

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

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

**Faculté des Sciences et de la technologie**

**Département d'Electronique**

# **Mémoire**

*Présenté pour obtenir*

**LE DIPLOME DE MASTER**

**FILIERE : ELECTRONIQUE**

**Spécialité : Industries Electroniques**

Par

➤ **SEDIRA Rafik**

*Intitulé*

## **Commande Prédictive Basée sur Lyapunov d'un Redresseur Multiniveaux Monophasé à Sorties Multiples de Type PUC (Packed U-Cells).**

*Soutenu le : 12/06/2025*

*Devant le Jury composé de :*

<i>Nom &amp; Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>M. DJELLAL Djamel</i>	<i>MAA</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. SAHLI Abdeslem</i>	<i>MCB</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. BOUKEZATA Boualem</i>	<i>MCA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

*Année Universitaire 2024/2025*

# *Remerciements*

Louange à Dieu, par la grâce duquel les bonnes actions sont accomplies. Je le remercie pour son aide et ses conseils dans la réalisation de cette mémoire. Ce fut un voyage rempli de défis et d'enseignements, et je tiens à exprimer ma profonde gratitude à tous ceux qui ont contribué à cette réussite.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements et ma profonde gratitude au **Dr. Sahli Abdeslem**, qui a été pour moi un mentor et un enseignant exceptionnel. Grâce à ses vastes connaissances et à ses précieux conseils, j'ai pu surmonter de nombreux obstacles et relever les défis rencontrés lors de la préparation de ce mémoire.

Je remercie mon cher père qui m'a toujours encouragé et soutenu pour réaliser mes rêves, et ma chère mère qui a été un pilier de soutien pour moi à chaque pas que je fais.

À ma sœur et à mon frère, merci pour votre soutien et vos encouragements continus tout au long de ma vie.

Je remercie tous les membres de mon jury de mémoire d'avoir accepté de juger ce travail.

Je tiens à remercier tous les professeurs et administrateurs du département d'électronique pour leur soutien et leurs conseils tout au long de mes études.

Je remercie également tous ceux qui m'ont aidé et soutenu directement ou indirectement dans la réalisation de ce travail.

Veillez accepter mes remerciements et mon respect, et que Dieu vous récompense en mon nom.

# *Dédicace*

À ceux qui ont été ma source de soutien et d'inspiration, après Dieu, dans mon succès et mon excellence. À mon cher père, qui m'a appris que l'ambition n'a pas de limites et que la persévérance est la clé du succès. À ma chère mère, qui a toujours été mon pilier et mon soutien, et qui n'a ménagé aucun effort pour m'encourager et m'aider.

À mon frère et ma sœur bien-aimés : chacun par son nom, merci pour votre soutien constant et votre aide à chaque étape de mon parcours.

À mes chers professeurs : depuis l'école primaire jusqu'à aujourd'hui qui n'ont jamais hésité à partager leur savoir et leurs précieux conseils avec moi. Je vous adresse toute ma gratitude et mon respect.

À tous mes amis, qui ont été à mes côtés en toutes circonstances, partageant avec moi les moments difficiles et agréables.

Je vous dédie ce travail modeste en signe de ma reconnaissance et de mes remerciements à vous tous.

*Rafik Sedira*

# Table des Matières

<b>Table des Matières</b> .....	III
<b>Liste des Figures</b> .....	V
<b>Liste des Tableaux</b> .....	VI
<b>Liste des Abréviations</b> .....	VII
<b>Liste des symboles</b> .....	VIII
<b>Introduction Générale</b> .....	1
<b>Chapitre I : Notions générales sur la qualité d'énergie électrique</b> .....	3
I.1 Introduction .....	4
I.2 Qualité de l'énergie électrique .....	5
I.3 Problématique des harmoniques.....	6
I.3.1 Origine des harmoniques .....	6
I.3.2 Caractérisation des harmoniques .....	7
I.3.3 Normes concernant les perturbations harmoniques.....	9
I.4 Perturbations produites par les redresseurs à commutation naturelle .....	10
I.5 Normes et réglementations.....	12
I.6 Solutions pour l'amélioration de la qualité d'énergie .....	13
I.6.1 Solutions traditionnelles (Filtres passifs) .....	13
I.6.2 Prélèvement sinusoïdal .....	14
I.6.2.1 Correction du facteur de puissance PFC .....	15
I.6.2.2 Redresseurs à injection de courant.....	16
I.6.2.3 Redresseurs à MLI .....	17
I.7 Conclusion.....	19
<b>Chapitre II : Le Redresseur Monophasé à MLI de Tension à Deux Niveaux</b> .....	20
II.1 Introduction.....	21
II.2 Structure d'un Redresseur PWM monophasé à deux niveaux.....	22
II.3 Contrôle par hystérésis du courant d'un redresseur monophasé à deux niveaux .....	23
II.3.1 Contrôle du courant par hystérésis .....	24
II.3.2 Boucle de régulation de la tension du bus continu.....	25

II.3.3 Boucle de verrouillage de phase.....	25
II.3.4 Résultats de simulation.....	26
II.4 Contrôle prédictif du courant de source pour commande un redresseur monophasé monophasés à deux niveaux .....	29
II.4.1 Principe de la commande prédictive à ensemble de commande finie .....	30
II.4.2 Algorithme du contrôle prédictif du courant.....	31
II.4.3 Résultats de simulation.....	34
II.5 Conclusion .....	36
<b>Chapitre 3 : Redresseur monophasé multi-niveaux de type PUC .....</b>	<b>37</b>
III.1 Introduction .....	38
III.2 Topologie du convertisseur multi-niveaux PUC7 .....	39
III.3 Système de redressement à base du convertisseur PUC7 .....	40
III.4 Commande prédictive de redresseur PUC7 .....	43
III.4.1 Algorithme du contrôle prédictif du courant .....	44
III.4.2 Résultats de simulation .....	46
III.5 Commande prédictive basée sur Lyapunov pour le redresseur PUC7 .....	49
III.5.1. Algorithme du contrôle prédictif basée sur Lyapunov .....	49
III.5.2. Résultats de simulation .....	52
III.6 Étude comparative .....	54
III.7 Conclusion .....	55
<b>Conclusion Générale .....</b>	<b>56</b>
<b>Références Bibliographiques .....</b>	<b>57</b>
<b>Résumé .....</b>	<b>59</b>

## Liste des Figures

<b>Figure I.1:</b> Redresseur monophasé à Pont de Diodes .....	11
<b>Figure I.2:</b> Redresseur triphasé à pont de thyristor .....	12
<b>Figure I.3:</b> les deux familles des filtres passifs .....	14
<b>Figure I.4:</b> Structure et principe de commande d'un convertisseur AC/DC avec PFC. ....	15
<b>Figure I.5:</b> Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à injection de courant .....	16
<b>Figure I.6:</b> Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant.....	17
<b>Figure I.7:</b> Topologie d'un redresseur à PWM triphasé de tension .....	18
<b>Figure II.1:</b> Structure générale Redresseur monophasé à MLI de Tension à deux niveaux .....	22
<b>Figure II.2:</b> Structure de contrôle par hystérésis du courant de source pour un redresseur monophasé à deux niveaux .....	23
<b>Figure II.3:</b> Principe de contrôle de courant par hystérésis .....	24
<b>Figure II.4:</b> Principe de génération des ordres de commande .....	24
<b>Figure II.5:</b> Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continue.....	25
<b>Figure II.6:</b> Diagramme de blocs d'une PLL.....	26
<b>Figure II.7:</b> Résultats de simulation de redresseur monophasé a deux niveaux par commande de courant à hystérésis .....	28
<b>Figure II.8:</b> Schéma fonctionnel de la commande MPC.....	29
<b>Figure II.9:</b> Structure générale de la FCS-MPC appliqué au convertisseur de puissance .....	30
<b>Figure II.10:</b> Structure de contrôle prédictif du courant de source.....	31
<b>Figure II.11:</b> Diagramme de l'algorithme du contrôle prédictif.....	32
<b>Figure II.12:</b> Résultats de simulation de redresseur PWM à deux niveaux avec une commande FCS-MPC .....	35
<b>Figure III.1:</b> Topologie PUC7 .....	39
<b>Figure III.2:</b> Structure d'un redresseur PUC7 .....	40
<b>Figure III.3:</b> Les états de commutation de redresseur PUC7.....	42
<b>Figure III.4:</b> Structure de contrôle prédictif du courant de source avec un redresseur PUC7.....	44
<b>Figure III.5:</b> Diagramme de l'algorithme du contrôle prédictif pour le redresseur PUC7 .....	45
<b>Figure III.6:</b> Résultats de simulation de redresseur multiniveaux PUC7 avec la commande FCS-MPC .....	48
<b>Figure III.7:</b> Structure de contrôle prédictif basée sur Lyapunov du courant de source avec un redresseur PUC7.....	49
<b>Figure III.8:</b> Diagramme de l'algorithme du contrôle prédictif basée sur Lyapunov pour le redresseur PUC7.....	51
<b>Figure III.9:</b> Résultats de simulation de redresseur multiniveaux PUC7 avec la commande FCS-MPC basée sur Lyapunov .....	54

## Liste des Tableaux

<b>Tableau I.1:</b> Normes les plus utilisées sur les problèmes de qualité de l'énergie [4] .....	9
<b>Tableau I.2:</b> IEC 61000-3-2 : Courant maximum admissible (courant de l'équipement inférieur ou égal à 16A par phase), (puissance absorbée $P < 600W$ ) [5].....	10
<b>Tableau I.3:</b> Norme IEEE 519-1992 limites de distorsion de tension [6] .....	10
<b>Tableau I.4:</b> Limites de perturbations définies par EN 50160 [4] .....	13
<b>Tableau II.1:</b> Les états de commutation et niveaux de tension de redresseur monophasé à MLI de Tension à deux niveaux .....	23
<b>Tableau II.2:</b> Les paramètres de simulation .....	26
<b>Tableau III.1:</b> Les états de commutation et niveaux de tension du redresseur PUC7 [17] .....	41
<b>Tableau III.2:</b> Les paramètres de simulation.....	46
<b>Tableau III.3:</b> Comparaison entre les deux contrôles.....	55

## Liste des Abréviations

<b>PUC</b>	Packaged U-Cell
<b>MLI</b>	Multi-level inverter
<b>PWM</b>	Pulse width modulation
<b>FCS-MPC</b>	Finite Control Set model predictive control
<b>IEEE</b>	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<b>THDi</b>	Total Harmonic Distortion index
<b>FP</b>	Facteur de puissance
<b>IEC</b>	International Electrotechnical Commission
<b>HVDC</b>	High Voltage Direct Current
<b>AC</b>	Alternative Current
<b>DC</b>	Direct Current
<b>PFC</b>	Power factor corrector
<b>IGBT</b>	Insulated-gate bipolar transistor
<b>MOSFET</b>	Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor
<b>PLL</b>	Phase Locked Loop
<b>PI</b>	Proportional Integral
<b>HCC</b>	Hysteresis Current Control
<b>VCO</b>	Voltage-Controlled Oscillator
<b>ASI</b>	Alimentation sans interruption
<b>MPC</b>	Model Predictive Control
<b>CCS-MPC</b>	Continuous control set model predictive control,
<b>CMN</b>	Convertisseurs multi-niveaux

## Liste des symboles

$V_s$	Tension du réseau
$f_s$	Fréquence de la source
$I_s$	Courant du réseau
$R_s, L_s$	L'inductance et la résistance du réseau
$C_{dc}$	Capacité du condensateur du bus continu
$V_{dc}$	Tension du bus continu
$i_{dc}$	Courant du bus continu
$V_{dc-ref}$	Tension de référence du bus continu
$S_{a,b,c}$	Signaux de commutation du redresseur
$C_1, C_2$	Capacités des condensateurs du PUC7
$C_{dc1}, C_{dc2}$	Liaisons DC du l'onduleur PUC7
$V_{dc1}, V_{dc2}$	Tensions des liaisons DC du redresseur PUC7
$i_d, i_{dc2}$	Courant de charge
$I_s-ref$	Courant de référence du réseau
$\Delta I$	Largeur de la bande hystérésis
$T_s$	Temps d'échantillonnage
$f_s$	Fréquence d'échantillonnage
$P$	Puissance Active
$S$	Puissance apparente
$g$	Fonction de cout de l'algorithme prédictif
$V_r$	Tension d'entrée de redresseur
$k+1$	Prochain échantillon
$V_{R1,2}$	Tensions aux bornes de charge R1&R2
$x_1$	L'erreur de tension du premier condensateur
$x_1$	L'erreur de tension du deuxième condensateur
$x_3$	L'erreur du courant de source

# Introduction Générale

La qualité de l'énergie est un concept global qui englobe la qualité de l'alimentation électrique, la forme d'onde de la tension, ainsi que la qualité du courant. Améliorer cette qualité dans les réseaux de distribution électrique constitue un enjeu stratégique majeur pour les opérateurs de réseaux et les compagnies d'électricité. En régime normal de fonctionnement, la qualité de l'énergie est principalement définie par la fidélité de la forme d'onde de la tension fournie. Les harmoniques figurent parmi les principaux phénomènes susceptibles de dégrader cette tension. Par ailleurs, la qualité du courant reflète la capacité des charges à fonctionner sans engendrer de perturbations ou diminuer l'efficacité globale du système électrique. L'évaluation de la forme d'onde de la tension repose généralement sur sa conformité à des normes internationales reconnues.

