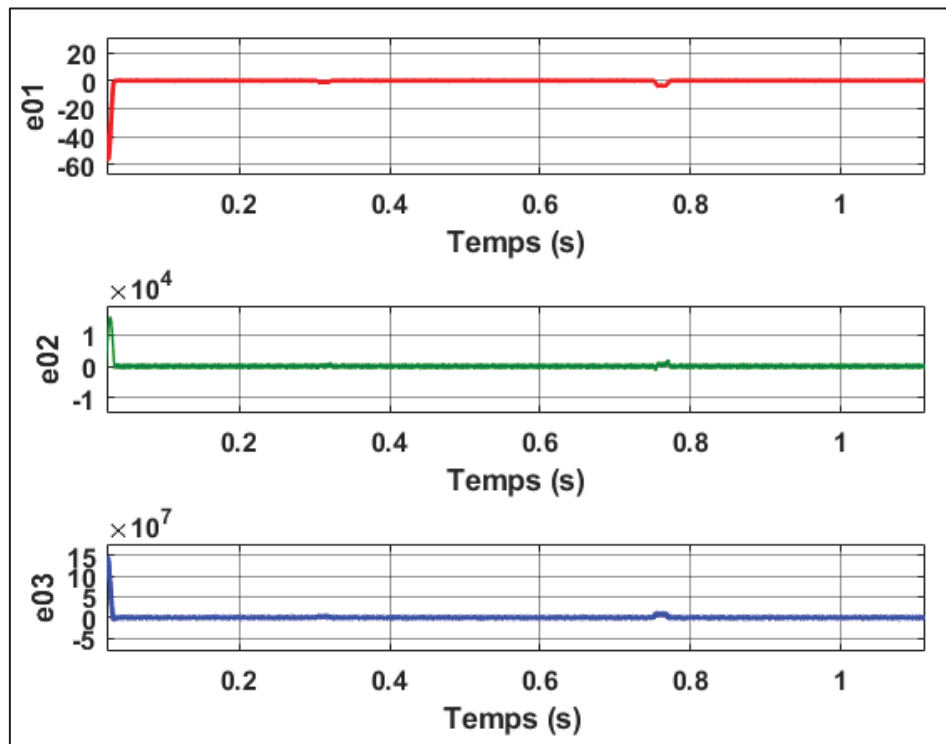


Figure 3.21 Erreurs d'estimations de la tension PCC et leurs dérivées avec leurs estimations correspondantes

La Figure 3.22 illustre la fréquence du système durant la simulation avec l'ADRC. On remarque que, malgré l'augmentation et la diminution soudaine de la charge durant le mode îloté, la fréquence présente un faible dépassement avec une stabilité rapide vers exactement 60 Hz.

La Figure 3.23 montre l'amplitude de la tension au PCC. On voit que la tension est très bien contrôlée avec la méthode proposée malgré la perturbation des puissances de la charge et les transitions entre les modes de fonctionnement.

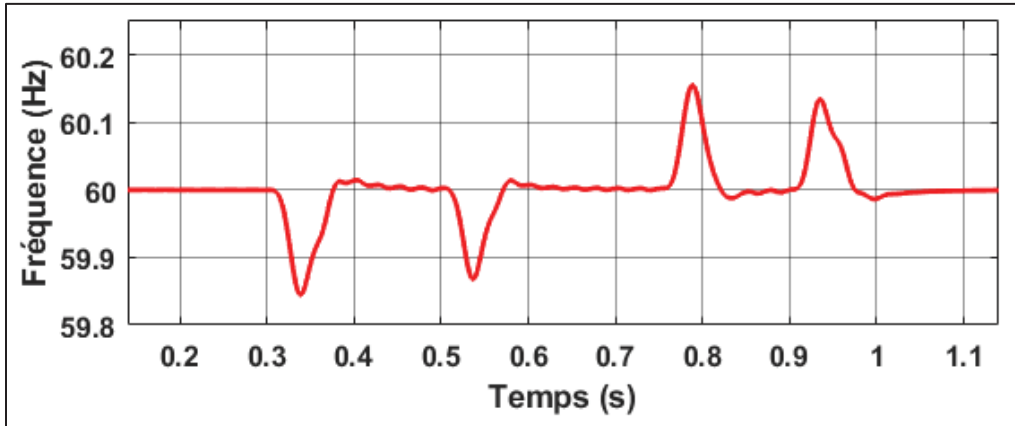


Figure 3.22 Fréquence du système durant la simulation

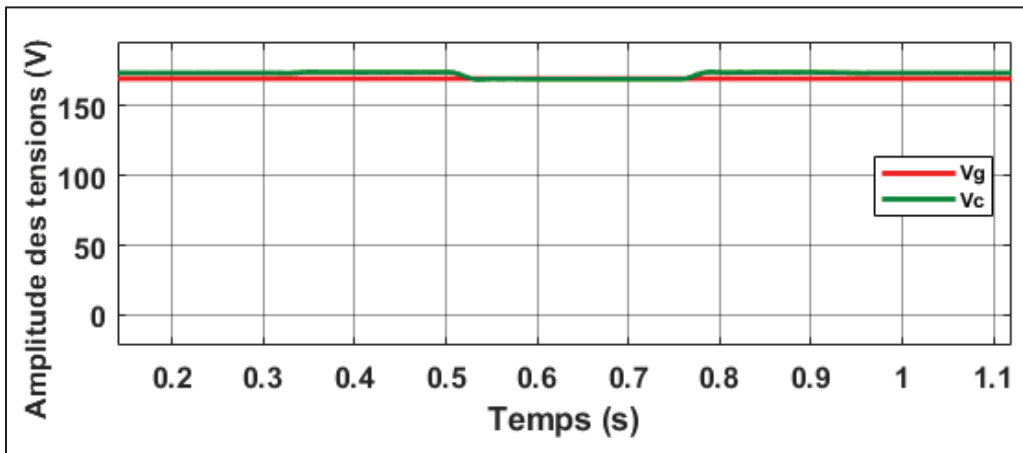


Figure 3.23 Amplitude de la tension PCC (V_c) avec la tension du réseau (V_g)

3.2.1.5 Test de la robustesse durant la variation de L_g

Pour vérifier l'impact de la variation de l'impédance côté réseau sur l'efficacité et la robustesse de la stratégie de contrôle proposée, une analyse de simulation détaillée a été effectuée avec l'ADRC et la DVI pour $L_g = 4$ mH et $L_g = 100$ μ H. La transition du mode connecté au mode îloté a été effectuée à 0.3 s, et du mode îloté au mode connecté à 0.9 s.

Scénario 1: transition d'un mode de fonctionnement à l'autre pour $L_g = 4 \text{ mH}$

La Figure 3.20 montre l'amplitude de la tension au PCC durant les transitions d'un mode de fonctionnement à l'autre. On voit que les deux commandes contrôlent l'amplitude de la tension qui suit sa référence durant la transition du mode connecté au mode îloté (Figure 3.25). Comme la reconnexion du réseau s'est produite à $t=0,9 \text{ s}$, un dépassement d'environ 9% de la tension est remarqué avec la commande DVI (le zoom de la Figure 3.24). L'état stable est atteint après 0.04 s (Figure 3.26). À partir de ce résultat, nous pouvons comprendre que la commande DVI aide à atteindre l'état stable après la phase de transition, mais la réponse de la commande aux transitoires doit être améliorée pour obtenir une réponse plus rapide et sans dépassement.

La fréquence du système est illustrée à la Figure 3.27. On constate que la commande DVI n'arrive pas à stabiliser la fréquence à 60 Hz, elle a chuté de 0.2 Hz durant le mode îloté. Elle est fixée à 59.91 Hz quand le réseau principal est reconnecté à 0.9 s. Tandis que la commande ADRC proposée démontre une stabilité de la fréquence exactement à 60 Hz durant le mode connecté et le mode îloté. Aux instants de transitions d'un mode à l'autre, la fréquence subit une faible et rapide oscillation et l'observateur de l'ADRC observe la perturbation et la compensation de cette perturbation est assurée rapidement.

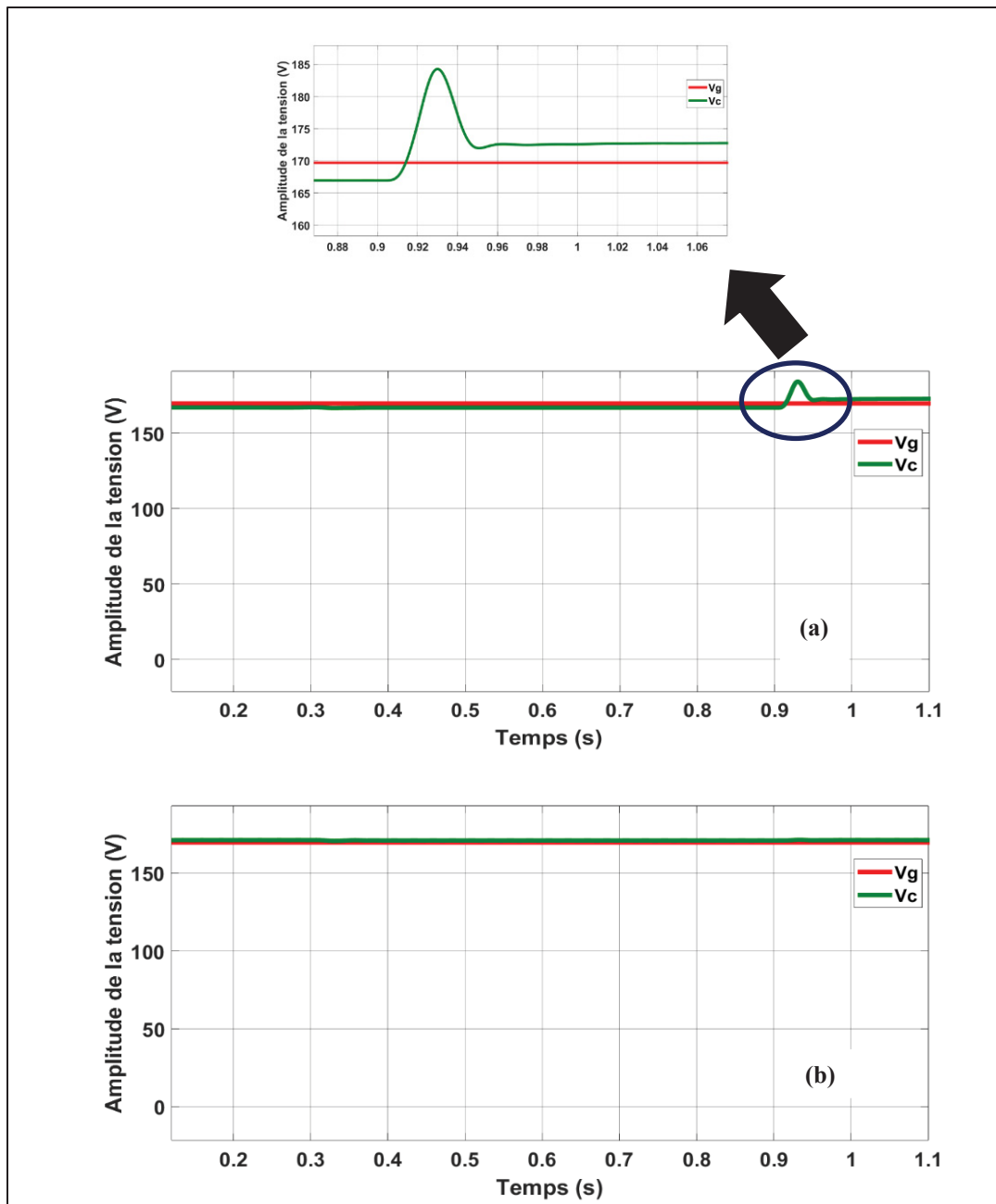


Figure 3.24 Amplitudes des tensions du réseau principal (V_g) et au PCC (V_c) lors de la transition du mode connecté au mode îloté pour $L_g = 4$ mH. (a) avec DVI, (b) avec ADRC

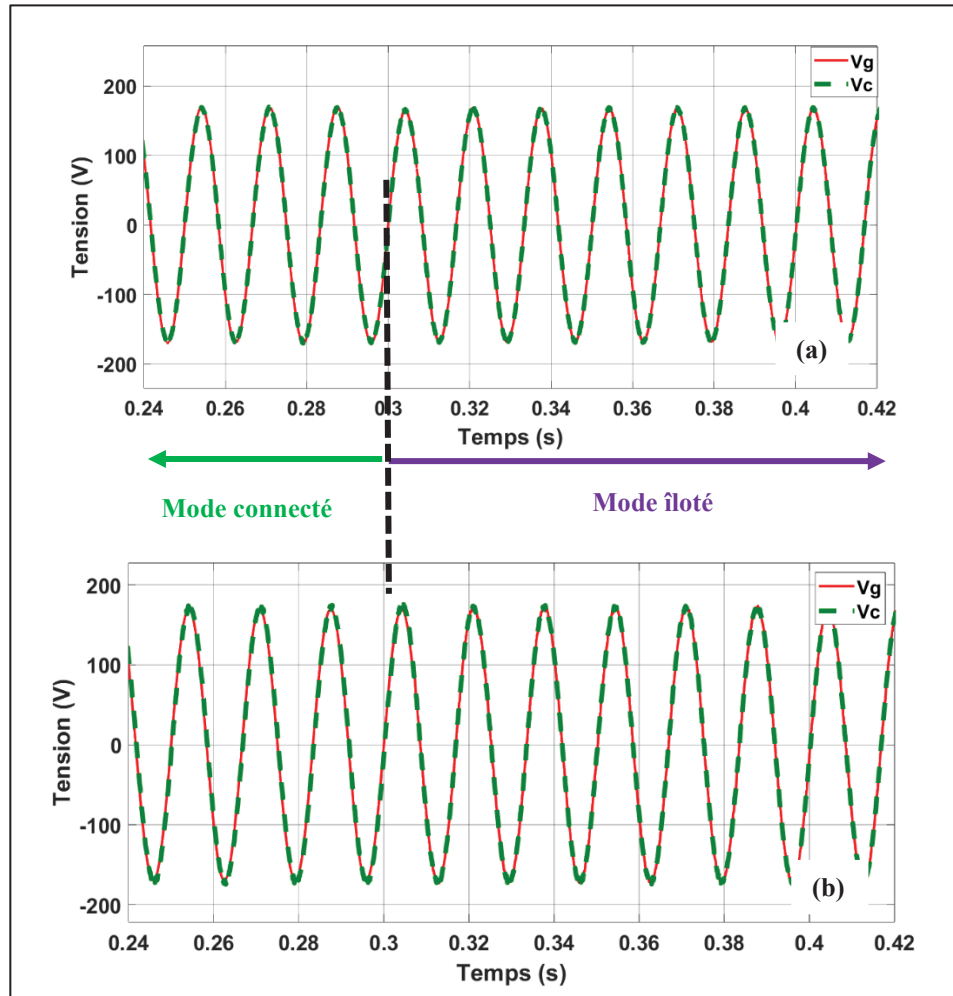


Figure 3.25 Forme d'onde des tensions du réseau principal (V_g) et au PCC (V_c) durant la transition du mode connecté au mode îloté pour $L_g=4$ mH. (a) avec DVI, (b) avec ADRC

