

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

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Institut d'électronique et des télécommunications

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

Filière : ÉLECTRONIQUE

Spécialité : Électronique industrielle

Par

➤ **SEMAOUI Mohammed**

➤ **BENYAMMI Halim**

Intitulé

***Commande prédictive d'un onduleur monophasé à filtre LC dédié aux
systèmes autonomes d'énergies renouvelables***

Soutenu le : 09/06/2026

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>M.SAHLI Abdeslam</i>	<i>MCB</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. TALBI Billel</i>	<i>MCA</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M.MANSSOURI Houssam eddin</i>	<i>Doctorant</i>	<i>Co-encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M.BENTOUHAMI Laarafi</i>	<i>MCB</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2025/2026

Dédicace

Je dédie ce travail à mes chers parents, qui ont toujours été ma source de force, de patience et de motivation. Votre amour, vos sacrifices et vos prières m'ont accompagné tout au long de mon parcours.

À ma famille, pour son soutien, sa confiance et ses encouragements dans les moments faciles comme dans les moments difficiles.

À mes amis, pour leur présence, leur aide et les bons moments partagés durant ces années d'études.

À toutes les personnes qui ont cru en moi et qui m'ont encouragé à continuer, je vous adresse ma profonde gratitude.

Enfin, je dédie ce travail à moi-même, pour les efforts fournis, la patience et la persévérance malgré les difficultés rencontrées.

SEMAOUI Mohammed

C'est avec une profonde reconnaissance que je dédie ce projet de fin d'études.

À mes chers parents, piliers de ma vie, pour leurs sacrifices, leur patience et leurs prières, qui m'ont toujours donné la force d'avancer.

À ma famille, à mes frères et sœurs, pour leur affection, leur soutien et leur présence.

À mon cher binôme, pour cette collaboration sincère, le partage des efforts et la persévérance qui ont marqué ce travail.

À mes fidèles amis et à toute la promotion d'Électronique Industrielle, je dédie ce travail avec mes sincères souhaits de réussite.

BENYAMMI Halim

Remerciements

Avant tout, nous remercions Allah, le Tout-Puissant, de nous avoir accordé la force, la patience et la persévérance nécessaires pour mener à bien ce travail.

Nous adressons nos sincères remerciements à notre encadreur, Dr. TALBI Billel, ainsi qu'à M. MANSOURI Houssam Eddin, pour leurs précieux conseils, leur disponibilité et leur accompagnement tout au long de ce projet.

Nous remercions également les honorables membres du jury pour l'intérêt qu'ils portent à notre travail en acceptant de l'évaluer.

Nos remerciements s'adressent aussi à l'ensemble des enseignants du Département d'Électronique Industrielle pour la qualité de leur enseignement et leur contribution à notre formation.

Nous adressons nos sincères remerciements à l'Université de Sétif pour son accueil ainsi que pour les ressources matérielles et les équipements techniques mis à notre disposition, qui ont contribué à la réalisation de la partie expérimentale de ce travail.

Enfin, nous exprimons notre profonde gratitude à nos familles pour leur soutien, leur patience et leurs encouragements, ainsi qu'à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce mémoire.

Table des matières

Table des figures	vi
Liste des tableaux	ix
Liste des Symboles	x
Liste des Acronymes	xi
Introduction générale	1
I Généralités sur les systèmes autonomes à énergies renouvelables	2
I.1 Introduction	2
I.2 Systèmes autonomes à énergies renouvelables	3
I.2.1 Définitions et concepts	3
I.2.2 Structure générale d'un système autonome	4
I.3 Différentes sources d'énergies renouvelables	6
I.3.1 Énergie solaire photovoltaïque	6
I.3.2 Énergie éolienne	6
I.3.3 Énergie hydraulique	7
I.3.4 Biomasse	8
I.3.5 Systèmes hybrides	8
I.4 Convertisseurs électroniques de puissance dans les systèmes autonomes	9
I.4.1 Convertisseurs DC-DC	9
I.4.1.1 Hacheur Buck	10
I.4.1.2 Hacheur Boost	10
I.4.1.3 Hacheur Buck-Boost	10
I.4.2 Convertisseurs AC-DC	11
I.4.3 Convertisseurs DC-AC	11
I.5 Techniques de commande des convertisseurs de puissance	12
I.5.1 Commandes classiques linéaires	12
I.5.2 Commande par hystérésis	13
I.5.3 Commandes non linéaires robustes	13
I.5.4 Modulation de largeur d'impulsion	13

I.5.5	Commande prédictive	13
I.6	Conclusion	14
II	Commandes prédictives d'un onduleur monophasé à filtre LC	15
II.1	Introduction	15
II.2	Modélisation de l'onduleur monophasé avec filtre LC	16
II.2.1	Modèle de l'onduleur	16
II.2.2	Modèle du filtre LC	18
II.2.2.1	Dimensionnement du filtre LC par le diagramme de Bode	21
II.3	Commande prédictive à ensemble fini de commande	25
II.3.1	Principe de la commande prédictive à ensemble fini de commande	26
II.3.2	Algorithme de commande	28
II.3.3	Résultats de simulation	30
II.3.3.1	Fonctionnement en régime permanent	32
II.3.3.2	Réponse à une variation de la référence	34
II.3.3.3	Réponse à une variation de charge	36
II.4	Commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov	38
II.4.1	Principe de la commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov	39
II.4.2	Algorithme de commande	42
II.4.3	Résultats de simulation	44
II.4.3.1	Fonctionnement en régime permanent	44
II.4.3.2	Réponse à une variation de la référence	46
II.4.3.3	Réponse à une variation de charge	48
II.5	Étude comparative	50
II.6	Conclusion	51
III	Implémentation expérimentale sur dSPACE DS1104	52
III.1	Introduction	52
III.2	Description du banc d'essai expérimental	52
III.2.1	Éléments d'alimentation	53
III.2.2	L'onduleur et le filtre LC	55
III.2.3	Éléments de mesure et d'acquisition	58
III.2.4	Unité de commande et de traitement	60
III.3	Résultats expérimentaux et discussions	61
III.3.1	Résultats expérimentaux de la commande FCS-MPC	62
III.3.1.1	Fonctionnement en régime permanent	62
III.3.1.2	Réponse à une variation de la référence	63
III.3.1.3	Réponse à une variation de charge	64
III.3.2	Résultats expérimentaux de la commande basée sur Lyapunov	65
III.3.2.1	Fonctionnement en régime permanent	65

III.3.2.2 Réponse à une variation de la référence	66
III.3.2.3 Réponse à une variation de charge	67
III.3.3 Étude comparative expérimentale	68
III.3.3.1 Comparaison expérimentale entre la commande FCS-MPC et la commande basée sur Lyapunov	68
III.3.3.2 Comparaison entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux	68
III.4 Conclusion	69
Conclusion générale	70

Table des figures

Figure I.1	Structure générale d'un système autonome à énergies renouvelables .	4
Figure I.2	Schéma de conversion de l'énergie solaire photovoltaïque en électricité pour un système autonome.	6
Figure I.3	Schéma de conversion de l'énergie éolienne en électricité pour un système autonome.	7
Figure I.4	Schéma de conversion de l'énergie hydraulique en électricité pour un système autonome.	7
Figure I.5	Principales voies de conversion de la biomasse pour la production d'énergie électrique et thermique.	8
Figure I.6	Architecture générale d'un système hybride autonome à énergies renouvelables.	9
Figure I.7	Montage d'un hacheur Buck avec switch, diode, inductance, condensateur, résistance et filtre passe-bas LC.	10
Figure I.8	Montage d'un hacheur Boost avec switch, diode, inductance, condensateur, résistance et filtre passe-bas LC.	10
Figure I.9	Montage d'un hacheur Buck-Boost avec switch, diode, inductance, condensateur, résistance et filtre passe-bas LC.	11
Figure I.10	Structure de base d'un onduleur monophasé en pont.	12
Figure II.1	Structure générale du système de conversion d'énergie autonome avec filtre LC	16
Figure II.2	Structure de l'onduleur monophasé en pont complet avec filtre LC . .	16
Figure II.3	Schéma équivalent du filtre LC avec charge résistive	18
Figure II.4	Diagramme de Bode du filtre LC	25
Figure II.5	Principe général de la commande prédictive à ensemble fini	26
Figure II.6	Principe de prédiction sur un horizon fini	27
Figure II.7	Schéma synoptique de la commande FCS-MPC appliquée à l'onduleur monophasé avec filtre LC	29
Figure II.8	Organigramme de l'algorithme FCS-MPC	30

Figure II.9	Modèles de charges utilisés en régime permanent : (a) charge résistive R , (b) charge résistive-inductive RL , (c) charge non linéaire avec pont redresseur, adaptée de [9]	31
Figure II.10	Principe de la variation de charge par ajout d'une résistance R_C en parallèle commandée par un interrupteur	32
Figure II.11	Résultats de simulation de la commande FCS-MPC en régime permanent pour différentes charges.	33
Figure II.12	Réponse dynamique de la commande FCS-MPC lors d'une variation de la référence $20\text{ V} \rightarrow 40\text{ V} \rightarrow 20\text{ V}$ pour différentes conditions de charge.	35
Figure II.13	Réponse dynamique de la commande FCS-MPC lors d'une variation de charge $R_C \rightarrow 50\%R_C \rightarrow R_C$ pour différentes conditions de charge.	37
Figure II.14	Principe de décroissance de la fonction candidate de Lyapunov	39
Figure II.15	Structure générale de la commande prédictive basée sur Lyapunov appliquée à l'onduleur monophasé avec filtre LC	40
Figure II.16	Organigramme de l'algorithme prédictif basé sur Lyapunov	43
Figure II.17	Résultats de simulation de la commande prédictive basée sur Lyapunov en régime permanent pour différentes charges : tension de sortie, erreur de suivi et spectre harmonique	45
Figure II.18	Réponse de la commande prédictive basée sur Lyapunov lors d'une variation de la référence pour différentes charges	47
Figure II.19	Réponse de la commande prédictive basée sur Lyapunov lors d'une variation de charge	49
Figure III.1	Banc d'essai expérimental utilisé pour l'implémentation des commandes prédictives	53
Figure III.2	Source de tension continue principale GW Instek APS-1102A	54
Figure III.3	Alimentation continue auxiliaire GW Instek SPS-1820	55
Figure III.4	Module de puissance IGBT Semikron en configuration pont complet	56
Figure III.5	Inductance et condensateur du filtre de sortie LC	57
Figure III.6	Platine de charge résistive de puissance	57
Figure III.7	Sonde de tension différentielle GW Instek GDP-050	58
Figure III.8	Pince ampèremétrique AC/DC Fluke i310s	59
Figure III.9	Oscilloscope numérique GW Instek GDS-3504	60
Figure III.10	Panneau d'interface frontal de la carte dSPACE DS1104	61
Figure III.11	Résultats expérimentaux de la commande FCS-MPC en régime permanent : (a) charge R , (b) charge RL , (c) charge non linéaire	63

Figure III.12	Réponse expérimentale de la commande FCS-MPC lors d'une variation de référence : (a) charge R , (b) charge RL , (c) charge non linéaire	64
Figure III.13	Réponse expérimentale de la commande FCS-MPC lors d'une variation de charge : (a) charge R , (b) charge RL , (c) charge non linéaire .	65
Figure III.14	Résultats expérimentaux de la commande basée sur Lyapunov en régime permanent : (a) charge R , (b) charge RL , (c) charge non linéaire	66
Figure III.15	Réponse expérimentale de la commande basée sur Lyapunov lors d'une variation de référence : (a) charge R , (b) charge RL , (c) charge non linéaire	67
Figure III.16	Réponse expérimentale de la commande basée sur Lyapunov lors d'une variation de charge : (a) charge R , (b) charge RL , (c) charge non linéaire	67

Liste des tableaux

Tableau II.1	États de commutation de l'onduleur monophasé en pont complet . .	17
Tableau II.2	Paramètres de simulation de l'onduleur monophasé avec filtre LC . .	31
Tableau II.3	Comparaison entre la commande FCS-MPC et la commande prédictive basée sur Lyapunov	50
Tableau III.1	Comparaison expérimentale entre la commande FCS-MPC et la commande basée sur Lyapunov	68
Tableau III.2	Comparaison entre les valeurs du <i>THD</i> obtenues en simulation et en expérimental	69

Liste des Symboles

Symbole	Signification
V_{dc}	Tension du bus continu
v_i	Tension générée par l'onduleur à l'entrée du filtre LC
v_o	Tension de sortie aux bornes de la charge
v_o^*	Tension de référence
i_f	Courant du filtre
i_o	Courant de charge
L_f	Inductance du filtre
C_f	Capacité du filtre
T_s	Période d'échantillonnage
f_s	Fréquence d'échantillonnage
f_c	Fréquence de coupure du filtre
f_0	Fréquence propre du filtre
S_a, S_b	États de commutation de l'onduleur
R_C	Résistance de référence de la charge utilisée pour l'étude de la variation de charge
R	Résistance de charge
g	Fonction de coût
e_v	Erreur de tension
$V(k)$	Fonction candidate de Lyapunov
ΔV	Variation de la fonction de Lyapunov

Liste des Acronymes

Acronyme	Signification
<i>AC</i>	Courant alternatif
<i>DC</i>	Courant continu
<i>PV</i>	Photovoltaïque
<i>LC</i>	Filtre inductance-capacité
<i>MPPT</i>	Suivi du point de puissance maximale
<i>PWM</i>	Modulation de largeur d'impulsion
<i>MLI</i>	Modulation de largeur d'impulsion
<i>MPC</i>	Commande prédictive basée sur le modèle
<i>FCS-MPC</i>	Commande prédictive à ensemble fini de commande
<i>CCS-MPC</i>	Commande prédictive à ensemble continu de commande
<i>THD</i>	Taux de distorsion harmonique totale
<i>PI</i>	Régulateur proportionnel-intégral
<i>PID</i>	Régulateur proportionnel-intégral-dérivé
<i>IGBT</i>	Transistor bipolaire à grille isolée
<i>MOSFET</i>	Transistor à effet de champ métal-oxyde-semi-conducteur

Introduction générale

La demande croissante en énergie électrique, associée aux limites des ressources fossiles et aux préoccupations environnementales, a favorisé le développement des systèmes de production basés sur les énergies renouvelables[1]. Parmi ces systèmes, les architectures autonomes occupent une place importante, notamment dans les sites isolés ou dans les applications où le raccordement au réseau électrique est difficile. Ces systèmes nécessitent une chaîne de conversion fiable, capable d'assurer une alimentation stable et de bonne qualité malgré les variations de la source et de la charge.

Dans une chaîne de conversion autonome, l'onduleur constitue un élément essentiel, car il permet de convertir la tension continue issue du bus DC en une tension alternative destinée à alimenter la charge. Cependant, la tension générée par l'onduleur contient des harmoniques dues aux commutations des interrupteurs de puissance. Pour améliorer la qualité de la tension de sortie, un filtre de type LC est généralement placé entre l'onduleur et la charge[9].

La commande de l'onduleur monophasé avec filtre LC est donc nécessaire pour garantir un bon suivi de la tension de référence et une bonne qualité d'énergie. Les méthodes classiques peuvent présenter certaines limites face aux variations rapides de charge et aux perturbations. Dans ce contexte, la commande prédictive basée sur le modèle constitue une solution intéressante, car elle permet de prédire le comportement futur du système et de choisir l'action de commande la plus appropriée[11].

Dans ce travail, deux stratégies de commande prédictive sont étudiées : la commande prédictive à ensemble fini, appelée FCS-MPC, et la commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov. Ces deux commandes sont appliquées à un onduleur monophasé en pont associé à un filtre de sortie LC . Les performances sont évaluées en régime permanent, lors d'une variation de référence et lors d'une variation de charge.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres. Le premier chapitre présente des généralités sur les systèmes autonomes à énergies renouvelables et les convertisseurs électroniques de puissance. Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de l'onduleur monophasé avec filtre LC et à l'étude des deux commandes prédictives proposées. Le troisième chapitre présente l'implémentation expérimentale sur la carte dSPACE DS1104, le banc d'essai utilisé et les résultats expérimentaux obtenus.

Chapitre I:

Généralités sur les systèmes autonomes à énergies renouvelables

I.1 Introduction

La demande mondiale en énergie augmente continuellement avec le développement des activités industrielles, économiques et domestiques. En parallèle, l'utilisation massive des énergies fossiles pose des problèmes environnementaux importants et contribue à l'épuisement des ressources naturelles. Dans ce contexte, les énergies renouvelables apparaissent comme une solution durable et propre pour la production d'électricité [1].

Les systèmes autonomes à énergies renouvelables permettent d'alimenter des charges sans dépendre directement du réseau électrique principal. Ils sont particulièrement adaptés aux zones isolées, aux sites éloignés et aux applications où le raccordement au réseau est difficile ou coûteux. Dans ce type d'architecture, l'électronique de puissance joue un rôle essentiel, car elle permet d'assurer la conversion, l'adaptation et le contrôle de l'énergie entre la source, le stockage et la charge [2].

La performance d'un système autonome dépend fortement des convertisseurs utilisés et des stratégies de commande adoptées. Une commande appropriée permet d'améliorer la stabilité, la qualité de l'énergie fournie et la réponse du système face aux variations de charge ou de conditions climatiques.

Ce chapitre présente les notions générales relatives aux systèmes autonomes à énergies renouvelables. Il décrit ensuite les principaux convertisseurs électroniques de puissance utilisés dans ces systèmes, puis introduit les techniques de commande appliquées aux convertisseurs afin de préparer l'étude de l'onduleur monophasé à filtre LC .

I.2 Systèmes autonomes à énergies renouvelables

Les systèmes autonomes à énergies renouvelables constituent une solution intéressante pour la production locale de l'énergie électrique, notamment dans les sites isolés ou dans les applications où le raccordement au réseau principal est difficile ou coûteux [2]. Ces systèmes regroupent généralement plusieurs éléments, tels que la source renouvelable, les convertisseurs de puissance, le dispositif de stockage et la charge. Leur objectif principal est d'assurer une alimentation stable et continue malgré les variations de la production et de la demande [3].

Dans cette section, on présente d'abord les définitions et concepts de base liés aux systèmes autonomes. Ensuite, la structure générale de ces systèmes est décrite. Enfin, les principales sources d'énergies renouvelables utilisées dans ce type d'architecture sont présentées.

I.2.1 Définitions et concepts

Un système autonome à énergies renouvelables est un système de production et de gestion de l'énergie conçu pour alimenter une charge locale sans raccordement direct au réseau électrique principal. Ce type de système est également appelé système hors réseau, ou *off-grid*. Son rôle est d'assurer une alimentation électrique fiable, continue et adaptée aux besoins de la charge, à partir de sources renouvelables disponibles localement [2].

Le terme « autonome » signifie que le système fonctionne de manière indépendante du réseau public. Dans ce cas, l'équilibre entre la production et la consommation doit être assuré localement et en temps réel. Cette autonomie impose généralement l'intégration d'un dispositif de stockage, tel qu'une batterie, afin de compenser l'intermittence de certaines sources d'énergie et d'assurer la continuité de l'alimentation [3].

L'autonomie énergétique correspond à la capacité d'un système à couvrir les besoins électriques d'une charge ou d'un site à partir de ses propres ressources locales. Elle dépend de plusieurs facteurs, notamment la puissance installée des sources, la capacité de stockage, le profil de consommation et le rendement global de la chaîne de conversion [3].

D'un point de vue fonctionnel, un système autonome comprend plusieurs sous-ensembles : la source renouvelable, les convertisseurs électroniques de puissance, le stockage d'énergie, l'unité de commande et la charge. Chaque élément remplit une fonction précise dans la chaîne de conversion énergétique. La source fournit l'énergie primaire, les convertisseurs assurent l'adaptation des grandeurs électriques, le stockage stabilise l'alimentation et la commande coordonne l'ensemble pour maintenir de bonnes performances dynamiques [2].

Les systèmes autonomes peuvent être classés selon la nature des sources utilisées, la présence ou non de stockage et le type de charge alimentée. Ils peuvent être dédiés à une charge continue, à une charge alternative ou à une architecture hybride combinant plusieurs sources d'énergie. Un système hybride associe par exemple une source photovoltaïque et une source éolienne afin de compenser les variations de chaque source et d'améliorer la continuité de l'alimentation [1].

Dans tous les cas, l'objectif principal reste le même : garantir une alimentation stable, efficace et de bonne qualité malgré les fluctuations de production et de consommation.

I.2.2 Structure générale d'un système autonome

Un système autonome à énergies renouvelables se décompose en plusieurs blocs fonctionnels interconnectés, chacun assurant une fonction spécifique dans le fonctionnement global de l'ensemble. Son architecture générale comprend généralement une source d'énergie renouvelable, un étage de conversion, un système de stockage, un bus continu, un onduleur, un filtre de sortie et une charge locale.

La Figure I.1 présente une structure générale simplifiée d'un système autonome à énergies renouvelables. Elle permet de visualiser le cheminement de l'énergie depuis la source renouvelable jusqu'à la charge, en passant par les convertisseurs, le stockage, le bus continu et l'onduleur.

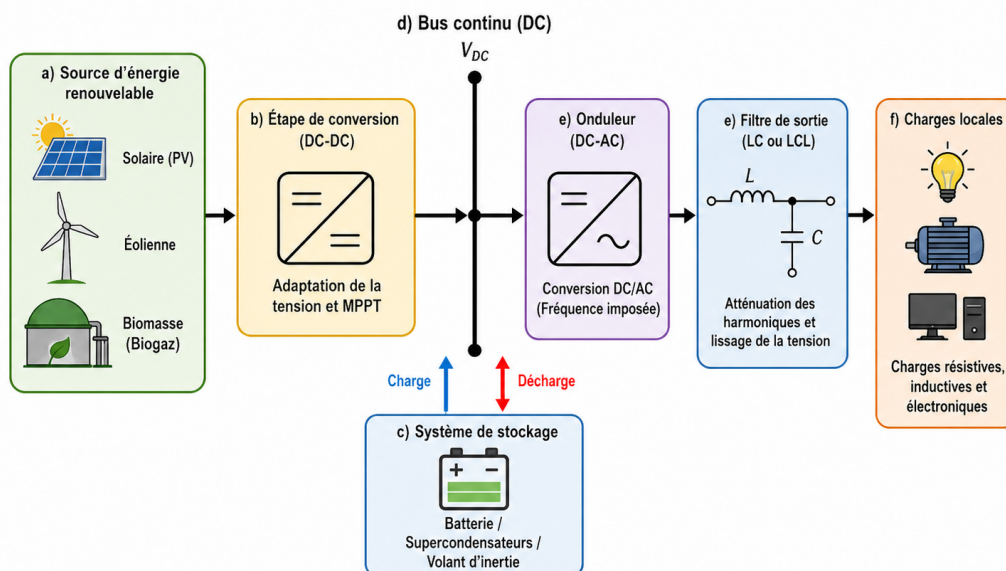


FIGURE I.1 – Structure générale d'un système autonome à énergies renouvelables .

a) La source d'énergie renouvelable

La source d'énergie constitue l'élément fondamental du système autonome, car elle représente l'origine de l'énergie électrique produite. Elle est généralement issue d'une ressource renouvelable disponible localement, comme les générateurs photovoltaïques, les éoliennes ou la biomasse [4].

Ces sources permettent de convertir une forme d'énergie naturelle en énergie électrique. Par exemple, les panneaux photovoltaïques produisent directement de l'électricité à partir de la lumière solaire, tandis que les éoliennes transforment l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique puis électrique [4]. La production peut varier selon l'ensoleillement, la vitesse du vent ou la disponibilité de la ressource.

b) L'étage de conversion

Les convertisseurs électroniques de puissance assurent l'interface entre les différentes parties du système. Ils permettent d'adapter les niveaux de tension et de courant, de convertir l'énergie électrique d'une forme à une autre et d'assurer le transfert d'énergie entre la source, le stockage et la charge [2].

Dans les systèmes photovoltaïques, un convertisseur DC-DC peut mettre en œuvre une stratégie de suivi du point de puissance maximale, appelée MPPT, afin d'exploiter au mieux l'énergie disponible [6]. Selon l'architecture adoptée, le système peut être organisé en un seul étage de conversion ou en deux étages, par exemple avec un convertisseur DC-DC suivi d'un onduleur DC-AC.

c) Le système de stockage

Dans les systèmes autonomes, le stockage est généralement nécessaire pour assurer l'alimentation lorsque la production instantanée ne suffit pas à satisfaire la demande de la charge. Il est souvent assuré par des batteries, qui permettent de stocker l'énergie produite et de la restituer lorsque la production devient insuffisante [4].

d) Le bus continu

Le bus DC relie la source, le stockage et les convertisseurs. Il constitue un point commun de transfert d'énergie dans l'architecture du système et fournit une tension continue à l'onduleur. Sa stabilité est importante, car elle influence le fonctionnement de l'étage de conversion DC-AC.

e) L'onduleur et le filtre de sortie

L'onduleur transforme la tension continue du bus DC en tension alternative destinée à alimenter la charge. Dans les systèmes autonomes, l'utilisation d'un filtre de sortie, souvent de type LC, permet de réduire les harmoniques dues aux commutations des interrupteurs et d'améliorer la qualité de la tension fournie [4].

f) Les charges locales

Les charges locales regroupent l'ensemble des équipements alimentés par le système autonome. Elles peuvent être résistives, inductives ou électroniques sensibles, et exigent une tension stable et adaptée. Le système autonome doit donc assurer une alimentation fiable et de bonne qualité pour répondre aux besoins de ces charges.

Ainsi, le fonctionnement global repose sur la coordination entre la production, la conversion, le stockage, le filtrage et la commande. Cette structure permet d'assurer une alimentation locale stable et adaptée aux besoins de l'application.

I.3 Différentes sources d'énergies renouvelables

Les systèmes autonomes peuvent être alimentés par différentes sources d'énergies renouvelables. Le choix de la source dépend principalement des ressources locales disponibles, de la puissance demandée, du coût d'installation et du niveau de fiabilité recherché [1]. Dans certaines applications, plusieurs sources peuvent être associées afin d'améliorer la continuité de l'alimentation et de réduire les périodes de déficit énergétique.