L'intégration croissante d'équipements industriels et domestiques équipés de circuits électroniques non linéaires entraîne l'apparition de courants non sinusoïdaux dans les réseaux de distribution, causant divers effets indésirables. Dans ce contexte, des recherches récentes se sont orientées vers la prévention des perturbations harmoniques, notamment grâce à l'utilisation d'un redresseur multiniveaux monophasé à deux sorties de type PUC (Packaged U-Cell). Cette architecture novatrice offre plusieurs avantages par rapport aux redresseurs conventionnels, notamment une réduction significative du contenu harmonique, une amélioration du rendement de conversion, et la fourniture de tensions continues de haute qualité adaptées à une grande variété d'applications.

Ce travail a pour objectif la mise en œuvre d'une stratégie de commande avancée, en particulier le contrôle prédictif basé sur la fonction de Lyapunov, appliquée au redresseur PUC mentionné. Cette approche vise à produire un courant de réseau aussi proche que possible d'une sinusoïde idéale, tout en minimisant les harmoniques. À cet effet, un redresseur monophasé à sept niveaux, basé sur l'empilement de cellules PUC, est envisagé. Cette configuration permet de générer un grand nombre de niveaux de tension avec un nombre réduit de composants, ce qui en fait une solution hautement performante pour la conversion de puissance.

Afin d'atteindre les objectifs fixés, cette mémoire est structurée en trois chapitres principaux :

- Le chapitre 1 est consacré à l'étude de la qualité de l'énergie électrique, avec un accent particulier sur les harmoniques : leur origine, leur caractérisation, ainsi que les critères d'évaluation associés. Ce chapitre présente également les différentes méthodes de réduction des perturbations harmoniques, qu'elles soient traditionnelles (telles que les filtres passifs) ou modernes (comme les redresseurs à modulation de largeur d'impulsion, MLI).
- Le chapitre 2 est consacré à l'étude de la commande par hystérésis des courants absorbés par le redresseur monophasé à PWM à deux niveaux. Des tests de simulation ont été réalisés afin de comparer les performances des régulateurs étudiés.
- Le chapitre 3 s'intéresse au contrôle prédictif du courant absorbé par le réseau à l'aide d'un redresseur multiniveaux de type PUC à sept niveaux (PUC7). Une stratégie de commande prédictive basée sur le modèle à ensembles finis (FCS-MPC), intégrant une fonction de Lyapunov comme critère de stabilité, est proposée. Des simulations ont été réalisées pour évaluer et comparer les performances des algorithmes de commande développés.

Enfin, une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives clôturent le mémoire.

# **Chapitre I :**

## **Notions générales sur la qualité d'énergie électrique**

## I.1 Introduction

Au cours des dernières années, l'essor des équipements électriques a significativement contribué à la dégradation de la qualité de l'énergie dans les réseaux électriques. En particulier, l'usage croissant des convertisseurs statiques, tels que les micro-ordinateurs et les variateurs de vitesse, s'est intensifié dans les applications industrielles comme dans les usages domestiques. L'intégration de ces convertisseurs dans les systèmes de conversion d'énergie électrique a favorisé le développement de nombreuses applications, offrant aux utilisateurs des services optimisés.

Une énergie de qualité se définit par une onde de courant parfaitement sinusoïdale, avec une amplitude et une fréquence constantes. Cependant, la présence de ces convertisseurs altère les caractéristiques des courants et des tensions dans les réseaux de distribution, les rendant non sinusoïdaux. En raison de leur nature non linéaire, ces systèmes absorbent des courants déformés, même lorsqu'ils sont alimentés par une source de tension sinusoïdale.

Néanmoins, les réseaux électriques doivent garantir une alimentation en énergie continue pour les consommateurs, sous forme d'une tension parfaitement sinusoïdale, avec des amplitudes et des fréquences respectant les normes spécifiques au point de raccordement. Pour atteindre cet objectif, diverses méthodes de réduction des harmoniques sont étudiées.

Ce chapitre présente tout d'abord les différentes sources d'harmoniques ainsi que leurs impacts sur les équipements électriques. Nous examinerons ensuite les principales stratégies mises en œuvre pour atténuer ces distorsions harmoniques.

## I.2 Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie électrique est un concept largement utilisé dans les domaines scientifique et industriel. Ce terme désigne les paramètres qui définissent les propriétés de l'électricité en conditions normales, notamment en termes de continuité de la fourniture et de caractéristiques de la tension (symétrie, fréquence, amplitude, forme d'onde). L'objectif est de caractériser la qualité de la fourniture électrique tout en limitant son impact sur les charges connectées au réseau, en identifiant les principales perturbations électriques ainsi que leurs origines, caractéristiques et conséquences.

Selon l'IEEE, un "problème de qualité de l'énergie" (ou power quality problem) désigne toute variation dans l'alimentation en puissance électrique susceptible de provoquer un dysfonctionnement ou une avarie des équipements utilisateurs.

Ces problèmes incluent, entre autres : les creux de tension, les surtensions, les transitoires, les fluctuations de tension, les harmoniques et les déséquilibres. Cependant, ces phénomènes affectent principalement la tension fournie à l'utilisateur. Si ce dernier n'introduit pas de charges perturbatrices, le courant pourra être déformé, mais uniquement en fonction des caractéristiques de la tension reçue. C'est pourquoi il est souvent affirmé que la qualité de l'énergie électrique se résume à celle de la tension (power quality = voltage quality).

### • Qualité de la tension

Dans la pratique, l'énergie électrique distribuée se présente sous la forme d'un ensemble de tensions constituant un système alternatif triphasé, qui possède quatre caractéristiques principales : amplitude, fréquence, forme d'onde et symétrie.

### • Qualité du courant

La qualité du courant est relative à une dérive des courants de leur forme idéale, et se caractérise de la même manière que pour les tensions par quatre paramètres : amplitude, fréquence, forme d'onde et symétrie. Dans le cas idéal, les trois courants sont d'amplitude et de fréquence constante, déphasés de  $\frac{2\pi}{3}$  radians entre eux, et de forme purement sinusoïdale.

Le terme « qualité du courant » est rarement utilisé, car la qualité du courant est étroitement liée à la qualité de la tension et la nature des charges. Pour cette raison, « la qualité de l'énergie électrique » est souvent réduite à « la qualité de la tension » [1].

### **I.3 Problématique des harmoniques**

Les harmoniques représentent une déformation fréquente des tensions et courants initialement sinusoïdaux. La forme d'onde ne se limite pas à une composante à la fréquence fondamentale (50 Hz) mais inclut également des composantes à des fréquences multiples de celle-ci (100 Hz, 150 Hz, etc.). Sous l'effet de ces harmoniques, la forme d'onde est altérée, entraînant des déformations et parfois l'apparition de pics beaucoup plus prononcés que ceux d'une onde sinusoïdale pure [2].

La déformation de l'onde de tension ou de courant indique une perturbation dans la distribution de l'énergie électrique, ce qui compromet la qualité optimale de l'énergie. Les harmoniques circulant dans les réseaux dégradent cette qualité et engendrent de nombreuses nuisances, notamment :

- Une surcharge des réseaux de distribution due à l'augmentation du courant actif ou efficace.
- Une surcharge des conducteurs neutres, provoquée par la sommation des harmoniques de rang 3 générées par les charges monophasées.
- Une surcharge, des vibrations et un vieillissement prématuré des alternateurs, transformateurs et moteurs, ainsi qu'un ronflement des transformateurs.
- Une surcharge et un vieillissement des condensateurs utilisés pour la compensation de l'énergie réactive.
- Une déformation de la tension d'alimentation, susceptible de perturber les équipements sensibles.
- Une perturbation des réseaux de communication ou des lignes téléphoniques [3].

#### **I.3.1 Origine des harmoniques**

Dans la majorité des cas, les harmoniques présents dans les réseaux électriques proviennent de l'utilisation de charges non linéaires. Une charge est dite non linéaire lorsqu'elle absorbe un

courant non sinusoïdal, même si elle est alimentée par une tension sinusoïdale à 50 Hz. C'est notamment le cas des variateurs de vitesse, des fours à arc, des micro-ordinateurs, etc. Ces charges se comportent généralement comme des sources de courant harmonique : le courant harmonique qu'elles génèrent dépend principalement des caractéristiques de la charge elle-même, et non de l'impédance ou de la tension du réseau auquel elles sont connectées.

Les tensions et courants harmoniques superposés à l'onde fondamentale exercent des effets cumulés sur les appareils et équipements utilisés. Parmi les conséquences les plus notables des harmoniques figurent la destruction de condensateurs et de disjoncteurs due à des intensités élevées dans les réseaux internes. En présence d'harmoniques, la valeur efficace résultante correspond à la somme des valeurs efficaces de toutes les harmoniques et de la composante fondamentale traversant le circuit. Ainsi, les appareils conçus pour un courant fondamental donné peuvent être soumis à des contraintes supplémentaires importantes [3].

Pour atténuer ces effets, une solution traditionnelle consiste à surdimensionner ou déclasser les installations. Cependant, les courants et tensions harmoniques ont des impacts néfastes non seulement sur le fonctionnement des équipements, mais également sur leur rentabilité et leur durée de vie.

Les effets immédiats incluent :

- La perturbation des dispositifs électroniques de mesure et de protection.
- La résonance et les vibrations accompagnées de bruits indésirables.

À plus long terme, on observe :

- Une usure mécanique des matériaux due aux vibrations.
- Un échauffement excessif réduisant la durée de vie des équipements (condensateurs, transformateurs, etc.).

### **I.3.2 Caractérisation des harmoniques**

La perturbation harmonique est généralement évaluée à l'aide du taux de distorsion harmonique (THD), défini pour la tension ou le courant. Ce critère est couramment utilisé pour

quantifier le contenu harmonique d'un signal déformé. Il permet également de mesurer le degré de déformation du signal causé par les harmoniques, par rapport à une onde sinusoïdale pure. Il va de soi que la répartition spectrale complète l'information donnée par le THD en précisant le rang des harmoniques dominants. Par ailleurs, pour quantifier la consommation de puissance réactive, on utilise généralement le facteur de puissance (FP).

- **Taux de distorsion harmonique THD**

Le taux de distorsion harmonique de ce courant s'exprime sous la forme suivante :

$$THD_i = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_n}{I_1}\right)^2} \quad \text{I.1}$$

Avec  $I_1$ ,  $I_n$  : valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang n

Le taux de distorsion harmonique en tension est un paramètre qui sert à évaluer la déformation de la tension et s'exprime sous la forme suivante :

$$THD_v = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2} \quad \text{I.2}$$

Avec  $V_1$ ,  $V_n$  sont la valeur efficace de tension fondamental et la valeur efficace de tension harmonique de rang n, respectivement.

- **Facteur de puissance**

Pour une courbe sinusoïdale, le facteur de puissance  $FP$  est donné par le rapport entre la puissance réelle  $P$  et la puissance apparente  $S$ , L'expression du facteur de puissance est la suivante :

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^m V_n I_n \cos(\varphi_n)}{\sqrt{\sum_{n=1}^m V_n^2} \times \sqrt{\sum_{n=1}^m I_n^2}} \quad \text{I.3}$$

Avec  $\varphi$  est angle de déphasage entre le courant et la tension

Différents facteurs sont définis pour caractériser les perturbations harmoniques. Le taux de distorsion harmonique et le facteur de puissance sont les plus significatifs pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de la puissance réactive [3].

### I.3.3 Normes concernant les perturbations harmoniques

Les clients ou utilisateurs finaux de l'énergie subissent de nombreux impacts liés aux problèmes de qualité de l'énergie, notamment :

- Des pénalités économiques dues aux pertes d'énergie.
- Des défaillances d'équipements causées par un mauvais facteur de puissance.
- Une diminution de la production en raison des interruptions ou dysfonctionnements.

Pour répondre à ces problématiques, diverses normes ont été élaborées par des organisations et instituts tels que l'IEC et l'IEEE. Ces normes couvrent différents aspects de la qualité de l'énergie, notamment les mesures d'atténuation et la surveillance. Certaines de ces normes sont présentées ci-après :

*Tableau I.1: Normes les plus utilisées sur les problèmes de qualité de l'énergie [4]*

Normes	Description
IEEE Standard 519-1992	Pratiques et exigences recommandées pour le contrôle des harmoniques dans les réseaux électriques
IEEE Standard 1159-1995	Pratique recommandée pour la surveillance de la qualité de l'énergie électrique
IEEE Standard 1100-1999	Pratique recommandée pour l'alimentation et la mise à la terre d'équipements électroniques sensibles
IEEE Standard 1250-1995	Guide d'entretien des équipements sensibles aux perturbations de tension momentanées
IEEE Standard 1366-2012	Indices de fiabilité de la distribution d'énergie électrique
IEC 61000-2-2	Niveaux de compatibilité pour les perturbations conduites à basse fréquence et la signalisation dans les réseaux publics d'alimentation
IEC 61000-2-4	Niveaux de compatibilité dans les installations industrielles pour les perturbations conduites à basse fréquence
IEC 61000-3-2	Limites d'émission de courant harmonique

Les normes **IEEE 519-1992** et **IEC 61000-3-2** figurent parmi les plus largement utilisées à l'échelle internationale. Leur élaboration repose sur la définition des limites admissibles concernant les déviations et distorsions des principales grandeurs électriques, telles que la tension, le courant et le facteur de puissance.