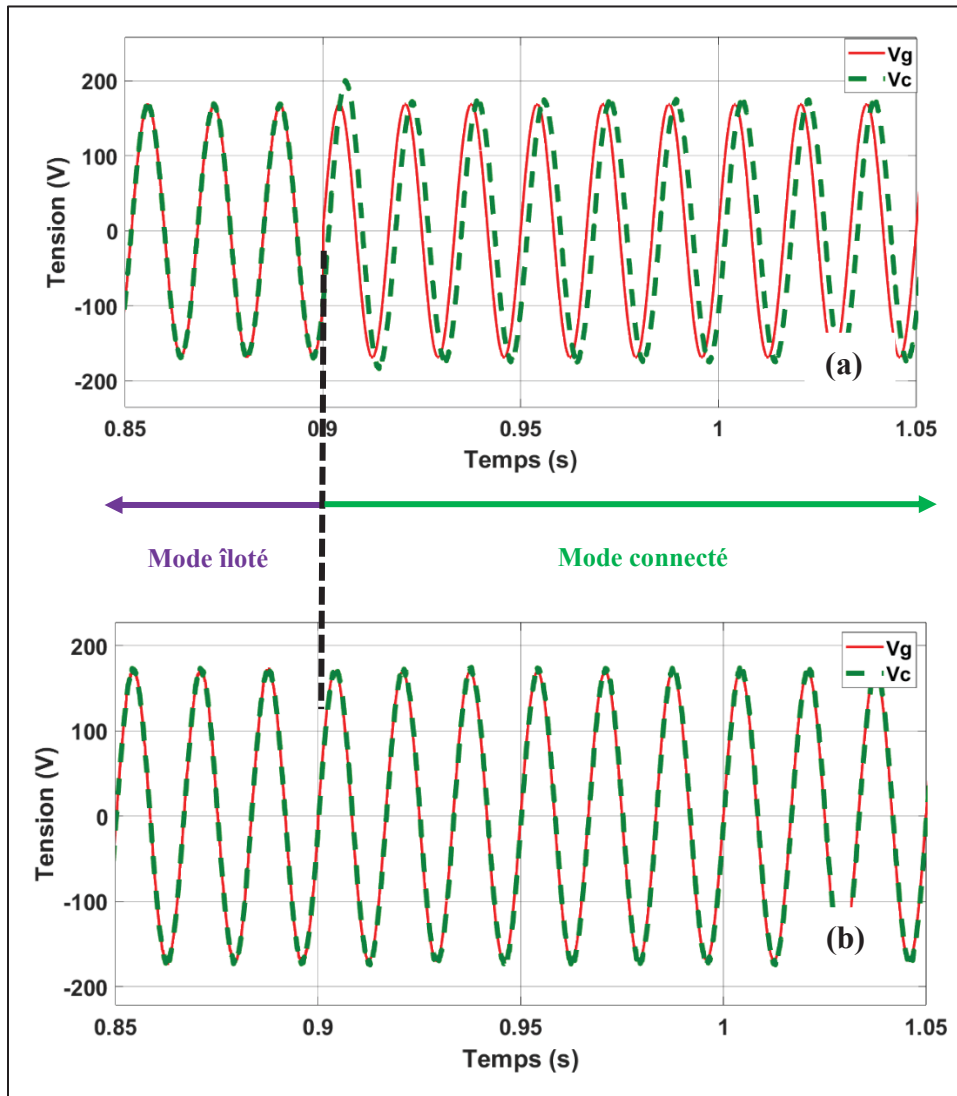


Figure 3.26 Forme d'onde des tensions du réseau principal (V_g) et au PCC (V_c) durant la transition du mode îloté au mode connecté pour $L_g=4$ mH. (a) avec DVI, (b) avec ADRC

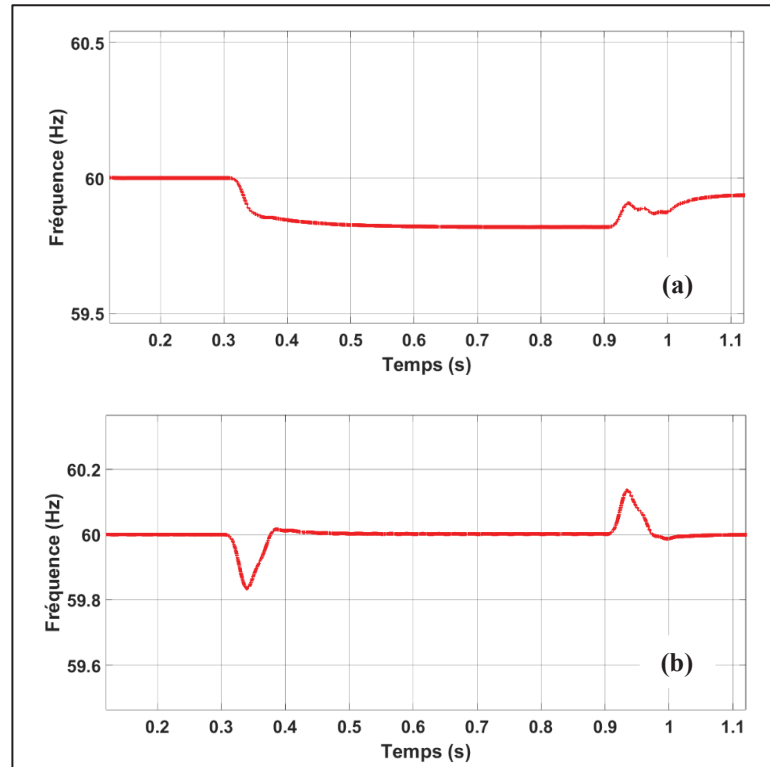


Figure 3.27 Fréquence du système durant la transition pour $L_g=4$ mH. (a) avec DVI, (b) avec ADRC

On conclut de cette étude que les deux commandes assurent des transitions douces et transparentes. Vu qu'avec la commande DVI, la fréquence subit une chute de 0.33% durant le mode îloté et la tension produit un certain dépassement avec un temps de stabilisation plus long après la reconnexion du réseau principal, la commande ADRC est très robuste avec de meilleures performances.

Le prochain scénario est la diminution de l'inductance côté réseau pour analyser son impact sur la robustesse des deux commandes.

Scénario 2: transition d'un mode de fonctionnement à l'autre pour $L_g=100$ μ H

La Figure 3.28 présente l'amplitude de la tension au PCC durant les transitions d'un mode de fonctionnement à l'autre. On constate que les deux commandes contrôlent la tension durant le mode connecté et îloté. De plus, la transition du mode connecté au mode îloté est assurée avec

les deux commandes (Figure 3.29). La reconnexion du réseau principal qui s'est produite à $t=0,9$ s a provoqué une profonde chute de tension avec la commande DVI (Figure 3.28 (a)). Avec la commande ADRC, la tension au PCC est bien régulée durant toute la simulation, ce qui confirme la robustesse et les bonnes performances de l'ADRC (Figure 3.29). La commande proposée fournit plus d'inertie et d'amortissement, ce qui permet d'annuler l'oscillation de la tension.

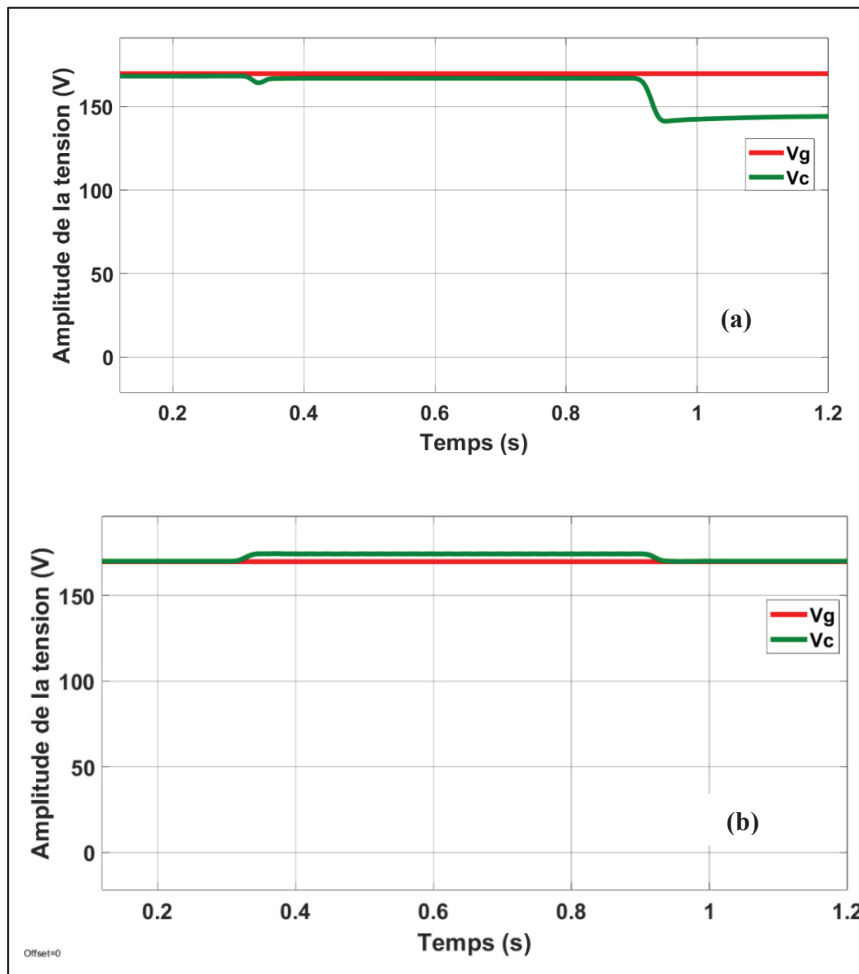


Figure 3.28 Amplitudes des tensions du réseau principal (V_g) et au PCC (V_c) lors de la transition du mode connecté au mode îloté pour $L_g=100$ μ H. (a) avec DVI, (b) avec ADRC

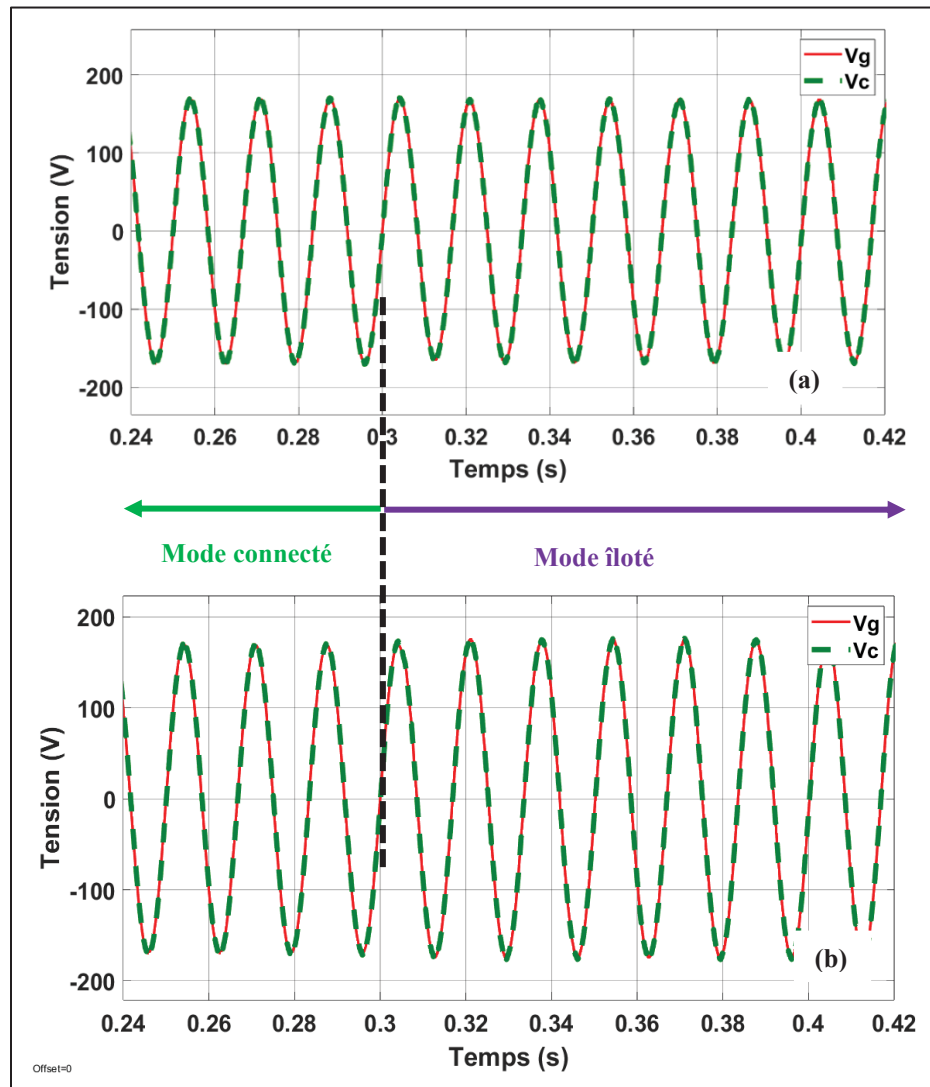


Figure 3.29 Amplitudes des tensions du réseau principal (V_g) et au PCC (V_c) lors de la transition du mode connecté au mode îloté pour $L_g=100 \mu\text{H}$. (a) avec DVI, (b) avec ADRC

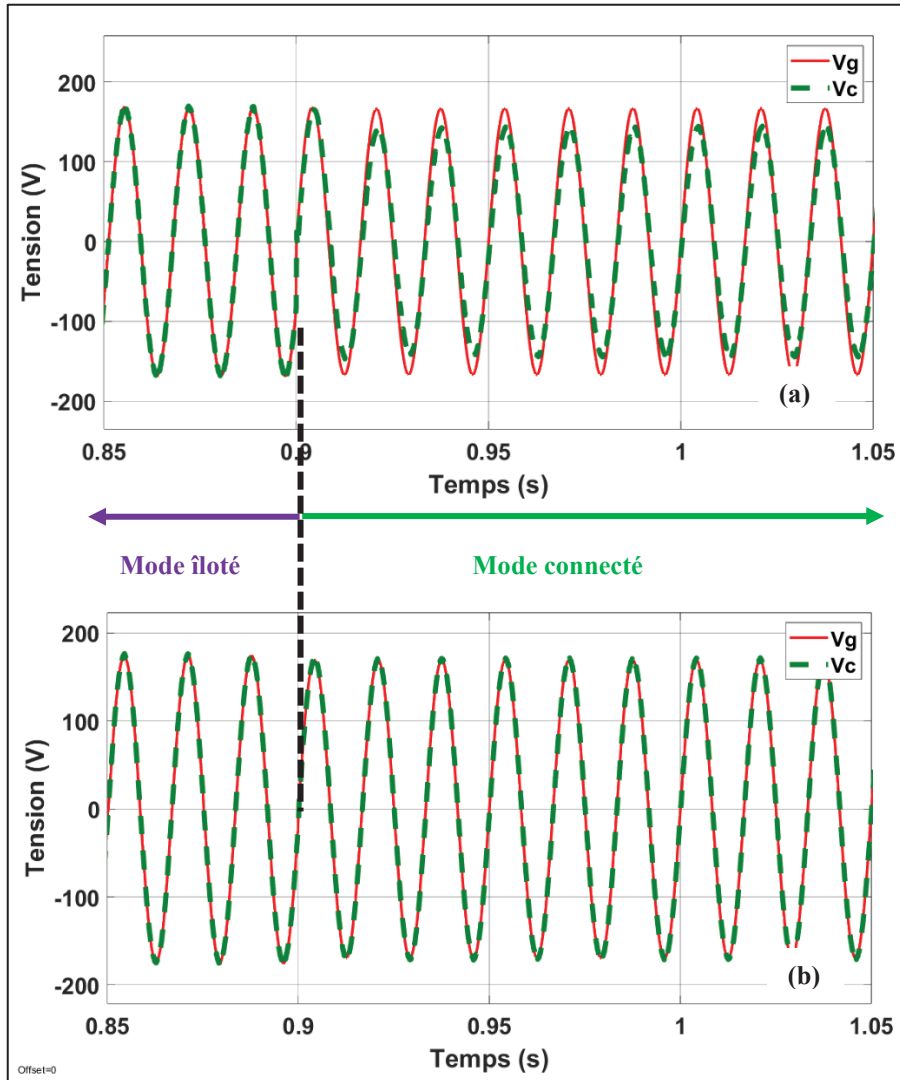


Figure 3.30 Forme d'onde des tensions du réseau principal (V_g) et au PCC (V_c) durant la transition du mode îloté au mode connecté pour $L_g=100 \mu\text{H}$. (a) avec DVI, (b) avec ADRC

La variation de la fréquence dans ce cas de simulation est représentée à la Figure 3.31. Durant le mode connecté, on voit que la fréquence est fixée à 60 Hz avec les deux commandes. Cependant, la fréquence a subi une chute de 0.24% avec DVI après la déconnexion du réseau principal et durant tout le mode îloté (Figure 3.31 (a)).