I.3.1 Énergie solaire photovoltaïque

L'énergie solaire photovoltaïque est produite par la conversion directe du rayonnement solaire en électricité à l'aide de cellules photovoltaïques. Elle constitue une solution très répandue dans les systèmes autonomes, notamment dans les sites isolés, en raison de sa modularité, de sa simplicité d'installation et de sa faible maintenance [4].

Cependant, cette source présente une production intermittente, car elle dépend de l'ensoleillement, de la température et de l'alternance jour/nuit. Pour garantir une alimentation continue, il est souvent nécessaire d'intégrer un dispositif de stockage et un convertisseur DC-DC permettant l'adaptation de l'énergie produite [6].

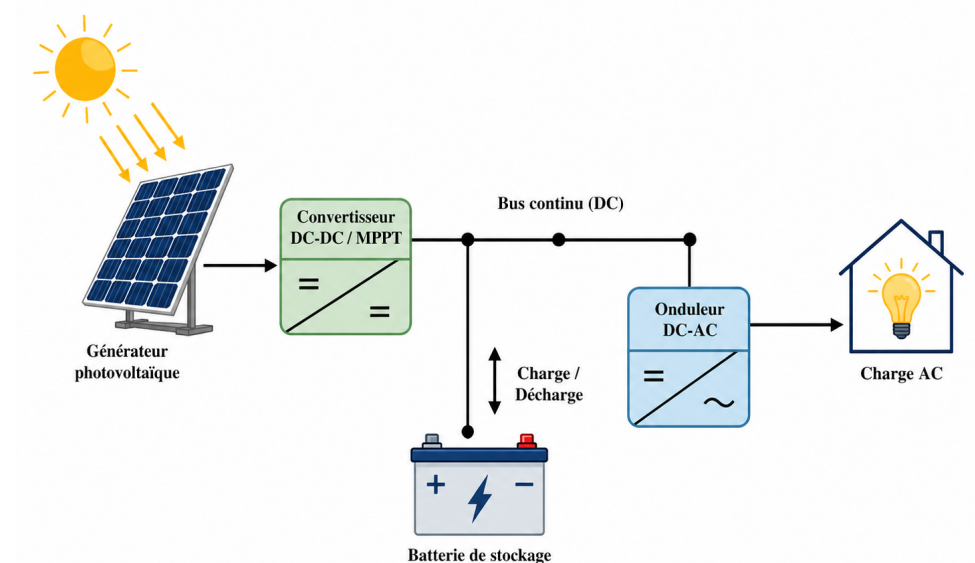


FIGURE I.2 – Schéma de conversion de l'énergie solaire photovoltaïque en électricité pour un système autonome.

I.3.2 Énergie éolienne

L'énergie éolienne exploite l'énergie cinétique du vent pour produire de l'électricité à l'aide d'une turbine couplée à un générateur. Elle peut constituer une source complémentaire intéressante dans les systèmes autonomes, notamment lorsque les conditions de vent sont favorables [4].

La puissance éolienne reste toutefois fortement dépendante de la vitesse et de la régularité du vent. Cette variabilité peut nécessiter l'association avec d'autres sources d'énergie ou avec un système de stockage afin d'assurer une meilleure continuité de service.

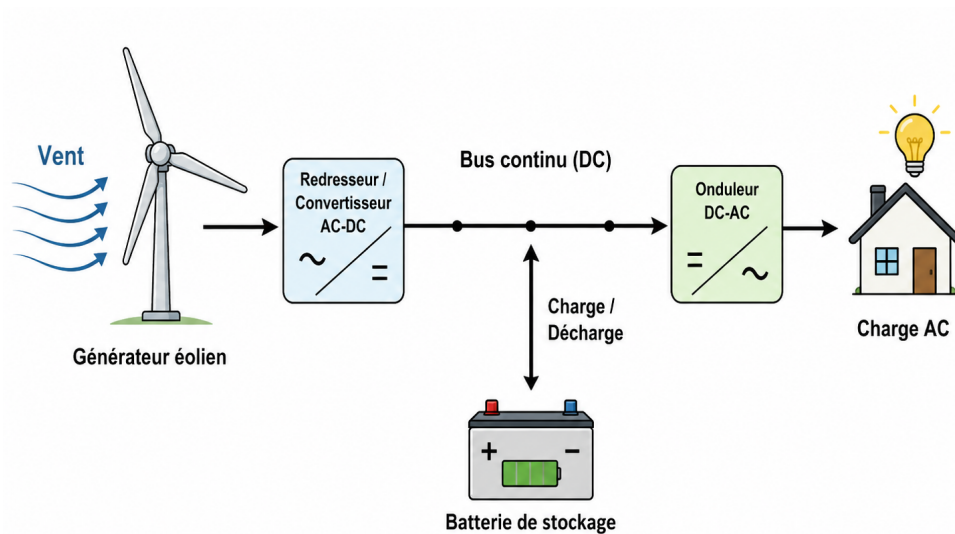


FIGURE I.3 – Schéma de conversion de l'énergie éolienne en électricité pour un système autonome.

I.3.3 Énergie hydraulique

L'énergie hydraulique, notamment sous forme de micro-hydroélectricité, permet de produire de l'électricité à partir de l'énergie potentielle ou cinétique de l'eau. Cette source peut offrir une production relativement stable lorsque la ressource en eau est disponible [4].

Toutefois, son utilisation reste limitée aux sites disposant d'un débit d'eau suffisant et d'une configuration géographique adaptée. Son implantation dépend donc fortement des conditions locales.

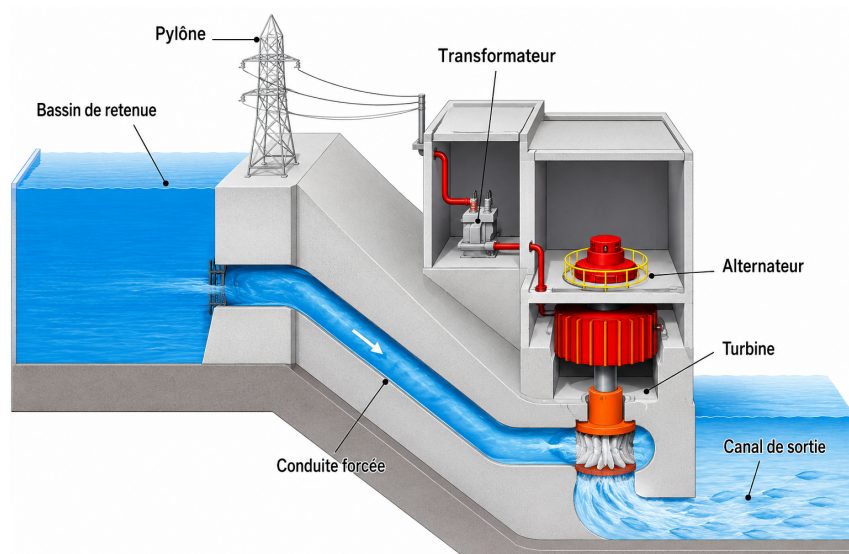


FIGURE I.4 – Schéma de conversion de l'énergie hydraulique en électricité pour un système autonome.

I.3.4 Biomasse

La biomasse regroupe les matières organiques biodégradables provenant notamment de l'agriculture, de l'élevage, des déchets industriels ou municipaux. Elle peut être valorisée par fermentation ou par incinération afin de produire de l'énergie [4].

Elle peut fournir une énergie plus régulière que le solaire ou l'éolien, grâce à différentes voies de conversion : broyage et combustion, gazéification, digestion anaérobie ou pressage/granulation, selon la source de biomasse. Ces procédés permettent de produire à la fois de l'électricité et de la chaleur utile, tout en nécessitant une gestion adaptée des matières premières et une infrastructure de conversion.

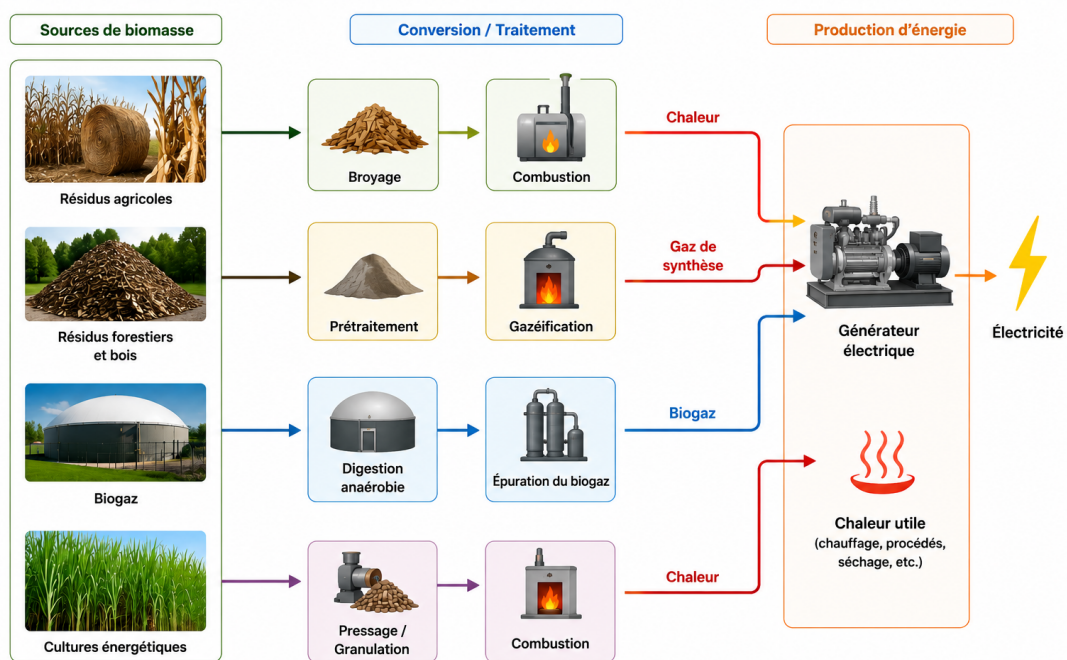


FIGURE I.5 – Principales voies de conversion de la biomasse pour la production d'énergie électrique et thermique.

I.3.5 Systèmes hybrides

Les systèmes hybrides combinent plusieurs sources d'énergies renouvelables afin de compenser l'intermittence de chacune et d'améliorer la fiabilité globale de l'alimentation. Une configuration courante associe, par exemple, une source photovoltaïque à une source éolienne avec un système de stockage [7].

Cette association permet de réduire les déficits énergétiques et d'optimiser l'exploitation des ressources disponibles. En revanche, elle entraîne une augmentation du coût et de la complexité de l'architecture, notamment au niveau de la commande et de la gestion énergétique.

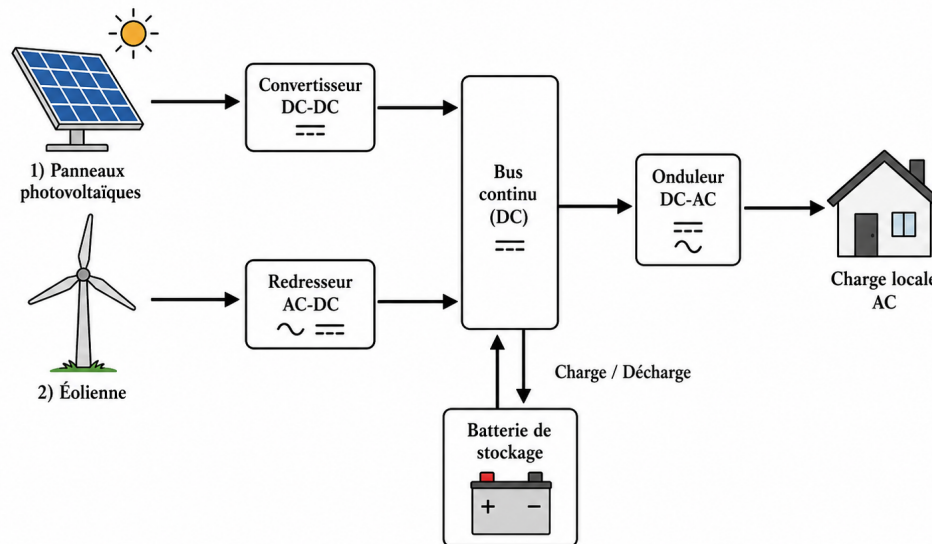


FIGURE I.6 – Architecture générale d'un système hybride autonome à énergies renouvelables.

I.4 Convertisseurs électroniques de puissance dans les systèmes autonomes

Les convertisseurs électroniques de puissance jouent un rôle essentiel dans les systèmes autonomes à énergies renouvelables. Ils permettent d'adapter l'énergie produite par les sources aux besoins des charges et d'améliorer le rendement global du système [8].

Ces convertisseurs assurent l'adaptation des niveaux de tension et de courant, la conversion entre courant continu (DC) et courant alternatif (AC), l'amélioration de la qualité de l'énergie, ainsi que la gestion des flux d'énergie entre la source, le stockage et la charge [8].

Les sources renouvelables, comme le photovoltaïque ou l'éolien, fournissent souvent une énergie variable et intermittente. L'utilisation de convertisseurs adaptés est donc indispensable pour garantir une alimentation stable, fiable et optimisée, tout en assurant l'exploitation maximale des ressources disponibles [8].

I.4.1 Convertisseurs DC-DC

Les convertisseurs DC-DC, également appelés hacheurs, sont utilisés pour adapter la tension continue d'une source aux besoins du système. Ils sont essentiels dans les systèmes autonomes pour assurer une alimentation fiable et optimiser le rendement global [8],[5]. Selon la fonction recherchée, ils peuvent abaisser la tension (Buck), l'élever (Boost) ou effectuer les deux (Buck-Boost). Chaque type est présenté avec son schéma de montage correspondant.

I.4.1.1 Hacheur Buck

Le hacheur Buck est un convertisseur DC-DC qui produit une tension de sortie inférieure à la tension d'entrée. Il est utilisé pour alimenter des dispositifs nécessitant une tension plus faible à partir d'une source continue plus élevée [5].

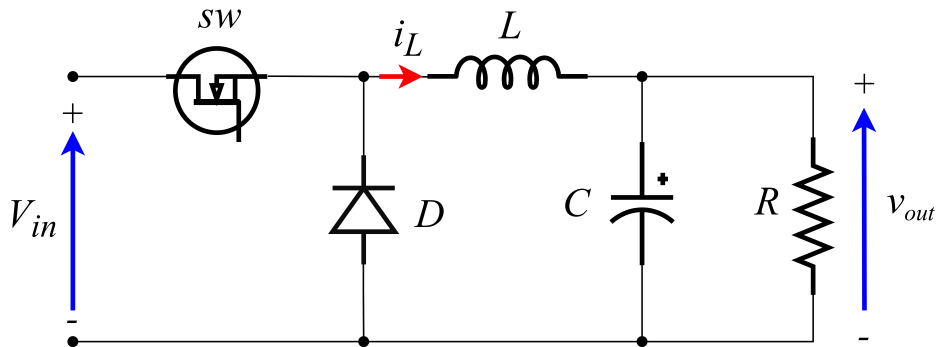


FIGURE I.7 – Montage d'un hacheur Buck avec switch, diode, inductance, condensateur, résistance et filtre passe-bas LC.

I.4.1.2 Hacheur Boost

Le hacheur Boost est un convertisseur DC-DC qui produit une tension de sortie supérieure à la tension d'entrée. Il est utilisé lorsque la tension fournie par la source est inférieure à celle exigée par la charge ou le bus DC, par exemple pour alimenter des LED à partir d'une cellule lithium [5].

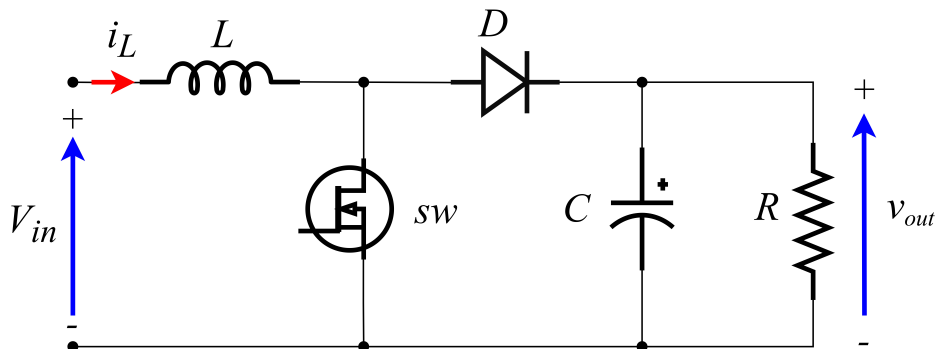


FIGURE I.8 – Montage d'un hacheur Boost avec switch, diode, inductance, condensateur, résistance et filtre passe-bas LC.

I.4.1.3 Hacheur Buck-Boost

Le hacheur Buck-Boost est un convertisseur DC-DC à double fonction : il peut abaisser ou élever la tension selon les besoins et peut fournir des tensions positives ou négatives. Il est utile dans diverses applications où la tension de la source varie ou doit être adaptée aux exigences de la charge [5].

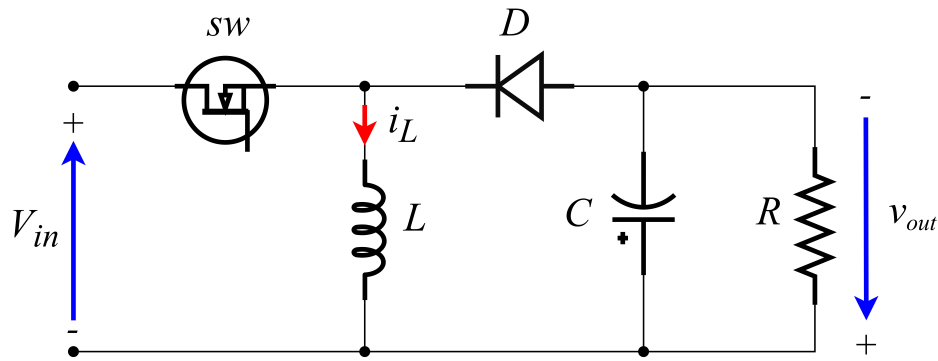


FIGURE I.9 – Montage d'un hacheur Buck-Boost avec switch, diode, inductance, condensateur, résistance et filtre passe-bas LC .

I.4.2 Convertisseurs AC-DC

Les convertisseurs AC-DC, également appelés redresseurs, permettent de transformer une tension alternative en tension continue. Ils sont utilisés lorsque la source d'énergie fournit une tension AC, alors que le système nécessite un bus DC pour le stockage ou pour alimenter d'autres étages de conversion [8].

Dans les systèmes autonomes, ces convertisseurs sont souvent utilisés avec les éoliennes ou les micro-centrales hydrauliques, dont les génératrices produisent une tension alternative variable. Le redresseur permet alors d'adapter cette énergie au bus continu du système.

Selon l'application, les redresseurs peuvent être non commandés, commandés ou actifs. Les redresseurs à diodes sont simples et robustes, tandis que les redresseurs commandés ou actifs offrent une meilleure possibilité de régulation. Ainsi, les convertisseurs AC-DC contribuent à la stabilité du bus DC, à la qualité de conversion et à la continuité de l'alimentation.

I.4.3 Convertisseurs DC-AC

Les convertisseurs DC-AC, ou onduleurs, transforment une tension continue en tension alternative. Ils sont indispensables dans les systèmes autonomes lorsque la charge ou l'utilisation finale nécessite une alimentation en alternatif [8].

Dans les installations à énergies renouvelables, ils permettent d'alimenter des appareils AC à partir d'un bus continu issu d'un panneau photovoltaïque, d'une batterie ou d'un autre convertisseur. Leur commande doit assurer une tension de sortie stable, de bonne qualité et adaptée à la charge.

Il existe plusieurs types d'onduleurs selon l'application visée, notamment les onduleurs monophasés et les onduleurs triphasés. Dans ce travail, l'étude est limitée à l'onduleur monophasé en pont complet.

La Figure I.10 présente la structure de base d'un onduleur monophasé en pont complet. Cette topologie permet de convertir la tension continue du bus DC en une tension alternative appliquée à la charge.

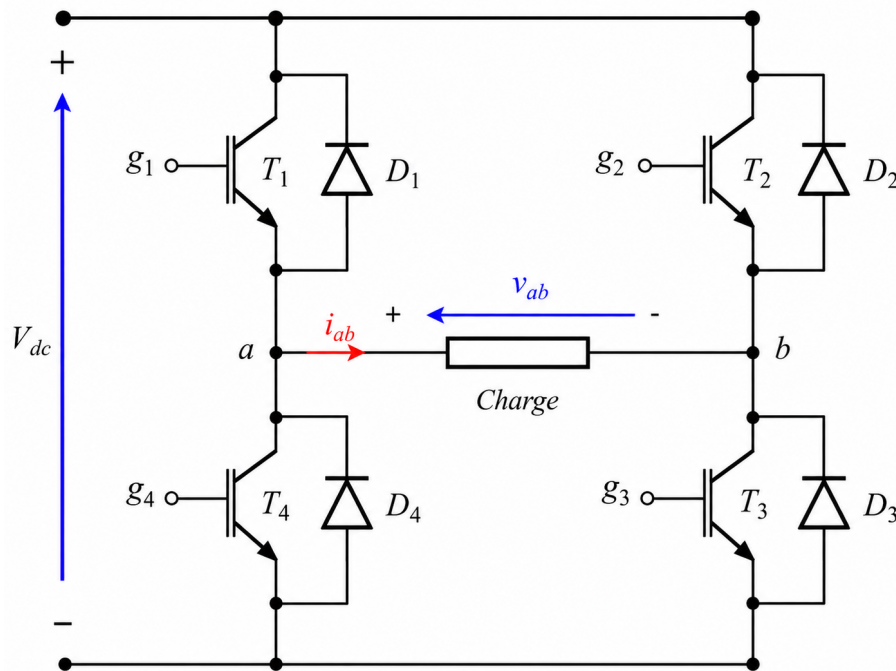


FIGURE I.10 – Structure de base d’un onduleur monophasé en pont.

Cependant, la tension générée par l’onduleur peut contenir des harmoniques dues aux commutations des interrupteurs de puissance. Pour cette raison, un filtre de sortie, souvent de type LC , est utilisé afin d’améliorer la qualité de la tension appliquée à la charge [9].

Ils constituent donc un étage essentiel dans l’architecture des systèmes autonomes, en particulier pour garantir la compatibilité entre la source d’énergie et les besoins de l’utilisateur.

I.5 Techniques de commande des convertisseurs de puissance

Les convertisseurs statiques de puissance nécessitent des techniques de commande adaptées afin d’assurer leur bon fonctionnement. La commande permet de contrôler les grandeurs électriques du système, comme la tension, le courant ou la puissance, afin d’obtenir une alimentation stable et de bonne qualité [2].

Le choix de la technique de commande dépend de la topologie du convertisseur, de la nature de la source, du type de charge, du filtre utilisé et des performances recherchées. On distingue généralement les commandes classiques, les commandes par hystérésis, les commandes non linéaires robustes, les techniques de modulation et les commandes prédictives.

I.5.1 Commandes classiques linéaires

Les commandes classiques, comme les régulateurs PI et PID, sont largement utilisées en raison de leur simplicité de mise en œuvre et de leur efficacité en régime permanent. Elles permettent de réduire l’erreur entre une grandeur mesurée et une grandeur de référence, comme

une tension ou un courant.

Cependant, ces commandes peuvent présenter des limites lorsque le système de fortes perturbations, des variations de paramètres ou des changements rapides de charge.

I.5.2 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis est une technique de commande simple, utilisée notamment pour le contrôle du courant. Elle consiste à maintenir la grandeur contrôlée dans une bande de tolérance autour d'une référence. Lorsque cette grandeur dépasse les limites de la bande, l'état des interrupteurs est modifié afin de ramener la variable vers sa référence [4].

Cette méthode présente une réponse dynamique rapide et une mise en œuvre simple. Toutefois, elle entraîne une fréquence de commutation variable, ce qui peut compliquer le filtrage et augmenter les ondulations.

I.5.3 Commandes non linéaires robustes

Les commandes non linéaires robustes sont utilisées lorsque les méthodes classiques ne suffisent pas à garantir de bonnes performances. Parmi ces méthodes, on peut citer la commande par mode glissant, la logique floue et les réseaux de neurones.

La commande par mode glissant permet d'améliorer la robustesse face aux perturbations et aux variations des paramètres. Cependant, elle peut provoquer des oscillations rapides appelées chattering, qui peuvent affecter la qualité de la commande.

I.5.4 Modulation de largeur d'impulsion

La modulation de largeur d'impulsion est une technique utilisée pour générer les signaux de commande des interrupteurs de puissance. Elle consiste à comparer un signal de référence avec une porteuse afin d'obtenir des impulsions de commande adaptées [4].

Dans les onduleurs, PWM permet d'améliorer la forme de la tension de sortie. Cependant, les commutations produisent des harmoniques de haute fréquence, ce qui nécessite souvent l'utilisation d'un filtre de sortie, comme un filtre LC ou LCL [4].

I.5.5 Commande prédictive

La commande prédictive, ou MPC, est une méthode avancée basée sur l'utilisation d'un modèle mathématique du système. Elle permet de prévoir le comportement futur des grandeurs électriques et de choisir l'action de commande la plus appropriée selon un critère de performance [11].

Cette technique présente une réponse dynamique rapide et permet de prendre en compte certaines contraintes du système. Dans ce travail, elle constitue l'axe principal de l'étude et sera donc développée plus en détail dans le chapitre suivant.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les notions générales relatives aux systèmes autonomes à énergies renouvelables. Ces systèmes constituent une solution intéressante pour l'alimentation des sites isolés et des applications où le raccordement au réseau électrique est difficile ou coûteux.

Nous avons d'abord défini les systèmes autonomes et décrit leur structure générale, composée principalement d'une source renouvelable, de convertisseurs électroniques de puissance, d'un dispositif de stockage, d'un bus continu, d'un onduleur et d'une charge. Ensuite, les principales sources d'énergies renouvelables ont été présentées, notamment l'énergie solaire photovoltaïque, l'énergie éolienne, l'énergie hydraulique, la biomasse, ainsi que l'architecture hybride.