**Tableau I.2: IEC 61000-3-2 : Courant maximum admissible (courant de l'équipement inférieur ou égal à 16A par phase), (puissance absorbée  $P < 600W$ ) [5].**

Ordre harmonique (n)	Harmonique maximale admissible courant par watt (mA/W)	Maximum autorisé courant harmonique (A)
3	3,4	2,30
5	1,9	1,14
7	1,0	0,77
9	0,5	0,40
11	0,35	0,33
$13 \leq n \leq 39$ (Harmoniques impairs seulement)	$3,85/n$	$0,15 \cdot 15/n$

**Tableau I.3: Norme IEEE 519-1992 limites de distorsion de tension [6].**

Tension de bus (V) au PCC	Harmonique individuelle (%)	Distorsion harmonique totale (THD) (%)
$V \leq 1 \text{ kV}$	5.0	8.0
$1 \text{ kV} < V \leq 69 \text{ kV}$	3.5	5.5
$69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$	1.5	2.5
$161 \text{ kV} < V$	1.0	1.5

#### I.4 Perturbations produites par les redresseurs à commutation naturelle

Avant l'apparition des convertisseurs statiques issus de l'électronique de puissance, les courants de magnétisation des transformateurs, des machines électriques et des ballasts constituaient l'essentiel des charges non linéaires présentes sur le réseau électrique. Aujourd'hui, avec le développement de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques sont devenus les sources d'harmoniques les plus répandues sur le réseau.

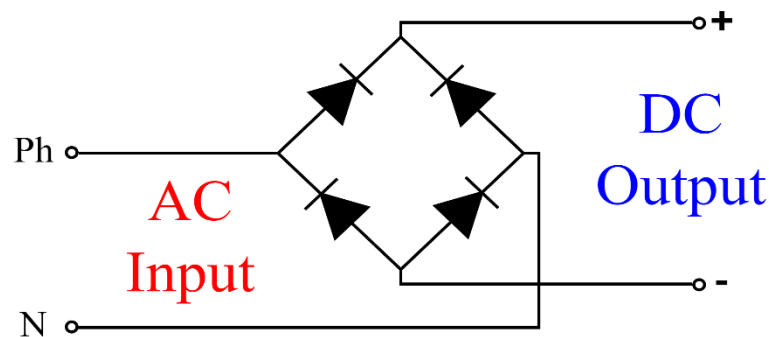
Les redresseurs non contrôlés à diodes et contrôlés à thyristors, fonctionnant en commutation naturelle, représentent la charge non linéaire la plus courante. Ces convertisseurs sont intégrés dans de nombreux équipements industriels et domestiques, ainsi que dans les dispositifs de conversion de l'énergie électrique.

Parmi les applications les plus fréquentes, on peut citer :

- Variateurs de vitesse pour moteurs alternatifs et à courant continu ;
- Circuits d'excitation des alternateurs ;
- Chargeurs de batterie ;
- Liaisons à courant continu (HVDC) ;
- Alimentation des systèmes informatiques et audiovisuels ;
- Dispositifs d'éclairage de nouvelle génération.

Nous distinguons deux structures de redresseurs:

- Ponts de diodes : constitue l'étage de conversion d'énergie AC/DC (alimentation du bus continu des onduleurs pour les variateurs de vitesse des machines à courant alternatif par exemple).



*Figure I.1: Redresseur monophasé à Pont de Diodes.*

- Ponts de thyristors : même rôle que le pont à diodes avec la possibilité de contrôler le niveau de tension continue en sortie et l'ajout de la réversibilité du flux d'énergie [7].

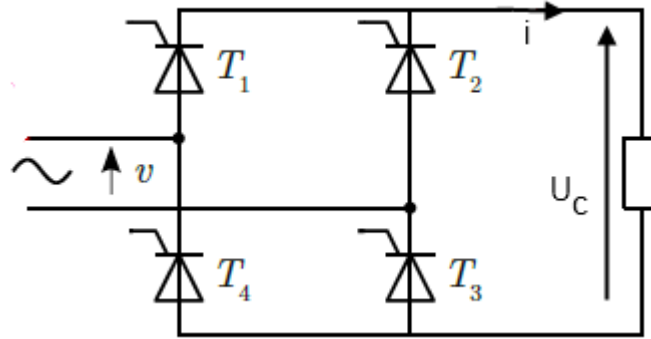


Figure I.2: Redresseur triphasé à pont de thyristor.

## I.5 Normes et réglementations

Afin de limiter l'influence d'une charge polluante sur les autres charges connectées au réseau, tout en évitant la modification des caractéristiques du réseau lui-même, les distributeurs d'énergie électrique ont émis des recommandations. Ces recommandations concernent les exigences à respecter au point de raccordement de l'utilisateur sur le réseau électrique.

Parmi ces recommandations, les plus anciennes stipulent que chaque utilisateur, pris individuellement, doit respecter, à son point de raccordement, les limites suivantes de perturbations en tension :

- Harmoniques pairs :  $V_n / V_1 < 0,6\%$
- Harmoniques impairs :  $V_n / V_1 < 1,0\%$
- Taux de distorsion harmonique en tension :  $THD < 1,6\%$

Au-delà de ces valeurs, il devient nécessaire d'installer des dispositifs de filtrage ou, dans certains cas extrêmes, d'augmenter la puissance de court-circuit du réseau. Ces limites visent à minimiser le risque que le réseau d'alimentation général atteigne un taux de distorsion harmonique en tension supérieur à 5 %.

Par ailleurs, afin d'assurer la compatibilité entre les installations sensibles alimentées par le réseau, il est indispensable d'imposer des limites d'émission tout en garantissant des niveaux d'immunité suffisants.

Les caractéristiques principales de la tension fournie par un réseau de distribution (moyenne tension ou basse tension), définies par la norme européenne **EN 50160**, précisent les tolérances à respecter pour la tension et la fréquence, ainsi que les niveaux des perturbations habituellement rencontrées. Le tableau **I.4** ci-dessous présente les valeurs adoptées [7].

*Tableau I.4: Limites de perturbations définies par EN 50160 [4].*

Amplitude de la tension	Pour chaque période d'une semaine 95% des valeurs efficaces moyennes sur 10 minutes doivent être dans la plage $V_n \pm 10\%$
Variations rapides de la tension	De 5% à 10% de $V_n$ (4 à 6% en moyenne tension)
Creux de tension	Profondeur : entre 10% à 99% de $V_n$ Durée : entre 10 ms et 1 minute Nombre : quelques dizaines à 1 millier par an
Coupures brèves	Durée : jusqu'à 3 minutes Nombre : quelques dizaines à plusieurs centaines par an
Coupures longues	Durée : supérieure à 3 minutes Nombre : entre 10 et 50 par an
Fréquence	50Hz $\pm 1\%$ pendant 95% d'une semaine 50Hz + 4%, 6% pendant 100% d'une semaine

## I.6 Solutions pour l'amélioration de la qualité d'énergie

Diverses solutions ont été mises en place pour réduire la sensibilité des installations industrielles et du réseau aux perturbations causées par la pollution harmonique. Ces solutions se répartissent en deux catégories : les approches traditionnelles et les technologies modernes.

### I.6.1 Solutions traditionnelles (Filtres passifs)

Le principe des filtres passifs est basé notamment sur des configurations d'éléments résistives (R), capacitifs (C) et inductifs (L) et reliés dans différentes combinaisons pour avoir la suppression désirée des harmoniques. Ils sont utilisés pour manœuvrer les courants harmoniques outre de la ligne ou pour bloquer leur écoulement entre les différentes parties du système en accordant ces éléments pour créer une résonance à une fréquence choisie. Ils fournissent également une puissance réactive au système électrique et par conséquent améliorent la qualité de puissance.

Cependant, ils ont l'inconvénient de l'interaction défavorable avec le système d'alimentation et les performances du filtre passif dépendent principalement sur l'impédance du système.

D'autre part, ils peuvent être employés pour éliminer une fréquence harmonique déterminée, donc le nombre de filtres passifs s'accroît avec l'augmentation du nombre des harmoniques à éliminer [8].

Ils peuvent être classifiés en deux familles, filtres séries figure I.3 (a) et filtres parallèles figure I.3 (b).

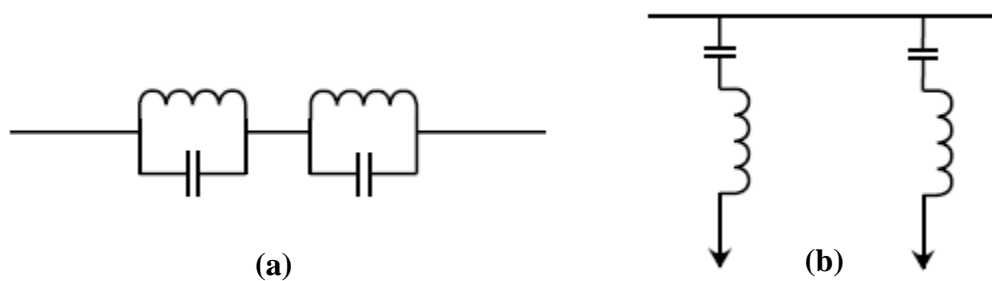


Figure I.3: les deux familles des filtres passifs.

## I.6.2 Prélèvement sinusoïdal

L'accroissement des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques de type redresseur a connu un essor important aussi bien sur le plan industriel que domestique. C'est ainsi que le réseau de distribution est le siège de perturbations importantes que le distributeur a du mal à enrayer. Sans précautions particulières ces convertisseurs sont polluants et absorbent des courants harmoniques qui ne sont pas sans effets sur l'onde de tension délivrée. Devant ce constat, il apparaît important de développer sur le plan industriel des dispositifs de filtrage actif au niveau curatif et une démarche préventive afin de concevoir des alimentations non polluantes, c'est-à-dire dotées d'une structure et d'un dispositif de commande rendant le courant prélevé le plus sinusoïdal possible. Le prélèvement d'un courant sinusoïdal engendre une nouvelle structure de conversion  $AC/DC$ , différente de la version classique, où le courant peut être contrôlé. Dans ce contexte, trois structures ont été développées et présentées dans la littérature, dont deux structures incluent une inductance pour pouvoir contrôler le courant absorbé :

- La première utilise un hacheur élévateur de type *BOOST* en cascade avec un redresseur monophasé à diodes, reconnue par l'acronyme *PFC* (Power Factor Correction).
- La deuxième structure fait appel à un onduleur à *MLI* fonctionnant en redresseur, désigné sous le nom redresseur à modulation de largeur d'impulsion (*MLI*).
- La troisième structure est basée sur l'injection de courant dans le réseau. Elle est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et de deux circuits auxiliaires, de modulation et de distribution.

### I.6.2.1 Correction du facteur de puissance PFC

La structure de base du convertisseur AC/DC avec correction du facteur de puissance ainsi que son principe de commande sont illustrés sur la Figure I.4. Il s'agit d'un redresseur en pont à diodes connecté au réseau et doté d'un étage de correction placé entre la sortie du pont et la charge. Cet étage de correction du facteur de puissance basé sur une structure d'hacheur élévateur comprend une inductance, un interrupteur de puissance à double commande (IGBT, MOSFET) et une diode de puissance. Cet ensemble est mis en parallèle avec le condensateur du bus continu. Le convertisseur AC/DC ainsi obtenu constitue une structure élévatrice et non réversible, mettant en jeu un seul interrupteur commandable.

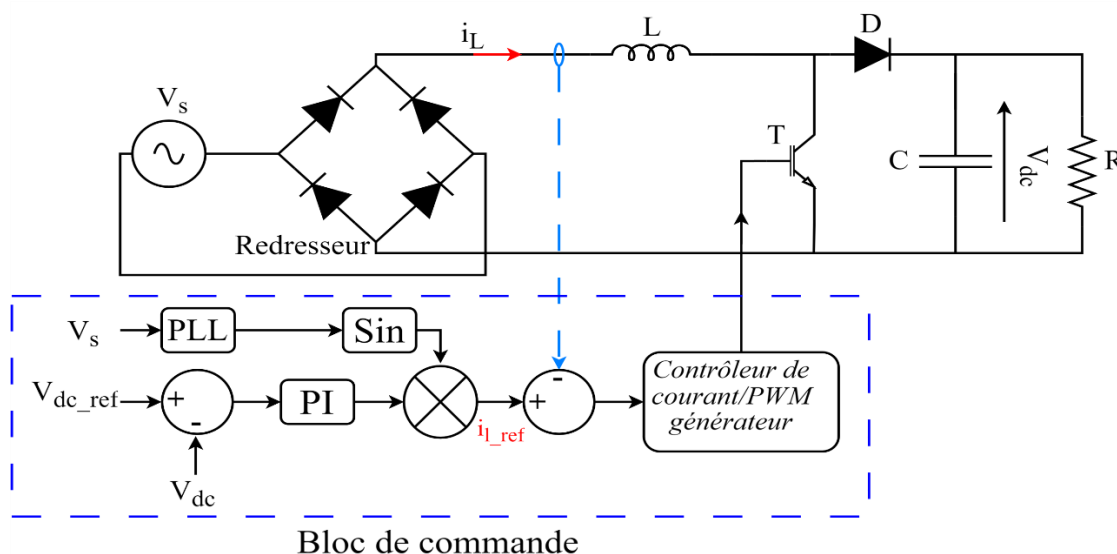


Figure I.4: Structure et principe de commande d'un convertisseur AC/DC avec PFC.