On comprend que la commande conventionnelle DVI n'arrive pas à maintenir la fréquence après l'absence du réseau principal en raison de la faible inertie et du manque d'amortissement suffisant.

Bien que le réseau principal soit connecté à 0.9 s, la fréquence a diminué de 0.03 % de la fréquence désirée avec la DVI. En revanche, la commande ADRC maintient la stabilité de la fréquence pendant la connexion et la déconnexion du réseau principal avec un régime transitoire très court durant les transitions d'un mode de fonctionnement à l'autre (Figure 3.31 (b)).

On peut conclure que la robustesse de la commande DVI devient plus faible avec la diminution de L_g (Figure 3.30). Cependant, la commande ADRC proposée assure toujours la stabilité de la tension et de la fréquence. Ce qui valide la robustesse de l'ADRC même avec de faible valeur de l'inductance L_g .

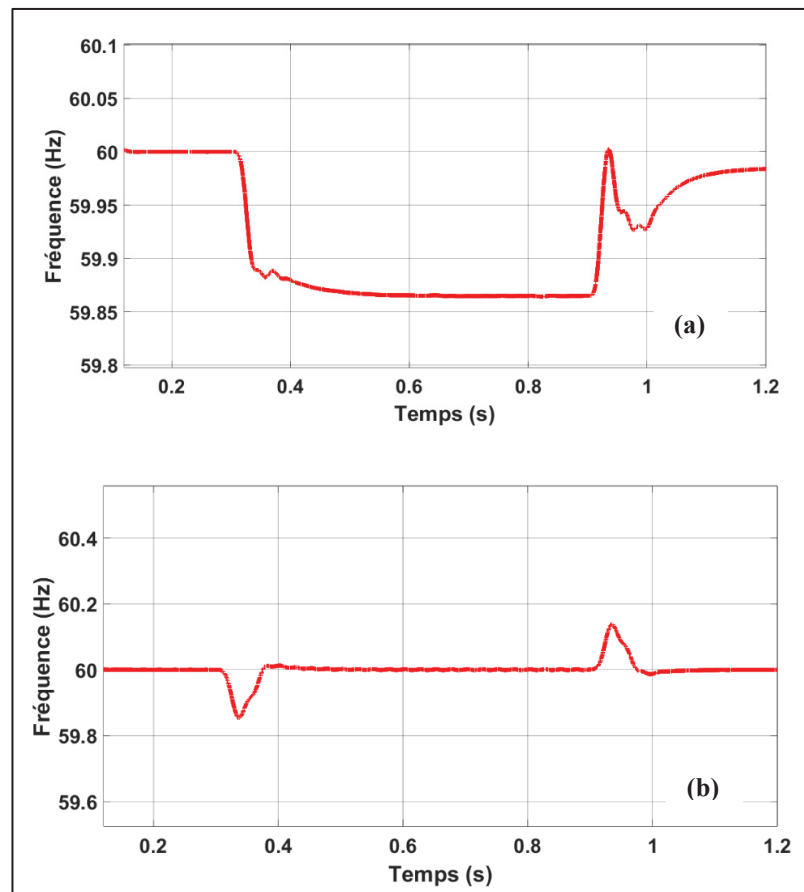


Figure 3.31 Fréquence du système durant la transition pour $L_g = 100 \mu\text{H}$. (a) avec DVI, (b) avec ADRC

3.2.2 Onduleur alimenté par un PV et une batterie

On a consacré cette partie à étudier les performances de la commande proposée dans le cas où un panneau photovoltaïque et un groupe de batterie alimentent un onduleur connecté au réseau (Figure 3.32).

Une charge locale triphasée de 9 kW est connectée au PCC. Le modèle de batterie au lithium qui est disponible dans Matlab-Simulink est utilisé dans cette étude. La tension de fonctionnement et la capacité de l'unité de batterie sont égales à 400 V et 100 Ah, respectivement. Le PV est de type Jinko solar JKM 250M-60 avec une capacité de production d'énergie maximale d'environ 30 kW. La tension en circuit ouvert (VOC) et le courant de court-circuit (ISC) de chaque panneau sont de 37.6 V et 8.7 A, respectivement. Les courbes de puissance maximale en fonction de la tension (P-V) et du courant en fonction de la tension (I-V) pour différentes conditions d'éclairement solaire sont illustrées à la Figure 3.33, respectivement.

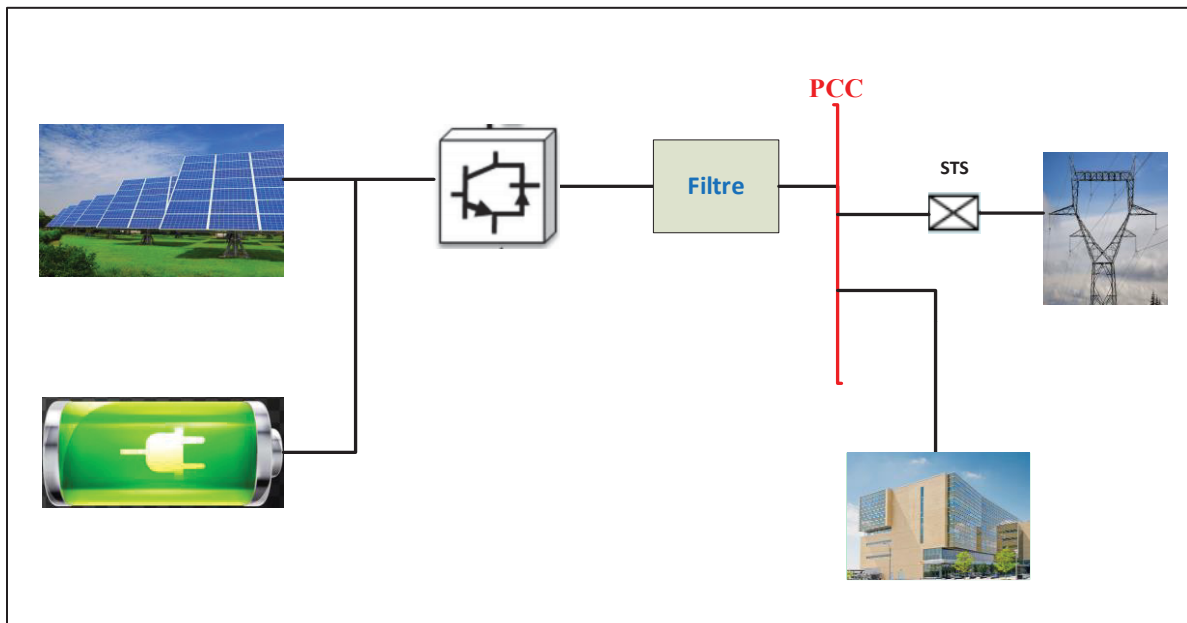


Figure 3.32 Simulation d'un micro réseau avec un PV et un groupe de batteries

L'éclairement du PV varie selon la Figure 3.34. On remarque qu'au début de la simulation l'éclairement est de 800 W/m^2 et de 400 W/m^2 à $t = 2 \text{ s}$ puis il augmente jusqu'à 1200 W/m^2 à $t = 4.5 \text{ s}$.

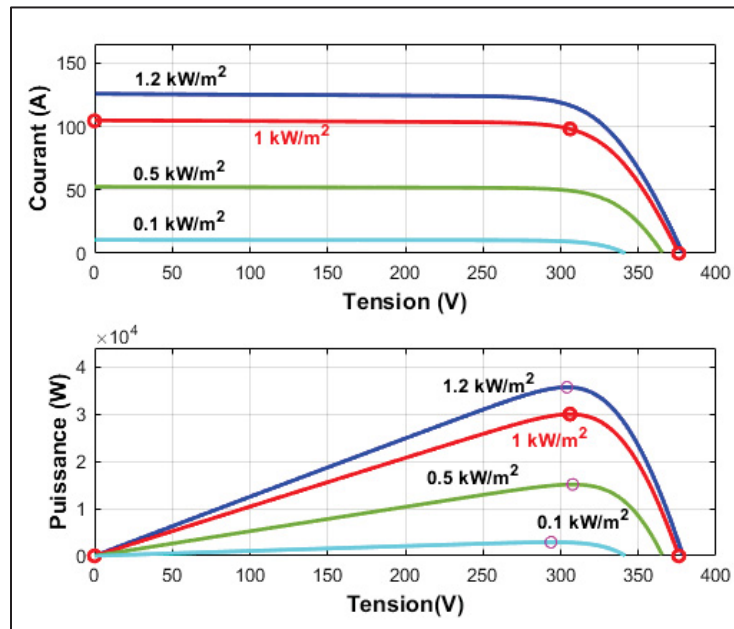


Figure 3.33 Caractéristique (P-V) et (I-V) du générateur PV

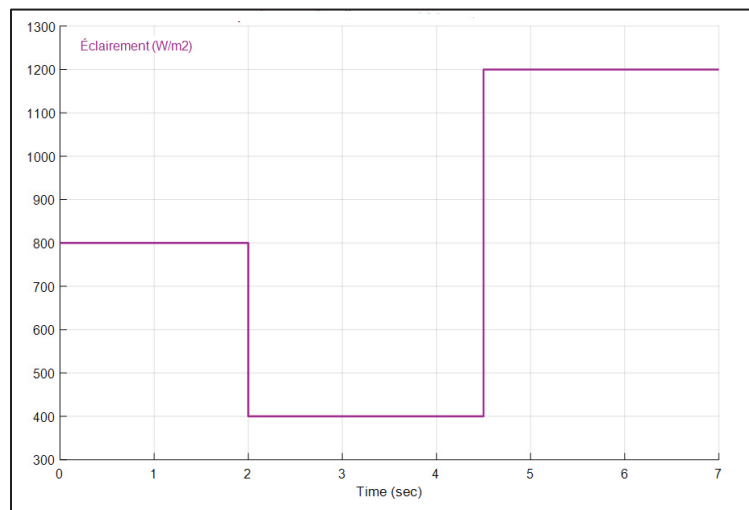


Figure 3.34 Variation de l'éclairement du PV

Dans cette étude, la gestion des puissances détermine le fonctionnement de charge et de décharge des batteries en fonction de la puissance du PV et l'état de charge (SoC) des batteries. Le contrôle du SoC entre la valeur minimale de 20% et maximale de 80% permet de faire fonctionner les batteries dans une plage de fonctionnement sûre et fiable. Premièrement, on doit répartir la charge locale suivant leurs priorités d'alimentation pour savoir lesquelles on devrait déconnecter si l'énergie photovoltaïque est insuffisante et le SoC de la batterie est faible. Cependant, les différents modes de fonctionnement du micro-réseau sont définis selon l'état de fonctionnement du réseau principal et ils sont représentés dans le Tableau 3.5. La puissance P_f est la somme des puissances du réseau et du PV, on écrit : $P_f = P_g + P_{pv}$.

Quand P_f est supérieure à la puissance de la charge, on doit vérifier le SoC de la batterie. Si le SoC est supérieur ou égal à sa valeur maximale, on doit connecter une charge de freinage pour protéger la batterie de surcharge. Sinon, on va profiter du surplus de la puissance pour recharger la batterie pour atteindre $P_{\max_char_bat}$.

Quand P_f est inférieure à la puissance de la charge, on doit vérifier l'état de la batterie. Si son SoC est inférieur ou égal à sa valeur minimale, il faut déconnecter les charges les moins critiques. Sinon, on va utiliser la puissance de la batterie pour satisfaire la charge jusqu'à la puissance maximale de décharge de la batterie P_{\max_dechar} . L'organigramme de ces modes de fonctionnement est représenté à la Figure 3.35.