Par la suite, le rôle des convertisseurs électroniques de puissance a été abordé. Les convertisseurs DC-DC, AC-DC et DC-AC assurent l'adaptation, la conversion et la gestion de l'énergie entre les différentes parties du système. Enfin, les principales techniques de commande ont été introduites de manière générale afin de montrer leur importance dans la stabilité, la qualité de l'énergie et les performances globales du système.

Ce chapitre constitue ainsi une base générale pour la suite du mémoire. Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la commande prédictive appliquée à l'onduleur monophasé à filtre *LC*, qui représente l'élément principal de conversion DC-AC dans ce travail.

Chapitre II:

Commandes prédictives d'un onduleur monophasé à filtre LC

II.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude de la modélisation et de la commande d'un onduleur monophasé à filtre LC dans le cadre des systèmes autonomes à énergies renouvelables. L'objectif est de montrer comment la structure du convertisseur et la dynamique du filtre influencent directement la qualité de la tension de sortie, puis de présenter les stratégies de commande adaptées à ce type des systèmes.

Dans une application autonome, l'onduleur assure la conversion de la tension continue issue du bus continu (DC) en une tension alternative capable d'alimenter la charge. Toutefois, la tension produite par les interrupteurs de puissance est de forme hachée et contient des harmoniques qu'il est nécessaire d'atténuer. Le filtre LC placé en sortie joue alors un rôle essentiel, car il améliore la qualité de la tension délivrée et permet d'obtenir une forme d'onde plus proche d'une sinusoïde.

La commande de ce type des systèmes constitue un enjeu important, car le filtre LC introduit une dynamique d'ordre deux et rend la tension de sortie sensible aux variations de charge et aux perturbations externes. Pour cette raison, une modélisation précise du système est indispensable avant toute conception de commande. Cette modélisation permet de décrire le comportement de l'onduleur et du filtre, afin de prédire correctement l'évolution des variables contrôlées.

Parmi les techniques de commande envisageables, la commande prédictive occupe une place de plus en plus importante grâce à sa capacité à exploiter directement le modèle du système. Elle consiste à prévoir le comportement futur des grandeurs contrôlées puis à sélectionner l'état de commande qui satisfait au mieux l'objectif fixé. Dans le cas des convertisseurs à états discrets, la commande prédictive à ensemble fini est particulièrement bien adaptée, car elle permet de commander directement les interrupteurs sans recourir à une modulation classique [11].

Dans la suite de ce chapitre, on commencera par établir le modèle de l'onduleur monophasé et du filtre LC . Ensuite, on présentera le principe de la commande prédictive à ensemble fini de

commande ainsi que son algorithme associé, puis la commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov et l'algorithme correspondant. Cette base théorique servira par la suite à l'analyse des performances de la stratégie de commande retenue pour l'onduleur étudié.

II.2 Modélisation de l'onduleur monophasé avec filtre LC

Dans cette partie, on s'intéresse à la modélisation de l'onduleur monophasé associé à un filtre LC . Cette étape est indispensable pour la conception de la commande prédictive, car elle permet de décrire le comportement dynamique du système et de prévoir l'évolution de la tension de sortie.

L'onduleur assure la conversion de la tension continue du bus DC en tension alternative, tandis que le filtre LC réduit les harmoniques de commutation et améliore la qualité de l'énergie fournie à la charge. Dans notre étude, les sources d'énergie renouvelable associées à des convertisseurs MPPT sont remplacées par une source de tension continue DC constante. La modélisation du système sera présentée à travers le modèle de l'onduleur puis celui du filtre LC .

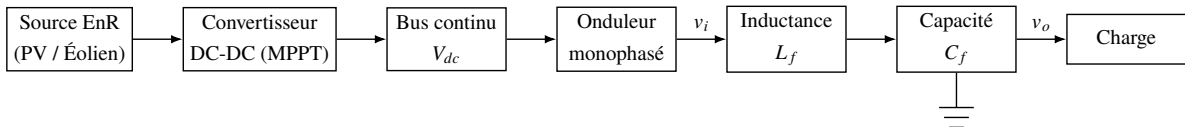


FIGURE II.1 – Structure générale du système de conversion d'énergie autonome avec filtre LC

II.2.1 Modèle de l'onduleur

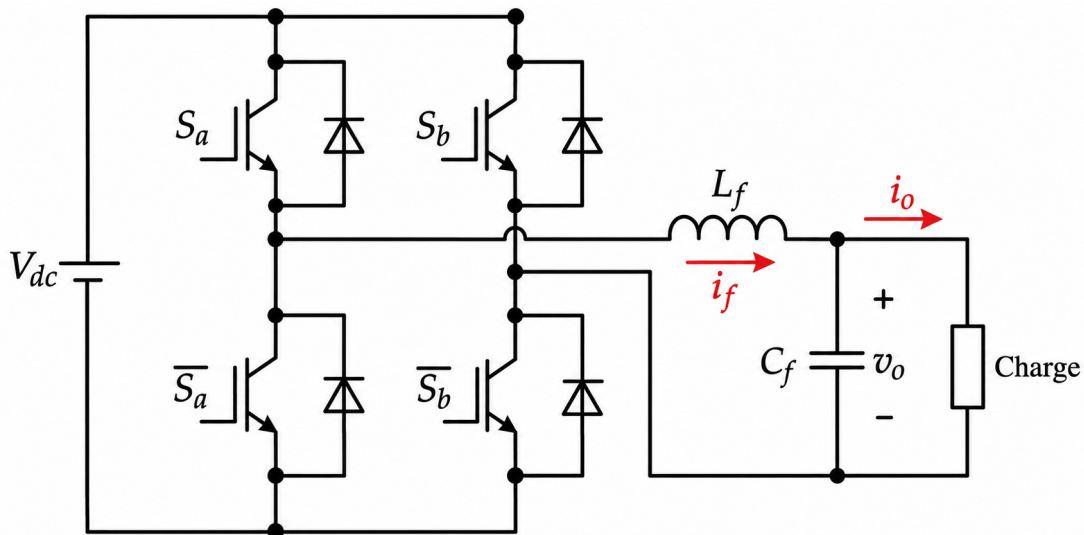


FIGURE II.2 – Structure de l'onduleur monophasé en pont complet avec filtre LC

L'onduleur monophasé étudié dans ce travail est un onduleur de tension en pont. Il est constitué de quatre interrupteurs de puissance commandés de type IGBT, associés à des diodes

antiparallèles. Cette structure permet de convertir la tension continue du bus V_{dc} en une tension alternative appliquée à l'entrée du filtre LC . Dans le cadre de la modélisation, les interrupteurs sont supposés idéaux et les chutes de tension à leurs bornes sont négligées [9].

Le pont monophasé est composé de deux bras. Le premier bras est commandé par la variable logique S_a , tandis que le second bras est commandé par la variable logique S_b . Chaque variable de commande peut prendre deux états :

$$S_a, S_b \in \{0, 1\} \quad (\text{II.1})$$

Lorsque $S_a = 1$, l'interrupteur supérieur du premier bras est passant et l'interrupteur inférieur est bloqué. Lorsque $S_a = 0$, l'interrupteur inférieur du même bras est passant et l'interrupteur supérieur est bloqué. Le même principe est appliqué au second bras à l'aide de la variable S_b . Afin d'éviter le court-circuit du bus continu, les interrupteurs d'un même bras doivent être commandés de manière complémentaire.

La tension générée par l'onduleur, notée v_i , correspond à la tension différentielle entre les deux points milieux des bras. Elle dépend directement de l'état des interrupteurs et peut être exprimée par :

$$v_i = (S_a - S_b)V_{dc} \quad (\text{II.2})$$

Ainsi, selon les valeurs de S_a et S_b , la tension appliquée à l'entrée du filtre LC peut être donnée par :

$$v_i = \begin{cases} +V_{dc}, & \text{si } (S_a, S_b) = (1, 0) \\ 0, & \text{si } (S_a, S_b) = (0, 0) \text{ ou } (1, 1) \\ -V_{dc}, & \text{si } (S_a, S_b) = (0, 1) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Cette représentation montre que l'onduleur monophasé en pont complet peut générer trois niveaux de tension : $+V_{dc}$, 0 et $-V_{dc}$. Les différents états de commutation de l'onduleur sont résumés dans le Tableau II.1.

TABLEAU II.1 – États de commutation de l'onduleur monophasé en pont complet

S_a	S_b	v_i	État de l'onduleur
1	0	$+V_{dc}$	État positif
0	1	$-V_{dc}$	État négatif
0	0	0	État nul
1	1	0	État nul

Dans le cas d'une commande classique, les signaux de commande sont généralement obtenus à partir d'un modulateur PWM. La tension de sortie moyenne est alors contrôlée indirectement par le rapport cyclique. En revanche, dans une commande prédictive à ensemble fini, les états de

commutation sont considérés directement comme les actions de commande possibles. À chaque période d'échantillonnage, l'algorithme évalue l'effet de chaque état admissible sur la tension de sortie, puis applique l'état qui minimise une fonction de coût [11, 12].

L'ensemble des tensions candidates peut donc être défini par :

$$\Omega = \{-V_{dc}, 0, +V_{dc}\} \quad (\text{II.4})$$

En tenant compte explicitement des quatre combinaisons de commutation, l'ensemble des états admissibles peut s'écrire :

$$\Omega_s = \{(1, 0), (0, 1), (0, 0), (1, 1)\} \quad (\text{II.5})$$

Dans la suite de la modélisation, la tension v_i générée par l'onduleur sera considérée comme l'entrée du filtre LC . Le modèle de l'onduleur permet ainsi de relier directement les états de commutation aux tensions appliquées au filtre, ce qui constitue la base de la commande prédictive à ensemble fini. L'intérêt de cette représentation est qu'elle correspond naturellement au fonctionnement discret du convertisseur, où chaque état de commutation peut être testé par le contrôleur avant d'être appliqué au système réel [9, 11].

II.2.2 Modèle du filtre LC

Le filtre LC placé à la sortie de l'onduleur a pour rôle principal d'atténuer les composantes harmoniques de haute fréquence générées par les commutations des interrupteurs de puissance. En effet, la tension v_i fournie directement par l'onduleur est une tension hachée, alors que la charge doit être alimentée par une tension aussi proche que possible d'une sinusoïde. Le filtre LC permet donc d'améliorer la qualité de la tension de sortie [9].

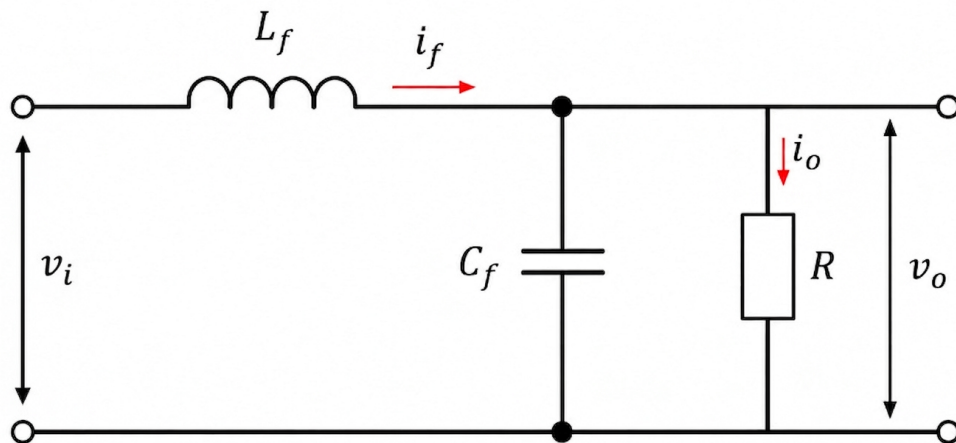


FIGURE II.3 – Schéma équivalent du filtre LC avec charge résistive

Le filtre étudié est constitué d'une inductance L_f placée en série avec la sortie de l'onduleur

et d'un condensateur C_f connecté en parallèle avec la charge. La tension délivrée par l'onduleur est notée v_i , le courant traversant l'inductance est noté i_f , la tension aux bornes du condensateur est notée v_o , et le courant absorbé par la charge est noté i_o . Dans cette étude, la grandeur principale à contrôler est la tension v_o , car elle représente la tension effectivement appliquée à la charge [9].

En appliquant la loi des mailles à la partie inductive du filtre, on obtient :

$$v_i = L_f \frac{di_f}{dt} + v_o \quad (\text{II.6})$$

D'où :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{1}{L_f} (v_i - v_o) \quad (\text{II.7})$$

En appliquant la loi des nœuds au point de connexion entre l'inductance, le condensateur et la charge, on obtient :

$$i_f = C_f \frac{dv_o}{dt} + i_o \quad (\text{II.8})$$

Ainsi, la dynamique de la tension de sortie est donnée par :

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_f - i_o) \quad (\text{II.9})$$

Les équations dynamiques du filtre LC peuvent donc être regroupées sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_f}{dt} = \frac{1}{L_f} (v_i - v_o) \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_f - i_o) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Dans cette modélisation, le courant de charge i_o est considéré comme une perturbation externe liée à la charge. Cette représentation est adaptée aux systèmes autonomes, car la charge peut être résistive, inductive, non linéaire ou variable dans le temps. La prise en compte de i_o permet d'améliorer la précision de la prédiction de la tension de sortie.

En choisissant comme variables d'état le courant de l'inductance et la tension de sortie, on définit :

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_f(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

En considérant $v_i(t)$ comme l'entrée principale de commande du filtre, le modèle d'état nominal peut s'écrire sous la forme :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bv_i(t) \quad (\text{II.12})$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

et :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

La sortie contrôlée est la tension aux bornes du condensateur :

$$y(t) = v_o(t) \quad (\text{II.15})$$

ou encore :

$$y(t) = Cx(t) \quad (\text{II.16})$$

avec :

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Ainsi :

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} = v_o(t) \quad (\text{II.18})$$

Dans cette forme d'état nominale, le courant de charge i_o n'est pas introduit dans la matrice d'entrée. Il est traité comme une perturbation externe. Cependant, son effet reste pris en compte dans les équations dynamiques du filtre et dans le modèle discret utilisé pour la prédiction, car les variations de charge influencent directement la tension de sortie v_o [9].

Pour l'implantation numérique de la commande prédictive, le modèle continu doit être discrétisé. En utilisant l'approximation d'Euler avec une période d'échantillonnage T_s , on a :

$$\frac{di_f}{dt} \approx \frac{i_f(k+1) - i_f(k)}{T_s} \quad (\text{II.19})$$

$$\frac{dv_o}{dt} \approx \frac{v_o(k+1) - v_o(k)}{T_s} \quad (\text{II.20})$$

En remplaçant ces approximations dans les équations continues du filtre LC, on obtient :

$$i_f(k+1) = i_f(k) + \frac{T_s}{L_f} [v_i(k) - v_o(k)] \quad (\text{II.21})$$

$$v_o(k+1) = v_o(k) + \frac{T_s}{C_f} [i_f(k) - i_o(k)] \quad (\text{II.22})$$

Ces deux équations constituent le modèle discret du filtre *LC* utilisé pour la prédiction. À chaque période d'échantillonnage, l'algorithme de commande utilise les valeurs mesurées ou estimées de $i_f(k)$, $v_o(k)$ et $i_o(k)$, ainsi que la tension candidate $v_i(k)$, afin de prédire l'évolution future de la tension de sortie [9].

II.2.2.1 Dimensionnement du filtre *LC* par le diagramme de Bode

Le filtre *LC* placé à la sortie de l'onduleur monophasé a pour rôle principal de laisser passer la composante fondamentale de la tension de sortie, tout en atténuant les ondulations et les harmoniques de commutation générées par les interrupteurs de puissance [10]. Pour assurer ce rôle, sa fréquence de coupure doit être choisie supérieure à la fréquence fondamentale et suffisamment inférieure à la fréquence d'échantillonnage. Ce choix permet de conserver la composante utile de la tension et de réduire les composantes harmoniques de haute fréquence.

Le choix de la fréquence de coupure doit respecter la condition suivante :

$$50 \ll f_c \ll f_s \quad (\text{II.23})$$

En pratique, la fréquence de coupure peut être choisie selon la relation :

$$f_c \leq \frac{f_s}{10} \quad (\text{II.24})$$

ou encore :

$$f_c = (5 \sim 20) \times 50 \quad (\text{II.25})$$

Dans ce travail, la période d'échantillonnage est :

$$T_s = 50 \mu s \quad (\text{II.26})$$

ce qui correspond à :

$$f_s = \frac{1}{T_s} = 20 \text{ kHz} \quad (\text{II.27})$$

Donc :

$$\frac{f_s}{10} = 2 \text{ kHz} \quad (\text{II.28})$$

On choisit alors :

$$f_c = 400 \text{ Hz} \quad (\text{II.29})$$

Cette valeur vérifie bien :

$$50 \text{ Hz} \ll 400 \text{ Hz} \ll 20 \text{ kHz} \quad (\text{II.30})$$

et aussi :

$$400 \text{ Hz} \leq 2 \text{ kHz} \quad (\text{II.31})$$

Ainsi, le choix de $f_c = 400 \text{ Hz}$ permet de laisser passer la composante fondamentale de 50 Hz , tout en assurant l'atténuation des harmoniques de haute fréquence.

Dans ce dimensionnement, l'inductance du filtre est d'abord choisie égale à :

$$L_f = 1 \text{ mH} \quad (\text{II.32})$$

Cette valeur est retenue comme une valeur pratique pour le filtre de sortie d'un onduleur monophasé. Le dimensionnement consiste ensuite à calculer la capacité C_f permettant d'obtenir la fréquence de coupure souhaitée.

Pour un filtre LC du second ordre, la fréquence propre dépend directement des valeurs de l'inductance et de la capacité du filtre [10]. Elle est donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{II.33})$$

En considérant que la fréquence de coupure souhaitée est proche de la fréquence propre du filtre, on peut écrire :

$$f_c \approx f_0 \quad (\text{II.34})$$

Ainsi, la capacité du filtre peut être déterminée par :

$$C_f = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L_f} \quad (\text{II.35})$$

En remplaçant $L_f = 1 \text{ mH}$ et $f_c = 400 \text{ Hz}$, on obtient :

$$C_f = \frac{1}{(2\pi \times 400)^2 \times 1 \times 10^{-3}} \quad (\text{II.36})$$

$$C_f \approx 158 \mu\text{F} \quad (\text{II.37})$$

La valeur normalisée la plus proche est donc retenue :

$$C_f = 150 \mu\text{F} \quad (\text{II.38})$$

Après le choix de cette valeur normalisée, la fréquence propre réelle du filtre est recalculée afin de vérifier le dimensionnement :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{II.39})$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1 \times 10^{-3})(150 \times 10^{-6})}} \quad (\text{II.40})$$

$$f_0 \approx 411 \text{ Hz} \quad (\text{II.41})$$

Cette fréquence est très proche de la fréquence de coupure choisie. Elle reste largement supérieure à la fréquence fondamentale 50 Hz, ce qui permet de transmettre correctement la composante utile de la tension, et largement inférieure à la fréquence d'échantillonnage 20 kHz, ce qui permet d'atténuer les harmoniques de commutation.

Pour vérifier le comportement fréquentiel du filtre, on établit sa fonction de transfert à partir des équations du filtre LC établies précédemment. En considérant une charge résistive R , et en utilisant les équations (II.6) et (II.8), le passage dans le domaine de Laplace est effectué en supposant des conditions initiales nulles :

$$i_f(0) = 0, \quad v_o(0) = 0 \quad (\text{II.42})$$

On obtient alors :

$$V_i(s) = L_f s I_f(s) + V_o(s) \quad (\text{II.43})$$

$$I_f(s) = C_f s V_o(s) + \frac{V_o(s)}{R} \quad (\text{II.44})$$

En remplaçant $I_f(s)$ dans l'expression de $V_i(s)$, il vient :

$$V_i(s) = L_f s \left(C_f s V_o(s) + \frac{V_o(s)}{R} \right) + V_o(s) \quad (\text{II.45})$$

D'où :

$$V_i(s) = \left(L_f C_f s^2 + \frac{L_f}{R} s + 1 \right) V_o(s) \quad (\text{II.46})$$

La fonction de transfert entre la tension de sortie et la tension d'entrée du filtre est donc :

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + \frac{L_f}{R} s + 1} \quad (\text{II.47})$$

Cette expression montre que le filtre LC est un système du second ordre dont la réponse fréquentielle dépend de L_f , C_f et de la charge R .

Avec les valeurs retenues :

$$L_f = 1 \text{ mH}, \quad C_f = 150 \mu\text{F}, \quad R = 10 \Omega \quad (\text{II.48})$$

la fonction de transfert devient :

$$H(s) = \frac{1}{(1 \times 10^{-3})(150 \times 10^{-6})s^2 + \frac{1 \times 10^{-3}}{10}s + 1} \quad (\text{II.49})$$

soit :

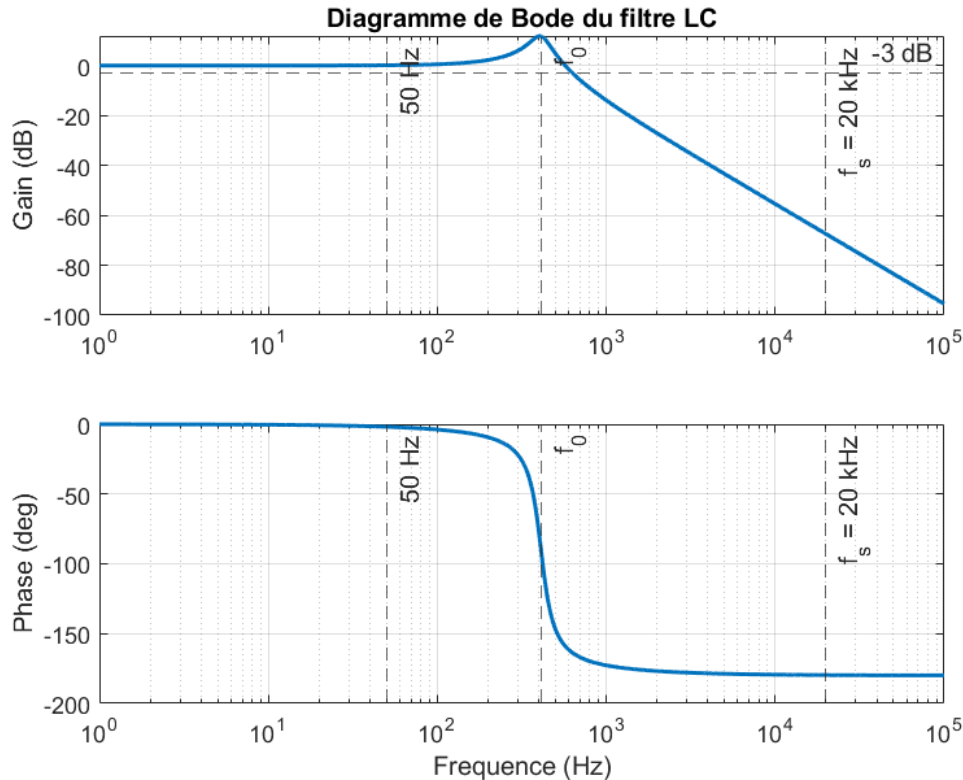
$$H(s) = \frac{1}{1.5 \times 10^{-7}s^2 + 10^{-4}s + 1} \quad (\text{II.50})$$

Cependant, comme tout filtre LC , ce filtre peut présenter un pic de résonance autour de sa fréquence propre. Cette résonance doit être prise en compte lors du dimensionnement, car elle peut amplifier certaines composantes harmoniques si elle n'est pas correctement placée [10].

Le diagramme de Bode permet alors de vérifier le comportement passe-bas du filtre. Le gain reste proche de 0 dB dans la zone des basses fréquences, notamment autour de 50 Hz, ce qui signifie que la composante fondamentale est pratiquement conservée. Autour de la fréquence propre, un pic de résonance peut apparaître. Au-delà de cette zone, le gain décroît rapidement avec une pente proche de -40dB/décade

Cette pente est caractéristique d'un filtre passe-bas du second ordre. Elle permet de réduire efficacement les harmoniques de commutation et d'améliorer la qualité de la tension appliquée à la charge.

Ainsi, le dimensionnement du filtre LC est validé. Le choix initial de $L_f = 1$ mH a permis de calculer une capacité proche de 158 μF . La valeur normalisée $C_f = 150 \mu\text{F}$ a ensuite été retenue. La fréquence propre obtenue, environ 411 Hz, assure un bon compromis entre la transmission de la composante fondamentale, l'atténuation des harmoniques de commutation et la rapidité dynamique du système.

FIGURE II.4 – Diagramme de Bode du filtre *LC*

Le gain du filtre reste proche de 0 dB à basse fréquence, notamment autour de 50 Hz, puis diminue fortement au-delà de la zone de résonance. Ce comportement confirme l'effet passe-bas du filtre *LC*.

II.3 Commande prédictive à ensemble fini de commande

La commande prédictive à ensemble fini de commande constitue une approche intéressante pour la commande des convertisseurs électroniques de puissance. Elle repose sur l'utilisation d'un modèle discret du système afin de prévoir l'évolution future des variables contrôlées pour chaque état de commutation possible [11]. À partir de ces prédictions, l'algorithme choisit l'action de commande qui minimise une fonction de coût définie selon l'objectif recherché.

Cette stratégie présente l'avantage d'agir directement sur les interrupteurs de l'onduleur, sans passer par un modulateur PWM supplémentaire. Elle convient donc particulièrement aux systèmes à structure de commutation discrète, comme l'onduleur monophasé en pont complet associé à un filtre *LC* [9]. Dans ce cas, les états possibles de l'onduleur sont évalués directement par l'algorithme de commande, puis l'état le plus approprié est appliqué au convertisseur.

Dans cette partie, on présente d'abord le principe de la commande prédictive à ensemble fini de commande. Ensuite, l'algorithme d'implémentation est détaillé. Enfin, les résultats de simulation sont analysés afin d'évaluer les performances de cette stratégie.

II.3.1 Principe de la commande prédictive à ensemble fini de commande

La commande prédictive appliquée aux convertisseurs de puissance peut être classée généralement en deux familles principales. La première est la commande prédictive à ensemble continu de commande, appelée CCS-MPC. Dans ce cas, l'algorithme calcule une action de commande continue, puis cette action doit être transformée en signaux de commutation à l'aide d'un modulateur. La seconde est la commande prédictive à ensemble fini de commande, appelée FCS-MPC. Cette dernière exploite directement le nombre limité d'états de commutation disponibles dans le convertisseur.