Diverses stratégies de commande ayant toutes un objectif commun : la mise en forme des courants prélevés sur le réseau, ont été proposées pour cette structure. Le principe de prélèvement sinusoïdal consiste à forcer le courant circulant dans l'inductance à suivre une référence sinusoïdale redressée, en contrôlant la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur commandé de puissance. L'amplitude de cette référence est fournie par la boucle d'asservissement de la tension du bus continu, tandis que la forme sinusoïdale est obtenue par l'intermédiaire d'une PLL synchronisée avec le réseau d'alimentation. Cette solution garantit l'obtention d'un facteur de puissance unitaire pour le terme fondamental au niveau du réseau. Il convient aussi de noter que cette structure est réalisée à partir d'un pont redresseur monophasé. Dans le cas d'un réseau triphasé, un seul interrupteur doit contrôler les trois courants absorbés. Ceci rend la commande très complexe et beaucoup moins performante. Pour cette configuration, on privilégie plutôt l'utilisation du redresseur à injection de courant ou redresseur à MLI.

### I.6.2.2 Redresseurs à injection de courant

Les redresseurs triphasés à injection de courant sont apparus au début des années 1990, suite à des tentatives d'améliorer les performances des convertisseurs AC/DC déjà présents. Le schéma synoptique de cette structure est représenté sur la Figure I.5. Un circuit de modulation crée, par le procédé de mise en forme des courants à la sortie du pont à diodes, un courant qui est injecté au réseau d'alimentation à l'aide d'un circuit de distribution. L'injection d'un tel courant permet de compenser les paliers à zéro des courants de ligne, inhérents au fonctionnement normal du pont à diodes. Plusieurs variantes de ce type de convertisseur existent actuellement ; elles se distinguent par la nature des circuits de modulation et de distribution qui peuvent être soit passifs, soit actifs.

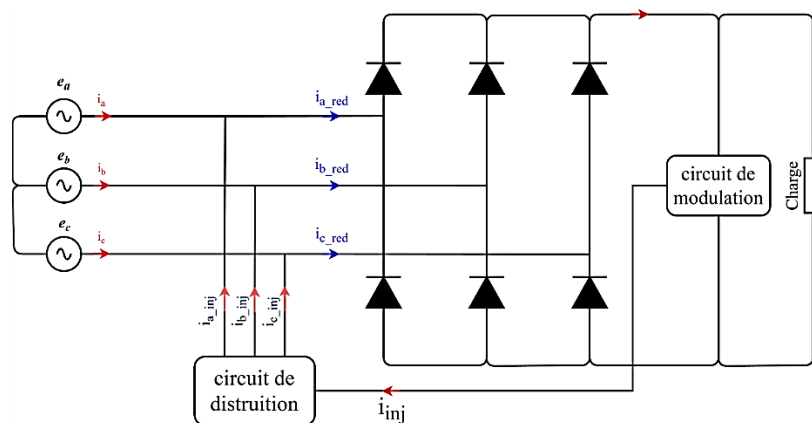


Figure I.5: Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à injection de courant

### I.6.2.3 Redresseurs à MLI

Les redresseurs à MLI sont des onduleurs exploitant leurs réversibilités en courant dans le deuxième mode de fonctionnement. Grâce à la commande MLI, ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire. Selon le type d'onduleur utilisé, nous distinguons deux structures de redresseurs à MLI:

- Redresseur à MLI de courant
- Redresseur à MLI de tension.

#### a) Redresseur à MLI de courant

La topologie du redresseur à MLI de courant est illustrée sur la Figure I.6. Il assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant mais bidirectionnels en tension. L'utilisation des techniques MLI conduit à un courant coté alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du côté alternatif.

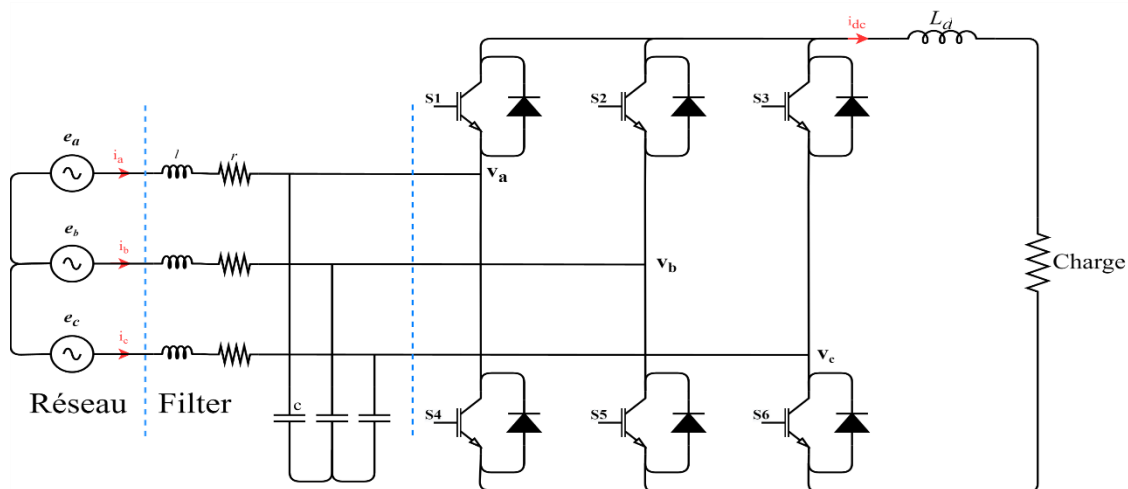


Figure I.6: Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant

### b) Redresseur à MLI de tension:

Le redresseur à MLI de tension est basé sur une structure d'onduleur de tension représenté sur la Figure I.7. Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT (composant commandé à l'amorçage et au blocage) et d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ainsi, ce convertisseur, de part sa structure, est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau. Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdal et, éventuellement, en phase avec la tension réseau correspondante. Ce redresseur à MLI permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et régler, via la commande, la direction du flux de l'énergie réactive : absorbée ou fournie.

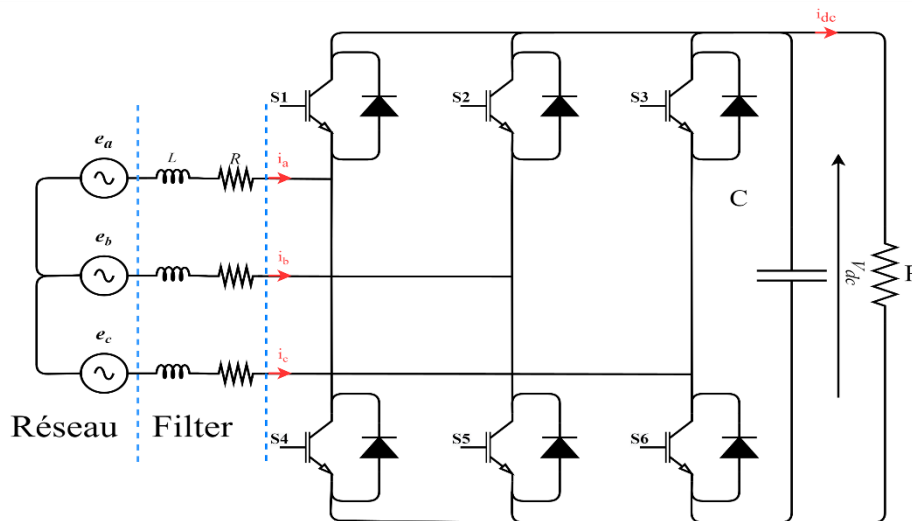


Figure I.7: Topologie d'un redresseur à PWM triphasé de tension

Parmi les moyens de dépollution harmonique présentés précédemment, plus particulièrement les convertisseurs à prélèvement de courant sinusoïdal, on s'intéressera dans la suite de ce travail uniquement à la structure du redresseur à MLI de tension. Elle constitue donc notre topologie support pour développer et implanter des stratégies de commande permettant le prélèvement de courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire [7].

## I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons discuté de la qualité de l'énergie électrique ainsi que des problèmes causés par les harmoniques. Sur les façons d'expliquer leur origine, les façons de les identifier, ainsi que les normes mondiales qui régissent leur contrôle.

Nous avons également étudié les perturbations causées par les redresseurs à commutation naturelle et les réglementations mises en place pour les réduire. Enfin, nous avons présenté différentes solutions visant à améliorer la qualité de l'énergie, y compris les solutions traditionnelles telles que les filtres passifs, et les solutions modernes récemment utilisées telles que la correction du facteur de puissance (PFC) et les redresseurs à modulation de largeur d'impulsion (MLI) nous expliquerons ce dernier en détail et l'utiliserons dans les deux prochains chapitres.

**Chapitre II :**  
**Le redresseur monophasé à**  
**MLI de tension à deux**  
**niveaux**

## II.1 Introduction

Dans le premier chapitre, nous avons présenté l'une des solutions modernes d'amélioration de la qualité de l'énergie électrique : redresseurs à MLI. Celui-ci se compose principalement de deux parties essentielles : la partie puissance et la partie commande.

La partie puissance un redresseur, avec partie commande, elle est chargée de gérer l'état de commutation des semi-conducteurs constituant l'redresseur de la section puissance, grâce à des techniques de commande appropriées.

Ce chapitre est dédié à l'étude de la commande d'un redresseur à deux niveaux, en mettant en œuvre deux stratégies de commande : la commande par hystérésis et la commande prédictive.

Ce chapitre s'attache à présenter la stratégie de commande du pont redresseur à MLI, dans la première partie par hystérésis, avec un réglage classique (PI). Nous verrons la structure, le principe de fonctionnement, avec bien sur des résultats de simulation .

En deuxième partie, on a la commande prédictive pour le contrôle direct de courants absorbés par le redresseur à MLI avec un aperçu de son schéma, de son fonctionnement et des résultats de simulation, comme la méthode de contrôle précédente.

## II.2 Structure d'un redresseur MLI monophasé à deux niveaux

L'architecture d'un redresseur monophasé à deux niveaux (MLI), est représentée à la Figure II.1 comprenant :

- Une source d'alimentation monophasé
- Un pont redresseur à base des transistors du type bipolaire à grille isolée (IGBT)
- Une charge de type RC (une résistance avec un condensateur)

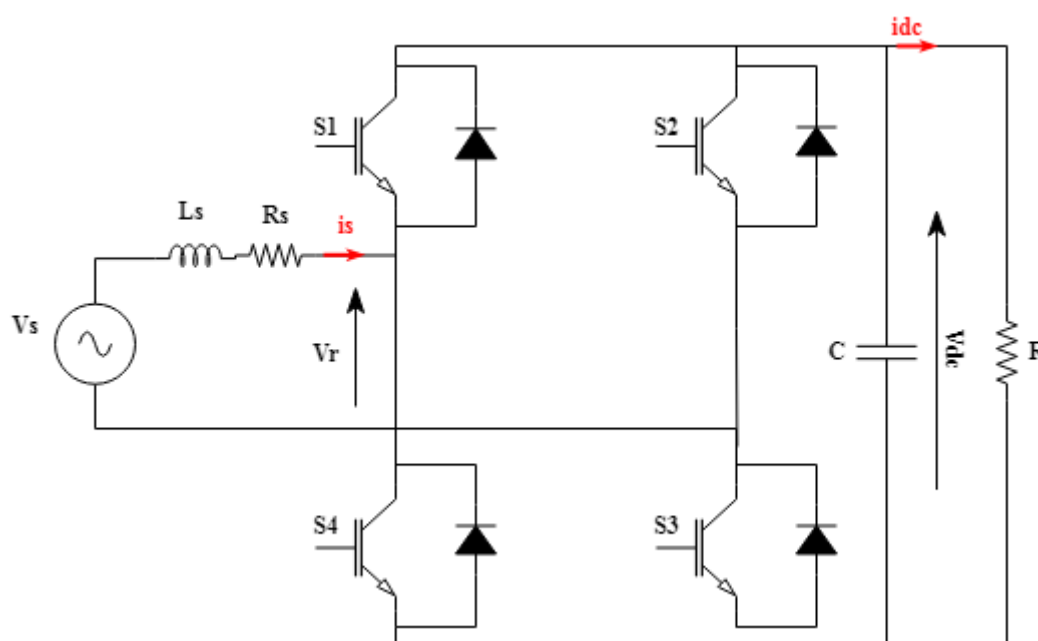


Figure II.1: Structure générale Redresseur monophasé à MLI de Tension à deux niveaux.

Le redresseur se compose de quatre interrupteurs assurant un contrôle bidirectionnel du courant. Chaque interrupteur intègre un transistor IGBT  $S_i$  montés en antiparallèle avec une diode  $D_i$  garantissant la continuité du courant issu de la source. Afin d'éviter tout court-circuit, les deux interrupteurs appartenant à un même bras ne doivent jamais être activés simultanément. Le redresseur est directement couplé au réseau monophasé et alimente une charge constituée d'un condensateur  $C$  en parallèle avec une résistance  $R$ , comme illustré dans la figure précédente.