Tableau 3.5 Différents modes de fonctionnement des éléments du micro-réseau

État du réseau principal	Scénario	Conditions	Gestion de puissance	État de la batterie
Réseau principal connecté	Cas 1	$P_g + P_{pv} > P_l$ et $SoC < SoCmin$	Le PV et le réseau principal	Charge
	Cas 2	$P_g + P_{pv} > P_l$ et $SoC > SoCmax$	Connecter une charge secondaire	Non connectée
	Cas 3	$P_g + P_{pv} < P_l$ et $SoC > SoCmin$	PV, le réseau et la batterie	Décharge
	Cas 4	$P_g + P_{pv} < P_l$ et $SoC < SoCmin$	PV, le réseau avec délestage de charge non critique où augmenter P_g	Non connectée
Réseau principal déconnecté	Cas 1	$P_{pv} > P_l$ et $SoC < SoCmin$	Le PV	Charge
	Cas 2	$P_{pv} > P_l$ et $SoC > SoCmax$	Connecter une charge secondaire	Non connectée
	Cas 3	$P_{pv} < P_l$ et $SoC > SoCmin$	PV et batteries	Décharge
	Cas 4	$P_{pv} < P_l$ et $SoC < SoCmin$	PV avec délestage de charge non critique	Non connectée

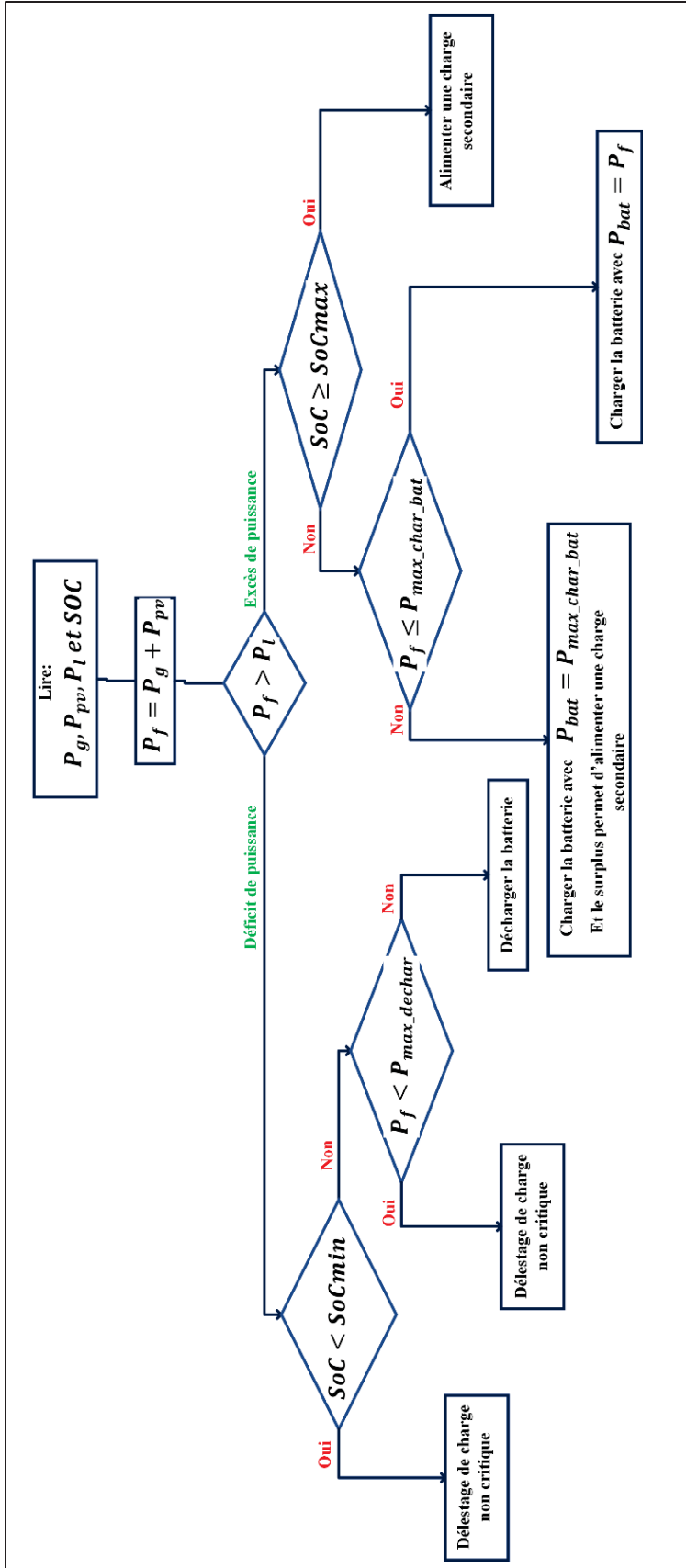


Figure 3.35 Organigramme de gestion des puissances

La simulation est faite sous Simulink/Matlab en mode discret avec un pas de calcul de $50\mu s$. La durée de la simulation est de 7 s. Le SoC initial de la batterie est 80%. On varie la puissance de la charge durant la simulation pour tester les performances de la commande ADRC proposée et de l'organigramme de gestion d'énergie de la Figure 3.35.

On remarque d'après les résultats de simulation de la Figure 3.36 que malgré la variation de l'éclairement, la charge locale est satisfaite. Au début de la simulation, le réseau principal est connecté et la charge locale est de 9 kW. Dans ce cas, le surplus de la puissance du PV permet de charger la batterie. À $t=2$ s, l'éclairement diminue ainsi que la puissance du PV. Vu que le SoC de la batterie entre SoCmax et SoCmin, la batterie commence à se décharger pour fournir la puissance qui manque pour satisfaire la charge locale. Puisque la puissance générée par le PV est inférieure à la puissance de la charge à partir de 2 s jusqu'à 4.5 s, la batterie se décharge pour fournir la puissance manquante à la charge locale. À l'augmentation de l'éclairement à $t=4.5$ s, la puissance générée par le PV augmente et devient supérieure à celle de la charge. Dans ce cas, le PV produit suffisamment de puissance pour satisfaire la charge, cela permet de charger la batterie par le surplus de puissance malgré le branchement d'une charge supplémentaire entre 3 s et 5 s (Figure 3.36). Vers 6 s, le réseau principal se reconnecte et le surplus de puissance est utilisé pour charger la batterie. La Figure 3.37 montre l'amplitude de la tension PCC qui suit toujours la valeur désirée durant toute la simulation malgré toutes les perturbations provoquées au micro-réseau. Également, on voit d'après la Figure 3.38 que la fréquence du système est stable, sans oscillation ni dépassement durant toute la simulation.

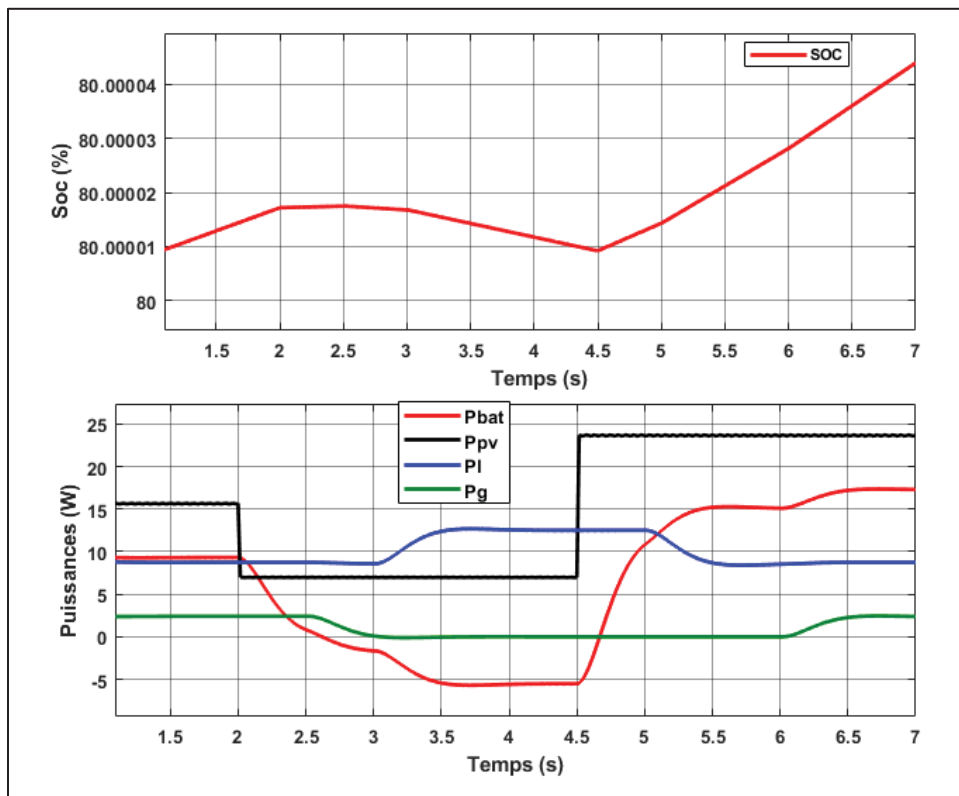


Figure 3.36 Variation des puissances de la batterie (P_{bat}), du PV (P_{pv}), de la charge (P_l) et de la puissance du réseau principal (P_g) (en bas) et le SoC de la batterie en haut

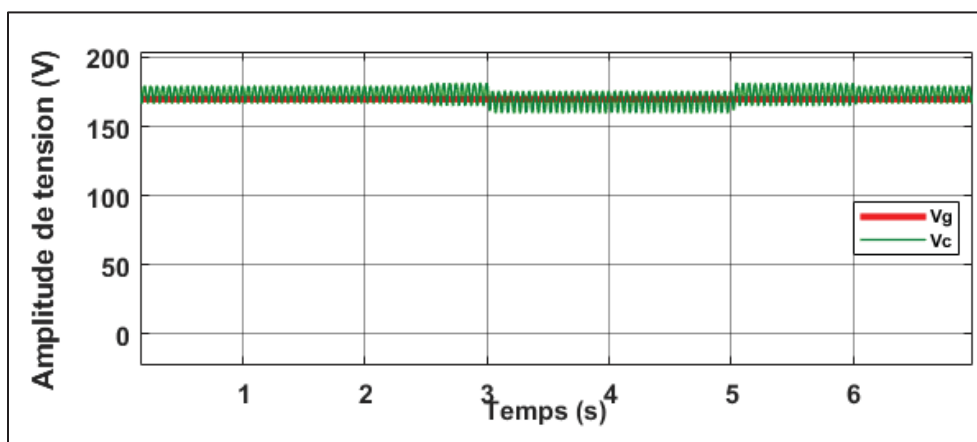


Figure 3.37 Amplitude de la tension PCC (V_c) et du réseau (V_g)

La Figure 3.39 montre les performances dynamiques du système durant les transitions entre les différents modes de fonctionnement. Comme on peut le voir, la batterie se charge entre 0 s

et 2 s et entre 4.5 s et 7 s avec le surplus de puissance, mais elle se décharge entre 2 s et 4.5 s. De plus, les tensions de la batterie et du PV sont fixes à 400V durant toute la simulation.

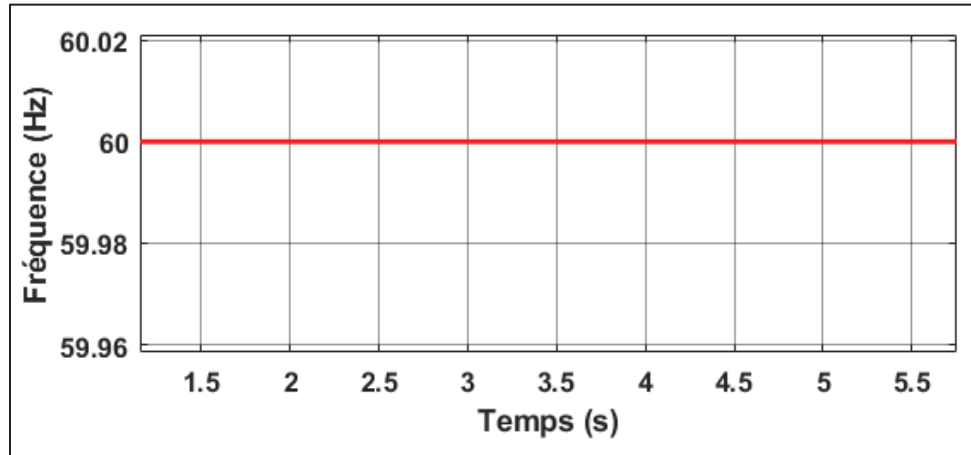


Figure 3.38 Variation de la fréquence du système

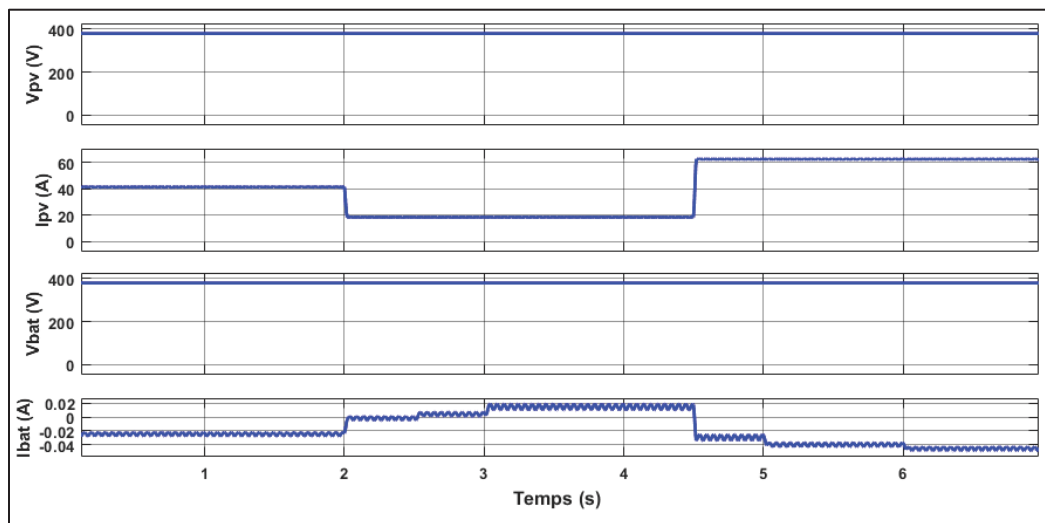


Figure 3.39 Performances dynamiques du système lors de transitions entre différents modes de fonctionnement, tensions du PV (V_{pv}), la tension aux bornes de la batterie (V_{bat}), le courant fourni par le PV (I_{pv}) et le courant fourni par la batterie (I_{bat})

3.3 Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs scénarios ont été étudiés pour tester le niveau de performance de l'approche proposée. Les simulations ont été effectuées à l'aide de Simulink/Matlab dans différentes conditions de fonctionnement dans les deux modes de fonctionnement du micro-réseau. Une comparaison des performances avec la commande la plus utilisée DVI a été également effectuée.

Les résultats révèlent que la commande proposée a réussi à maintenir la fréquence à la valeur désirée, le niveau de tension et le partage de charge adéquate avec une transition en douceur. Contrairement à la méthode conventionnelle qui n'arrive pas à fixer dans certains cas le niveau de tension et de fréquence durant le mode îloté aux niveaux exigés par les normes. Ce qui pourrait endommager l'équipement et nuire aux fonctionnements des charges sensibles.

L'efficacité de la méthode proposée est étudiée en modifiant l'inductance côté réseau. Avec la méthode proposée, des performances dynamiques préservées, des marges de stabilité plus élevées et une conception de commande simple dépendant moins de la modélisation précise du système sont également obtenues. L'insensibilité et la robustesse plus élevée rendent la commande proposée plus avantageuse que la commande DVI. De plus, les résultats ont montré l'efficacité de l'ADRC durant les modes connecté et îloté et assure des transitions souples entre les modes de fonctionnement, sans algorithmes de synchronisation et de détection d'îlotage. L'ADRC permet également le rejet élevé de toute perturbation avec le maintien d'un faible THD de la tension et du courant, elle assure une stabilité en fonction de la variation de l'inductance côté réseau. Également, on a appliqué l'ADRC proposée à un onduleur alimenté par un PV et une batterie. Les résultats de simulation démontrent la robustesse et la stabilité du système malgré les perturbations provoquées, avec une meilleure gestion d'énergie même durant le mode îloté.

Ainsi, le chapitre suivant présentera la mise en œuvre d'un banc d'essai permettant de vérifier expérimentalement la solidité et la stabilité de la commande ADRC proposée.

CHAPITRE 4

VALIDATION EXPÉRIMENTALE DE LA COMMANDE ADRC

4.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la validation expérimentale de la commande ADRC proposée. Au début, on décrit les différents composants du système. Puis, après avoir constitué le banc d'essai, on valide l'approche proposée par des résultats expérimentaux en temps réel. En fin du chapitre, une synthèse des résultats obtenus est donnée.