Dans cette étude, l'approche retenue est la FCS-MPC, car elle convient mieux à la nature discrète de l'onduleur monophasé en pont complet. Au lieu de générer une commande moyenne par modulation PWM, l'algorithme évalue directement les différents états admissibles de l'onduleur. Cette caractéristique permet de choisir l'état de commutation le plus approprié sans passer par une étape de modulation supplémentaire [11].

Le principe général de cette commande est illustré par la Figure II.5. À partir des variables mesurées du système et de la référence à suivre, le modèle prédictif permet de calculer l'évolution future des grandeurs contrôlées pour chaque état de commutation possible. Ensuite, une fonction coût est utilisée pour comparer les différentes possibilités et sélectionner l'état de commutation optimal à appliquer au convertisseur.

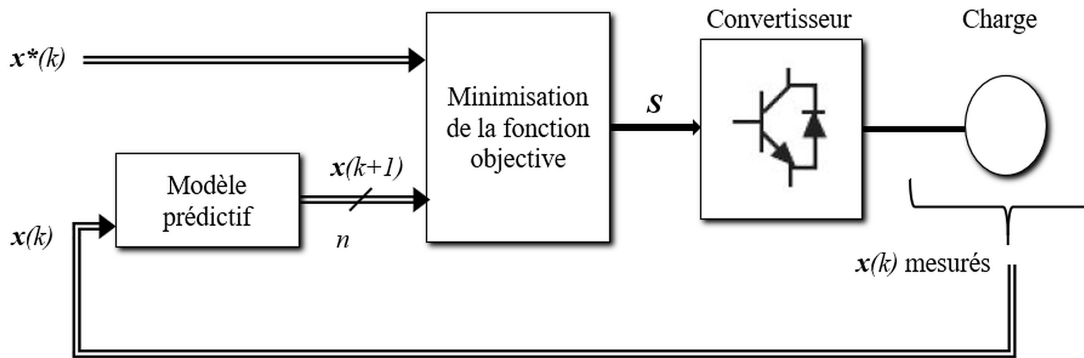


FIGURE II.5 – Principe général de la commande prédictive à ensemble fini

Dans le cas de l'onduleur monophasé avec filtre LC étudié, les états de commutation permettent d'appliquer à l'entrée du filtre des tensions discrètes égales à $-V_{dc}$, 0 ou $+V_{dc}$. À chaque période d'échantillonnage, ces tensions candidates sont testées à l'aide du modèle discret du filtre LC. L'objectif n'est donc pas seulement de choisir une tension parmi ces valeurs, mais de prévoir l'effet de chacune d'elles sur la tension de sortie v_o .

À l'instant k , les valeurs mesurées de $i_f(k)$, $v_o(k)$ et $i_o(k)$ sont utilisées comme conditions initiales. Pour chaque tension candidate $v_i(k)$, le contrôleur calcule la valeur prédite de la tension de sortie à l'instant suivant. Cette étape donne une estimation du comportement futur du système avant l'application réelle de l'état de commutation [9].

La Figure II.6 montre le principe de prédiction à partir de l'instant d'échantillonnage k . Les valeurs mesurées représentent l'état actuel du système, tandis que le modèle permet d'estimer l'évolution future de la variable contrôlée sur un horizon fini. Dans le cas de la commande FCS-MPC appliquée aux convertisseurs de puissance, cette prédiction sert principalement à comparer les effets des différents états de commutation avant de choisir celui qui donne le meilleur suivi de la référence.

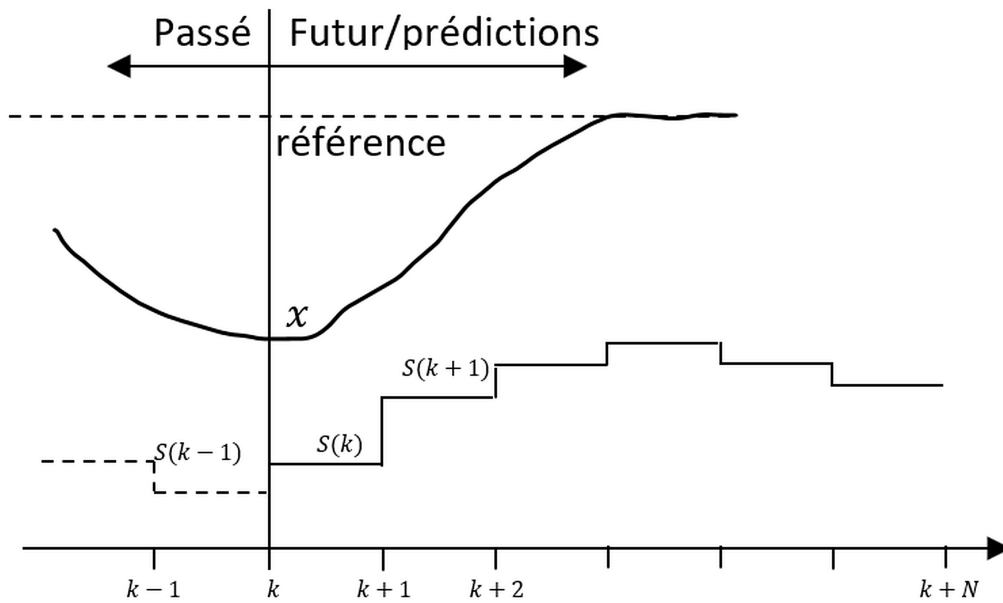


FIGURE II.6 – Principe de prédiction sur un horizon fini

Après la prédiction, chaque état admissible est évalué à l'aide d'une fonction de coût. Dans sa forme la plus simple, cette fonction est basée sur l'erreur entre la tension de référence et la tension de sortie prédite. Plus cette erreur est faible, plus l'état de commutation testé est considéré comme favorable.

L'état de commutation qui minimise la fonction de coût est alors sélectionné et appliqué aux interrupteurs de l'onduleur pendant la période d'échantillonnage suivante. À l'instant suivant, les mesures sont mises à jour et le même processus est répété. La commande fonctionne ainsi de manière répétitive et en temps réel.

L'intérêt de cette stratégie est qu'elle exploite directement la nature discrète de l'onduleur. Elle ne nécessite pas de boucle interne supplémentaire ni de modulation PWM classique. Cette simplicité structurelle représente un avantage important, surtout dans les systèmes autonomes où la charge peut varier et influencer rapidement la tension de sortie. Dans ce cas, la prédiction permet d'anticiper l'effet des perturbations et d'appliquer l'état de commutation le plus approprié.

II.3.2 Algorithme de commande

L'algorithme de commande prédictive à ensemble fini est exécuté à chaque période d'échantillonnage T_s . Son objectif est de tester les états de commutation possibles de l'onduleur, de prédire la tension de sortie correspondante, puis de choisir l'état qui minimise l'erreur entre la tension prédite et la tension de référence.

À l'instant k , les grandeurs nécessaires à la commande sont d'abord mesurées. Dans le cas de l'onduleur monophasé avec filtre LC , il s'agit principalement du courant du filtre $i_f(k)$, de la tension de sortie $v_o(k)$, du courant de charge $i_o(k)$ et de la tension du bus continu V_{dc} . Ces grandeurs sont utilisées comme conditions initiales dans le modèle discret du système.

Pour chaque état de commutation admissible (S_a, S_b) , la tension appliquée à l'entrée du filtre LC est déterminée à partir du modèle de l'onduleur. Ainsi, les états $(1, 0)$, $(0, 1)$, $(0, 0)$ et $(1, 1)$ conduisent respectivement aux tensions $+V_{dc}$, $-V_{dc}$, 0 et 0 . Même si les deux derniers états donnent la même tension nulle, ils sont conservés dans l'ensemble des états admissibles afin de représenter toutes les combinaisons possibles du pont.

La prédiction de la tension de sortie est ensuite obtenue à partir du modèle discret du filtre LC . Les grandeurs à l'instant $k + 1$ sont données par :

$$i_f(k + 1) = i_f(k) + \frac{T_s}{L_f} [v_i(k) - v_o(k)] \quad (\text{II.51})$$

$$v_o(k + 1) = v_o(k) + \frac{T_s}{C_f} [i_f(k) - i_o(k)] \quad (\text{II.52})$$

Dans une implantation numérique, le calcul de l'état optimal nécessite un certain temps. Pour tenir compte de ce retard, une prédiction à deux pas est utilisée. La tension de sortie future à l'instant $k + 2$ peut alors être exprimée sous la forme suivante [9] :

$$v_o(k + 2) = \frac{T_s^2}{L_f C_f} v_i(k) + \left(1 - \frac{T_s^2}{L_f C_f}\right) v_o(k) + \frac{2T_s}{C_f} i_f(k) - \frac{T_s}{C_f} i_o(k + 1) \quad (\text{II.53})$$

Cette relation montre que la tension de sortie future dépend directement de la tension candidate $v_i(k)$, mais aussi de l'état actuel du filtre et du courant de charge. Elle est donc calculée pour chaque état de commutation possible de l'onduleur.

Le courant de charge futur $i_o(k + 1)$ n'étant pas directement connu à l'instant k , il peut être estimé par extrapolation de Lagrange, comme indiqué dans [9] :

$$i_o(k + 1) = 4i_o(k) - 6i_o(k - 1) + 4i_o(k - 2) - i_o(k - 3) \quad (\text{II.54})$$

De la même manière, la valeur future de la référence $v_o^*(k + 2)$ doit être connue afin d'évaluer correctement l'erreur de suivi. Elle est également estimée par extrapolation de Lagrange [9] :

$$v_o^*(k+2) = 10v_o^*(k) - 20v_o^*(k-1) + 15v_o^*(k-2) - 4v_o^*(k-3) \quad (\text{II.55})$$

Après avoir obtenu la tension prédite $v_o(k+2)$ et la référence extrapolée $v_o^*(k+2)$, la fonction de coût est calculée pour chaque état de commutation. Comme l'objectif principal est de minimiser l'erreur de suivi de la tension de sortie, la fonction de coût est choisie sous la forme :

$$g = |v_o^*(k+2) - v_o(k+2)| \quad (\text{II.56})$$

L'état de commutation qui donne la plus petite valeur de g est alors sélectionné comme état optimal. Les signaux de commande correspondants sont appliqués directement aux interrupteurs de l'onduleur pendant la période d'échantillonnage suivante.

La Figure II.7 présente le schéma synoptique de la commande FCS-MPC appliquée à l'onduleur monophasé avec filtre LC. Les grandeurs mesurées $v_o(k)$, $V_{dc}(k)$, $i_f(k)$ et $i_o(k)$ sont utilisées par le bloc de prédiction afin d'estimer la tension de sortie future. En parallèle, la référence future est obtenue par extrapolation. La minimisation de la fonction coût permet ensuite de sélectionner les états de commutation S_a et S_b à appliquer à l'onduleur.

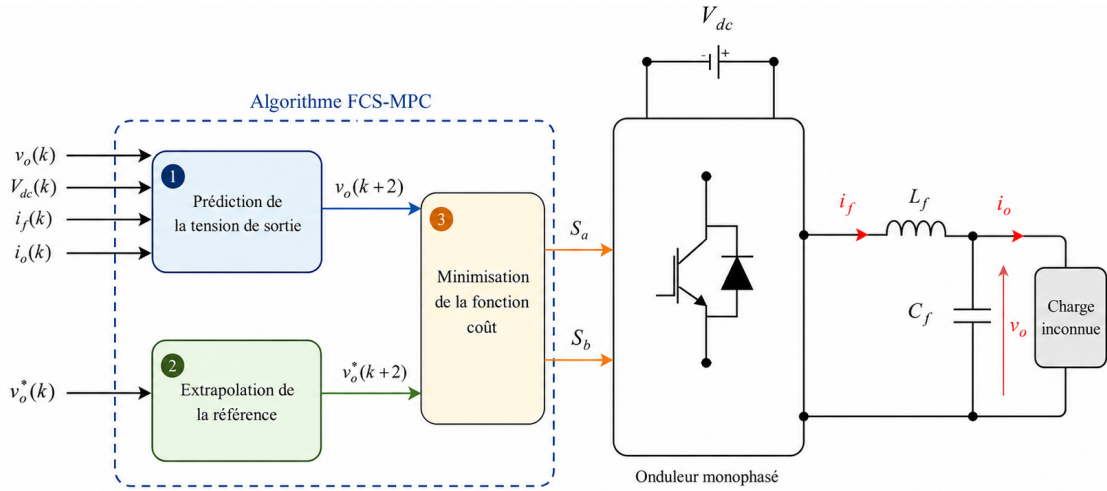


FIGURE II.7 – Schéma synoptique de la commande FCS-MPC appliquée à l'onduleur monophasé avec filtre LC

Afin de détailler le déroulement de l'algorithme, la Figure II.8 présente l'organigramme de la commande FCS-MPC. Cet organigramme met en évidence les étapes exécutées à chaque période d'échantillonnage, depuis la mesure des grandeurs du système jusqu'à l'application de l'état optimal. La boucle de retour indique que la procédure est répétée à chaque nouvel instant d'échantillonnage.

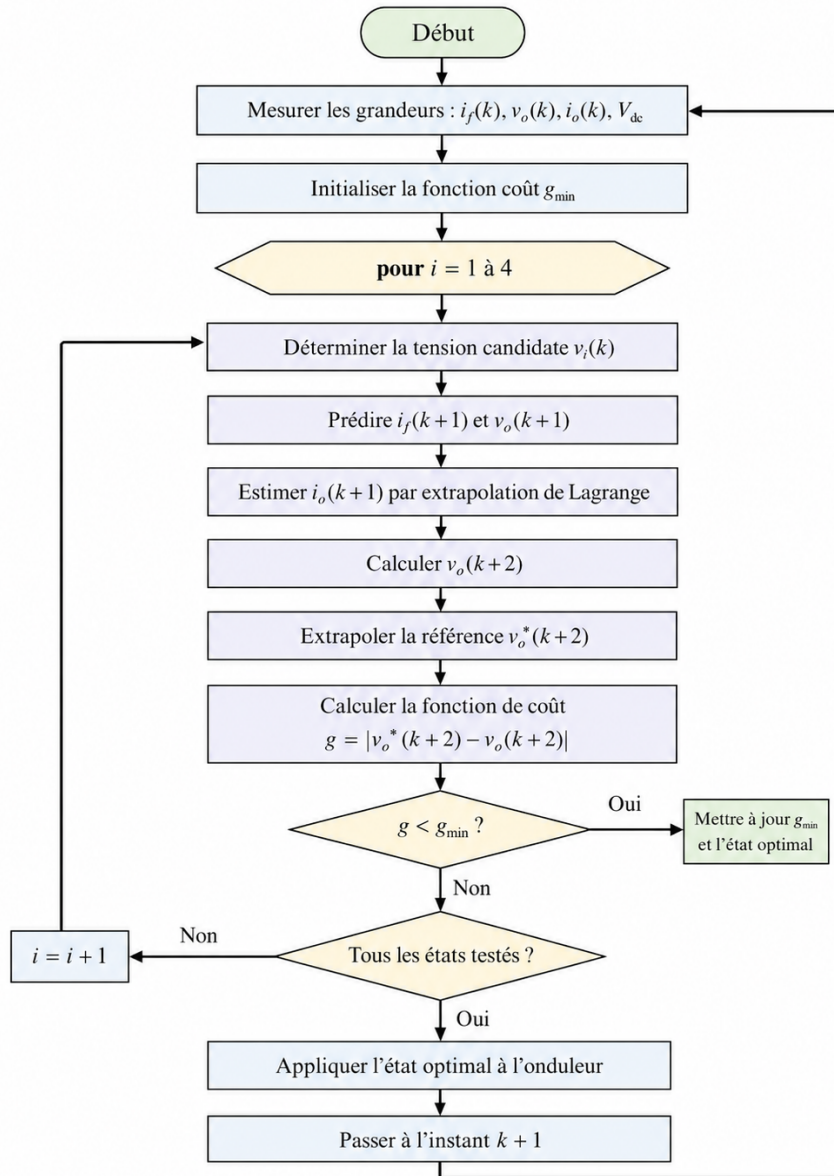


FIGURE II.8 – Organigramme de l'algorithme FCS-MPC

II.3.3 Résultats de simulation

Les résultats de simulation permettent d'évaluer les performances de la commande prédictive à ensemble fini appliquée à l'onduleur monophasé avec filtre *LC*. Ils servent principalement à vérifier la capacité de la commande à suivre correctement une référence sinusoïdale, à limiter l'erreur de poursuite et à maintenir une bonne qualité de la tension de sortie.

Les simulations sont réalisées sous MATLAB/Simulink. Le système étudié comprend une source continue, un onduleur monophasé en pont, un filtre *LC*, la charge et le bloc de commande FCS-MPC.

L'analyse des résultats repose principalement sur l'évolution de la tension de sortie v_o , de la tension de référence v_o^* , du courant de charge i_o , de l'erreur de suivi et du taux de distorsion harmonique totale. La comparaison entre v_o et v_o^* permet d'apprécier la précision du suivi,

tandis que l'erreur de poursuite permet d'évaluer la qualité de la régulation. Le courant de charge permet d'observer la réponse du système face aux variations de charge, alors que le THD permet d'analyser la qualité harmonique de la tension de sortie en régime permanent.

Les essais de simulation sont divisés en deux catégories principales. La première concerne le régime permanent, où la référence et la charge restent constantes. Dans ce cas, les performances sont évaluées pour trois types de charges : une charge résistive R , une charge résistive-inductive RL et une charge non linéaire avec pont redresseur (La Figure II.9). La deuxième catégorie concerne le régime transitoire, où le système est soumis à des variations de référence ou de charge afin d'évaluer la rapidité et la robustesse de la commande.

La référence sinusoïdale utilisée dans les simulations est de fréquence 50 Hz . En régime permanent, son amplitude est fixée à 20 V . Pour l'essai dynamique de variation de référence, cette amplitude passe de 20 V à 40 V , puis revient à 20 V . Cette variation permet d'évaluer la capacité de la commande à suivre rapidement une nouvelle consigne.

Les principaux paramètres de simulation sont regroupés dans le Tableau II.2.

TABLEAU II.2 – Paramètres de simulation de l'onduleur monophasé avec filtre LC

Paramètre	Symbole	Valeur
Tension du bus continu	V_{dc}	48 V
Inductance du filtre	L_f	1 mH
Capacité du filtre	C_f	$150\text{ }\mu\text{F}$
Période d'échantillonnage	T_s	$50\text{ }\mu\text{s}$
Amplitude de la référence en régime permanent	v_0^*	20 V
Variation de la référence	v_0^*	$20\text{ V} \rightarrow 40\text{ V} \rightarrow 20\text{ V}$
Résistance de charge	R_C	$10\text{ }\Omega$
Inductance de la charge RL	L	1 mH
Capacité de la charge non linéaire	C	$550\text{ }\mu\text{F}$

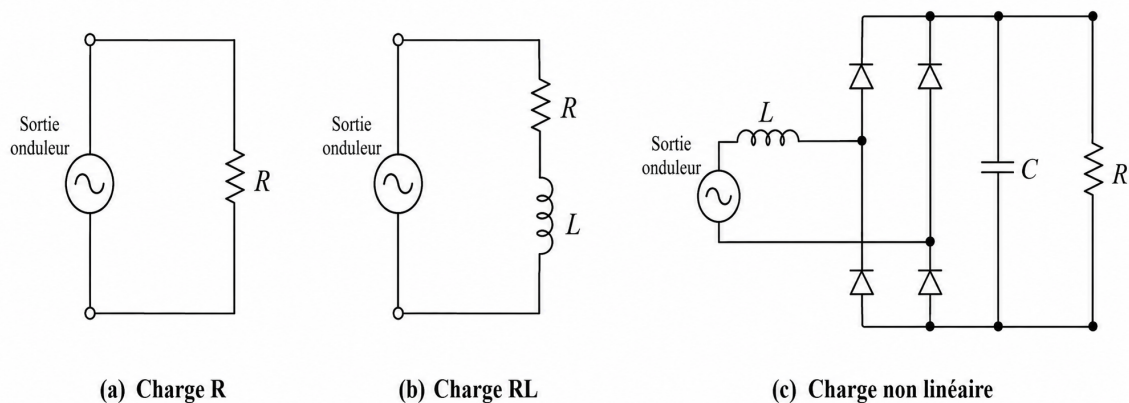


FIGURE II.9 – Modèles de charges utilisés en régime permanent : (a) charge résistive R , (b) charge résistive-inductive RL , (c) charge non linéaire avec pont redresseur, adaptée de [9]

Pour l'étude de la variation de la référence, les mêmes charges sont conservées. Dans ce cas, aucune modification n'est apportée à la structure de la charge. L'objectif est alors d'évaluer la rapidité de réponse de la commande face à un changement de consigne.

Pour l'étude de la variation de charge, une résistance de charge supplémentaire R_C est ajoutée en parallèle et commandée par un interrupteur, comme le montre la figure II.10. Lorsque l'interrupteur se ferme, la résistance équivalente diminue, ce qui entraîne une augmentation du courant absorbé par la charge. Lorsque l'interrupteur s'ouvre, le système revient à son état initial. La variation étudiée est donc donnée par :

$$R_C \rightarrow 50\%R_C \rightarrow R_C \quad (\text{II.57})$$

Dans cette partie, R_C désigne la résistance de charge.

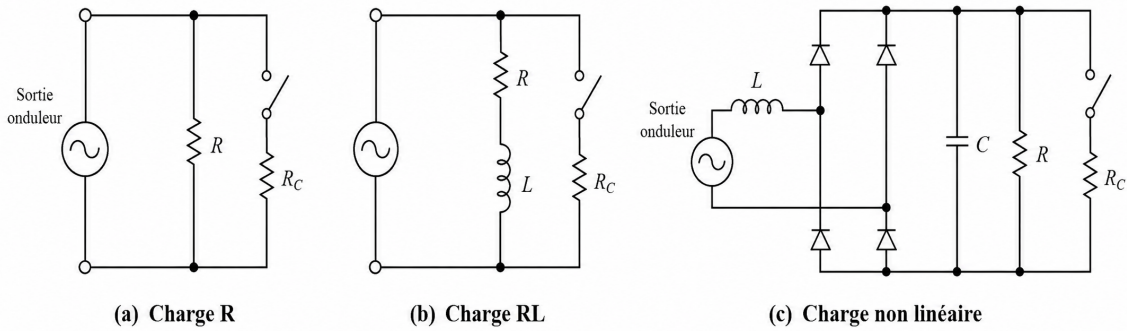


FIGURE II.10 – Principe de la variation de charge par ajout d'une résistance R_C en parallèle commandée par un interrupteur

II.3.3.1 Fonctionnement en régime permanent

La première série de simulations concerne le fonctionnement en régime permanent. Dans ce cas, la référence est sinusoïdale, de fréquence 50 Hz , avec une amplitude de 20 V . La charge reste constante pendant toute la durée de l'essai.

L'objectif est d'évaluer la capacité de la commande FCS-MPC à maintenir la tension de sortie v_o proche de sa référence v_o^* . Pour chaque type de charge, les grandeurs observées sont la tension de sortie, l'erreur de suivi et le spectre harmonique de la tension. La Figure II.11 présente les résultats obtenus en régime permanent pour les trois charges étudiées.

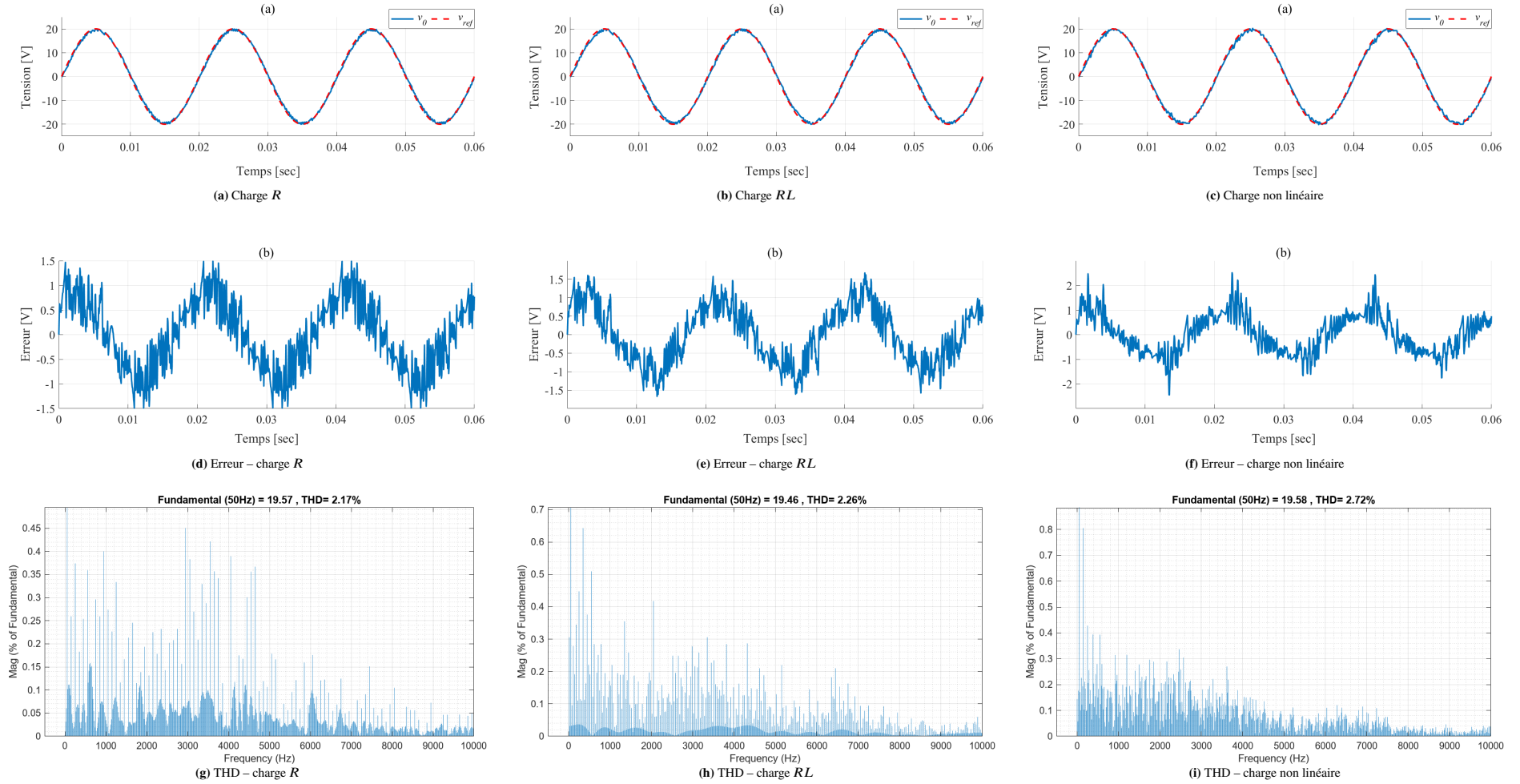


FIGURE II.11 – Résultats de simulation de la commande FCS-MPC en régime permanent pour différentes charges.