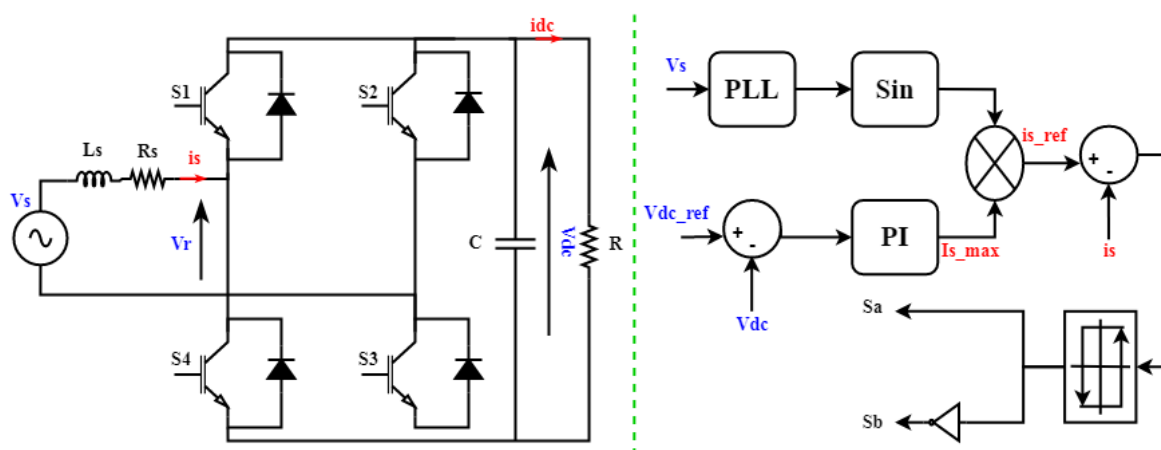
Dans le tableau ci-dessous, nous présentons un résumé de la tension d'entrée  $V_r$  en fonction des signaux de commande des quatre interrupteurs ( $S_1 \dots S_4$ ) et de la tension de sortie ( $V_{dc}$ ).

**Tableau II.1: Les états de commutation et niveaux de tension de Redresseur monophasé à MLI de Tension à deux niveaux**

Etat de commutation	S1	S2	S3	S4	La tension (V)
Etat 1	1	0	1	0	$V = 0v$
Etat 2	0	1	1	0	$V = -V_{dc}$
Etat 3	1	0	0	1	$V = V_{dc}$
Etat 4	0	1	0	1	$V = 0v$

### II.3 Contrôle par hystérésis du courant d'un redresseur monophasé à deux niveaux

La structure du contrôle de l'hystérésis du courant du redresseur monophasé est illustrée à la Figure II.2, La tension de source  $v_s$  est transmise au module PLL (une boucle à verrouillage de phase). Dans le cas du système de compensation monophasé, la PLL joue le rôle d'un filtre qui génère un sinus unitaire pour garantir la synchronisation avec le réseau, en multipliant la sortie de la PLL par la boucle de régulation du bus continu (régulateur PI) pour fournir un courant de source de référence ( $i_{s\_ref}$ ). Après la soustraction de courant de source de référence  $i_{s\_ref}$  et le courant de source réelle  $i_s$  on obtient l'erreur qui est ensuite appliquée à l'entrée du comparateur d'hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de contrôle au bras du pont redresseur [9]. Le contrôle du courant par hystérésis est l'une des méthodes la plus utilisée en raison de sa simplicité et pour sa robustesse.



**Figure II.2: Structure de contrôle par hystérésis du courant de source pour un redresseur monophasé à deux niveaux.**

### II.3.1 Contrôle du courant par hystérésis

Le contrôle du courant par hystérésis (HCC) consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La Figure II.3 illustre le principe de commande du courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont [7].

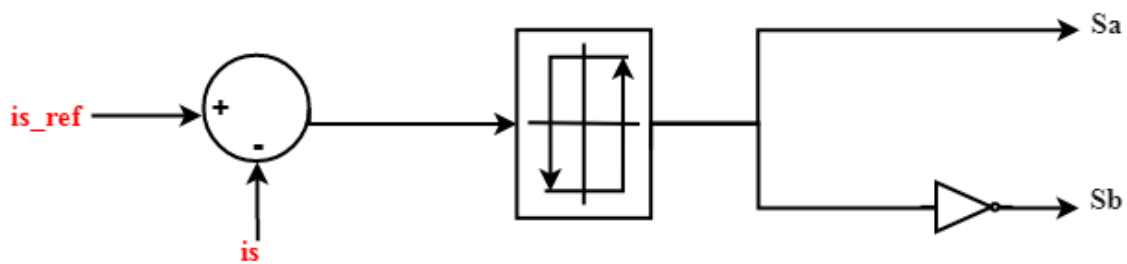


Figure II.3: Principe de contrôle de courant par hystérésis.

Cette technique de contrôle fait partie des commandes non linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien. Elle est bien connue et présente de gros avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis  $\Delta I$  qui détermine l'erreur sur les courants. Le principe de génération des ordres de commande est représenté sur la Figure II.4. [10]

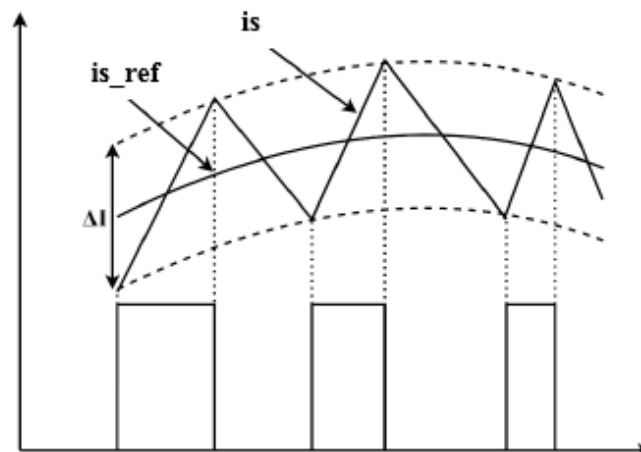


Figure II.4: Principe de génération des ordres de commande.

### II.3.2 Boucle de régulation de la tension du bus continu

La boucle de régulation, basée sur un régulateur Proportionnel-Intégral (PI), est largement utilisée en raison de sa simplicité d'implémentation et de sa capacité à fournir une bonne réponse dynamique, à condition que ses paramètres soient correctement réglés.

Le rôle principal de cette boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante. Cela est accompli en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. La tension du bus continu  $V_{dc}$  est mesurée et comparée à une tension de référence  $V_{dc\_ref}$ . Le résultat de cette comparaison, appelé erreur, est appliqué au régulateur PI, qui génère l'amplitude du courant de référence de la source  $I_{s\_max}$ .

Cette amplitude est ensuite multipliée par un signal sinusoïdal d'amplitude unitaire pour produire le courant de référence instantané de la source  $i_{s\_ref}$  [11].

Le schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu est présenté à la Figure II.5.

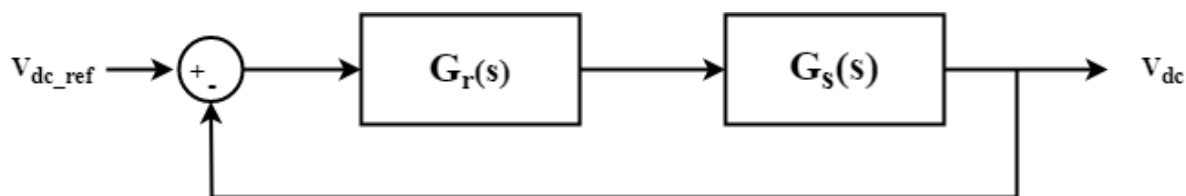


Figure II.5: Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu.

La fonction de transfert du régulateur est de la forme :

$$G_r(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad \text{II. 1}$$

Avec  $G_s(s)$  est la fonction de transfert du système.

### II.3.3 Boucle de verrouillage de phase

La PLL (Phase-Locked Loop) est un dispositif utilisé pour synchroniser deux signaux en fréquence et en phase. Elle maintient le signal de sortie aligné avec une référence d'entrée, en minimisant l'erreur de phase entre les deux signaux. En d'autres termes, la PLL agit comme un système intelligent qui ajuste en permanence la phase de son signal de sortie pour qu'elle

coïncide avec celle du signal de référence. Le schéma bloc de base d'une PLL se compose de trois éléments principaux :

- **Un détecteur de phase** : Il compare la phase du signal de sortie avec celle du signal de référence.
- **Un filtre de boucle** : Il lisse l'erreur de phase pour générer un signal de commande stable.
- **Un oscillateur contrôlé en tension (VCO)** : Il ajuste la fréquence et la phase du signal de sortie en réponse au signal de commande.

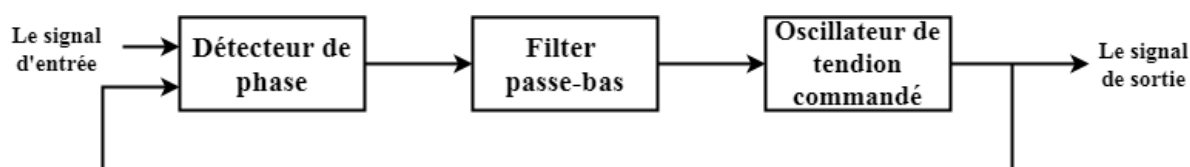


Figure II.6: Diagramme de blocs d'une PLL.

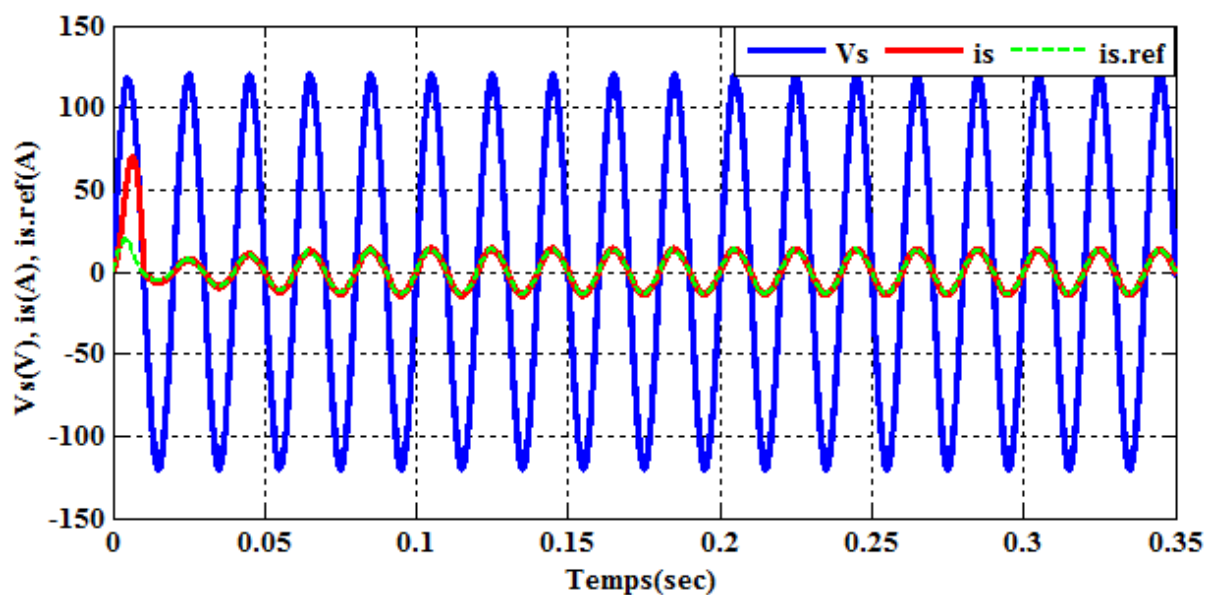
### II.3.4 Résultats de simulation

Pour analyser les performances du contrôle de courant hystérétique, une simulation numérique a été réalisée à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink. Les paramètres associés au circuit de puissance et à la commande sont présentés dans le Tableau II.2. Dans cette simulation, la tension de référence du bus continu a été définie à **155 V**.

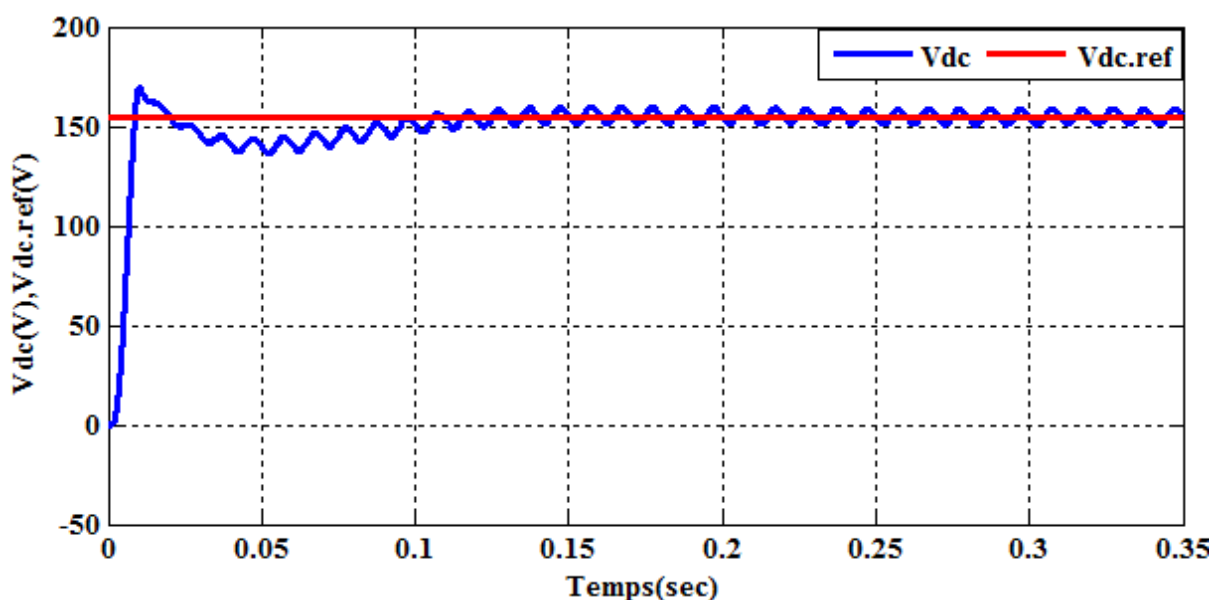
Tableau II.2: Les paramètres de simulation