4.2 Description des éléments du banc d'essai

La configuration matérielle du banc d'essai réalisé est confrontée aux types de matériels disponibles au laboratoire de recherche. Par conséquent, le banc d'essai réalisé comprend :

- Une source de tension alternative de 60V (Figure 4.1) comme réseau principal;
- Un onduleur Labvolt (Figure 4.2);
- Une tension continue de 100V;
- Six résistances et six inductances signifient l'impédance côté réseau et côté onduleur;
- Trois condensateurs;
- Un oscilloscope de mesures de type Tektronix;
- Une charge résistive triphasée;
- Une carte de développement TMS320F28335 de la société Texas Instrument connecté à un ordinateur pour générer le code de simulation.

La commande ADRC est implémentée sous MATLAB-Simulink par l'installation de la boîte à outils de codeur intégrée (Embedded Coder Toolbox).

4.2.1 Source de tension alternative Labvolt

Les modules Labvolt sont très sûrs et conçus pour durer. Ils peuvent résister à des milliers de cycles de fonctionnement. Leurs équipements sont sécuritaires et sont clairement identifiés et ils sont montés sur des socles pour faciliter leur remplacement. Dans cette étude, on a utilisé l'onduleur triphasé 8837-SO et la source d'alimentation triphasée 8525-22 (Figure 4.1). Le module doit être connecté à un système triphasé, 120/208 V, à quatre fils. L'alimentation de ce module est introduite via un connecteur à cinq broches à verrouillage rotatif situé à l'arrière. Le module fournit une alimentation triphasée fixe de 120/208 V avec un courant nominal de 15 A et une autre variable 0-120/208 V de courant nominal 5 A. De plus, elle contient aussi deux sources de tension continues de 120 V, une source fixe de courant nominal 2 A et une autre variable 0-120 V de courant nominal 8 A. On trouve aussi à l'avant du module un bouton de commande qui permet de régler toutes les tensions de sortie AC et DC variables et fixes utilisés. Le module est entièrement protégé contre les surcharges ou les courts-circuits.



Figure 4.1 Source de tension alternative Labvolt.

4.2.2 Onduleur Labvolt

Plusieurs semi-conducteurs de puissance sont utilisés dans les systèmes d'électronique de puissance. Parmi ces dispositifs, on a le transistor à jonction bipolaire (BJT), le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) et le transistor à effet de champ à grille isolée MOSFET. Ils sont utilisés dans les onduleurs et ils sont évalués jusqu'à 1200V et 400A. Le BJT peut fonctionner avec une fréquence de 10 kHz et le MOSFET peut fonctionner même avec des fréquences plus élevées jusqu'à plusieurs dizaines de kHz. Concernant le MOSFET, il fonctionne généralement jusqu'à 1000V et 50A (Mohan & Undeland, 2007). La plupart des onduleurs utilisent des IGBT parce qu'ils sont plus rapides que les BJT et ont de meilleures limites que les MOSFET (Mohan & Undeland, 2007).

Comme le module Labvolt utilisé dans le banc d'essai réalisé, l'onduleur 8857-11. Il est constitué de six transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) avec diode intégrée en parallèle. Un septième transistor en série avec une résistance est connecté côté continu pour dissiper le surplus d'énergie. Ses composants électroniques sont protégés contre les surtensions et les surintensités. Le module doit être alimenté par une tension de 24 V (voir Figure 4.2). Avec une tension d'alimentation continue allant jusqu'à 420V, le seuil de protection en courant est limité à environ 10 A. Les IGBT sont commandés généralement par une modulation de largeur d'impulsion (MLI) afin d'obtenir une tension alternative désirée à la sortie. Leurs commandes proviennent soit de l'interface d'acquisition de données et de commande Labvolt ou de toute autre commande externe de signaux d'impulsions de 0/5 V. Les signaux de commandes sont connectés au module via un connecteur à 9 broches (DB9).

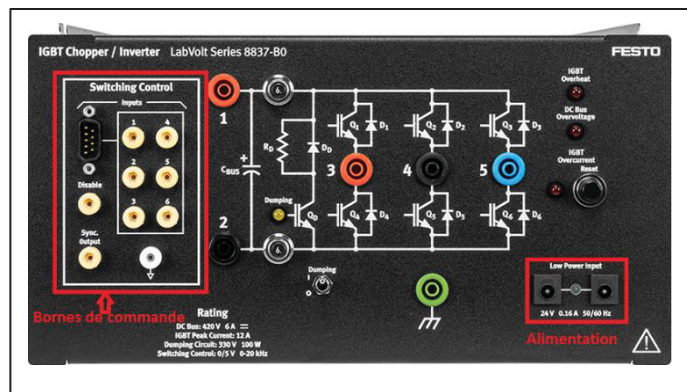


Figure 4.2 Onduleur de tension (Labvolt)

4.2.3 Le kit d'expérimentation C2000

Texas Instruments (TI) propose plusieurs cartes de contrôle compatibles avec les broches pour évaluer les différents microcontrôleurs disponibles dans la famille C2000. Le processeur du signal numérique (DSP) est une carte de contrôle commercial. Les performances et la précision du DSP TMS320F28x sont très répondues dans les applications industrielles en temps réel. Il contient une carte mère (Figure 4.3) et une carte de contrôle F28x (Figure 4.4). La carte de contrôle est branchée verticalement sur la carte mère (Figure 4.5). Cependant, la carte mère doit être alimentée par une tension continue de 24 V pour accueillir le microcontrôleur et ses modules associés (ADC, ePWM). Elle fournit deux zones de prototypage avec des trous espacés de 0,1 pouce pour le câblage et le soudage.

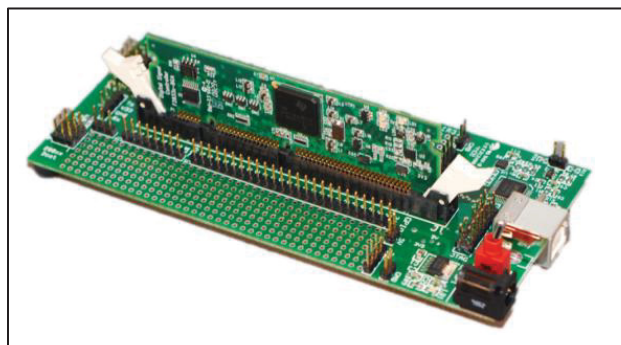


Figure 4.3 Carte mère de kit d'expérimentation



Figure 4.4 Carte de contrôle TMS320F28335

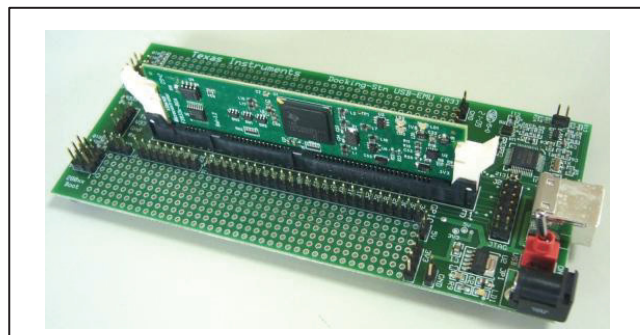


Figure 4.5 Kit d'expérimentation C2000

Le DSP traite un algorithme de contrôle en temps réel grâce à son concepteur de processeur central à grande vitesse et génère les signaux d'impulsions des IGBT à l'onduleur. L'interaction en temps réel entre l'ordinateur et le DSP est assurée par le logiciel Code Composer Studio (CCS). Le CCS est un environnement de développement intégré pour les microcontrôleurs de Texas Instruments (TI). Il comprend une suite d'outils utilisée qui permet d'éditer, de déboguer et de compiler des programmes codés en C/C++. Le code est automatiquement généré à l'aide du codeur intégré, ce qui réduit le temps de programmation et de mise en œuvre du contrôle. De plus, il permet d'effectuer des opérations à l'intérieur du microcontrôleur, comme saisir le programme en langage C, le compiler, le charger sur le DSP et l'exécuter.

L'environnement Simulink du MATLAB est particulièrement recommandé pour l'implémentation d'algorithmes de contrôle dans un microcontrôleur (Santos, Araújo, Varajão,

& Pinto, 2013). Il faut installer les boîtes à outils Embedded Coder dans Simulink pour avoir et utiliser les blocs (ADC, PWM, DAC, etc...). Simulink assure la conception du modèle, la simulation, la génération du code C, le débogage et l'exécution de l'algorithme de contrôle. En conséquence, l'utilisation de la génération du code de programmation par Simulink est plus efficace et rapide que l'écriture d'un programme (Fratricelli, 2012).

Le DSP TMS320F28335 dispose d'un processeur de 150 MHz et jusqu'à 512 Ko de Flash sur puce. Il comprend un port USB intégré, deux alimentations 5 V et 3.3 V, une communication UART, un interrupteur de démarrage et des masses de terres. De plus, il dispose de 88 entrées/sorties à usage général GPIO (GPIO0 à GPIO87) et il connecte les multiplexeurs pour envoyer les signaux multiplexés aux registres d'échantillonnage et de maintien. Le registre d'échantillonnage et de maintien conserve les signaux jusqu'à la prochaine conversion des 16 convertisseurs analogique-numérique (ADC). Le registre de résultats de l'ADC transfère les sorties de l'ADC au processeur DSP.

Le code exécuté par le DSP est désormais utilisé pour traiter et charger les données de la mémoire flash/mémoire vive statique (SRAM). De ce fait, la SRAM est utilisée lorsque le DSP est connecté au CCS. On trouve aussi dans le DSP six modules PWM (ePWM) améliorés qui génèrent le signal d'impulsion PWM souhaité (Figure 4.6).

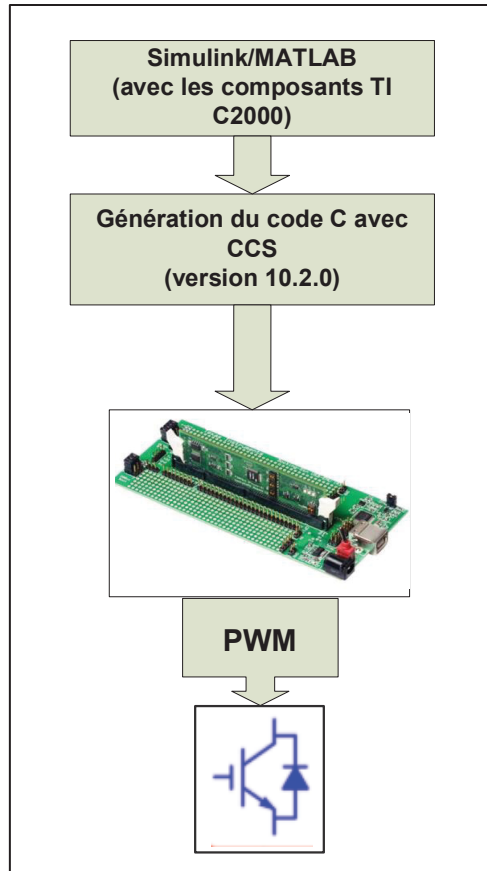


Figure 4.6 Étapes de programmation par le DSP

4.2.4 L'interface d'adaptation

Deux capteurs ont été utilisés pour mesurer les signaux d'entrée de v_{inv} et v_g (Figure 4.7). Étant donné que le DSP ne reçoit qu'une tension positive comprise entre 0 et +3.3 V, deux abaisseurs de tensions sont utilisés pour détecter et convertir les tensions en un signal de faible niveau. Pour éliminer les valeurs négatives, on doit placer à la sortie de chaque abaisseur de niveaux deux décaleurs de niveau en cascade. Par conséquent, les signaux de sorties des deux décaleurs de niveaux sont injectés aux deux pins ADC du kit. Ensuite, le code C généré par CCS injecte les signaux aux blocs ADC dans la simulation.

Afin de compenser le décalage et la diminution de la tension faite par le décaleur et l'abaisseur de tension, on a rajouté les deux gains de compensations à la sortie de chaque ADC (Figure

4.7). Les signaux des tensions mesurées v_{inv} et v_g sont construits et utilisés dans la formule de commande ADRC pour générer les six signaux d'impulsions. À l'aide d'un connecteur de type DB9, on injecte les signaux de commutation pour commander les IGBT de l'onduleur Labvolt. Un schéma du processeur est illustré à la Figure 4.8.