Dans le cas de la charge résistive R , la tension de sortie suit correctement la tension de référence. La forme d'onde obtenue reste proche d'une sinusoïde, ce qui montre que la commande FCS-MPC assure un bon suivi en régime permanent. L'erreur de suivi reste faible et bornée autour de zéro, malgré les petites ondulations dues aux commutations de l'onduleur. Le spectre harmonique indique une composante fondamentale de $19,57\text{ V}$ à 50 Hz , avec un THD égal à $2,17\%$. Cette valeur confirme la bonne qualité de la tension délivrée à la charge résistive.

Pour la charge RL , la commande conserve également de bonnes performances malgré la présence de l'inductance dans la charge. La tension de sortie reste proche de la référence et l'erreur de suivi reste bornée autour de zéro. Le spectre harmonique indique une composante fondamentale de $19,46\text{ V}$ à 50 Hz , avec un THD de $2,26\%$. Cette valeur reste faible et montre que la qualité de la tension de sortie est maintenue. Les résultats obtenus restent proches de ceux de la charge résistive.

Dans le cas de la charge non linéaire avec pont redresseur, la tension de sortie reste globalement conforme à la référence malgré le caractère perturbateur de la charge. L'erreur de suivi présente des oscillations légèrement plus importantes que dans les cas des charges linéaires, en raison du courant non sinusoïdal absorbé par le pont redresseur. Le spectre harmonique indique une composante fondamentale de $19,58\text{ V}$ à 50 Hz , avec un THD de $2,72\%$. Cette valeur reste faible et confirme que la commande FCS-MPC maintient une bonne qualité de tension même avec une charge non linéaire.

On remarque que le THD augmente légèrement lorsque la charge devient non linéaire. Il passe de $2,17\%$ pour la charge résistive à $2,26\%$ pour la charge RL , puis à $2,72\%$ pour la charge non linéaire. Cependant, ces valeurs restent faibles, ce qui confirme les bonnes performances de la commande FCS-MPC en régime permanent.

II.3.3.2 Réponse à une variation de la référence

Après l'étude en régime permanent, un essai dynamique est réalisé afin d'évaluer la rapidité de réponse de la commande FCS-MPC face à une variation de la référence de tension. Dans cet essai, les mêmes charges que précédemment sont conservées, mais l'amplitude de la référence varie selon le profil :

$$20\text{ V} \rightarrow 40\text{ V} \rightarrow 20\text{ V} \quad (\text{II.58})$$

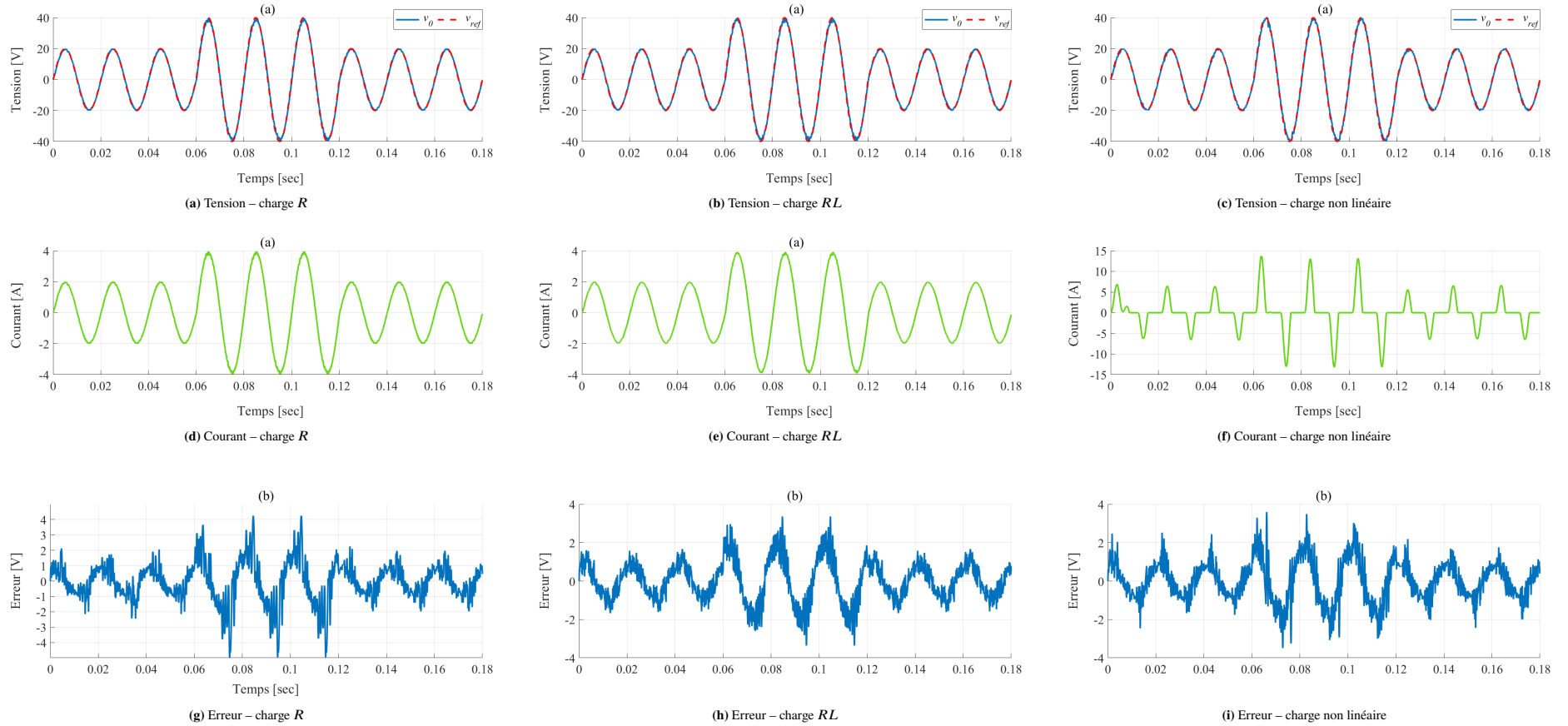


FIGURE II.12 – Réponse dynamique de la commande FCS-MPC lors d'une variation de la référence $20\text{ V} \rightarrow 40\text{ V} \rightarrow 20\text{ V}$ pour différentes conditions de charge.

Dans le cas de la charge résistive R , la tension de sortie suit correctement la variation de la référence. Lorsque l'amplitude passe de 20 V à 40 V, la tension v_o augmente rapidement et reste proche de v_o^* . Lorsque la référence revient à 20 V, la tension de sortie retrouve également son amplitude initiale. Le courant de charge conserve une forme sinusoïdale et son amplitude varie directement avec celle de la tension appliquée. L'erreur de suivi reste bornée, avec une augmentation temporaire pendant l'intervalle de forte amplitude.

Dans le cas de la charge RL , la tension de sortie suit également correctement la variation de référence. Le courant de charge augmente pendant l'intervalle où la référence vaut 40 V, puis diminue lorsque celle-ci revient à 20 V. Sa forme reste globalement sinusoïdale. L'erreur de suivi reste bornée autour de zéro et ne présente qu'une augmentation modérée pendant le changement d'amplitude.

Dans le cas de la charge non linéaire avec pont redresseur, la tension de sortie reste globalement proche de la référence malgré le comportement perturbateur de la charge. Le courant de charge présente une forme non sinusoïdale, caractéristique du pont redresseur. Son amplitude augmente lorsque la référence passe à 40 V, puis diminue après le retour à 20 V. L'erreur de suivi devient légèrement plus marquée pendant l'intervalle de forte amplitude, mais elle reste limitée. Ces résultats montrent que la commande FCS-MPC conserve une bonne capacité de suivi même en présence d'une charge non linéaire.

Globalement, les résultats obtenus lors de la variation de référence montrent que la commande répond rapidement au changement de consigne. La tension de sortie suit correctement la nouvelle amplitude imposée, tandis que l'erreur reste bornée. Cela confirme la bonne rapidité de réponse de la commande FCS-MPC en régime transitoire.

II.3.3.3 Réponse à une variation de charge

Afin d'évaluer la robustesse de la commande FCS-MPC face aux perturbations de charge, un dernier essai dynamique est réalisé. Dans ce cas, l'amplitude de la référence reste constante, tandis que la résistance de charge varie brusquement selon le profil :

$$R_C \rightarrow 50\%R_C \rightarrow R_C \quad (\text{II.59})$$

Cette variation est obtenue par l'ajout d'une résistance supplémentaire montée en parallèle et commandée par un interrupteur.

La Figure II.13 présente les résultats obtenus lors de la variation de charge.

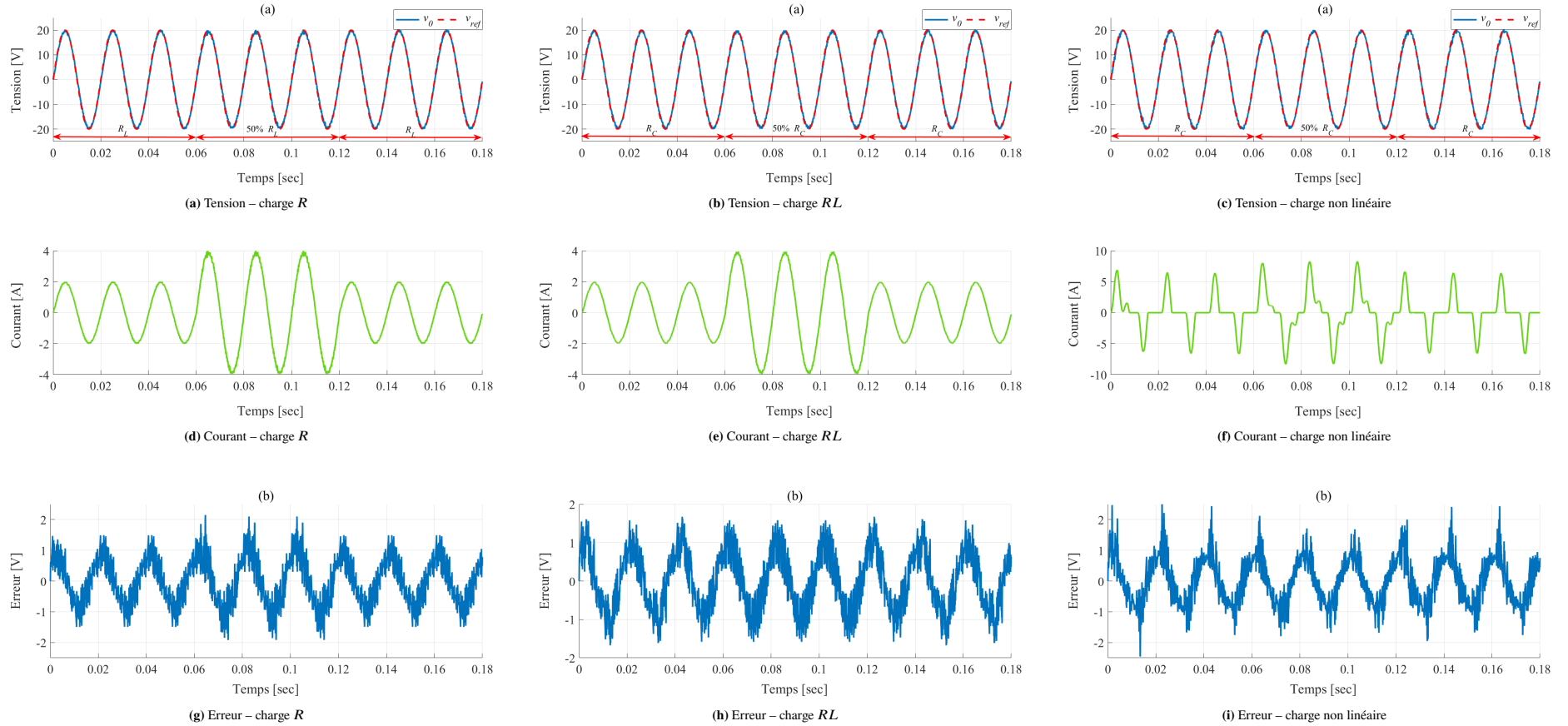


FIGURE II.13 – Réponse dynamique de la commande FCS-MPC lors d'une variation de charge $R_C \rightarrow 50\%R_C \rightarrow R_C$ pour différentes conditions de charge.

Dans le cas de la charge résistive R , la tension de sortie reste bien superposée à la tension de référence pendant les trois intervalles de fonctionnement. Lorsque la résistance de charge diminue à $50\%R_C$, le courant augmente clairement, ce qui est normal puisque la charge équivalente demande plus de courant. Après le retour à la résistance initiale, le courant retrouve son amplitude de départ. L'erreur de suivi reste bornée, avec une légère augmentation pendant l'intervalle de variation.

Dans le cas de la charge RL , la commande maintient également une bonne régulation de la tension de sortie malgré la variation de charge. Le courant augmente pendant l'intervalle correspondant à $50\%R_C$, puis revient à son niveau initial après le retour à R_C . L'erreur de suivi présente une augmentation modérée pendant la variation, mais elle reste limitée. Cela montre que la commande conserve une bonne robustesse en présence d'une charge résistive-inductive.

Dans le cas de la charge non linéaire avec pont redresseur, la tension de sortie reste globalement proche de la référence malgré la variation de charge. L'erreur devient légèrement plus marquée durant l'intervalle de variation, en raison du comportement non linéaire de la charge. Le courant de charge présente une forme non sinusoïdale, caractéristique du pont redresseur, et son amplitude augmente lorsque la résistance équivalente diminue. Après le retour à la charge initiale, le courant retrouve une allure proche de celle observée au début de l'essai.

Ces résultats montrent que la commande FCS-MPC garde une bonne capacité de régulation face aux variations de charge. Même lorsque le courant demandé augmente rapidement, la tension de sortie reste proche de sa référence et l'erreur de suivi demeure bornée.

II.4 Commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov

Après la présentation de la FCS-MPC, cette partie introduit une commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov. Cette approche conserve le principe de prédiction utilisé dans les commandes prédictives, tout en introduisant une condition liée à la stabilité du système.

La FCS-MPC offre de bonnes performances pour les convertisseurs de puissance, notamment grâce à sa capacité à traiter directement les états de commutation disponibles. Cependant, cette stratégie peut présenter certaines limites, comme la charge de calcul élevée et l'absence d'une preuve formelle de stabilité dans certains cas [15]. Pour améliorer cet aspect, la commande basée sur Lyapunov introduit un critère de stabilité dans le choix de l'action de commande.

Dans cette section, le principe de cette commande est d'abord présenté. Ensuite, l'algorithme appliqué à l'onduleur monophasé avec filtre LC est détaillé, avant de présenter les résultats de simulation.

II.4.1 Principe de la commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov

Le principe de la commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov repose sur l'association entre la prédiction du comportement futur du système et l'introduction d'une condition de stabilité. Dans cette approche, une fonction candidate de Lyapunov est définie afin d'évaluer l'évolution de l'erreur de commande. La loi de commande est alors choisie de manière à faire décroître cette fonction ou, au minimum, à éviter son augmentation.

Dans le cadre d'une commande prédictive, le modèle discret du système est utilisé pour estimer l'évolution future des grandeurs contrôlées. Pour un convertisseur de puissance, cela revient à analyser les états de commutation admissibles et à choisir celui qui donne le meilleur comportement. Contrairement à la FCS-MPC, où le choix est généralement basé sur une fonction de coût liée à l'erreur de suivi, l'approche basée sur Lyapunov introduit un critère supplémentaire lié à la stabilité du système [13, 14].

La Figure II.14 illustre le principe de décroissance de la fonction candidate de Lyapunov. Lorsque la commande est correctement choisie, la valeur de cette fonction diminue progressivement, ce qui traduit la réduction de l'erreur de suivi et l'évolution stable du système.

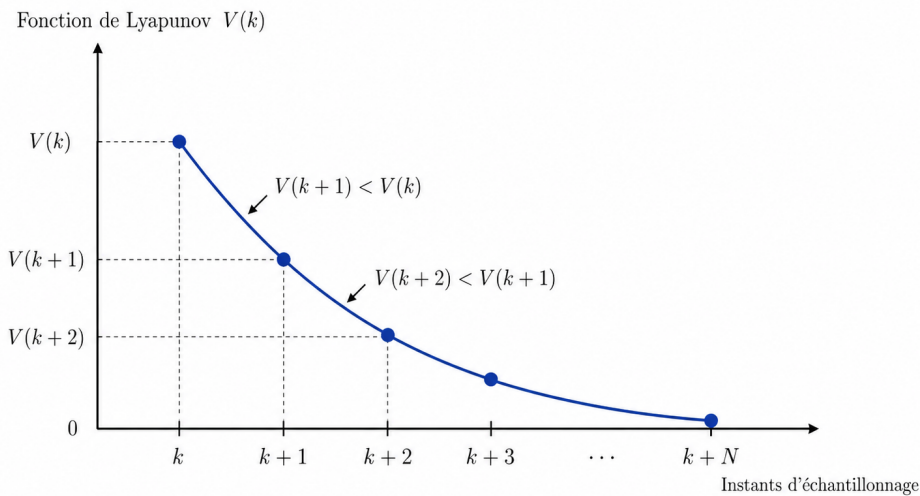


FIGURE II.14 – Principe de décroissance de la fonction candidate de Lyapunov

Dans le cas de l'onduleur monophasé avec filtre *LC*, cette approche est utilisée pour déterminer une tension idéale de commande. Cette tension idéale est ensuite comparée avec les tensions réellement disponibles à la sortie de l'onduleur. L'état de commutation retenu est celui qui donne la tension la plus proche de cette valeur idéale.

La structure générale de cette commande est présentée à la Figure II.15. Elle montre le lien entre les grandeurs mesurées, la référence, le modèle prédictif, le calcul de la fonction de Lyapunov et la sélection de l'état optimal à appliquer à l'onduleur.

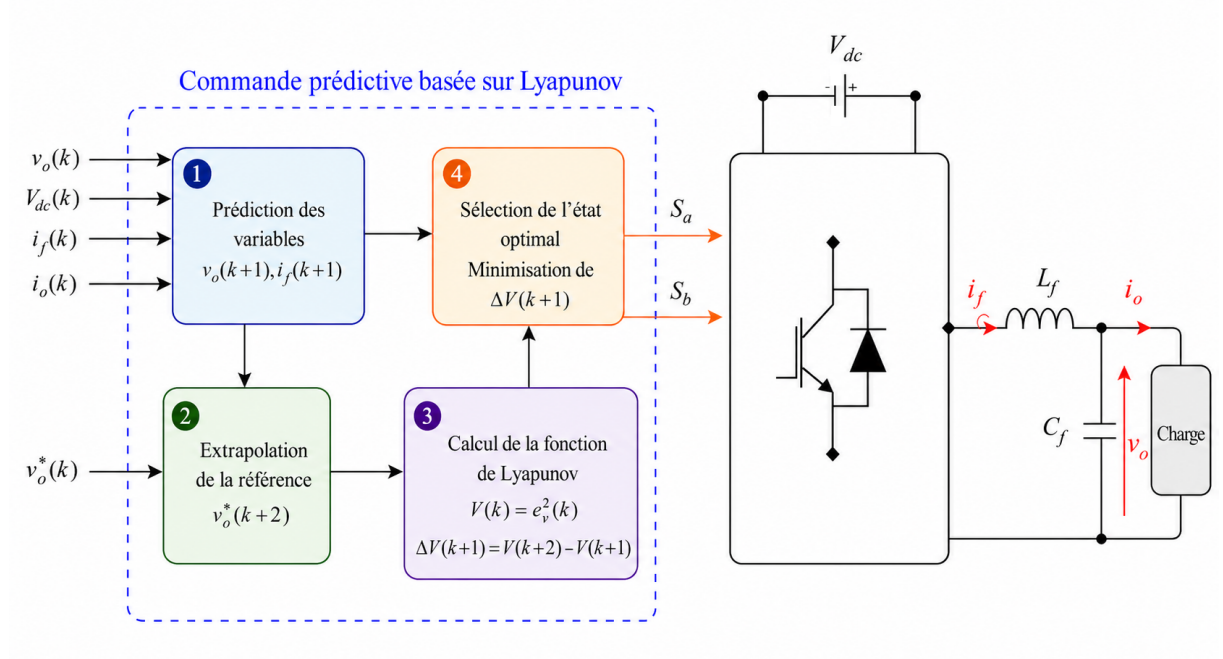


FIGURE II.15 – Structure générale de la commande prédictive basée sur Lyapunov appliquée à l'onduleur monophasé avec filtre LC

Dans cette étude, l'objectif principal est de maintenir la tension de sortie v_o aussi proche que possible de sa référence v_o^* . L'erreur de tension est définie par :

$$e_v(k) = v_o^*(k) - v_o(k) \quad (\text{II.60})$$

À partir de cette erreur, une fonction candidate de Lyapunov est choisie sous la forme quadratique suivante :

$$V(k) = e_v^2(k) \quad (\text{II.61})$$

Cette fonction est positive ou nulle. Elle devient nulle uniquement lorsque l'erreur de tension est nulle, c'est-à-dire lorsque la tension de sortie suit parfaitement sa référence. Pour assurer la stabilité du système, la variation de cette fonction doit être négative :

$$\Delta V(k+1) = (V(k+2) - V(k+1)) < 0 \quad (\text{II.62})$$

$$\Delta V(k+1) = e^2(k+2) - e^2(k+1) < 0 \quad (\text{II.63})$$

Pour satisfaire la condition de l'équation (II.63), on peut imposer :

$$e^2(k+2) = 0 \quad (\text{II.64})$$

En effet, le terme $-e^2(k+1)$ est déjà négatif. Ainsi, l'annulation de l'erreur future permet d'assurer la décroissance de la fonction de Lyapunov.

et par conséquent :

$$v_o^*(k+2) - v_o(k+2) = 0 \quad (\text{II.65})$$

En se basant sur le modèle discret du filtre LC établi précédemment par les équations (II.21) et (II.22), une prédiction à deux pas de la tension de sortie est utilisée afin de déterminer la tension optimale de l'onduleur. La tension de sortie prédite à l'instant $k+2$ s'écrit alors :

$$\begin{aligned} v_o(k+2) = & \frac{T_s^2}{L_f C_f} v_i(k) + \left(1 - \frac{T_s^2}{L_f C_f}\right) v_o(k) \\ & + \frac{2T_s}{C_f} i_f(k) - \frac{T_s}{C_f} i_o(k) - \frac{T_s}{C_f} i_o(k+1) \end{aligned} \quad (\text{II.66})$$

Cette expression donne la tension de sortie future en fonction de la tension appliquée par l'onduleur, de l'état actuel du filtre et du courant de charge. En remplaçant cette expression dans la condition idéale de suivi, on obtient :

$$\begin{aligned} v_o^*(k+2) = & \frac{T_s^2}{L_f C_f} v_i(k) + \left(1 - \frac{T_s^2}{L_f C_f}\right) v_o(k) \\ & + \frac{2T_s}{C_f} i_f(k) - \frac{T_s}{C_f} i_o(k) - \frac{T_s}{C_f} i_o(k+1) \end{aligned} \quad (\text{II.67})$$

À partir de l'équation (II.67), on peut déduire l'expression de la tension optimale de l'onduleur sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} v_{inv}^*(k+1) = & \frac{L_f C_f}{T_s^2} \left[v_o^*(k+2) - \left(1 - \frac{T_s^2}{L_f C_f}\right) v_o(k) \right. \\ & \left. - \frac{2T_s}{C_f} i_f(k) + \frac{T_s}{C_f} i_o(k) + \frac{T_s}{C_f} i_o(k+1) \right] \end{aligned} \quad (\text{II.68})$$

Dans cette expression, $v_{inv}^*(k+1)$ représente la tension idéale calculée par la commande. Cette tension ne peut pas toujours être appliquée directement, car l'onduleur monophasé en pont complet ne peut générer qu'un ensemble fini de tensions imposées par ses états de commutation.

D'après le modèle de l'onduleur donné par l'équation (II.2), la tension appliquée à l'entrée du filtre dépend des états de commutation S_a et S_b . Les tensions candidates disponibles sont celles définies précédemment par l'équation (II.4). L'état de commutation retenu est donc celui qui donne la tension candidate la plus proche de la tension idéale $v_{inv}^*(k+1)$.

Cette méthode conserve donc la structure simple de la commande prédictive à ensemble fini, tout en introduisant une logique de stabilité dans le choix de l'état de commutation. Dans la sous-section suivante, l'algorithme correspondant est développé pour l'onduleur monophasé avec filtre LC .

II.4.2 Algorithme de commande

L'algorithme de commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov est exécuté à chaque période d'échantillonnage T_s . Son objectif est de calculer une tension optimale à partir de la condition de Lyapunov, puis de choisir l'état de commutation de l'onduleur qui permet de s'en approcher le plus possible.

À chaque instant d'échantillonnage k , les grandeurs nécessaires à la commande sont mesurées. Il s'agit principalement de la tension de sortie $v_o(k)$, du courant du filtre $i_f(k)$, du courant de charge $i_o(k)$ et de la tension du bus continu V_{dc} . Ces grandeurs sont utilisées pour calculer la tension optimale $v_{inv}^*(k+1)$ établie dans la sous-section précédente.