Paramètre	Les valeurs
Voltage de la source ( $V_s$ )	120V
La fréquence de la source ( $f_s$ )	50Hz
L'inductance de la source ( $L_s$ )	0,1mH
La résistance de la source ( $R_s$ )	0,01 $\Omega$
L'inductance du filtre ( $L_f$ )	5 mH
La résistance du filtre ( $R_f$ )	0,1 $\Omega$
La capacité de la charge ( $C_{dc}$ )	2200 uF
La résistance de la charge ( $R$ )	30 $\Omega$
Le temps d'échantillonnage ( $T_s$ )	10 $\mu$ s
Gains du régulateur PI ( $K_p$ et $K_i$ )	$K_p = 0.125$ , $K_i = 8$

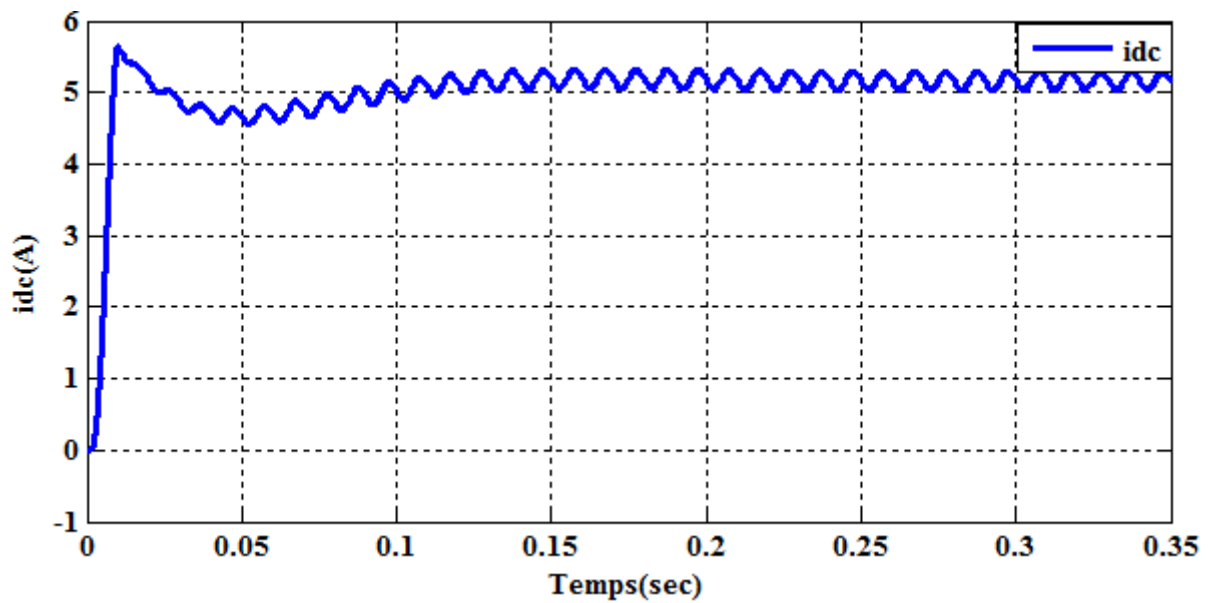
La Figure II.7 présente les résultats de simulation de redresseur monophasé à deux niveaux par la commande à hystérésis. Les figures montrent que le courant dans la phase est en phase avec la tension de ligne ce qui signifie que le facteur de puissance est très proche de l'unité (Figure II.7(a)). Nous pouvons constater aussi que le courant absorbé ait une forme sinusoïdale est suit bien le courant de référence et présentent ainsi un taux de distorsion de 4.50% (Figure II.7(d)). De plus on peut noter que la tension du bus continu se stabilise vers sa référence avec un transitoire de 0.1s (Figure II.7(b)).



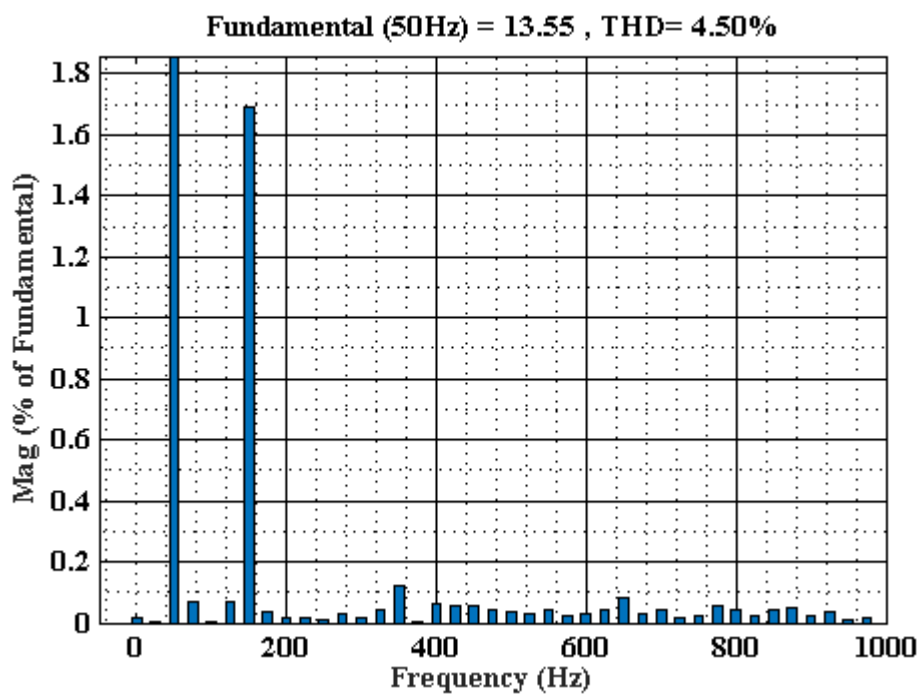
(a) Tension de source et courant absorbé par le redresseur.



(b) Tension du bus continu mesuré et sa référence.



(c) Courant de la charge.



(d) Spectre du courant absorbé.

*Figure II.7: Résultats de simulation de redresseur monophasé a deux niveaux par commande de courant à hystérésis.*

## II.4 Contrôle prédictif du courant de source pour un redresseur monophasé à deux niveaux

Le traitement numérique du signal a connu une évolution encore plus explosive au cours des dernières décennies, permettant la mise en œuvre de techniques de contrôle émergentes et généralement plus complexes.

Certaines de ces méthodes ont été appliquées aux convertisseurs de puissance, notamment la commande prédictive. Cette dernière est un concept de contrôle large qui peut être subdivisé ou classé en plusieurs catégories, selon le principe de fonctionnement et d'autres caractéristiques. De manière générale, la commande prédictive peut être considérée comme tout algorithme utilisant un modèle du système pour prédire son comportement futur et sélectionner l'action de contrôle la plus appropriée en fonction d'un critère d'optimalité.

Ce schéma a été appliqué au contrôle du courant des onduleurs, des redresseurs, des filtres actifs et des alimentations sans interruption (ASI).

Une d'approche le plus utilisée est la commande prédictive par modèle (MPC), dans laquelle un modèle du système est considéré afin de prédire le comportement futur des variables sur une période donnée (multiple entier du temps d'échantillonnage). Ces prédictions sont évaluées sur la base d'une fonction de coût, puis la séquence minimisant cette fonction est choisie, obtenant ainsi les actions de contrôle futures et l'algorithme est recalculé à chaque période d'échantillonnage. MPC présente plusieurs avantages, tels que la facilité d'inclusion des non-linéarités et des contraintes. La Figure II.8 donne un schéma fonctionnel de base de cette technique de commande [12].

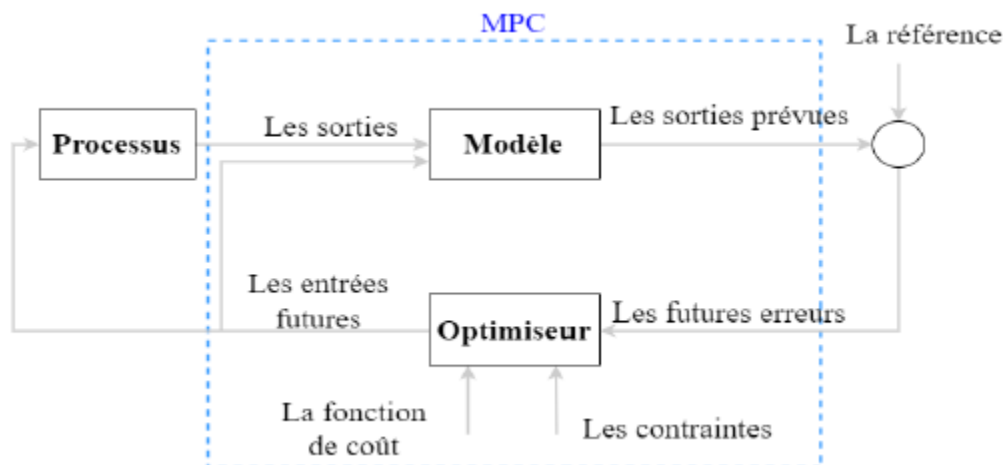


Figure II.8: Schéma fonctionnel de la commande MPC.

### II.4.1 Principe de la commande prédictive à ensemble de commande finie

La commande prédictive par modèle (MPC), qui est la technique de commande prédictive la plus importante pour les convertisseurs électroniques de puissance, peut être classée en deux catégories : le contrôle continu set MPC (CCS-MPC) et le contrôle limité set MPC (FCS-MPC).

L'approche CCS-MPC nécessite un modulateur pour générer les états de commutation, alors que dans l'approche FCS-MPC, l'état de commutation peut être généré sans modulateur. Dans l'approche FCS-MPC, pour résoudre le problème d'optimisation, un nombre fini d'états de commutation est utilisé. Pour ce faire, un modèle à temps discret du système est utilisé pour prédire le comportement futur du système. Ensuite, une commande optimale est sélectionnée en fonction de la fonction de coût prédéfinie. Bien que le FCS-MPC puisse générer des signaux de commutation sans modulateur, ce qui signifie que la fréquence de commutation est variable.

La simplicité et la facilité de mise en œuvre sont les principaux avantages de la commande prédictive. L'utilisation de la technique de contrôle prédictif permet également d'éviter la structure de contrôle en cascade, ce qui se traduit par une réponse dynamique rapide dans le contrôle. En outre, certaines contraintes peuvent être incluses dans la commande afin d'améliorer les performances du système [13].

La Figure II.9 ci-dessous présente une structure générale de la commande FCS-MPC appliqué aux convertisseurs de puissance. Dans ce schéma, les variables mesurées ( $k$ ) sont utilisées dans le modèle pour calculer les prédictions ( $k+1$ ) des variables contrôlées (tensions ou courants) pour chaque état de commutation possibles. Ces prédictions sont évaluées à l'aide d'une fonction de coût qui prend en compte les valeurs de référence  $X^*(k)$ . Ensuite, l'état de commutation optimal  $S_{iopt}$  est sélectionné et appliqué au convertisseur.

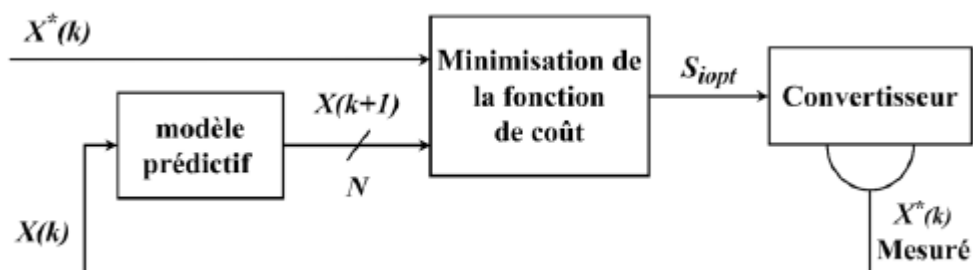


Figure II.9: Structure générale de la FCS-MPC appliqué au convertisseur de puissance.

## II.4.2 Algorithme du contrôle prédictif du courant

L'MPC est basé sur le fait que seul un nombre fini d'états de commutation possibles peut être généré par un redresseur et que les modèles du système peuvent être utilisés pour prédire le comportement des variables pour chaque état de commutation. Pour sélectionner l'état de commutation approprié à appliquer, un critère de sélection doit être défini. Ce critère de sélection est exprimé sous la forme d'une fonction de coût qui sera évaluée pour les valeurs prédites des variables à contrôler. L'état de commutation qui minimise la fonction de coût est sélectionnée [14]. Le schéma fonctionnel de l'MPC appliqué à la commande du courant pour un redresseur monophasé à deux niveaux est illustré à la Figure II.10.