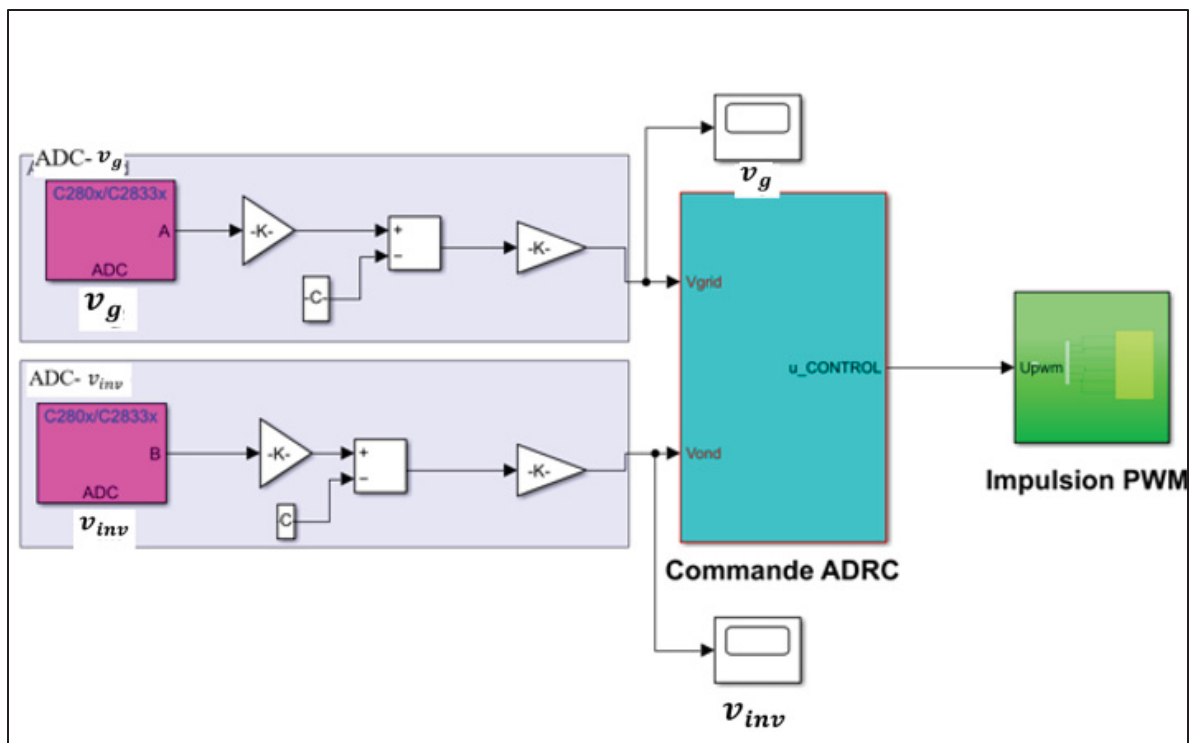


Figure 4.7 Schéma de principe pour générer les impulsions PWM

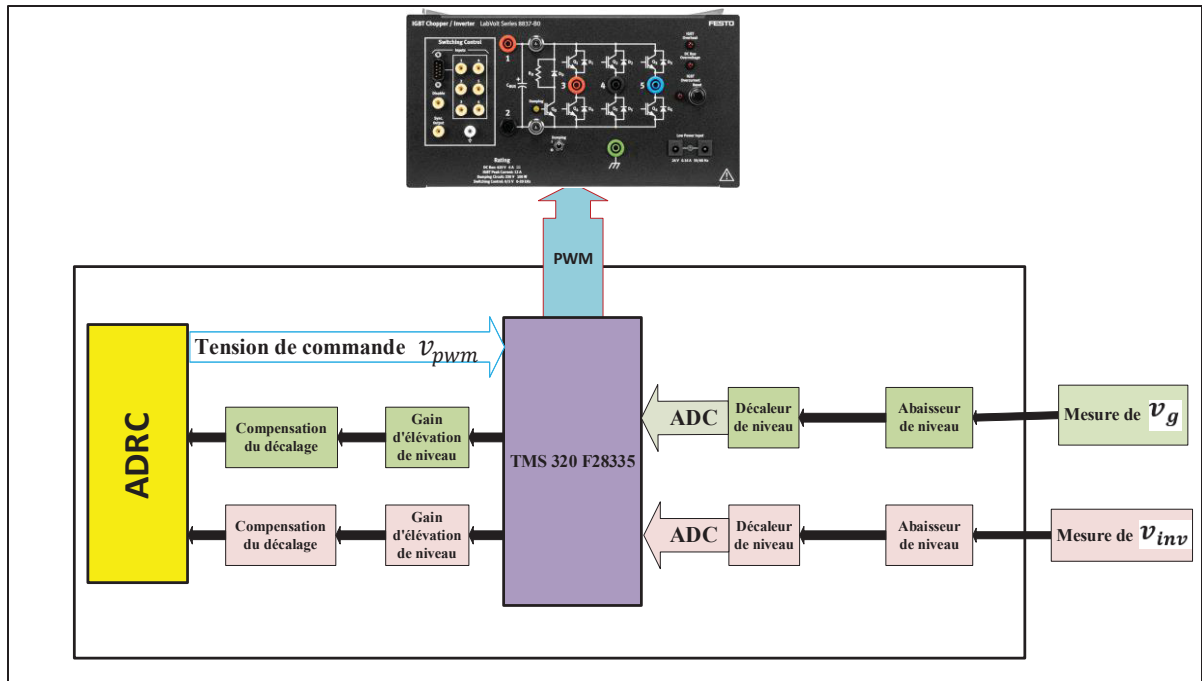


Figure 4.8 Étape de programmation du banc d'essai

4.3 Schéma du banc d'essai

Le montage réalisé au laboratoire pour valider expérimentalement la commande ADRC est illustré à la Figure 4.9. La tension de sortie a été détectée toutes les 50 μ s, et deux capteurs de tensions ont été utilisés pour mesurer la tension à la sortie de l'onduleur et celle du réseau principal. Ensuite, ce signal analogique est numérisé et envoyé au TMS320F28335 DSP, qui produit un signal de commande et des impulsions de modulation de largeur d'impulsion (PWM) de sortie de 16 kHz.

Les performances de la commande proposée ont été étudiées dans deux scénarios différents : le passage du mode connecté au mode îloté, et vice versa.

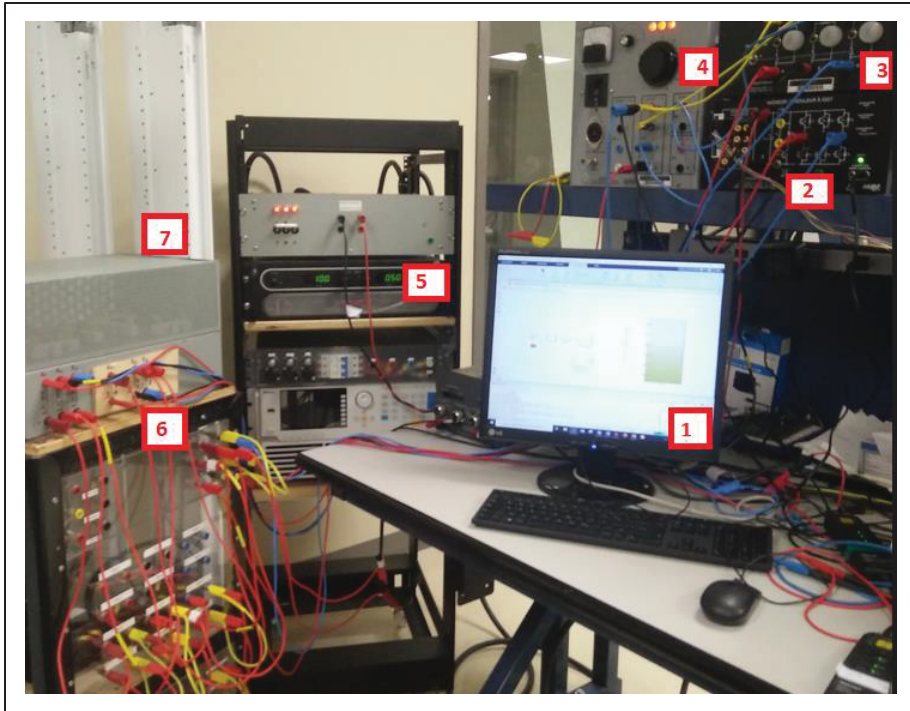


Figure 4.9 Banc d'essai expérimental. (1) Commande ADRC implémenté dans Simulink (ordinateur de type i7-2.4GHz). (2) Onduleur. (3) Disjoncteur. (4) Grille principale. (5) Source CC (6) Filtre LCL. (7) Charge

4.4 Analyses des résultats expérimentaux

La simulation en temps réel a été réalisée pour vérifier et valider la commande ADRC proposée pour un onduleur triphasé. La commande ADRC proposée est implémentée dans Simulink (Figure 4.8). À l'aide du kit DSP F28335, on convertit les signaux des tensions du réseau principal et de celle à la sortie de l'onduleur pour les injecter dans la commande afin de générer les signaux d'impulsions PWM. La simulation nécessite une coopération entre l'ordinateur et le DSP F28335, qui s'effectue à l'aide d'un port serial tel qu'un câble RS232. En raison des contraintes liées aux équipements et aux composants du laboratoire de recherche, les paramètres du système utilisés pour les tests expérimentaux (Tableau 4.1) et les simulations du CHAPITRE 3 étaient différents.

Tableau 4.1 Paramètre du banc d'essai

Description	Valeur	Unité
V_{dc}	100	V
V_g	60	V
L_g	20	mH
R_g	1	Ω
L	20	mH
R	1	Ω
C	90	μF
f	60	Hz

4.5 Résultats et discussions

Les résultats expérimentaux montrent la tension du réseau principal avec la tension au PCC durant le mode connecté (Figure 4.10) et îloté (Figure 4.12). On constate que durant le mode îloté, la tension PCC est sans dépassement ni oscillation. Durant la transition du mode connecté au mode îloté (Figure 4.11), la tension PCC suit la tension de référence et la tension PCC

diminue de seulement 2% durant le mode îloté, qui est acceptable d'après les normes (IEEE, 2018).

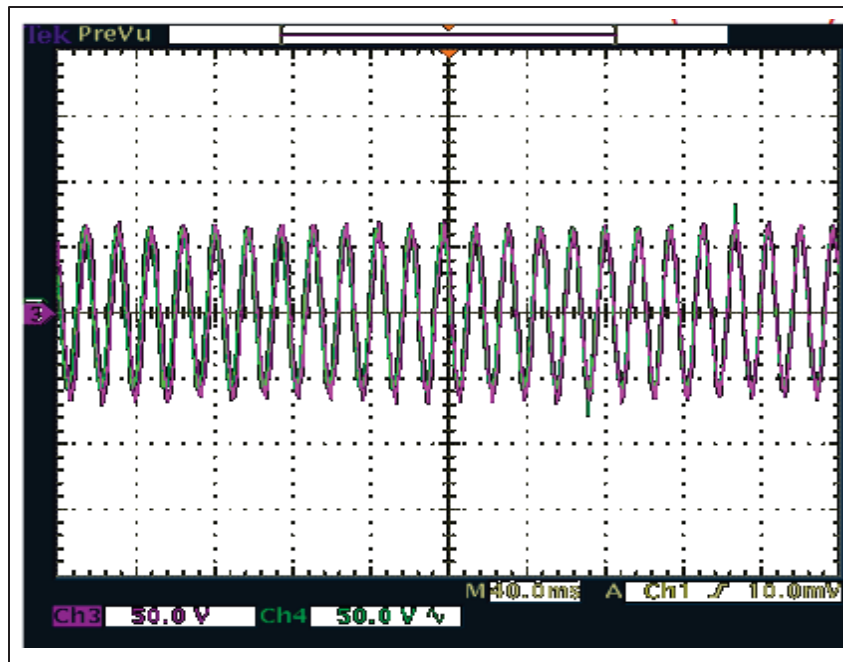


Figure 4.10 Résultat expérimental en mode connecté. Tension PCC (magenta). Tension du réseau (vert)

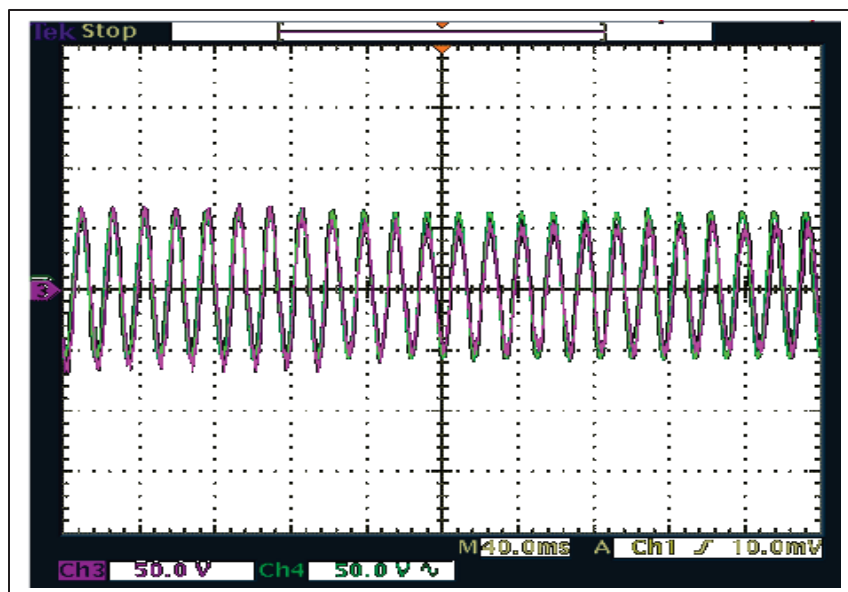


Figure 4.11 Résultat expérimental durant la transition du mode connecté au mode îloté. Tension PCC (magenta). Tension du réseau (vert)

La Figure 4.13 montre la tension PCC lors de la transition du mode îloté au mode connecté. On constate que la stabilité du système est garantie et le micro-réseau retrouve ses performances stables en régime permanent sans oscillation ni dépassement.

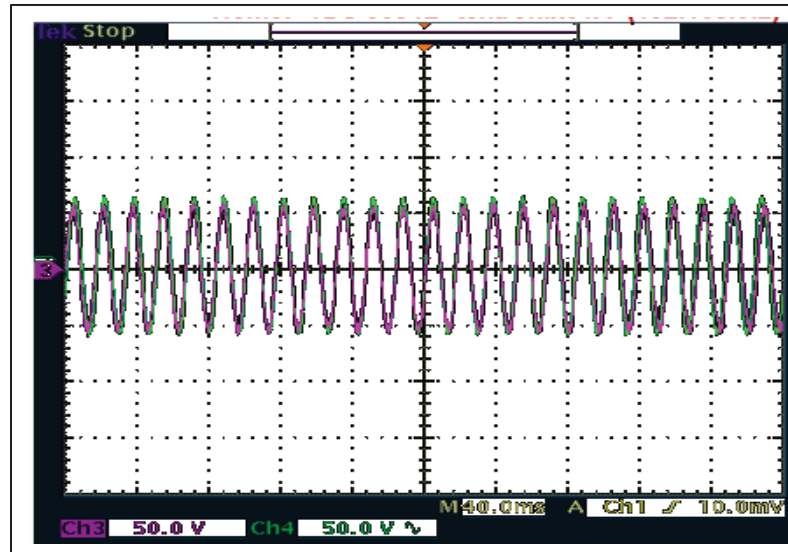


Figure 4.12 Résultat expérimental durant le mode îloté. Tension PCC (magenta). Tension du réseau (vert)

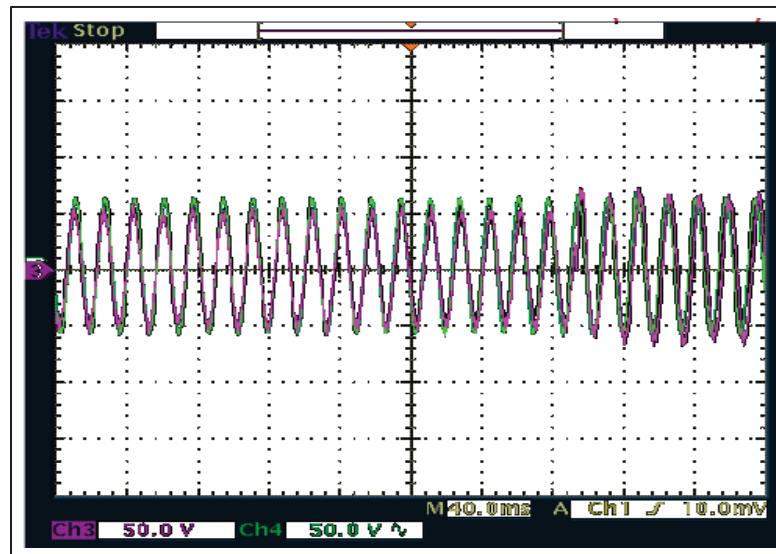


Figure 4.13 Résultat expérimental durant la transition du mode îloté au mode connecté. Tension PCC (magenta). Tension du réseau (vert)

Afin de vérifier la qualité de l'énergie, on a mesuré le THD de la tension PCC et du courant de charge durant le mode îloté (Figure 4.14) et durant le mode connecté (Figure 4.15). On remarque que le THD de la tension PCC et du courant de la charge sont de 2.3%. Cela prouve que la méthode proposée permet d'obtenir moins de distorsion, et donc, un meilleur THD.