Comme le courant de charge futur $i_o(k+1)$ n'est pas directement connu à l'instant k , il est approximé par sa valeur actuelle :

$$i_o(k+1) \approx i_o(k) \quad (\text{II.69})$$

La référence future $v_o^*(k+2)$ est supposée connue à partir du générateur de référence de la commande. Elle est utilisée directement dans le calcul de la tension optimale $v_{inv}^*(k+1)$.

Après le calcul de cette tension optimale, l'algorithme la compare aux tensions candidates que l'onduleur peut réellement appliquer. Pour chaque état de commutation, la fonction de coût suivante est calculée :

$$g_i(k+1) = [v_{inv}^*(k+1) - v_i]^2 \quad (\text{II.70})$$

Cette fonction mesure l'écart entre la tension optimale calculée et la tension réellement disponible. L'état optimal est celui qui donne la plus petite valeur de cette fonction :

$$i_{opt} = \arg \min_{i=1,2,3,4} g_i(k+1) \quad (\text{II.71})$$

L'opérateur $\arg \min$ indique l'indice de l'état de commutation qui minimise la fonction de coût. Ainsi, i_{opt} ne représente pas la valeur minimale de $g_i(k+1)$, mais l'indice de l'état qui donne cette valeur minimale. Une fois cet indice déterminé, l'état de commutation correspondant est appliqué à l'onduleur pendant la période d'échantillonnage suivante.

Le déroulement détaillé de l'algorithme est présenté par l'organigramme de la Figure II.16. À chaque période d'échantillonnage, les grandeurs du système sont mesurées, la référence future est déterminée, puis la tension optimale $v_{inv}^*(k+1)$ est calculée. Les états de commutation admissibles sont ensuite testés afin de choisir celui qui minimise la fonction de coût $g_i(k+1)$.

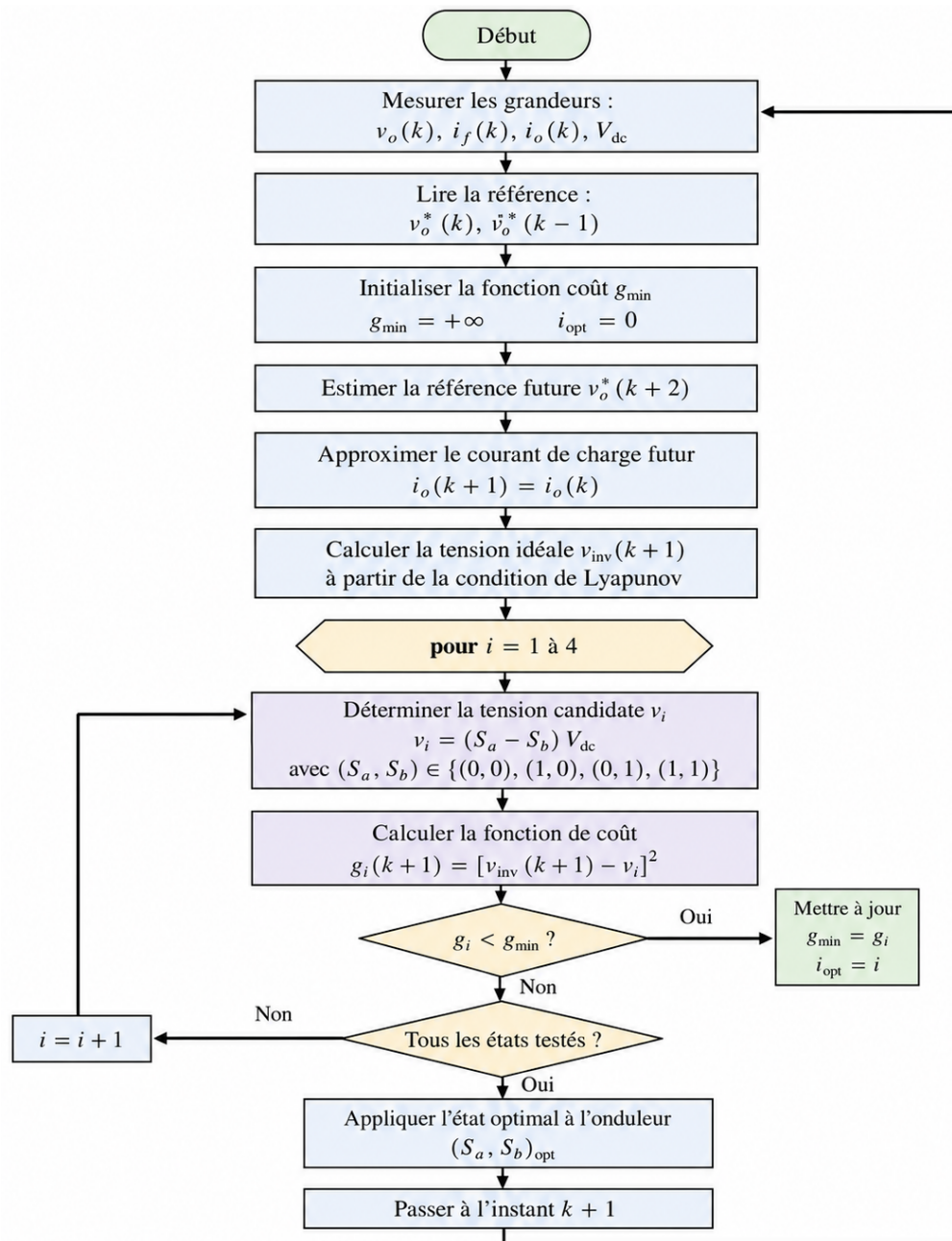


FIGURE II.16 – Organigramme de l'algorithme prédictif basé sur Lyapunov

Cette procédure montre que la commande prédictive basée sur Lyapunov ne choisit pas directement l'état de commutation uniquement à partir de l'erreur de tension prédite. Elle déduit d'abord une tension optimale de l'onduleur à partir de la condition de réduction de l'erreur, puis elle sélectionne l'état de commutation disponible le plus proche de cette tension. Cette approche permet de conserver la structure simple de la commande prédictive à ensemble fini, tout en introduisant une logique liée à la stabilité du système.

II.4.3 Résultats de simulation

Les résultats présentés dans cette partie permettent d'évaluer les performances de la commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov appliquée à l'onduleur monophasé avec filtre LC . Les simulations sont réalisées dans les mêmes conditions que celles utilisées pour la commande FCS-MPC, afin de permettre une comparaison cohérente entre les deux stratégies.

II.4.3.1 Fonctionnement en régime permanent

La Figure II.17 présente les résultats obtenus en régime permanent pour les différentes charges étudiées. Elle regroupe la tension de sortie, l'erreur de suivi et le spectre harmonique de la tension.

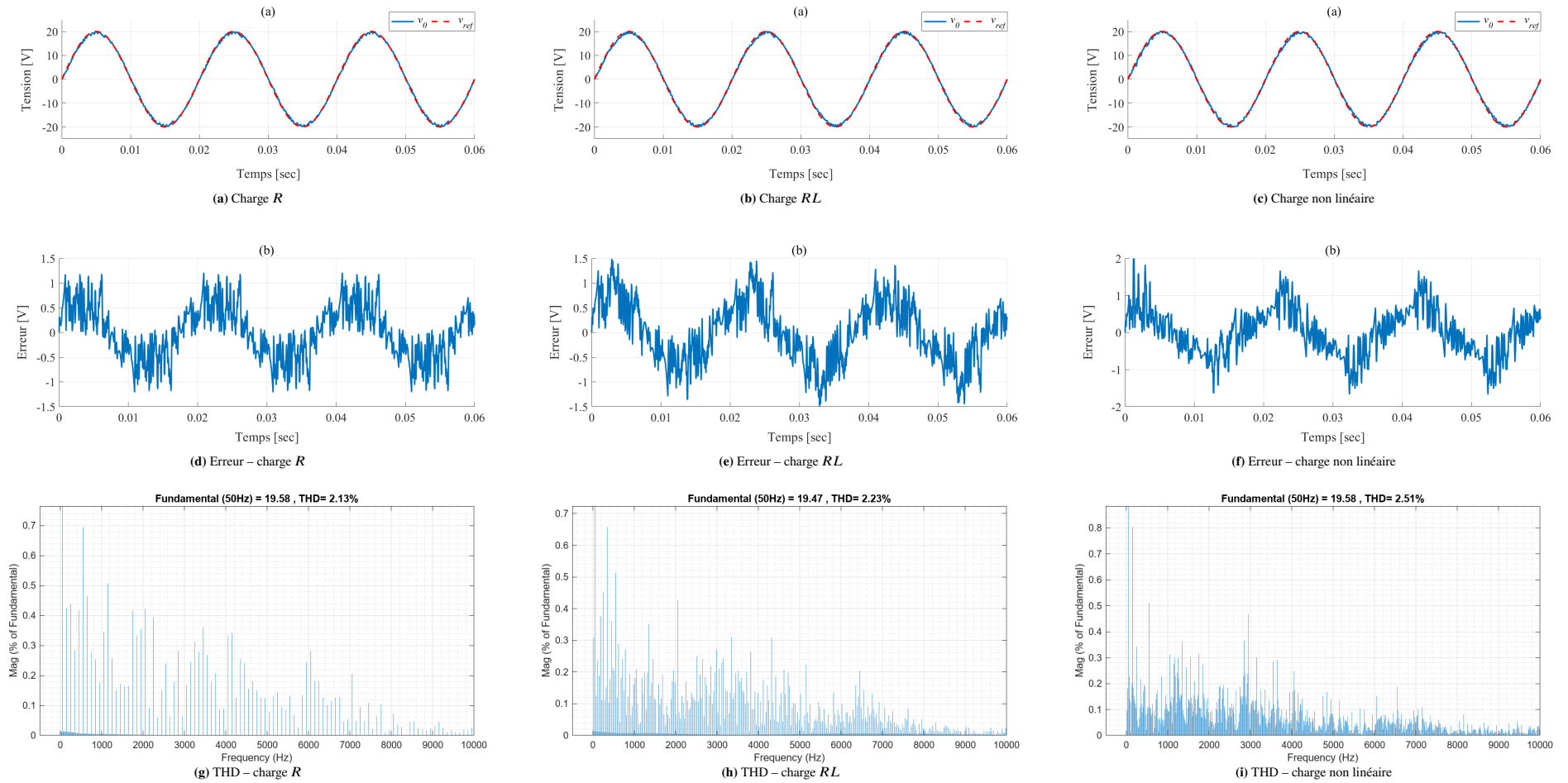


FIGURE II.17 – Résultats de simulation de la commande prédictive basée sur Lyapunov en régime permanent pour différentes charges : tension de sortie, erreur de suivi et spectre harmonique

Les résultats montrent que la tension de sortie suit correctement sa référence pour les trois types de charges. L'erreur de suivi reste globalement bornée autour de zéro, avec des oscillations dues au caractère discret des états de commutation de l'onduleur. Ces oscillations deviennent légèrement plus marquées dans le cas de la charge non linéaire, en raison du courant déformé absorbé par le pont redresseur.

Les valeurs de THD obtenues sont de 2,13% pour la charge résistive, 2,23% pour la charge RL , et 2,51% pour la charge non linéaire. L'augmentation du THD lorsque la charge devient plus complexe reste limitée, ce qui confirme la bonne qualité de la tension de sortie obtenue avec la commande prédictive basée sur Lyapunov.

II.4.3.2 Réponse à une variation de la référence

Le même scénario de variation de référence étudié précédemment est appliqué à la commande basée sur Lyapunov. La Figure II.18 présente les résultats obtenus pour les trois types de charges.

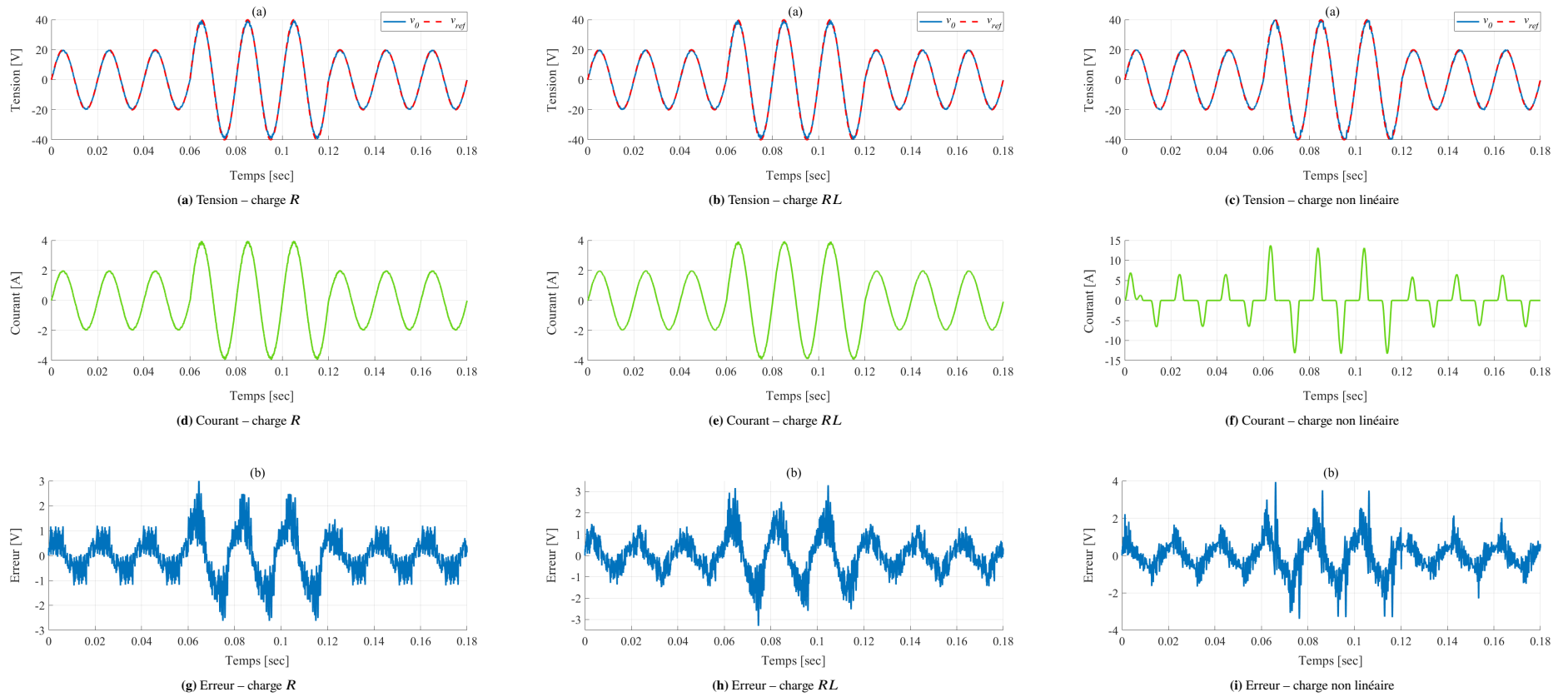


FIGURE II.18 – Réponse de la commande prédictive basée sur Lyapunov lors d'une variation de la référence pour différentes charges

Les résultats montrent que la tension de sortie suit correctement la variation de référence pour les trois charges étudiées. Pendant les instants de transition, l'erreur de suivi augmente temporairement, puis revient à une valeur faible lorsque le régime se stabilise. Le courant de charge varie conformément à l'amplitude imposée par la référence, tandis que le cas de la charge non linéaire présente des fluctuations plus visibles en raison de la nature non sinusoïdale du courant absorbé.

Ces résultats montrent que la commande prédictive basée sur Lyapunov présente une bonne rapidité dynamique et assure un suivi satisfaisant de la référence même lors d'une variation de consigne.

II.4.3.3 Réponse à une variation de charge

Le même scénario de variation de charge étudié précédemment est appliqué afin d'évaluer la robustesse de la commande basée sur Lyapunov. La Figure II.19 présente les résultats obtenus pour les différentes charges.

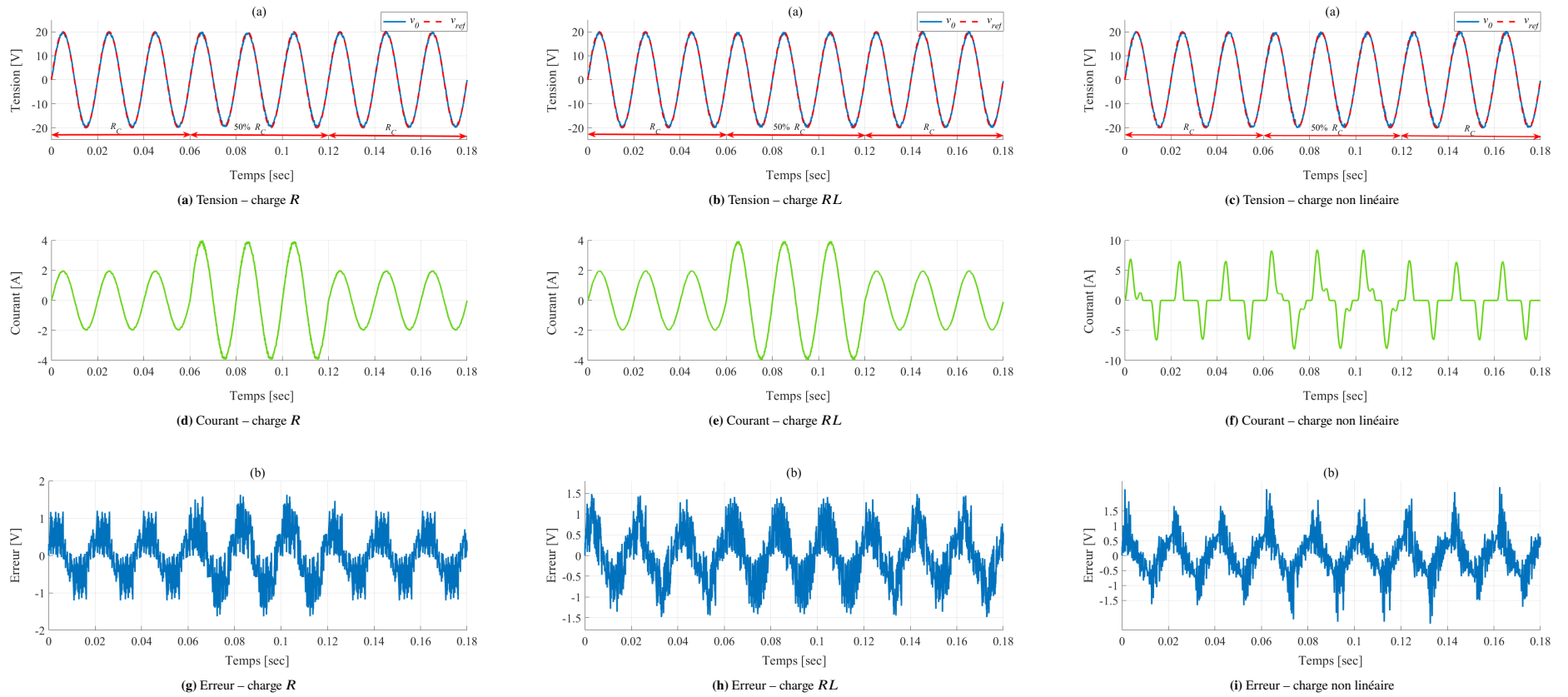


FIGURE II.19 – Réponse de la commande prédictive basée sur Lyapunov lors d'une variation de charge

Les résultats montrent que la tension de sortie reste proche de sa référence malgré la variation de charge. L'augmentation de la demande en courant provoque une légère perturbation transitoire sur l'erreur de suivi, mais celle-ci reste limitée. Le cas de la charge non linéaire demeure le plus contraignant, car le courant absorbé est fortement déformé, ce qui entraîne des fluctuations plus marquées.

Globalement, la commande prédictive basée sur Lyapunov conserve une bonne régulation de la tension de sortie et présente une robustesse satisfaisante face aux variations de charge.

II.5 Étude comparative

Dans cette section, une comparaison synthétique entre la commande FCS-MPC et la commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov est présentée. Les deux stratégies sont appliquées au même onduleur monophasé à filtre LC , dans les mêmes conditions de simulation.

La comparaison porte sur la qualité de la tension de sortie, le comportement dynamique et le temps moyen d'exécution. Les résultats obtenus sont regroupés dans le Tableau II.3.

TABLEAU II.3 – Comparaison entre la commande FCS-MPC et la commande prédictive basée sur Lyapunov

Critère	FCS-MPC	Commande basée sur Lyapunov
THD – charge R	2,17%	2,13%
THD – charge RL	2,26%	2,23%
THD – charge non linéaire	2,72%	2,51%
Temps moyen d'exécution	1,080 μs	1,008 μs
Comportement dynamique	Bon	Légèrement meilleur

D'après le tableau II.3, les deux commandes présentent un comportement globalement proche. Les valeurs du THD restent faibles dans les deux cas, ce qui montre que les deux stratégies assurent une bonne qualité de la tension de sortie.

La commande prédictive basée sur Lyapunov donne toutefois des valeurs de THD légèrement inférieures à celles obtenues avec la FCS-MPC. L'amélioration est faible pour les charges R et RL , mais elle devient plus visible dans le cas de la charge non linéaire.

Concernant le comportement dynamique, les deux commandes assurent un bon suivi de la référence et maintiennent la tension de sortie proche de sa consigne lors des perturbations. La commande basée sur Lyapunov présente cependant une réponse légèrement plus régulière, grâce à l'introduction du critère de stabilité.

Le temps moyen d'exécution est également légèrement plus faible avec la commande basée sur Lyapunov. Ainsi, même si les performances des deux stratégies sont proches, la commande prédictive basée sur Lyapunov présente un léger avantage en termes de qualité de l'énergie, de comportement dynamique et de temps d'exécution.

II.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation et à la commande de l'onduleur monophasé avec filtre LC dans le cadre du système étudié. Le modèle de l'onduleur et du filtre a été établi afin de décrire le comportement dynamique du convertisseur et de préparer la synthèse des lois de commande. Le choix du filtre LC a également été justifié à partir de son comportement fréquentiel, notamment à travers le diagramme de Bode, qui met en évidence son rôle dans l'atténuation des harmoniques de commutation.

L'étude a ensuite porté sur le développement de deux stratégies de commande prédictive. La première, basée sur l'ensemble fini de commande, repose sur l'évaluation des états de commutation possibles et sur la minimisation d'une fonction de coût liée à l'erreur de suivi. La seconde, fondée sur la théorie de Lyapunov, introduit un critère lié à la stabilité afin de guider le choix de l'état optimal. Les développements mathématiques ont montré que ces deux approches exploitent le modèle discret du système pour prévoir l'évolution future de la tension de sortie et sélectionner la commande la plus appropriée.

Les résultats de simulation ont permis d'évaluer les performances des deux stratégies dans différentes conditions de fonctionnement. Les essais réalisés en régime permanent, lors des variations de référence et lors des variations de charge, ont montré que les deux méthodes assurent un bon suivi de la tension de sortie et une bonne qualité de l'énergie. L'étude comparative a toutefois mis en évidence un léger avantage de la commande basée sur Lyapunov, notamment en termes de réduction du THD , de comportement dynamique et de temps d'exécution.

Ainsi, ce chapitre confirme que les deux approches constituent des solutions pertinentes pour la commande de l'onduleur monophasé avec filtre LC . Les résultats obtenus montrent que la commande prédictive basée sur Lyapunov représente une amélioration intéressante par rapport à la FCS-MPC, surtout lorsque la qualité de la tension de sortie et la stabilité dynamique sont privilégiées.

Chapitre III:

Implémentation expérimentale sur dSPACE DS1104

III.1 Introduction

Le passage de la modélisation théorique et de la simulation numérique à la mise en œuvre expérimentale en temps réel constitue une étape importante dans la validation des stratégies de commande appliquées aux convertisseurs de puissance. En pratique, le système réel peut être influencé par plusieurs contraintes matérielles, telles que les temps morts des interrupteurs, les bruits de mesure, les retards d'échantillonnage et les imperfections des composants.

Dans ce chapitre, on présente l'implémentation expérimentale des deux stratégies de commande prédictive étudiées précédemment, à savoir la commande FCS-MPC et la commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov. Ces deux commandes sont appliquées à un onduleur monophasé en pont complet associé à un filtre de sortie LC .

L'implémentation est réalisée à l'aide de la carte dSPACE DS1104 sous MATLAB/Simulink. La suite du chapitre présente la plateforme expérimentale utilisée, la procédure d'implémentation des commandes, puis les résultats expérimentaux obtenus.

III.2 Description du banc d'essai expérimental

Le banc d'essai expérimental utilisé pour la validation de ce travail a été configuré au sein du Département d'Électronique de l'Université Ferhat Abbas de Sétif, au Laboratoire d'Électronique de Puissance et Commande Industrielle (LEPCI). Cette plateforme permet de réaliser l'implémentation en temps réel des algorithmes de commande, en passant directement du modèle développé sous MATLAB/Simulink à son exécution sur le matériel expérimental.

Comme le montre la Figure III.1, le banc d'essai est principalement constitué d'un circuit de puissance configuré en onduleur monophasé en pont complet, des alimentations de tension continue, d'un filtre de sortie LC , de capteurs de mesure, de circuits d'interface et d'un mo-

dule de commande temps réel dSPACE DS1104. Le système comprend également une carte driver destinée à la commande des interrupteurs IGBT de type Semikron, ainsi qu'une carte d'amplification permettant d'adapter les signaux de commande de 5 V à 15 V.

Les grandeurs électriques mesurées sont transmises vers la carte dSPACE à travers les interfaces d'acquisition. Les algorithmes de commande sont développés sous MATLAB/Simulink, puis exécutés en temps réel par la carte dSPACE DS1104. Le logiciel ControlDesk est utilisé pour la supervision du système, la visualisation des formes d'onde et l'acquisition des données expérimentales.

Les sections suivantes présentent les principaux éléments constituant ce banc d'essai, ainsi que leur rôle dans la chaîne d'implémentation expérimentale.