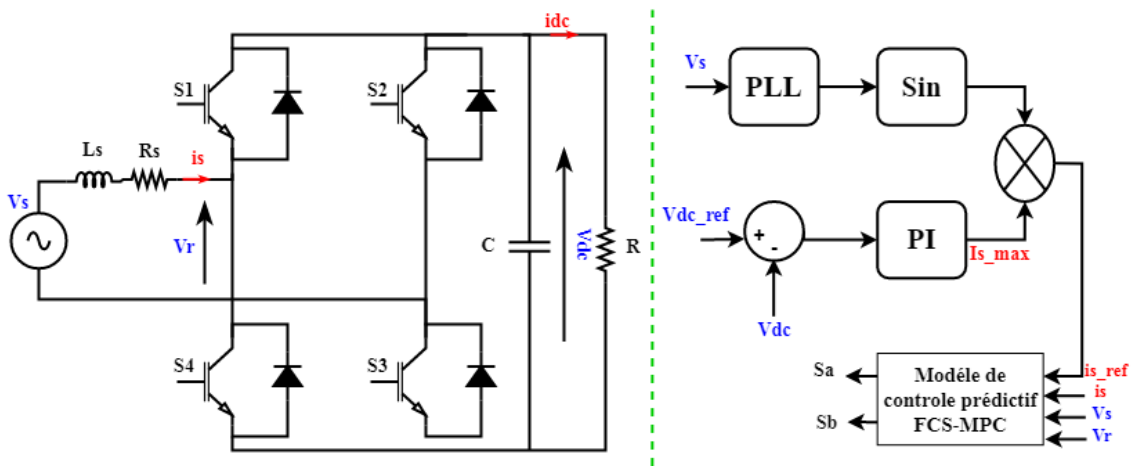


Figure II.10: Structure de contrôle prédictif du courant de source.

L'algorithme de contrôle prédictif comprend les étapes suivantes :

- Mesurez le courant source et obtenez la valeur du courant de référence à partir de la sortie de la boucle de régulation du bus DC.
- Le modèle MPC est utilisé pour prédire la valeur du courant source.
- Le courant de référence est calculé par le produit de  $I_s \max$  et  $\sin(\theta)$ , où  $\theta$  : la phase de  $V_s$ .
- La fonction de coût ( $g$ ) minimise l'erreur entre le courant de référence et le courant prédit.
- Sélectionnez le vecteur de tension qui minimise l'erreur de courant et appliquez le signal correspondant à l'état de commutation.

L'algorithme de contrôle prédictif est présenté dans la Figure II.11.

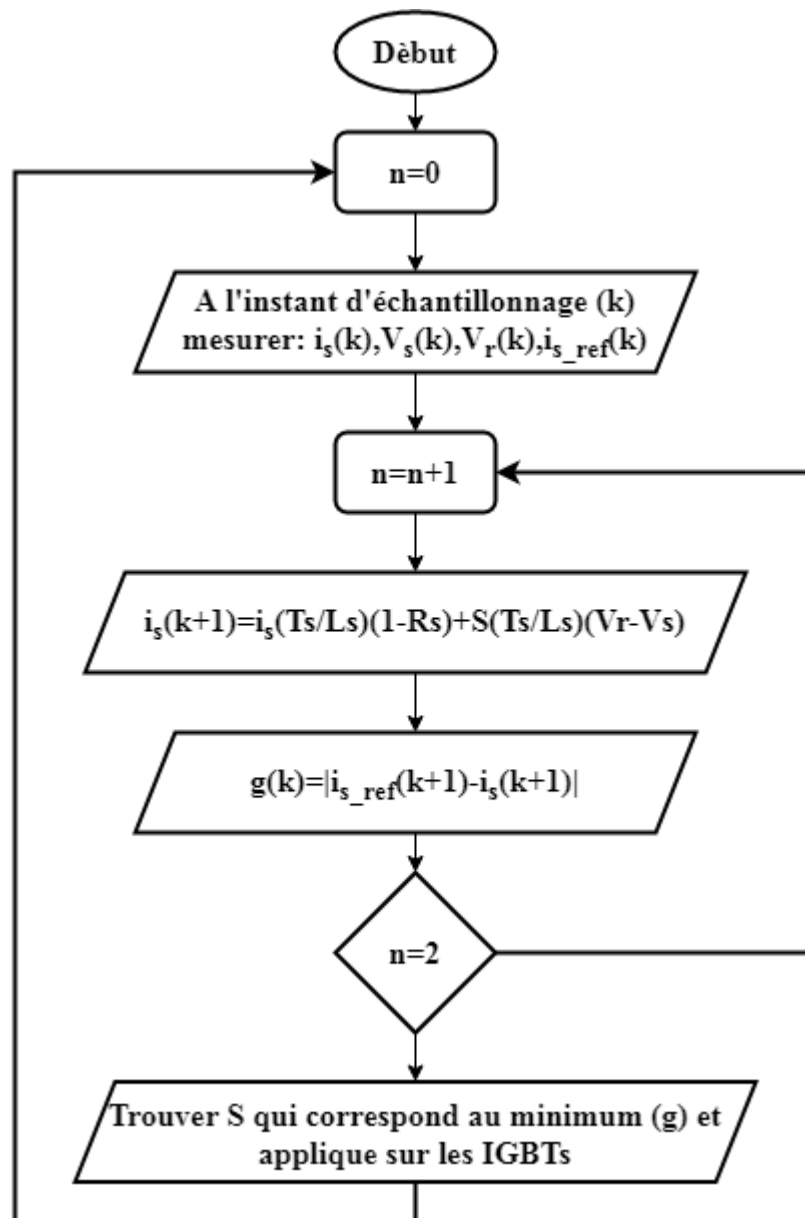


Figure II.11: Diagramme de l'algorithme du contrôle prédictif.

### ❖ Prédiction du courant

Pour implémenter la commande FCS-MPC, il est nécessaire de discrétiser le modèle en temps continu. Le modèle obtenu en temps discret permet de prédire la valeur future de courant d'entrée à partir des tensions et courants mesurés à l'instant d'échantillonnage  $k$ . Plusieurs techniques de discrétisation peuvent être envisagées pour obtenir ce modèle discret. Dans notre cas, l'approximation d'Euler a été retenue pour sa simplicité de mise en œuvre, tout en offrant une précision suffisante pour garantir de bonnes performances. En appliquant cette méthode, la forme discrète du système s'écrit comme suit :

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad \text{II. 2}$$

Où  $T_s$  est la période d'échantillonnage.  $(k+1)$  et  $(k)$  sont la valeur de la variable d'état dans le prochain temps d'échantillonnage et à l'état actuel, respectivement.

Le modèle électrique du redresseur monophasé à deux niveaux est donné par l'équation différentielle suivante :

$$L_s \frac{dx}{dt} = R_s i_s + V_r - V_s \quad \text{II. 3}$$

Où  $i_s$  et  $V_s$  sont respectivement le courant de source et la tension de source mesurés,  $V_r$  est la tension d'entrée de redresseur et  $L_s$  et  $R_s$  sont respectivement l'inductance et la résistance de la source.

Par l'utilisation la méthode d'Euler, l'équation II.3 est discrétisé afin d'obtenir une expression qui permet de prédire le futur courant à  $(k+1)$  pour les quatre possibles états de commutation appliqués au redresseur, cette expression s'écrit sous la forme suivante :

$$i_s(k+1) = \frac{T_s}{L_s} (1 + R_s) i_s + \frac{T_s}{L_s} (V_r + V_s) S \quad \text{II. 4}$$

#### ❖ Fonction de coût

En dernière étape, la fonction de coût est définie et mesure l'erreur entre les courants de référence et prédit de la source

$$g(k) = |i_{s\_ref}(k+1) - i_s(k+1)| \quad \text{II. 5}$$

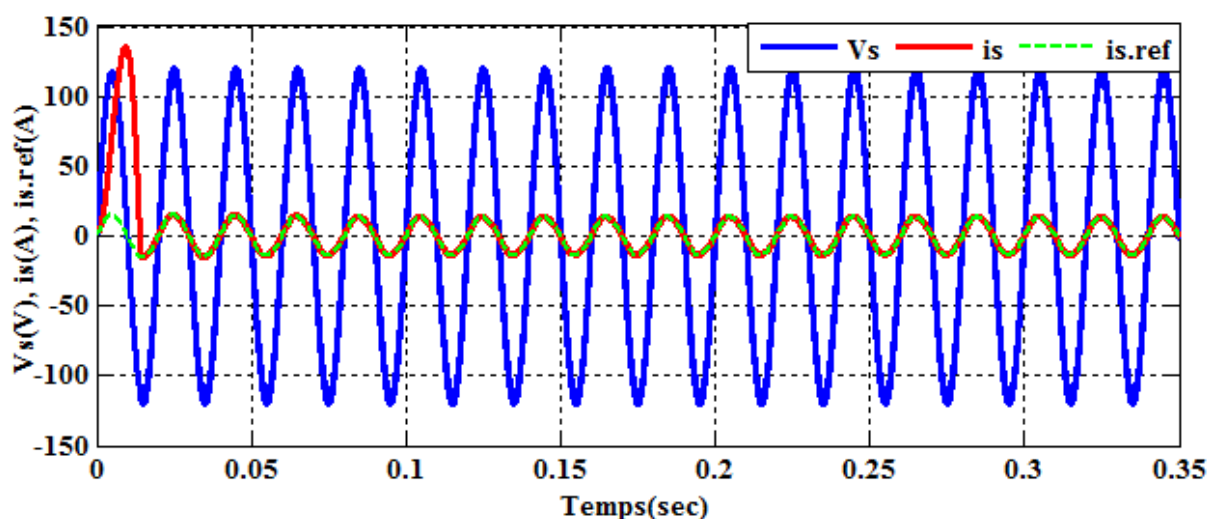
Où  $i_{s\_ref}(k+1)$  et  $i_s(k+1)$  sont les courant de référence et prédit de la source respectivement.

L'objectif de l'optimisation de la fonction coût est de sélectionner la valeur de coût  $g$  aussi près que possible de zéro. L'état optimal de commutation qui minimise la fonction de coût est choisie et ensuite appliqué au moment du prochain instant d'échantillonnage.

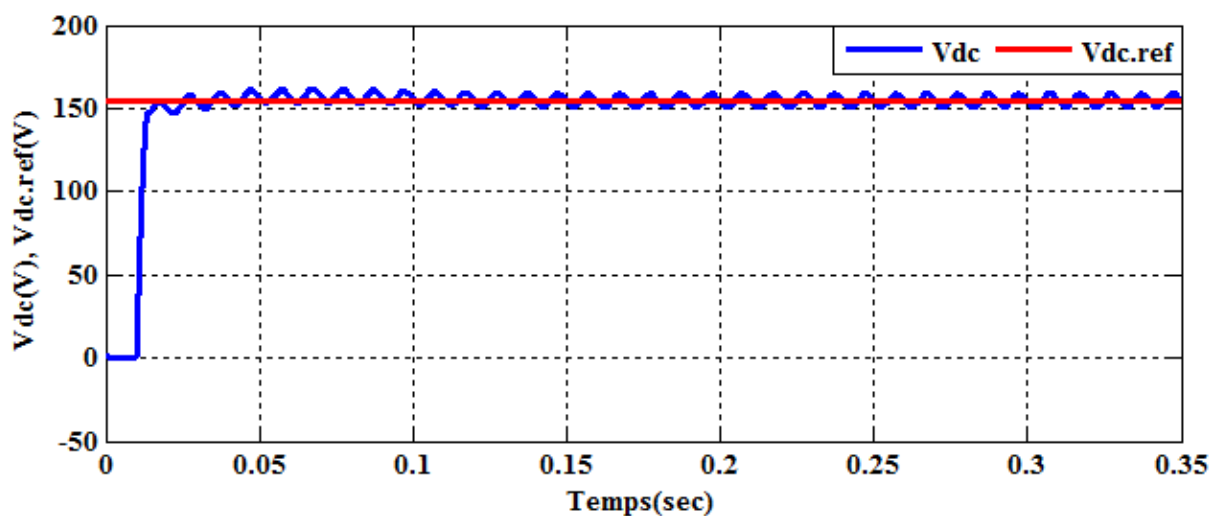
### II.4.3 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats de simulation obtenus à l'aide du logiciel Matlab/Simulink pour un redresseur monophasé à deux niveaux avec une commande de courant prédictif (FCS-MPC). La structure générale du système étudié est décrite auparavant. Les valeurs des éléments caractérisant cette structure sont les mêmes dans le Tableau II.2.

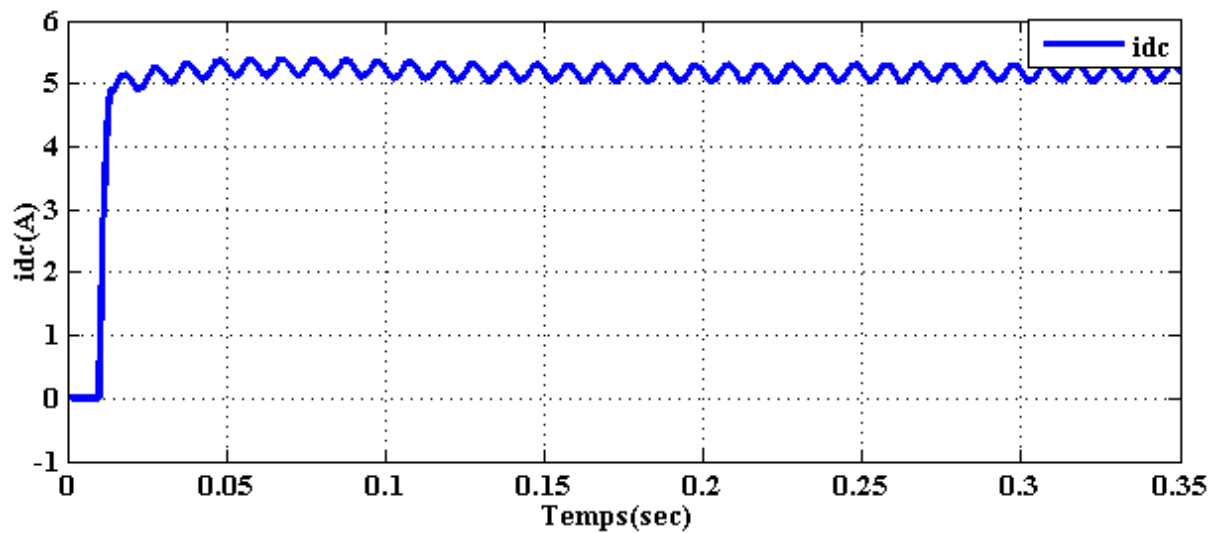
La Figure II.12 montrent les résultats de simulations obtenus pour une tension de référence  $V_{dc\_ref} = 155V$ . Nous remarquons que la tension de bus continu stabilise vers sa référence avec des réductions remarquables au niveau de temps de réponse  $tr$  et le temps de montée  $tm$ . De plus, nous remarquons une grande amélioration de la valeur du taux de distorsion harmonique de courant de source ( $THDi = 2.30\%$ ).