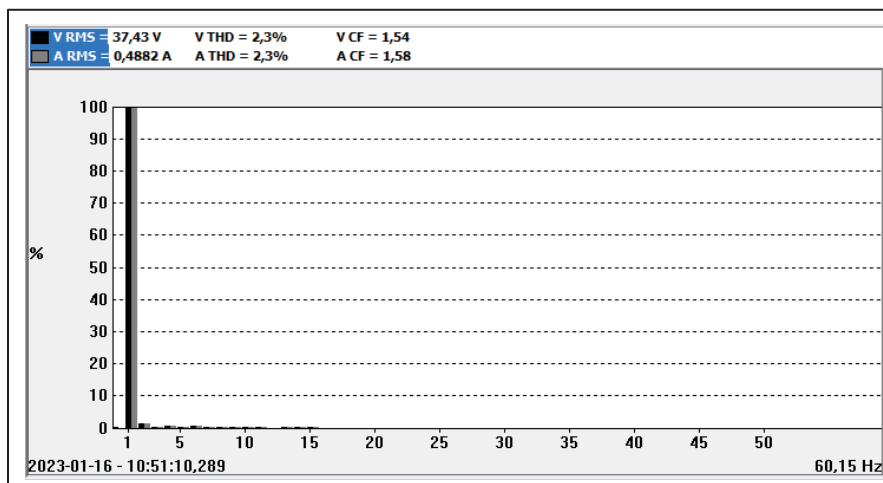


Figure 4.14 Résultat expérimental du THD de la tension PCC et du courant de la charge durant le mode îloté

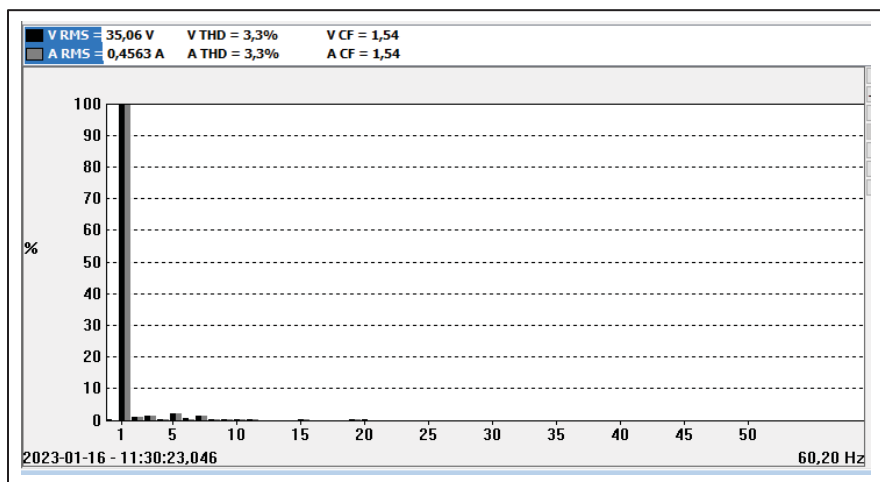


Figure 4.15 Résultat expérimental du THD de la tension PCC et du courant de la charge durant le mode connecté

4.6 Conclusion

Le banc d'essai réalisé montre que la commande proposée possède une dynamique plus rapide et une meilleure stabilité. Durant le mode îloté, l'ADRC proposée est capable de maintenir la tension au PCC stable avec une erreur négligeable en régime permanent. De plus, elle assure une transition souple et stable lors de la connexion et la déconnexion du réseau principal.

Il serait intéressant d'implémenter la commande DVI pour comparer ces résultats avec l'ADRC et de réaliser un banc d'essai avec un PV et un groupe de batterie. Cependant, ce type de développement est limité par le nombre d'équipements nécessaires.

CONCLUSION

Dans cette thèse, la commande active par rejet de perturbation a été appliquée à un onduleur d'un micro-réseau pour se comporter comme une source de tension en mode îloté mais en source de courant en mode connecté. En conséquence, l'onduleur fonctionne en mode connecté et îloté et assure une souplesse et une robustesse durant les différentes transitions d'un mode à l'autre.

L'analyse théorique a été validée par des simulations grâce à Matlab/Simulink. La commande proposée a été comparée à la commande conventionnelle DVI basée sur le statisme et la boucle d'impédance virtuelle dans le cas d'un onduleur alimenté par une tension continue constante. D'autre part, l'ADRC a été appliquée à un onduleur alimenté par un PV et un groupe de batteries pour valider son efficacité et sa robustesse. Toutefois, il a été montré que la technique proposée nécessite moins de boucles de contrôles et est donc mieux adaptée aux applications en temps réel.

De plus, une validation expérimentale de la commande proposée a été réalisée avec succès à l'aide d'un microcontrôleur TI C2000 DSP TMS320F28335.

Les résultats de simulation et expérimentaux obtenus démontrent ce qui suit :

- La commande proposée permet à l'onduleur de fonctionner comme une source de tension en mode îloté et comme une source de courant en mode connecté avec une meilleure qualité d'énergie, vérifiant ainsi l'efficacité et la faisabilité de la mise en œuvre de l'ADRC.
- Elle offre d'excellentes performances avec la même structure de commande dans les deux modes de fonctionnement. De plus, la flexibilité de la transition avec la méthode proposée est assurée sans algorithme de détection d'îlotage ni de synchronisation avec moins de capteurs de mesure. Ces caractéristiques augmentent la fiabilité et la robustesse du système.
- La validation expérimentale de la méthode proposée a démontré qu'une mise en œuvre réelle utilisant un DSP est facile à réaliser.

- Les résultats de la simulation montrent que la commande proposée améliore la vitesse, la robustesse et la stabilité du micro-réseau par rapport à la commande DVI.
- La régulation de la tension et de la fréquence est excellente et la charge locale est satisfaite durant le mode îloté, même en cas de panne involontaire du réseau électrique.
- Assure une grande robustesse aux variations de charge en mode îloté.
- La stabilité de l'ADRC a été analysée, ce qui démontre qu'elle peut rester stable même quand le micro-réseau est soumis à plusieurs perturbations, notamment : la variation de l'inductance côté réseau, la diminution et l'augmentation de la demande de charge, et la transition d'un mode de fonctionnement à l'autre.
- Les performances transitoires sont meilleures par rapport à la DVI.
- La validité d'une application industrielle facile et sûre est confirmé par l'application de l'ADRC proposée à un onduleur alimenté avec un PV et un groupe de batteries.

RECOMMANDATIONS

Bien que les résultats de simulation et expérimentaux présentés dans ce rapport démontrent de meilleures performances en régime permanent et transitoire et assurent une robustesse en cas de perturbation quelconque, certaines recommandations peuvent être suggérées pour élargir l'application de l'ADRC et valider son intérêt dans les micro-réseaux.

À l'avenir, cette recherche pourrait être étendue aux recherches futures par l'application de la commande à un micro-réseau avec plusieurs onduleurs en parallèle, donc plusieurs GDs notamment des batteries de stockage, des panneaux photovoltaïques et des éoliens. De plus, l'étude de la charge et décharge des véhicules électriques est un sujet remarquable qui mérite des recherches plus approfondies en utilisant la méthode ADRC proposée. Mais également, il serait important d'analyser et d'assurer une meilleure gestion de l'énergie entre différents générateurs distribués en parallèle pour assurer une meilleure optimisation.

Vu qu'il existe plusieurs types de charge, on pourrait analyser et valider les performances et la robustesse de la commande proposée dans le cas des charges non linéaires.

BIBLIOGRAPHIE

- 1547-2018. (2018). *Photovoltaics, D.G.; Storage, E. - IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces* (Vol. 19). Piscataway, NJ, USA.
- Abdeldjabar, B., Dianguo, X., Wang, X., & Blaabjerg, F. (2016). Robust active damping control of LCL filtered grid connected converter based active disturbance rejection control. *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, (pp. 2661-2666). Hefei, China.
- Abdelgawad, H., & Sood, V. K. (2020). A Comprehensive Review on Microgrid Architectures for Distributed Generation. *IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, (pp. 1-8). Montreal, QC,.
- Abd-Elkader, A. G., Saleh, S. M., & Eiteba, M. M. (2018). A passive islanding detection strategy for multi-distributed generations. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 146-155.
- Agorreta, J. L., Borrega, M., Lopez, J., & Marroyo, L. (2011). Modeling and control of n - paralleled grid-connected inverters with LCL filter coupled due to grid impedance in PV plants. *IEEE Trans. Power Electron.*, 770-785.
- Ahmed, H., Biricik, S., & Benbouzid, M. (2021). Linear Kalman Filter-Based Grid Synchronization Technique: An Alternative Implementation. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 3847-3856.
- Aillane, A., Dahech, K., Chrifi-Alaoui, L., Chouder, A., Damak, T., Hadjkaddour, A., & Bussy, P. (2023). The Design and Processor-In-The-Loop Implementation of a Super-Twisting Control Algorithm Based on a Luenberger Observer for a Seamless Transition between Grid-Connected and Stand-Alone Modes in Microgrids. *Energies*, 3878.
- Ali, Z., Christofides, N., Hadjidemetriou, L., Kyriakides, E., Yang, Y., & Blaabjerg, F. (2018). Three-phase phase-locked loop synchronization algorithms for grid-connected renewable energy systems: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 434-452.
- Alsaif, A., Miao, Z., & Fan, L. (2019). Comparison of Islanding and Synchronization for a Microgrid with Different Converter Control. *North American Power Symposium (NAPS), Wichita, KS, USA*, (pp. 1-6).
- Azim, R., Li, F., Xue, Y., Starke, M., & Wang, H. (2017). An islanding detection methodology combining decision trees and Sandia frequency shift for inverter-based distributed generations. *IET Generation, Transmission and Distribution*, 4104-4113.

- Babu, B. C., Sridharan, K., Rosolowski, E., & Leonowicz, Z. (2014). Analysis of SDFT based phase detection system for grid synchronization of distributed generation systems. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 270-278.
- Barkat, F., Cheknane, A., Guerrero, J. M., Lashab, A., Istrate, M., Gavrilas, M., . . . Banu, I. V. (2023). Review, analysis, and performance evaluation of the most common four active methods for islanding detection in grid-connected photovoltaic systems. *Electric Power Systems Research*, 108909.
- Batarseh, I., Siri, K., & Lee, H. (1994). Investigation of the output droop characteristics of parallel-connected dc-dc converters. *Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist Conference*, 2, pp. 1342–1351. Taiwan.
- Beck, H. P., & Hesse, R. (2007). Virtual synchronous machine. *International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, (pp. 1-6). Barcelona Spain.
- Bei, T.-Z. (2017). Accurate active islanding detection method for grid-tied inverters in distributed generation. *IET Renewable Power Generation*, 1633-1639.
- Benrabah, A., Xu, D., & Gao, Z. (2018). Active disturbance rejection control of LCL-filtered grid-connected inverter using Padé approximation. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 6179-6189.
- Bouknadel, A., Ikken, N., Haddou, A., Tariba, N.-E., Omari, H. E., & Omari, H. E. (2019). A new SOGI-PLL method based on fuzzy logic for grid connected PV inverter. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 2264-2273.
- Buduma, P., Das, M. K., Naayagi, R. T., Mishra, S., & Panda, G. (2022). Seamless Operation of Master–Slave Organized AC Microgrid With Robust Control, Islanding Detection, and Grid Synchronization. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 58(5), 6724-6738.
- Castañeda, L. A., Luviano-Juárez, A., & Chairez, I. (2015). Robust Trajectory Tracking of a Delta Robot Through Adaptive Active Disturbance Rejection Control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1387 - 1398.
- Chakraborty, S., Park, J., & Saraswat, G. (2023). Emergency Power Supply System for Critical Infrastructures: Design and Large Scale Hardware Demonstration. *IEEE Access*, 11, 114509-114526.
- Chakraborty, S., Patel, S., Saraswat, G., Maqsood, A., & Salapaka, M. V. (2024). Seamless Transition of Critical Infrastructures Using Droop-Controlled Grid-Forming Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 71(2), 1535-1546.
- Chandorkar, M. C., Divan, D. M., & Adapa, R. (1993). Control of parallel connected inverters in standalone ac supply systems. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 136–143.

- Chowdhury, S., Chowdhury, S. P., & Crossley, P. (2009). *Microgrids and Active Distribution Networks*. London, U.K.: IET.
- Cobreces, S., Bueno, E., Rodriguez, F. J., Huerta, F., & Rodriguez, P. (2007). Influence analysis of the effects of an inductive-resistive weak grid over L and LCL filter current hysteresis controllers. *Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, (pp. 1-10).
- Das, H. S., Li, S., Lu, B., & Wang, J. (2022). Virtual Dynamic Grid Impedance and Its Impacts on Harmonics and Stability of Inverter Based Resources Plant. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15469-15481.
- Das, P., Ghore, S., & Biswal, M. (2020). Comparative Assessment of Various Islanding Detection Methods for AC and DC Microgrid. *First International Conference on Power, Control and Computing Technologies (ICPC2T)*, (pp. 396-400). Raipur, India.
- Delghavi, M. B., & Yazdani, A. (2019). Sliding-Mode Control of AC Voltages and Currents of Dispatchable Distributed Energy Resources in Master-Slave-Organized Inverter-Based Microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 10(1), 980-991.
- Dervis, K., & Kaya, E. (2019). Adaptive network based fuzzy inference system (ANFIS) training approaches: a comprehensive survey. *Artificial Intelligence Review*, 2263-2293.
- Divya, K., & Oestergaard, J. (2009). Battery energy storage technology for power systems—An overview. *Electr. Power Syst. Res. J.*, 79(4), 511-520.
- Du, X., Liu, Y., Wang, G., Sun, P., Tai, H.-M., & Zhou, L. (2015). Three-phase grid voltage synchronization using sinusoidal amplitude integrator in synchronous reference frame. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 861-872.
- Ellabban, O., Abu-Rub, H., & Blaabjerg, F. (2014). Renewable energy resources: Current status future prospects and their enabling technology. *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 39, 748-764.
- Farhan, M. A., & K, S. S. (2017). Mathematical morphology-based islanding detection for distributed generation. *IET Generation, Transmission and Distribution*, 3449-3457.
- Fratlicelli, J. M. (2012). *Tutoriel de génération de code Simulink pour générer du code C à partir de modèles Simulink à l'aide de Simulink Coder*. NASA MARSHALL SPACE FLIGHT CENTER .
- Gao, Z. (2003). Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning. *Proc. 2003 Amer. Control Conf.* Denver, CO, USA.
- Glöckler, C., Duckwitz, D., & Welck, F. (2017). Virtual synchronous machine control with virtual resistor for enhanced short circuit capability. *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe*, (pp. 1-6). Turin, Italy.

- Golestan, S., Guerrero, J. M., & Vasquez, J. C. (March 2017). Three-Phase PLLs: A Review of Recent Advances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3), 1894-1907.
- Guerrero, J. M., Vasquez, J. C., Matas, J., Castilla, M., & Vicuna, L. G. (2009). Control Strategy for Flexible Microgrid Based on Parallel Line-Interactive UPS Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 726 - 736.
- Guerrero, J. M., Vasquez, J. C., Matas, J., Vicuna, L. G., & Castilla, M. (2010). Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 158 - 172.
- Guerrero, J. M., Vicuna, L. G., Matas, J., Castilla, M., & Miret, J. (2004). A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19, 1205-1213.
- Guerrero-Rodríguez, N., Rey-Boué, A., Lucas, L. H.-d., & Martínez-Rodrigo, F. (2015). Control and synchronization algorithms for a grid-connected photovoltaic system under harmonic distortions, frequency variations and unbalances. *Renewable Energy*, 380-395.
- Guo, Z., Sha, D., & Liao, X. (2014). Voltage magnitude and frequency control of three-phase voltage source inverter for seamless transfer. *IET Power Electron.*, 7(1), 200-208.
- Haider, R., Kim, C. H., Ghanbari, T., & Bukhari, S. B. (2018). Harmonic-signature-based islanding detection in grid-connected distributed generation systems using Kalman filter. *IET renewable Power Generation*, 1822- 1813.
- Han, J. (1995). *Nonlinear state error feedback control law-NLSEF*. Hong-Kong: Chinese Univ Pr.
- Han, J. (2009). From PID to active disturbance rejection control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 900 - 906.
- Hu, H., Xiao, S., & Shen, H. (2021). Modified Linear Active Disturbance Rejection Control for Uncertain Robot Manipulator Trajectory Tracking. *Mathematical Problems in Engineering*, 13(12), 8892032.
- Hussain, A., Kim, C. -H., & Mehdi, A. (2021). A Comprehensive Review of Intelligent Islanding Schemes and Feature Selection Techniques for Distributed Generation System. *IEEE Access*, 146603-146624.
- IEEE, S. (2018). IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces.
- J. Sun, J. Y. (2019). Sampled-data-based event-triggered active disturbance rejection control for disturbed systems in networked environment. *IEEE Trans. Cybern.*, 556-566.