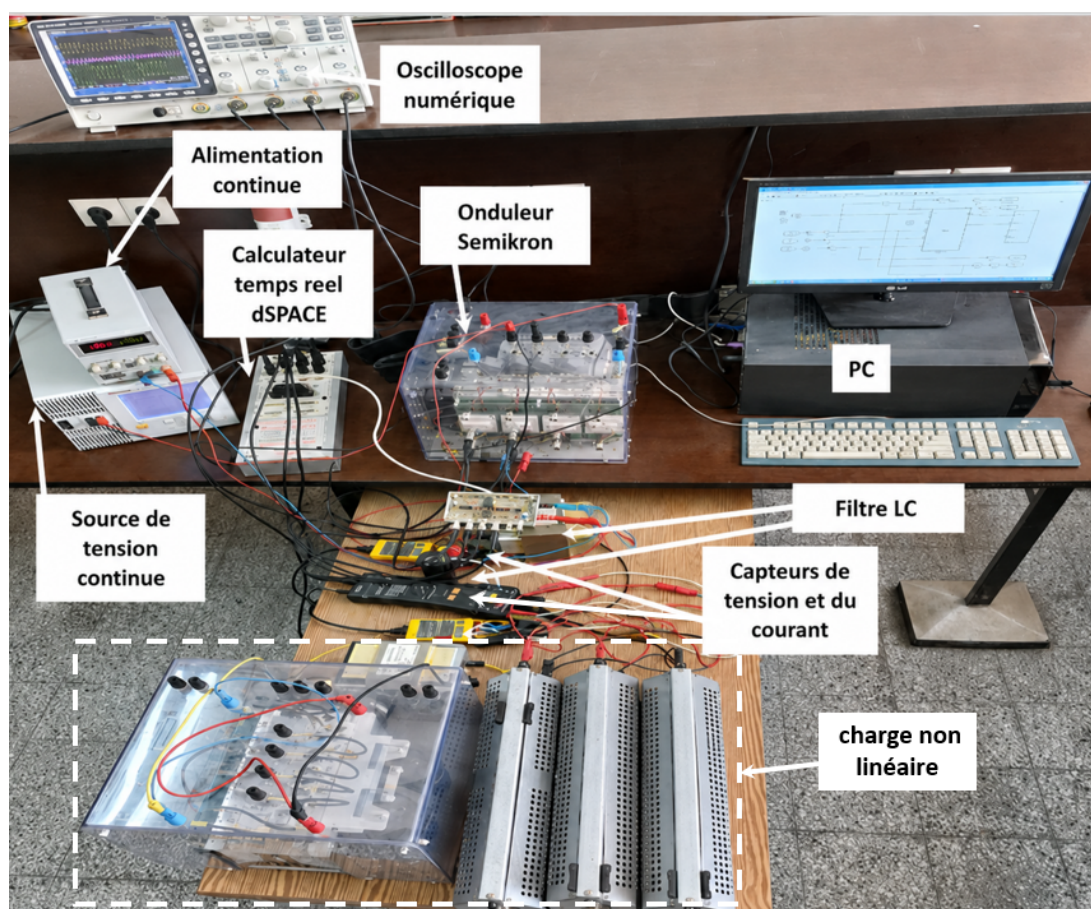


FIGURE III.1 – Banc d'essai expérimental utilisé pour l'implémentation des commandes prédictives

III.2.1 Éléments d'alimentation

Les éléments d'alimentation assurent la fourniture d'une énergie électrique stable et sécurisée aux différents blocs du banc d'essai expérimental. Dans ce banc d'essai, deux alimentations continues sont utilisées : une alimentation principale destinée au bus continu de l'onduleur, et une alimentation auxiliaire utilisée pour les circuits d'interface et de commande.

- **Source de tension continue principale :**

L'alimentation principale est une source programmable de type GW Instek APS-1102A. Elle est utilisée pour alimenter le bus continu de l'onduleur monophasé et imposer la tension V_{dc} . Cette source peut fournir une large gamme de tensions de sortie avec une puissance maximale de 1 kVA. Dans ce travail, elle est configurée pour délivrer une tension continue stable de 48 V, ce qui permet d'évaluer le comportement de l'onduleur dans des conditions d'alimentation contrôlées et répétables. Son afficheur en façade permet de visualiser les valeurs de la tension, du courant et de la puissance absorbée par le circuit de puissance. De plus, ses protections intégrées contribuent à sécuriser le banc d'essai contre les surintensités.

La Figure III.2 présente la source de tension continue principale utilisée pour alimenter le bus continu de l'onduleur.



FIGURE III.2 – Source de tension continue principale GW Instek APS-1102A

- **Alimentation continue auxiliaire :**

En parallèle avec l'alimentation principale, une alimentation continue auxiliaire de type GW Instek SPS-1820 est utilisée pour alimenter les circuits électroniques auxiliaires. Cette source fournit une tension continue stable et réglable, avec un courant pouvant atteindre 3 A. Elle dispose d'afficheurs numériques pour la tension et le courant, ainsi que de réglages permettant d'ajuster précisément les grandeurs de sortie. Elle est principalement utilisée pour alimenter les cartes d'isolation, les circuits d'interface et la carte driver des interrupteurs IGBT. Elle permet ainsi d'adapter les niveaux de tension nécessaires au bon fonctionnement de la chaîne de commande.

La Figure III.3 présente l'alimentation continue auxiliaire utilisée dans le banc expérimental.



FIGURE III.3 – Alimentation continue auxiliaire GW Instek SPS-1820

III.2.2 L'onduleur et le filtre LC

Dans la configuration du système étudié, l'étage de puissance assure la conversion de l'énergie continue en énergie alternative, suivie d'un filtrage du second ordre afin d'obtenir une tension de sortie de bonne qualité pour les applications autonomes.

- **L'onduleur monophasé en pont complet :**

L'élément central du dispositif de conversion est l'onduleur monophasé configuré en pont complet, ou pont en H. Comme l'illustre la Figure III.4, cette structure est constituée de quatre interrupteurs de puissance, des IGBT issus du module Semikron, répartis sur deux bras de commutation. Chaque interrupteur est associé à une diode montée en antiparallèle afin d'assurer la continuité du courant lors des phases de blocage.

Le pont est alimenté par la tension du bus continu V_{dc} . En commandant les états d'ouverture et de fermeture des interrupteurs à l'aide des signaux générés par la carte dSPACE DS1104, l'onduleur est capable de synthétiser une tension de sortie hachée prenant trois niveaux distincts : $+V_{dc}$, $-V_{dc}$ et 0.

Cette topologie en pont complet est particulièrement adaptée à la génération d'une tension alternative, puisqu'elle permet d'inverser la polarité de la tension appliquée à la charge. Elle constitue ainsi la base de mise en œuvre des stratégies de commande prédictive développées dans ce travail.

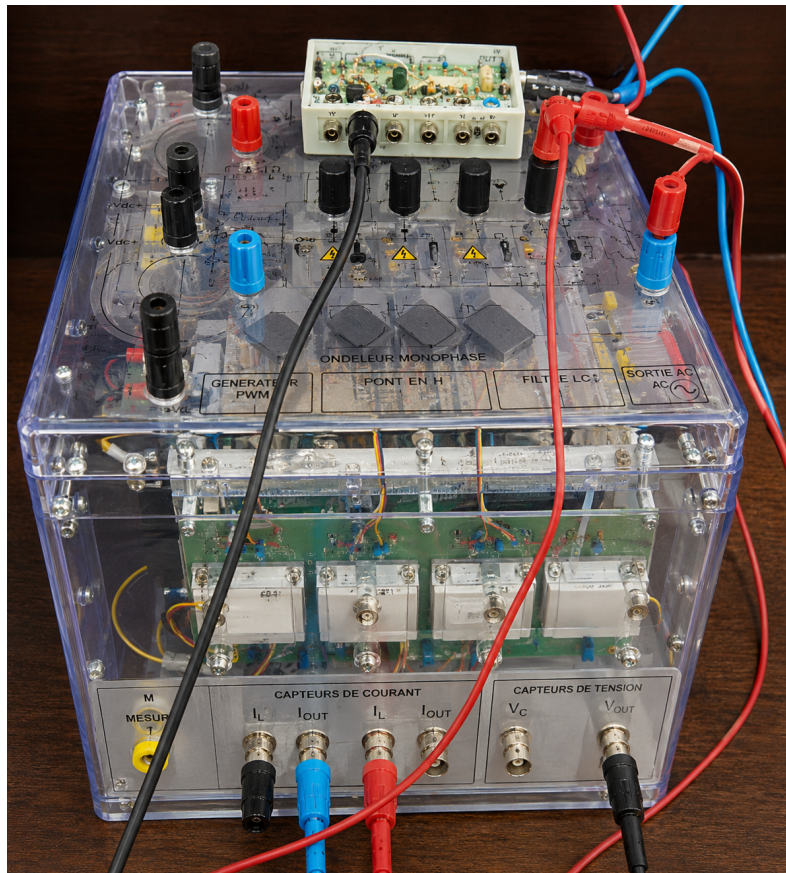


FIGURE III.4 – Module de puissance IGBT Semikron en configuration pont complet

- **Le filtre de sortie LC :**

Afin de lisser la tension hachée produite par le pont en H et de fournir une tension plus proche d'une sinusoïde à la charge, un filtre de sortie du second ordre, de type LC , est inséré entre l'onduleur et la charge. Ce filtre joue un rôle essentiel dans l'atténuation des harmoniques de commutation et dans l'amélioration de la qualité de la tension délivrée.

Le filtre comprend une inductance L_f , placée en série à la sortie du pont, qui limite les variations du courant et atténue les composantes harmoniques de haute fréquence. Il comprend également un condensateur C_f , connecté en parallèle avec la charge, qui agit comme élément de lissage de la tension en réduisant l'ondulation résiduelle.

L'association de ces deux éléments permet d'obtenir une tension de sortie plus proche d'une forme sinusoïdale, ce qui constitue l'objectif principal des lois de commande utilisées dans ce travail, à savoir la commande FCS-MPC et la commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov.

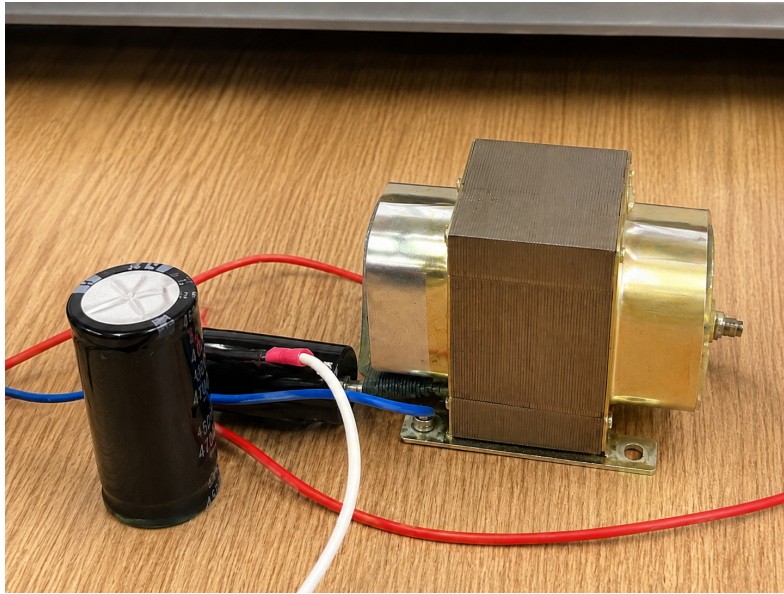


FIGURE III.5 – Inductance et condensateur du filtre de sortie *LC*

- **La charge résistive :**

La charge connectée aux bornes du condensateur est constituée d'une platine de résistances de puissance. Afin de reproduire des conditions de charge réalistes et d'évaluer la robustesse dynamique du système face aux variations de charge, une résistance équivalente totale de 10Ω est utilisée. Cette configuration permet de tester le comportement de l'onduleur dans différentes conditions de fonctionnement en temps réel et de mettre en évidence les performances des stratégies de commande étudiées.



FIGURE III.6 – Platine de charge résistive de puissance

III.2.3 Éléments de mesure et d'acquisition

Les éléments de mesure et d'acquisition jouent un rôle essentiel dans la validation expérimentale du système. Ils permettent d'obtenir, en temps réel, les grandeurs électriques nécessaires au retour d'information des algorithmes de commande. Dans le cas de l'onduleur monophasé à filtre LC , ces dispositifs assurent principalement la mesure de la tension de sortie et du courant, afin de garantir une commande précise et stable.

- **Sonde de tension différentielle :**

La sonde de tension différentielle GW Instek GDP-050, illustrée à la Figure III.7, est utilisée pour mesurer la tension aux bornes du condensateur du filtre LC , notée v_o . Étant donné que le circuit de puissance est flottant, cette sonde permet de convertir les signaux de haute tension en signaux de basse tension référencés à la masse, compatibles avec les entrées analogiques de la carte dSPACE DS1104.

Grâce à sa large bande passante, la sonde GDP-050 permet de capturer avec précision les variations rapides et les ondulations de tension induites par la commutation de l'onduleur.



FIGURE III.7 – Sonde de tension différentielle GW Instek GDP-050

- **Pince ampèremétrique :**

Le courant de l'inductance i_f et le courant de charge i_o sont mesurés à l'aide de la pince ampèremétrique Fluke i310s, présentée à la Figure III.8. Ce capteur non intrusif repose sur l'effet Hall et permet la mesure des composantes alternatives et continues du

courant.

La pince fournit un signal de sortie proportionnel au courant mesuré, ce qui facilite son exploitation par le système d'acquisition. Elle constitue un moyen fiable et pratique pour surveiller l'évolution du courant dans le montage expérimental.



FIGURE III.8 – Pince ampèremétrique AC/DC Fluke i310s

- **Oscilloscope numérique :**

L'analyse des performances du système est réalisée à l'aide de l'oscilloscope numérique GW Instek GDS-3504, représenté à la Figure III.9. Cet appareil à quatre canaux permet d'observer simultanément plusieurs grandeurs, telles que la tension de référence, la tension de sortie filtrée, le courant de charge et les signaux de commande.

Grâce à ses fonctions d'analyse avancées, notamment la mesure du spectre fréquentiel et du taux de distorsion harmonique, l'oscilloscope constitue un outil indispensable pour valider expérimentalement les résultats obtenus.

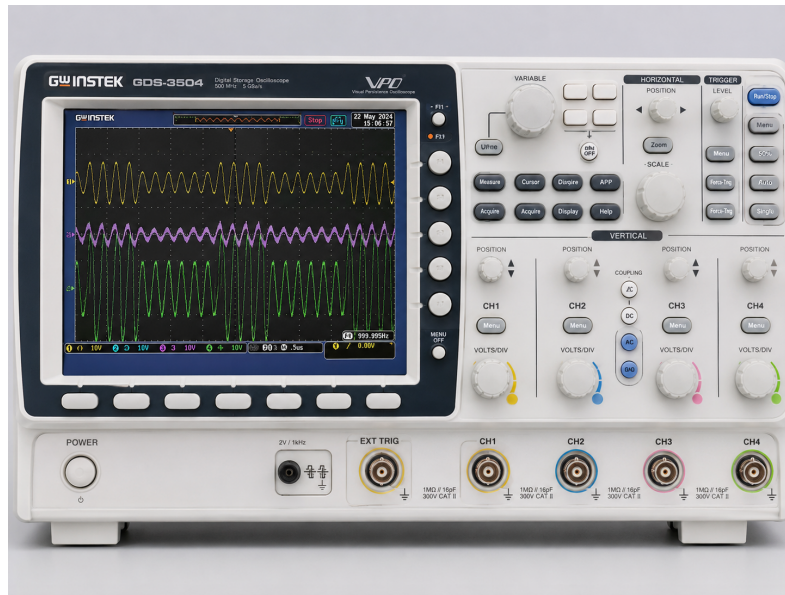


FIGURE III.9 – Oscilloscope numérique GW Instek GDS-3504

III.2.4 Unité de commande et de traitement

L'unité de commande et de traitement constitue le cœur du montage expérimental. Elle assure l'exécution en temps réel des algorithmes de commande, la gestion des signaux de commutation et la supervision globale du système. Dans ce travail, cette unité repose principalement sur la carte dSPACE DS1104 et sur le logiciel de supervision ControlDesk.

- **Plateforme de contrôle temps réel dSPACE DS1104 :**

La carte dSPACE DS1104 est une plateforme de développement utilisée pour le prototypage rapide des lois de commande. Elle permet de passer directement du modèle développé sous MATLAB/Simulink à son exécution en temps réel sur le matériel expérimental. Dans ce travail, elle assure l'acquisition des grandeurs mesurées, l'exécution des algorithmes de commande prédictive et la génération des signaux de commande destinés aux interrupteurs de l'onduleur.

La carte DS1104 est composée principalement d'une carte de traitement installée dans l'ordinateur et d'un panneau d'interface d'entrées/sorties. La carte de traitement est équipée d'un processeur de signal numérique permettant l'exécution rapide et déterministe des algorithmes. Grâce à l'interface RTI, les modèles réalisés sous Simulink peuvent être compilés puis chargés automatiquement sur la carte.

Le panneau d'interface frontal permet la connexion entre la carte dSPACE et le banc expérimental. Il comprend des entrées analogiques utilisées pour l'acquisition de la tension de sortie v_o et du courant du filtre i_f , des sorties analogiques pour l'envoi de signaux de contrôle ou de visualisation, ainsi que des sorties numériques et PWM destinées à la génération des signaux de commande des interrupteurs du pont en H.

La Figure III.10 présente le panneau d'interface frontal de la carte dSPACE DS1104.

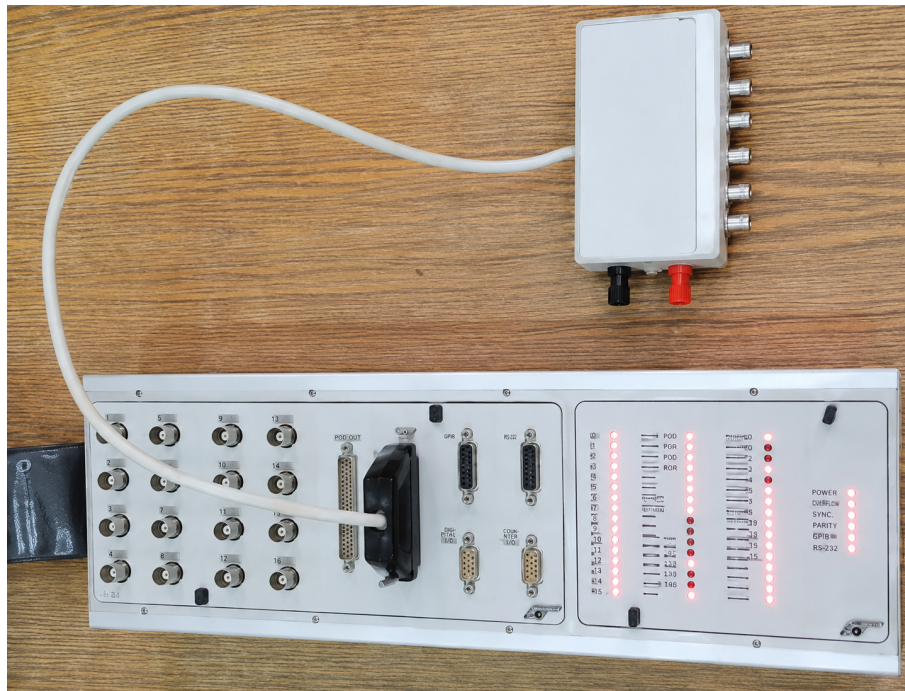


FIGURE III.10 – Panneau d’interface frontal de la carte dSPACE DS1104

- **Carte d'interface et d'amplification :**

Pour assurer la compatibilité entre la carte dSPACE DS1104 et le module de puissance Semikron, une carte d'interface est utilisée. Cette carte permet d'adapter les niveaux logiques des signaux issus de la dSPACE aux niveaux nécessaires pour la commande du driver de l'onduleur.

Elle joue également un rôle d'isolation et d'amplification des signaux de commande. En effet, les signaux générés par la carte dSPACE sont généralement de faible amplitude. Ils sont donc adaptés de 5 V à 15 V afin de commander correctement les interrupteurs IGBT du pont en H.

- **Logiciel de supervision ControlDesk :**

Le logiciel ControlDesk est utilisé comme interface de supervision du banc expérimental. Il permet de piloter l'expérimentation depuis l'ordinateur, de modifier certains paramètres de commande, de visualiser les grandeurs mesurées et d'enregistrer les résultats expérimentaux.

Dans ce travail, ControlDesk permet notamment l’affichage en temps réel de la tension de sortie, du courant du filtre et de l’erreur de suivi. Il permet aussi l’acquisition des données expérimentales afin de les exploiter par la suite pour l’analyse des performances et la comparaison avec les résultats de simulation.

III.3 Résultats expérimentaux et discussions

Cette section est consacrée à la présentation et à l'analyse des résultats expérimentaux obtenus sur le banc d'essai décrit précédemment. L'objectif principal est de valider en temps

réel les deux stratégies de commande prédictive étudiées dans le chapitre précédent, à savoir la commande FCS-MPC et la commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov.

Les essais expérimentaux sont réalisés dans des conditions proches de celles utilisées en simulation afin de permettre une comparaison cohérente des performances. Les grandeurs observées sont principalement la tension de référence v_o^* , la tension de sortie v_o , l'erreur de suivi $e = v_o^* - v_o$ et le courant de charge i_o . Ces grandeurs permettent d'évaluer la précision du suivi de référence, la qualité de la tension de sortie et le comportement dynamique du système.

Comme dans l'étude de simulation, les essais expérimentaux sont divisés en deux catégories principales. La première concerne le fonctionnement en régime permanent, où la référence et la charge restent constantes. Dans ce cas, trois types de charges sont considérés : une charge résistive R , une charge résistive-inductive RL et une charge non linéaire avec pont redresseur. La deuxième catégorie concerne le fonctionnement en régime transitoire. Elle comprend une variation de la référence de tension et une variation de la charge.

Les résultats expérimentaux sont d'abord présentés pour la commande FCS-MPC, puis pour la commande prédictive basée sur Lyapunov. Enfin, une comparaison expérimentale entre les deux stratégies est réalisée à partir des formes d'onde obtenues et des valeurs du taux de distorsion harmonique totale.

III.3.1 Résultats expérimentaux de la commande FCS-MPC

Cette partie présente les résultats expérimentaux obtenus avec la commande prédictive à ensemble fini de commande. Cette stratégie utilise le modèle discret du système afin de prédire l'évolution future de la tension de sortie pour chaque état de commutation admissible de l'onduleur. L'état qui minimise la fonction de coût entre la tension prédite et la tension de référence est ensuite appliqué au pont en H.

Les essais réalisés permettent d'analyser le comportement de la commande FCS-MPC en régime permanent, lors d'une variation de la référence et lors d'une variation de charge.

III.3.1.1 Fonctionnement en régime permanent

Le premier essai expérimental concerne le fonctionnement en régime permanent. Dans ce cas, la tension de référence est sinusoïdale et la charge reste constante pendant toute la durée de l'essai. Les résultats sont présentés pour les trois types de charges : charge résistive R , charge résistive-inductive RL et charge non linéaire avec pont redresseur.

La Figure III.11 présente les résultats expérimentaux obtenus avec la commande FCS-MPC en régime permanent.

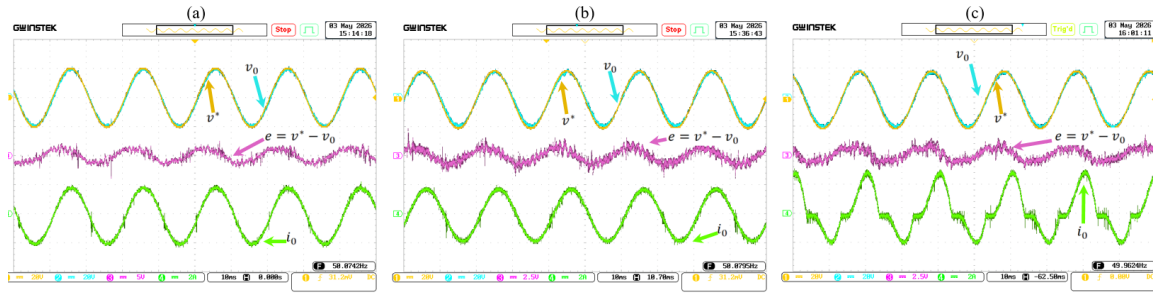


FIGURE III.11 – Résultats expérimentaux de la commande FCS-MPC en régime permanent : (a) charge R , (b) charge RL , (c) charge non linéaire

Dans le cas de la charge résistive R , la tension de sortie suit correctement la tension de référence. La forme d'onde obtenue reste proche d'une sinusoïde, ce qui montre que la commande FCS-MPC assure un bon suivi en régime permanent. L'erreur de suivi reste faible et bornée autour de zéro, malgré les petites ondulations dues aux commutations de l'onduleur et aux bruits de mesure. Le THD obtenu est de 3,18%. Cette valeur confirme la bonne qualité de la tension délivrée à la charge résistive.

Pour la charge RL , la commande conserve également de bonnes performances malgré la présence de l'inductance dans la charge. La tension de sortie reste proche de la référence et l'erreur de suivi reste bornée autour de zéro. Le courant de charge garde une évolution régulière, avec un léger effet lié au caractère inductif de la charge. Le THD obtenu est de 3,86%. Cette valeur reste acceptable et montre que la qualité de la tension de sortie est maintenue avec une charge résistive-inductive.

Dans le cas de la charge non linéaire avec pont redresseur, la tension de sortie reste globalement conforme à la référence malgré le caractère perturbateur de la charge. L'erreur de suivi présente des oscillations légèrement plus importantes que dans les cas des charges linéaires, en raison du courant non sinusoïdal absorbé par le pont redresseur. Le THD obtenu est de 4,39%. Cette valeur est plus élevée que celles obtenues avec les charges R et RL , mais elle reste acceptable et confirme que la commande FCS-MPC maintient une bonne qualité de tension même avec une charge non linéaire.

On remarque que le THD augmente lorsque la charge devient plus contraignante. Il passe de 3,18% pour la charge résistive à 3,86% pour la charge RL , puis à 4,39% pour la charge non linéaire. Cependant, ces valeurs restent faibles, ce qui confirme les bonnes performances expérimentales de la commande FCS-MPC en régime permanent.

III.3.1.2 Réponse à une variation de la référence

Le deuxième essai expérimental permet d'évaluer la réponse dynamique de la commande FCS-MPC face à une variation de la référence de tension. Cet essai permet de vérifier la capacité de la commande à suivre rapidement une nouvelle consigne.