- Jia, K., Wei, H., Bi, T., Thomas, D. W., & Sumner, M. (2017). An Islanding Detection Method for Multi-DG Systems Based on High-Frequency Impedance Estimation. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 74 - 83.
- Kim, M.-S., Haider, R., & Cho, G.-J. (2019). Comprehensive Review of Islanding Detection Methods for Distributed Generation Systems. *Energies*, 837.
- Kroposki, B., Johnson, B., Zhang, Y., Gevorgian, V., Denholm, P., Hodge, B.-M., & Hannegan, B. (2017). Achieving a 100% Renewable Grid: Operating Electric Power Systems with Extremely High Levels of Variable Renewable Energy. *IEEE Power and Energy Magazine*, 61 - 73.
- Lakomy, K., Giernacki, W., Michalski, J., & Madonski, R. (2022). Active Disturbance Rejection Control (ADRC) Toolbox for MATLAB/Simulink. *Electrical Engineering and Systems Science*, 1-43.
- Li, H., Hu, J., Li, Z., & Lu, J. (2018). Smooth switching control strategy for grid-connected and islanding mode of microgrid based on linear active disturbance rejection controller. *Proc. 13th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. (ICIEA)*, (pp. 2578-2583). Wuhan, China.
- Li, X., Zhang, H., Shadmand, M. B., & Balog, R. (2017). Model predictive control of voltage source inverter with seamless transition between islanded and grid-connected operations. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 64(10), 7906-7918.
- Li, Y., Vilathgamuwa, D. M., & Loh, P. C. (2004). Design, analysis, and real-time testing of a controller for multibus microgrid system. *IEEE Trans. Power Electron.*, 1195–1204.
- Li, Z., Cheng, Z., Li, S., Si, J., Gao, J., Dong, W., & Das, H. S. (2022). Virtual Synchronous Generator and SMC-Based Cascaded Control for Voltage-Source Grid-Supporting Inverters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 10(3), 2722-2736.
- Lightner, E. M., & Widergren, S. E. (2010). An orderly transition to a transformed electricity systems. *IEEE Trans. Smart Grid*, 3-10.
- Liserre, M., Teodorescu, R., & Blaabjerg, F. (2006). Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values. *IEEE Trans. Power Electron.*, 21(1), 263-272.
- Ma, R., Xu, L., Xie, R., Zhao, D., Huangfu, Y., & Gao, F. (2019). Advanced Robustness Control of DC–DC Converter for Proton Exchange Membrane Fuel Cell Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 6389 - 6400.
- Madonski, R., Stanković, M., Shao, S., Gao, Z., Yang, J., & Li, S. (2020). Active disturbance rejection control of torsional plant with unknown frequency harmonic disturbance. *Control Engineering Practice*.

- Matevosyan, J., Sharma, S., Huang, S.-H., Woodfin, D., Ragsdale, K., Moorthy, S., . . . Li, W. (2015). Proposed future Ancillary Services in Electric Reliability Council of Texas. *2015 IEEE Eindhoven PowerTech*, (pp. 1-6). Eindhoven, Netherlands.
- Menezes, T. S., Coury, D. V., & Fernandes, R. A. (2019). Islanding Detection Based on Artificial Neural Network and S-transform for Distributed Generators. *IEEE Milan PowerTech*, (pp. 1-6). Milan, Italy.
- Meng, L., Sanseverino, E. R., Luna, A., Dragicevic, T., Vasquez, J. C., & Guerrero, J. M. (2016). Microgrid supervisory controllers and energy management systems: A literature review. *Renew. Sustain. Energy Rev.*, *60*, 1263-1273.
- Meng, X., Liu, Z., Zheng, H., & Liu, J. (2020). A Universal Controller Under Different Operating States for Parallel Inverters With Seamless Transfer Capability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9794-9812.
- Meyers, T., & Mather, B. (2021). Time Disciplined Non-PLL Active Synchronization for Grid Forming Inverters. *IEEE Texas Power and Energy Conference (TPEC)*, College Station, TX, USA.
- Milan, F., Dörfler, F., Hug, G., Hill, D. J., & Verbič, G. (2018). Foundations and Challenges of Low-Inertia Systems. *Power Systems Computation Conference (PSCC)*, (pp. 1-25). Dublin, Ireland.
- Milligan, M., Frew, B., Kirby, B., Schuerger, M., Clark, K., Lew, D., . . . Tsuchida, B. (2015). Alternatives No More: Wind and Solar Power Are Mainstays of a Clean, Reliable, Affordable Grid. *IEEE Power and Energy Magazine*, 78-87.
- Mohamed, Y. A.-R. (2011). Mitigation of converter-grid resonance grid-induced distortion parametric instabilities in converter-based distributed generation. *IEEE Trans. Power Electron.*, *26*(3), 983-996.
- Nale, R., & Biswal, M. (2017). Comparative assessment of passive islanding detection techniques for microgrid. *International Conference on Innovations in Information, Embedded and Communication Systems*, (pp. 1-5). Coimbatore, India.
- P. Sun, H. X., & Cao, J. (2023). Dynamic Interaction Analysis and Damping Control Strategy of Hybrid System With Grid-Forming and Grid-Following Control Modes. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1639-1649.
- Panigrahi, B. K., Bhuyan, A., Shukla, J., Ray, P. K., & Pati, S. (2021). A comprehensive review on intelligent islanding detection techniques for renewable energy integrated power system. *International Journal of Energy Research*, *45*(10), 14085–14116.
- Panigrahi, B. K., Ray, P. K., Rout, P. K., Mohanty, A., & Mishra, D. K. (2017). Advanced Signal Processing and Soft Computing Techniques Based Islanding Detection: A Review. *International Journal of Control Theory and Applications*, 470 -461.

- Parhizi, S., Lotfi, H., Khodaei, A., & Bahrarnirad, S. (2015). State of the art in research on microgrids: A review. *IEEE Access*, 3, 890-925.
- Perez, M. A., Espinoza, J. R., Moran, L. A., Torres, M. A., & Araya, E. A. (2008). A Robust Phase-Locked Loop Algorithm to Synchronize Static-Power Converters With Polluted AC Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2185-2192.
- Poolla, B. K., Bolognani, S., & Dörfler, F. (2017). Optimal Placement of Virtual Inertia in Power Grids. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 6209 - 6220.
- Raza, S., Mokhlis, H., Arof, H., Laghari, J., & Wang, L. (2015). Application of signal processing techniques for islanding detection of distributed generation in distribution network: A review. *Energy Conversion and Management*, 624 -613.
- Ribeiro, P., Johnson, B., Crow, M., Arsoy, A., & Liu, Y. (2001). Energy storage systems for advanced power applications. *Proceedings of the IEEE*, 89(12), 1744-1756.
- Rocabert, J., Luna, A., Blaabjerg, F., & Rodriguez, P. (2012). Control of power converters in AC microgrids. *IEEE Trans Power Electron*, 4734-4749.
- Sajadian, S., & Ahmadi, R. (2017). Model predictive control of dual-mode operations Z-source inverter: Islanded and grid-connected. *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Cincinnati, OH, USA.
- Santos, B. d., Araújo, R. E., Varajão, D., & Pinto, C. (2013). Rapid Prototyping Framework for real-time control of power electronic converters using simulink. *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Vienna, Austria.
- Shakerighadi, B., Johansson, N., Eriksson, R., Mitra, P., Bolzoni, A., Clark, A., & Nee, H.-P. (2023). An overview of stability challenges for power-electronic-dominated power systems: The grid-forming approach. *IET Gener. Transmiss. Distrib.*, 17(2), 284-306.
- Shen, S., & Xu, J. (2021). Adaptive neural network-based active disturbance rejection flight control of an unmanned helicopter. *Aerosp. Sci. Technol.*, 107062.
- Sira-Ramírez, H., Luviano-Juárez, A., Ramírez-Neria, M., & Zurita-Bustamante, E. (2017). *Active Disturbance Rejection Control of Dynamic Systems*. United States: Butterworth-Heinemann.
- Smith, A., & Katz, R. (2013). US billion-dollar weather and climate disasters: data sources, trends, accuracy and biases. *Natural Hazards*, 378-410.
- Srikanth, M., Kumar, Y. V., Amir, M., Mishra, S., & Iqbal, A. (2023). Improvement of Transient Performance in Microgrids: Comprehensive Review on Approaches and Methods for Converter Control and Route of Grid Stability. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, 4, 534-572.

- Srinivas, V. L., Singh, B., & Mishra, S. (2020). Seamless Mode Transition Technique for Virtual Synchronous Generators and Method Thereof. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 16(8), 5254-5266.
- Su, X., Han, M., Guerrero, J. M., & Sun, H. (2015). Microgrid Stability Controller Based on Adaptive Robust Total SMC. *Energies*, 8(3), 1784-1801.
- Su, Y., Ge, X., Xie, D., & Wang, K. (2020). An active disturbance rejection control-based voltage control strategy of single-phase cascaded H-bridge rectifiers. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 5182-5193.
- Sun, J. (2011). Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters. *IEEE Trans. Power Electron.*, 3075-3078.
- Talapur, G. G., Suryawanshi, H. M., Xu, L., & Shitole, A. B. (2018). A reliable micro-grid with seamless transition between grid connected and islanded mode for residential community with enhanced power quality. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 54(5), 5246-5255.
- Tan, K. -H., & Tseng, T. -Y. (Oct. 2021). Seamless Switching and Grid Reconnection of Microgrid Using Petri Recurrent Wavelet Fuzzy Neural Network. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 11847-11861.
- Tayab, U. B., Roslan, M. A., Hwai, L. J., & Kashif, M. (2017). A review of droop control techniques for microgrid. *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 717–727.
- Technical Reference Manual for TMS320F28069M TMS320F28068M InstaSPIN-MOTION Software. (2014). 1-57.
- Thiesen, H., Jauch, C., & Gloe, A. (2016). Design of a System Substituting Today's Inherent Inertia in the European Continental Synchronous Area. *Energies*.
- Tran, T. -V., Chun, T. -W., Lee, H. -H., Kim, H. -G., & Nho, E. -C. (Oct. 2014). PLL-Based Seamless Transfer Control Between Grid-Connected and Islanding Modes in Grid-Connected Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 5218-5228.
- Utkarsha, P., & Naidu, N. K. (2024). Seamless transfer of virtual synchronous generator using virtual synchronizing torque controller. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 4488-4497.
- Vasquez, J. C., Guerrero, J. M., Luna, A., & Teodorescu, P. R. (Oct. 2009). Adaptive Droop Control Applied to Voltage-Source Inverters Operating in Grid-Connected and Islanded Modes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(10), 4088-4096, .
- Vasquez, J. C., Guerrero, J. M., Savaghebi, M., Eloy-Garcia, J., & Teodorescu, R. (2013). Modeling, Analysis, and Design of Stationary-Reference-Frame Droop-Controlled Parallel Three-Phase Voltage Source Inverters. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 60(4), 1271-1280.

- Wang, B., Shen, Z., Liu, H., & Hu, J. (2018). Linear ADRC direct current control of grid-connected inverter with LCL filter for both active damping and grid voltage induced current distortion suppression. *IET Power Electronics*, 1748-1755.
- Wang, Y., & Li, Y. (2013). Three-phase cascaded delayed signal cancellation PLL for fast selective harmonic detection. *IEEE Trans Ind Electron*, , 1452-1463.
- Wang, Y., Raza, A., Mohammed, F. P., Ravishankar, J., & Phung, T. (2019). Detection and classification of disturbances in the islanded micro-grid by using wavelet transformation and feature extraction algorithm. *The 7th International Conference on Renewable Power Generation*, (pp. 5286- 5284).
- Wu, Y., Wang, L., Zhang, J., & Li, F. (2019). Path Following Control of Autonomous Ground Vehicle Based on Nonsingular Terminal Sliding Mode and Active Disturbance Rejection Control. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 6379 - 6390.
- X. Meng, J. L., & Liu, Z. (2019). A Generalized Droop Control for Grid-Supporting Inverter Based on Comparison Between Traditional Droop Control and Virtual Synchronous Generator Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 5416-5438.
- Xu, J., Xie, S., & Tang, T. (2014). Improved control strategy with grid-voltage feedforward for LCL-filter-based inverter connected to weak grid. *IET Power Electronics*, 2660–2671.
- Yang, J., Cui, H., Li, S., & Zolotas, A. (2018). Optimized active disturbance rejection control for DC-DC buck converters with uncertainties using a reduced-order GPI observer. *IEEE Trans. Circuits Syst. I Reg. Papers*, 832-841.
- Yao, F., Zhao, J., Li, X., Mao, L., & Qu, K. (2021). RBF Neural Network Based Virtual Synchronous Generator Control With Improved Frequency Stability. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 17(6), 4014-4024.
- Yao, M. C., Matas, J., Guerrero, J. M., & Qian, Z.-M. (2011). Design and Analysis of the Droop Control Method for Parallel Inverters Considering the Impact of the Complex Impedance on the Power Sharing. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(2), 576-588.
- Yin, T., & al. (2020). Impedance-Based Stability Analysis and Stabilization Control Strategy of MMC-HVDC Considering Complete Control Loops. *IEEE Access*, 142900-142915.
- Yu, Y., & Hu, X. (2019). Active Disturbance Rejection Control Strategy for Grid-Connected Photovoltaic Inverter Based on Virtual Synchronous Generator. in *IEEE Access*, 17328-17336.
- Zhang, H., Xian, J., Shi, J., Wu, S., & Ma, Z. (2020). High performance decoupling current control by linear extended state observer for three-phase grid-connected inverter with an LCL filter. *IEEE Access*, 13119-13127.

- Zheng, H., Liu, Z., An, R., Liu, J., Wu, T., & Lin, Z. (2023). An Islanding Detection Method Using Synchronized Small-AC-Signal Injection for Grid-Forming Inverters in Microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(5), 5816-5831.
- Zhiqiang, G. (2003). Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning. *Proc. 2003 Amer. Control Conf.*, (pp. 4989-4996). Denver, CO, USA.
- Zhou, L., Chen, Y., Luo, A., Guerrero, J. M., Zhou, X., Chen, Z., & Wu, W. (2016). Robust two degrees-of-freedom single-current control strategy for LCL-type grid-connected DG system under grid-frequency fluctuation and grid-impedance variation. *IET Power Electronics*, 9(14), 2682-2691.
- Zhuo, S., Gaillard, A., Guo, L., Xu, L., Paire, D., & Gao, F. (2019). Active disturbance rejection voltage control of a floating interleaved DC–DC boost converter with switch fault consideration. *IEEE Trans. Power Electron.*, 12396-12406.