La Figure III.12 présente les résultats expérimentaux obtenus lors de la variation de la référence pour les trois types de charges.

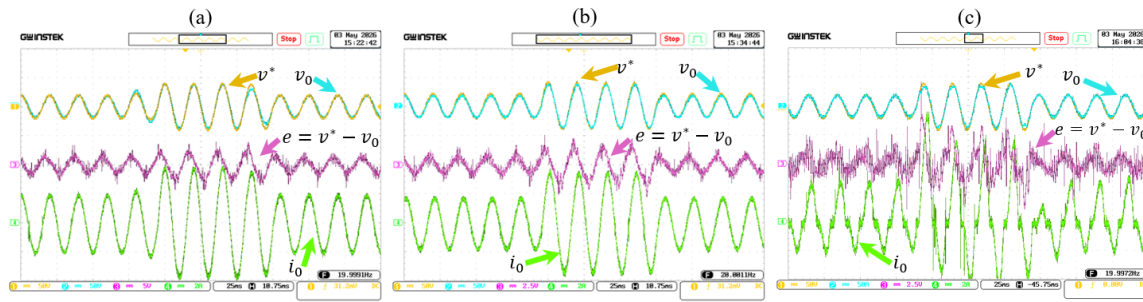


FIGURE III.12 – Réponse expérimentale de la commande FCS-MPC lors d'une variation de référence : (a) charge R , (b) charge RL , (c) charge non linéaire

Dans le cas de la charge résistive R , la tension de sortie suit correctement la variation imposée par la référence. Lors du changement d'amplitude, l'erreur de suivi augmente temporairement, puis revient à une valeur faible lorsque le régime se stabilise. Le courant de charge varie de manière cohérente avec l'évolution de la tension appliquée.

Pour la charge RL , la réponse reste satisfaisante malgré l'effet inductif de la charge. La tension de sortie suit la référence avec une bonne précision. Le courant présente une évolution plus progressive, mais cela ne perturbe pas fortement la régulation de la tension. L'erreur reste bornée pendant les instants de transition.

Dans le cas de la charge non linéaire, la réponse présente des oscillations plus visibles en raison du courant déformé absorbé par le pont redresseur. Cependant, la tension de sortie reste proche de la référence, ce qui montre que la commande FCS-MPC conserve une bonne capacité de suivi même dans des conditions de charge plus difficiles.

Globalement, les résultats obtenus lors de la variation de référence montrent que la commande FCS-MPC répond correctement au changement de consigne. La tension de sortie suit la nouvelle amplitude imposée, tandis que l'erreur reste limitée. Cela confirme la bonne rapidité de réponse de cette commande en régime transitoire.

III.3.1.3 Réponse à une variation de charge

Le troisième essai expérimental concerne la réponse de la commande FCS-MPC lors d'une variation de charge. Dans cet essai, la référence reste constante, tandis que la charge varie afin d'évaluer la robustesse de la commande face aux perturbations.

La Figure III.13 présente les résultats expérimentaux obtenus lors de la variation de charge.

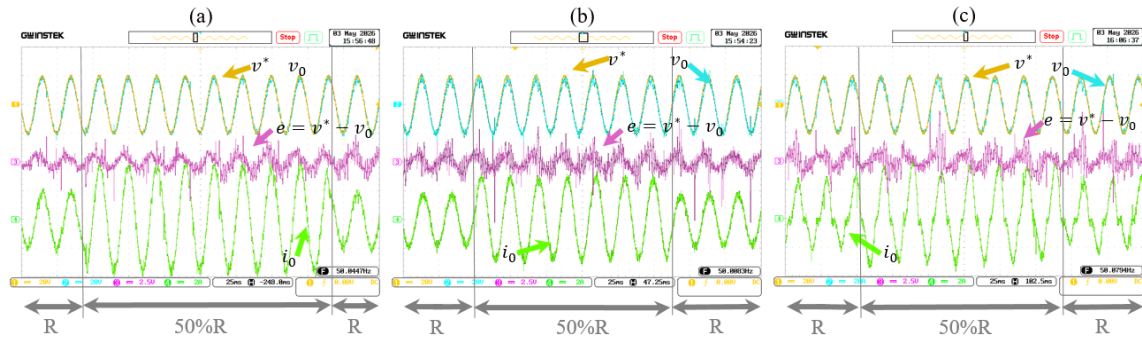


FIGURE III.13 – Réponse expérimentale de la commande FCS-MPC lors d'une variation de charge : (a) charge R , (b) charge RL , (c) charge non linéaire

Dans le cas de la charge résistive R , la variation de charge entraîne une modification du courant absorbé. Malgré cette perturbation, la tension de sortie reste proche de sa référence. L'erreur de suivi augmente légèrement au moment de la variation, puis diminue lorsque le régime se stabilise.

Pour la charge RL , la commande maintient également une bonne régulation de la tension de sortie. L'effet inductif de la charge agit sur la forme du courant, mais la tension reste bien contrôlée. L'erreur demeure limitée, ce qui confirme la robustesse de la commande face à ce type de perturbation.

Dans le cas de la charge non linéaire, la variation de charge provoque des fluctuations plus marquées du courant. La tension de sortie reste néanmoins globalement contrôlée. L'erreur devient plus visible pendant la perturbation, mais elle reste dans des limites acceptables. Ces résultats confirment que la FCS-MPC assure une bonne régulation de la tension même lors des variations de charge.

III.3.2 Résultats expérimentaux de la commande basée sur Lyapunov

Cette partie présente les résultats expérimentaux obtenus avec la commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov. Afin de permettre une comparaison cohérente avec la commande FCS-MPC, les mêmes scénarios expérimentaux sont repris : fonctionnement en régime permanent, variation de la référence et variation de charge.

Cette stratégie introduit un critère lié à la stabilité dans le choix de l'état de commutation. L'objectif est de réduire l'erreur de suivi et d'améliorer la régularité de la réponse dynamique du système.

III.3.2.1 Fonctionnement en régime permanent

La Figure III.14 présente les résultats expérimentaux obtenus avec la commande basée sur Lyapunov en régime permanent pour les trois types de charges.

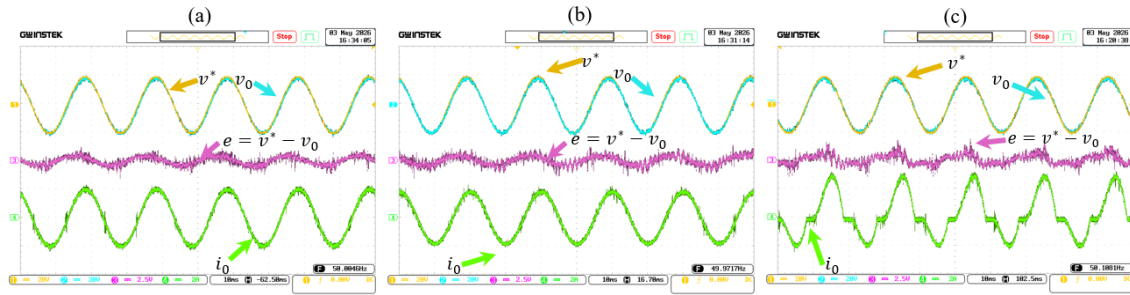


FIGURE III.14 – Résultats expérimentaux de la commande basée sur Lyapunov en régime permanent : (a) charge R , (b) charge RL , (c) charge non linéaire

Dans le cas de la charge résistive R , la tension de sortie suit correctement la tension de référence. La forme d'onde obtenue reste proche d'une sinusoïde et l'erreur de suivi demeure faible autour de zéro. Le THD obtenu est de 3,15%. Cette valeur confirme la bonne qualité de la tension délivrée à la charge résistive avec la commande basée sur Lyapunov.

Pour la charge RL , la commande basée sur Lyapunov conserve un bon comportement malgré la présence de l'inductance dans la charge. La tension de sortie reste proche de la référence, tandis que l'erreur de suivi reste limitée. Le courant de charge présente une évolution régulière, en accord avec la nature résistive-inductive de la charge. Le THD obtenu est de 3,70%. Cette valeur reste faible et montre que la commande maintient une bonne qualité de tension dans ce cas.

Dans le cas de la charge non linéaire avec pont redresseur, la tension de sortie reste globalement conforme à la référence malgré le courant déformé absorbé par la charge. L'erreur de suivi présente des oscillations plus visibles que dans les cas des charges linéaires, mais elle reste limitée. Le THD obtenu est de 4,15%. Cette valeur est plus élevée que celles obtenues avec les charges R et RL , mais elle reste inférieure à celle obtenue avec la commande FCS-MPC pour la même charge.

On remarque que le THD augmente également lorsque la charge devient non linéaire. Il passe de 3,15% pour la charge résistive à 3,70% pour la charge RL , puis à 4,15% pour la charge non linéaire. Cependant, ces valeurs restent faibles, ce qui confirme les bonnes performances expérimentales de la commande basée sur Lyapunov en régime permanent.

III.3.2.2 Réponse à une variation de la référence

Le même scénario de variation de référence que celui appliqué à la commande FCS-MPC est repris afin d'évaluer la rapidité de réponse de la commande basée sur Lyapunov.

La Figure III.15 présente les résultats expérimentaux obtenus lors de cette variation.

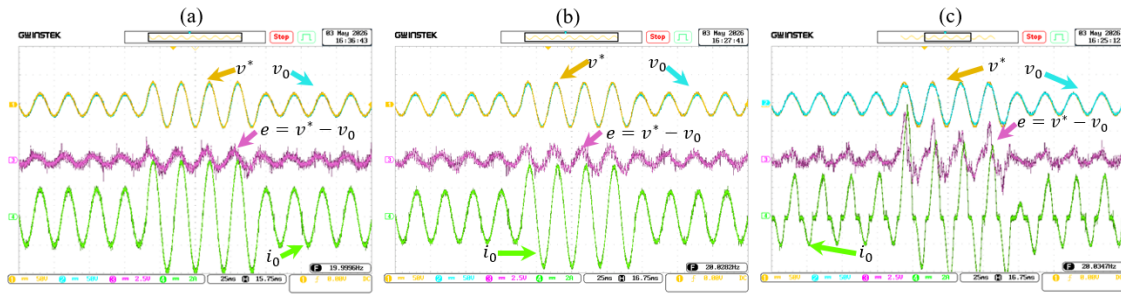


FIGURE III.15 – Réponse expérimentale de la commande basée sur Lyapunov lors d’une variation de référence : (a) charge R , (b) charge RL , (c) charge non linéaire

Pour les charges linéaires R et RL , la tension de sortie suit correctement la variation de référence. L’erreur augmente uniquement pendant les instants de transition, puis revient à une valeur faible lorsque le régime se stabilise. Le comportement obtenu montre une bonne rapidité dynamique et une bonne stabilité de la commande.

Dans le cas de la charge non linéaire, la réponse présente des fluctuations plus visibles à cause du courant déformé absorbé par le pont redresseur. Cependant, la tension de sortie reste proche de sa référence. Cela confirme que la commande basée sur Lyapunov garde une bonne capacité de suivi même dans des conditions de charge plus contraignantes.

III.3.2.3 Réponse à une variation de charge

Le dernier essai expérimental reprend le même scénario de variation de charge que celui étudié avec la FCS-MPC. Il permet d’évaluer la robustesse de la commande basée sur Lyapunov face aux perturbations de charge.

La Figure III.16 présente les résultats expérimentaux obtenus lors de la variation de charge.

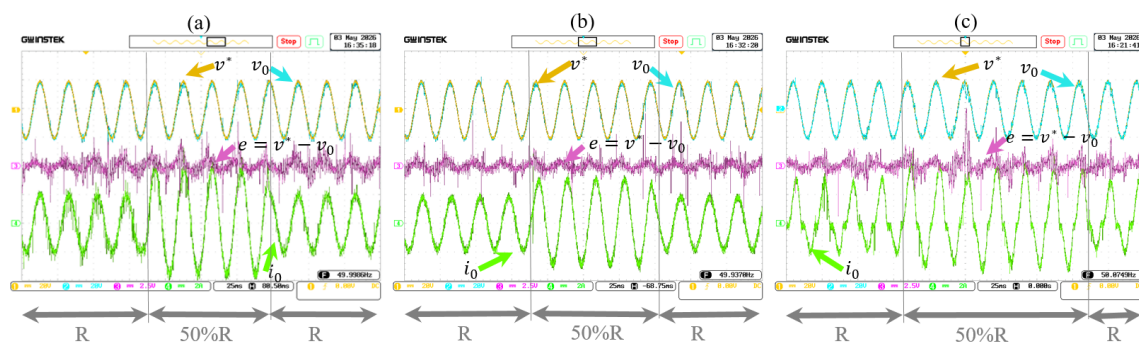


FIGURE III.16 – Réponse expérimentale de la commande basée sur Lyapunov lors d’une variation de charge : (a) charge R , (b) charge RL , (c) charge non linéaire

Pour les charges linéaires, la tension de sortie reste proche de sa référence malgré la variation du courant absorbé par la charge. L’erreur présente une perturbation temporaire au moment de la variation, puis diminue lorsque le régime se stabilise. Cette réponse montre que la commande maintient une bonne régulation de la tension.

Dans le cas de la charge non linéaire, la variation de charge provoque des fluctuations plus marquées. Toutefois, la tension de sortie reste globalement contrôlée et l'erreur demeure limitée. Ces résultats confirment la robustesse expérimentale de la commande basée sur Lyapunov face aux variations de charge.

III.3.3 Étude comparative expérimentale

Dans cette section, deux comparaisons sont présentées. La première concerne la comparaison expérimentale entre la commande FCS-MPC et la commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov. La seconde concerne la comparaison entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux.

III.3.3.1 Comparaison expérimentale entre la commande FCS-MPC et la commande basée sur Lyapunov

Les deux stratégies de commande sont appliquées au même onduleur monophasé avec filtre LC , dans les mêmes conditions expérimentales. La comparaison porte principalement sur le taux de distorsion harmonique totale, le suivi de la tension de référence et le comportement dynamique.

TABLEAU III.1 – Comparaison expérimentale entre la commande FCS-MPC et la commande basée sur Lyapunov

Critère	FCS-MPC	Commande basée sur Lyapunov
THD – charge R	3,18%	3,15%
THD – charge RL	3,86%	3,70%
THD – charge non linéaire	4,39%	4,15%
Suivi de référence	Bon	Bon, légèrement plus régulier
Erreur de suivi	Faible	Légèrement plus faible
Comportement dynamique	Bon	Légèrement meilleur

D'après le Tableau III.1, les deux commandes présentent des performances expérimentales proches. Les valeurs du THD restent relativement faibles pour les trois types de charges, ce qui confirme la bonne qualité de la tension de sortie obtenue après le filtrage LC . La commande basée sur Lyapunov donne toutefois des valeurs de THD légèrement inférieures à celles obtenues avec la FCS-MPC. Cette amélioration est faible pour la charge résistive, mais elle devient plus visible pour la charge RL et la charge non linéaire.

III.3.3.2 Comparaison entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux

Afin de vérifier la cohérence entre l'étude numérique et la validation pratique, les valeurs du THD obtenues en simulation sont comparées à celles relevées expérimentalement.

TABLEAU III.2 – Comparaison entre les valeurs du THD obtenues en simulation et en expérimental

Commande	Type de charge	Simulation	Expérimental
FCS-MPC	Charge R	2,17%	3,18%
FCS-MPC	Charge RL	2,26%	3,86%
FCS-MPC	Charge non linéaire	2,72%	4,39%
Commande basée sur Lyapunov	Charge R	2,13%	3,15%
Commande basée sur Lyapunov	Charge RL	2,23%	3,70%
Commande basée sur Lyapunov	Charge non linéaire	2,51%	4,15%

D'après le Tableau III.2, les valeurs expérimentales du THD sont supérieures à celles obtenues en simulation pour les deux stratégies de commande. Cette différence est normale, car le modèle de simulation repose sur des hypothèses idéalisées. En pratique, le système réel est influencé par plusieurs phénomènes non idéaux, tels que les bruits de mesure, les temps morts des interrupteurs, les pertes dans les composants, les retards d'échantillonnage, les résistances parasites et les imperfections du filtre LC .

Malgré cette augmentation du THD en expérimental, les tendances générales restent les mêmes que celles observées en simulation. La commande basée sur Lyapunov conserve un léger avantage par rapport à la FCS-MPC, notamment pour la charge RL et la charge non linéaire. Ainsi, les résultats expérimentaux confirment la cohérence des résultats de simulation et valident la faisabilité pratique des deux stratégies de commande.

III.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté l'implémentation expérimentale des commandes prédictives appliquées à un onduleur monophasé avec filtre LC . Le banc d'essai utilisé a été décrit à travers ses principaux éléments : alimentations, module de puissance, filtre LC , charge, capteurs, carte dSPACE DS1104 et logiciel ControlDesk.

Les résultats expérimentaux ont montré que la commande FCS-MPC et la commande basée sur Lyapunov assurent un bon suivi de la tension de référence en régime permanent, lors des variations de référence et des variations de charge.

L'étude comparative a confirmé que les deux commandes présentent des performances proches. La commande basée sur Lyapunov offre toutefois un THD légèrement plus faible et une réponse plus régulière. Malgré l'augmentation des valeurs expérimentales par rapport à la simulation, les tendances générales restent cohérentes.

Ainsi, les résultats obtenus valident la faisabilité expérimentale des commandes prédictives étudiées et montrent l'efficacité de la plateforme dSPACE DS1104 pour la commande en temps réel.

Conclusion générale

Ce mémoire a été consacré à l'étude, la simulation et la validation expérimentale de deux stratégies de commande prédictive appliquées à un onduleur monophasé en pont complet associé à un filtre de sortie LC . Ce convertisseur joue un rôle essentiel dans les systèmes autonomes à énergies renouvelables, car il permet de transformer la tension continue du bus DC en une tension alternative de bonne qualité.

Dans un premier temps, les généralités sur les systèmes autonomes à énergies renouvelables ont été présentées, ainsi que les principales sources d'énergie, les convertisseurs de puissance et les techniques de commande. Cette partie a permis de montrer l'importance de l'électronique de puissance dans l'amélioration de la stabilité et de la qualité de l'énergie fournie.

Ensuite, la modélisation de l'onduleur monophasé avec filtre LC a été développée. Deux commandes prédictives ont été étudiées : la commande FCS-MPC et la commande basée sur la théorie de Lyapunov. Les résultats de simulation ont montré que les deux méthodes assurent un bon suivi de la tension de référence en régime permanent, lors d'une variation de référence et lors d'une variation de charge. La commande basée sur Lyapunov a montré un léger avantage en termes de régularité de réponse et de réduction du THD.

Enfin, la validation expérimentale a été réalisée sur un banc d'essai à base de carte dSPACE DS1104. Les résultats obtenus ont confirmé la faisabilité pratique des deux commandes. Les tensions de sortie restent proches de leurs références, avec une erreur de suivi limitée. Les valeurs expérimentales du THD sont légèrement supérieures à celles obtenues en simulation, à cause des contraintes réelles du banc d'essai, comme les bruits de mesure, les temps morts, les retards d'échantillonnage et les pertes dans les composants.

L'étude comparative a montré que les deux commandes présentent de bonnes performances. La FCS-MPC se distingue par sa simplicité de mise en œuvre, tandis que la commande basée sur Lyapunov offre une meilleure qualité harmonique et un comportement légèrement plus régulier. Ainsi, les résultats obtenus confirment l'intérêt des commandes prédictives pour les onduleurs monophasés avec filtre LC .

Comme perspectives, ce travail peut être étendu aux systèmes triphasés, aux charges plus variées ou aux architectures connectées au réseau. Il serait aussi intéressant d'intégrer une source renouvelable réelle, comme un générateur photovoltaïque associé à un convertisseur MPPT, afin de valider toute la chaîne de conversion.

Bibliographie

- [1] O. Ellabban, H. Abu-Rub, and F. Blaabjerg, “Renewable energy resources : Current status, future prospects and their enabling technology,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 39, pp. 748–764, 2014.
- [2] H. Abu-Rub, M. Malinowski, and K. Al-Haddad, *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*. Hoboken, NJ, USA : Wiley/IEEE Press, 2014.
- [3] A. Saim, *Topologies de contrôle d’une architecture de génération distribuée d’électricité*, Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, s.d.
- [4] N. Ait Sidhoum, *Étude d’un onduleur monophasé : Application aux systèmes photovoltaïques*, Mémoire de Master académique, Département d’Électrotechnique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, 2018–2019.
- [5] HardwareBee, “What is DC-DC Converter?,” *HardwareBee*, 11 mai 2019. [En ligne]. Disponible : <https://hardwarebee.com/what-is-dc-dc-converters/>
- [6] B. Talbi, F. Krim, T. Rekioua, A. Laib, and H. Feroura, “Design and hardware validation of modified P&O algorithm by fuzzy logic approach based on model predictive control for MPPT of PV systems,” *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, vol. 9, no. 4, p. 043503, 2017.
- [7] B. Talbi, F. Krim, T. Rekioua, S. Mekhilef, A. Laib, and A. Belaout, “A high-performance control scheme for photovoltaic pumping system under sudden irradiance and load changes,” *Solar Energy*, vol. 159, pp. 353–368, 2018.
- [8] A. Nebbache and S. Degdeg, *Étude et commande d’une chaîne photovoltaïque connectée au réseau à travers un onduleur multi-niveaux de type PEC*, Mémoire de Master, Département d’Électronique, Université Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi de Bordj Bou Arreridj, Algérie, 2023.
- [9] B. Talbi, F. Krim, A. Laib, and A. Sahli, “Model predictive voltage control of a single-phase inverter with output LC filter for stand-alone renewable energy systems,” *Electrical Engineering*, vol. 102, pp. 1073–1082, 2020.
- [10] M. Büyük, A. Tan, M. Tümay, and K. Ç. Bayındır, “Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter : A comprehensive review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 62, pp. 46–69, 2016.

- [11] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. Chichester, U.K. : John Wiley & Sons, 2012.
- [12] P. Cortés, G. Ortiz, J. I. Yuz, J. Rodriguez, S. Vazquez, and L. G. Franquelo, “Model predictive control of an inverter with output LC filter for UPS applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1875–1883, 2009.
- [13] S. Golzari, F. Rashidi, and H. F. Farahani, “A Lyapunov function based model predictive control for three phase grid connected photovoltaic converters,” *Solar Energy*, vol. 181, pp. 222–233, 2019.
- [14] H. Makhamreh, M. Sleiman, O. Kükrer, and K. Al-Haddad, “Lyapunov-based model predictive control of a PUC7 grid-connected multilevel inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 9, pp. 7012–7021, 2019.
- [15] M. A. Mehiris, B. Talbi, I. Messaoudene, H. E. Mansouri, A. Krama, and A. Sahli, “FPGA-in-the-Loop implementation of enhanced Lyapunov-based modulated predictive control approach for LCL-filtered grid-connected inverters,” *Computers and Electrical Engineering*, vol. 128, p. 110692, 2025.
- [16] M. Bendjeffal et M. Benabbas, *Utilisation d’un convertisseur multi-niveaux de type PUC dans un système de filtrage actif*, Mémoire de Master, Filière Électronique, Spécialité Industries Électroniques, Université Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi de Bordj Bou Arreridj, Algérie, 2022.

Résumé :

Ce mémoire présente l'étude, la simulation et la validation expérimentale de deux stratégies de commande prédictive appliquées à un onduleur monophasé en pont complet associé à un filtre de sortie LC . Les méthodes étudiées sont la FCS-MPC et la commande prédictive basée sur la théorie de Lyapunov. Le système est d'abord modélisé afin de décrire la dynamique de l'onduleur et du filtre, puis les deux algorithmes sont testés sous MATLAB/Simulink en régime permanent, lors d'une variation de référence et lors d'une variation de charge. La validation expérimentale est réalisée sur un banc d'essai basé sur la carte dSPACE DS1104. Les résultats montrent un bon suivi de la tension de référence et une bonne qualité de tension pour les deux méthodes. La commande basée sur Lyapunov présente toutefois un léger avantage en termes de réduction du THD et de régularité de la réponse dynamique.

Mots-clés : Onduleur monophasé, filtre LC , commande prédictive, FCS-MPC, Lyapunov, dSPACE DS1104, THD.

ملخص:

يعرض هذا العمل دراسة ومحاكاة وتحقيقاً تجريبياً لاستراتيجيتين للتحكم التنبئي مطبقتين على عاكس أحادي الطور بجسر كامل مع مرشح خرج من نوع LC . تم اعتماد طريقتين هما FCS-MPC والتحكم التنبئي المعتمد على نظرية ليابونوف. في البداية تمت نمذجة النظام من أجل وصف سلوك العاكس والمرشح، ثم تم اختبار خوارزميات التحكم بالمحاكاة باستعمال MATLAB/Simulink في حالات النظام الدائم وتغير مرجع الجهد وتغير الحمل. بعد ذلك تم التحقق تجريبياً باستعمال منصة اختبار تعتمد على بطاقة dSPACE DS1104. أظهرت النتائج جودة جيدة في تتبع جهد المرجع وجودة مناسبة لجهد الخرج في كلتا الطريقتين، مع أفضلية طفيفة لطريقة ليابونوف من حيث تقليل THD وتحسين انتظام الاستجابة الديناميكية.

الكلمات المفتاحية: عاكس أحادي الطور، مرشح، LC التحكم التنبئي، FCS-MPC، ليابونوف، dSPACE، DS1104، THD.

Abstract :

This thesis presents the study, simulation, and experimental validation of two predictive control strategies applied to a single-phase full-bridge inverter with an output LC filter. The studied methods are the finite control set model predictive control FCS-MPC and the Lyapunov-based predictive control. The system is first modeled in order to describe the dynamic behavior of the inverter and the filter. Then, both control algorithms are tested under MATLAB/Simulink for steady-state operation, reference variation, and load variation. Experimental validation is carried out on a test bench based on the dSPACE DS1104 board. The obtained results show good reference voltage tracking and good output voltage quality for both methods. However, the Lyapunov-based predictive control provides a slight improvement in terms of THD reduction and dynamic response regularity.

Keywords : Single-phase inverter, LC filter, predictive control, FCS-MPC, Lyapunov, dSPACE DS1104, THD.