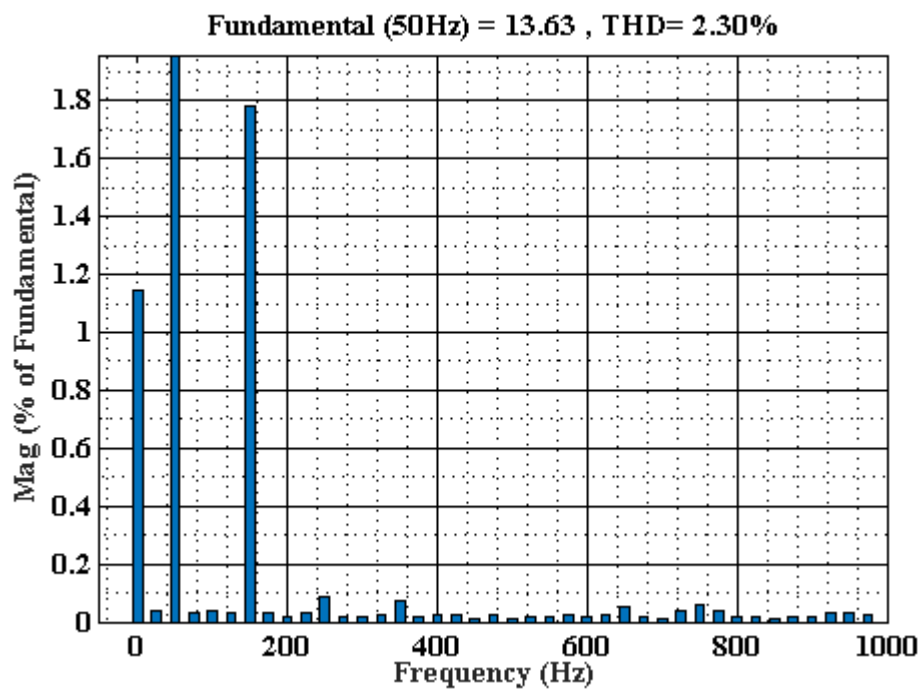
(a) Tension de source et courant absorbé par le redresseur et sa référence.



(b) Tension du bus continu mesuré et sa référence.



(c) Courant de la charge.



(d) Spectre du courant absorbé.

Figure II.12: Résultats de simulation de redresseur PWM à deux niveaux avec une commande FCS-MPC.

## II.5 Conclusion

Ce chapitre a exploré la commande à hystérésis ainsi que la commande prédictive basée sur un modèle de référence (MPC), en mettant l'accent sur leurs applications aux convertisseurs de puissance, notamment le redresseur MLI à deux niveaux de tension. Par la suite, nous avons analysé le principe de fonctionnement et la structure de la commande prédictive à ensemble de commande finie (FCS-MPC) appliquée au courant absorbé par le redresseur MLI. Après avoir simulé ces deux stratégies de commande, les résultats de simulation obtenus montrent les performances des deux techniques commande à hystérésis et FCS-MPC appliqués au redresseur à MLI et montrent que FCS-MPC est plus performante par rapport à la commande à hystérésis.

Dans le prochain chapitre un redresseur monophasé multi-niveaux de type PUC (Packed U Cells) sera étudié et contrôlé par la commande prédictive FCS-MPC et la commande Prédictive basée sur Lyapunov.

**Chapitre 3 :**  
**Le Redresseur monophasé**  
**multi-niveau de type PUC**

### III.1 Introduction

Les convertisseurs multiniveaux se sont imposés de manière significative dans le domaine de l'électronique de puissance au cours des dernières décennies, grâce à leur capacité à générer des formes d'onde de tension de haute qualité avec une faible distorsion harmonique. Ces convertisseurs sont largement utilisés dans diverses applications, notamment les onduleurs connectés au réseau, les redresseurs et les filtres actifs de puissance. Cette adoption généralisée est principalement due aux performances remarquables des convertisseurs multiniveaux en matière de contrôle de l'énergie.

Avec l'essor rapide des énergies renouvelables, telles que l'énergie solaire et éolienne, la demande en interfaces électroniques de puissance fiables, efficaces et capables de gérer des tensions élevées a considérablement augmenté. Dans ce contexte, une tendance claire se dessine vers l'adoption de topologies de convertisseurs capables de produire un plus grand nombre de niveaux de tension en sortie. Cette approche permet de réduire les harmoniques ; c'est-à-dire les composantes indésirables de la forme d'onde, tout en améliorant la qualité de l'énergie et en diminuant la contrainte exercée sur les filtres de sortie. Par ailleurs, la réduction du nombre de composants semi-conducteurs est également recherchée pour simplifier la structure des convertisseurs, en réduire le coût et améliorer leur fiabilité.

Dans ce cadre, le convertisseur à cellules en U empilées (Packed U-Cell) émerge comme une topologie de tension multiniveaux particulièrement prometteuse. Il se distingue par sa capacité à générer plusieurs niveaux de tension tout en nécessitant un nombre réduit de composants actifs. Cela en fait une solution compacte, économique et bien adaptée aux exigences des systèmes modernes, notamment dans le domaine des énergies renouvelables.

### III.2 Topologie du convertisseur multi-niveaux PUC7

De nombreuses études récentes ont exploré les topologies des convertisseurs multiniveaux (CMN), en mettant particulièrement l'accent sur les convertisseurs à cellules en U (PUC). Cette topologie est l'une des plus couramment utilisées dans les applications monophasées, principalement en raison de son efficacité économique supérieure par rapport aux autres configurations.

Par ailleurs, l'intégration d'un convertisseur multiniveaux dans un réseau électrique contribue à améliorer la qualité de l'énergie en générant des tensions multiniveaux qui se rapprochent de la forme idéale. Comparé au convertisseur traditionnel à deux niveaux, le convertisseur multiniveaux offre des performances nettement supérieures, produisant des tensions et des courants alternatifs avec une distorsion harmonique significativement réduite [15].

Le convertisseur PUC (Packed U-Cell) est une topologie de convertisseur multiniveaux qui se compose d'une paire de commutateurs auxiliaires associée à un ensemble de cellules montées en cascade. Chaque cellule est constituée de deux commutateurs et d'un condensateur, offrant ainsi une structure MLI particulièrement compacte [16]. Cette configuration est illustrée à la Figure III.1.

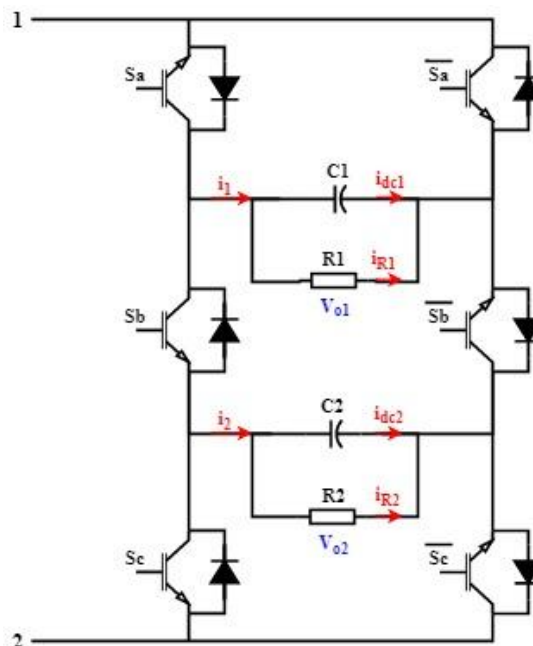


Figure III.1: Topologie PUC7

Outre sa simplicité de construction, le convertisseur PUC7 offre l'avantage de nécessiter un nombre réduit de commutateurs et de sources DC par rapport aux topologies multiniveaux classiques. Cependant, il présente également certains défis, notamment la nécessité de maintenir la tension du condensateur à sa valeur de référence pour garantir un fonctionnement optimal. En outre, le nombre limité de commutateurs réduit les états redondants disponibles, ce qui complique la conception du système de contrôle [16].

### III.3 Système de redressement à base du convertisseur PUC7

La Figure III.2 illustre un redresseur PUC7 à double sortie. Ce redresseur est relié à une source AC via un simple filtre composé d'une inductance  $L_s$  et de sa résistance interne  $R_s$ . Il a pour fonction de convertir la tension d'entrée AC en deux tensions de sortie DC, qui sont appliquées aux bornes des charges résistives connectées en parallèle avec les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  [17].

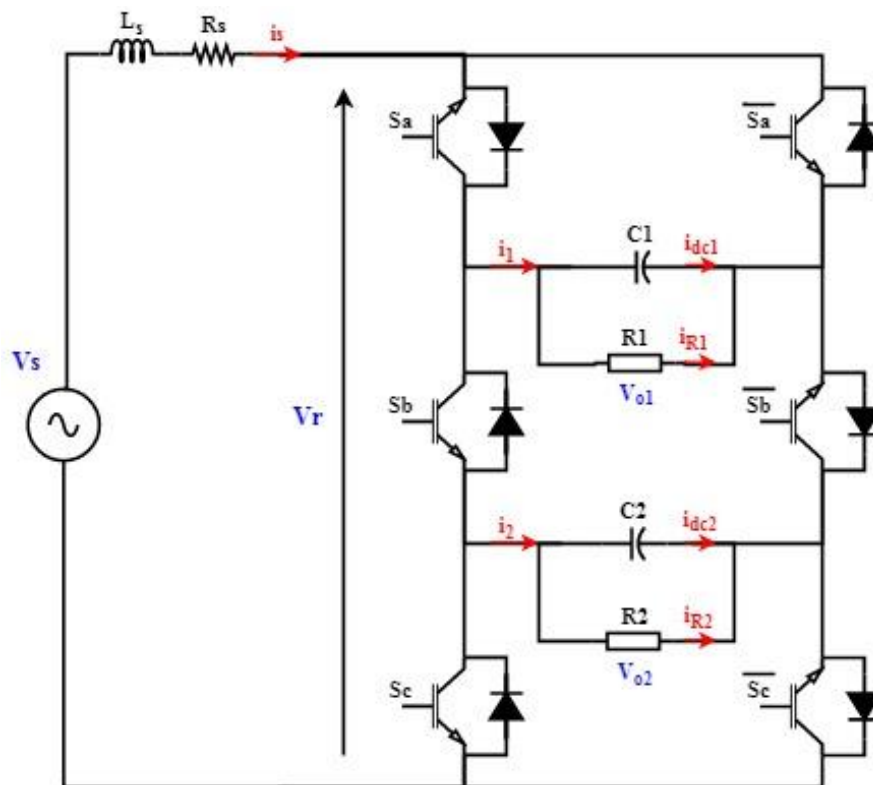


Figure III.2: Structure d'un redresseur PUC7.

Le convertisseur PUC7 présente le même nombre de composants que d'autres topologies similaires, mais il se distingue par des pertes de puissance et des coûts réduits, grâce à un

nombre restreint de commutateurs. Le Tableau III.1 et la Figure III.3 présentent les niveaux de tension de sortie, où les commutateurs  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  fonctionnent respectivement en conjonction avec leurs homologues  $\overline{S_a}$ ,  $\overline{S_b}$  et  $\overline{S_c}$ . Il est crucial de noter qu'aucune paire de commutateurs ; à savoir  $(S_a, \overline{S_a})$ ,  $(S_b, \overline{S_b})$  et  $(S_c, \overline{S_c})$ , ne peut être activée simultanément.

Le redresseur PUC7 est capable de produire sept niveaux de tension de sortie grâce à deux condensateurs. Pour obtenir ces niveaux, la tension du condensateur ( $V_{dc2}$ ) doit être égale à un tiers de la tension du bus continu ( $V_{dc1}$ ) [15]. Ainsi, les niveaux de tension de sortie sont :  $0, \pm E, \pm 2E$  et  $\pm 3E$ .

Les fonctions de commutation de l'entrée de commande du convertisseur sont définies comme suit :

$$S_1 = S_a + S_b \quad \text{III. 1}$$

$$S_2 = S_b + S_c$$

Tableau III.1: Les états de commutation et niveaux de tension du redresseur PUC7 [17].

Etat de commutation	$S_1$	$S_2$	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_r$	$V_r \begin{cases} V_{dc1} = 3E \\ V_{dc2} = E \end{cases}$
Etat 1	+1	0	1	0	0	$V_{dc1}$	3E
Etat 2	+1	-1	1	0	1	$V_{dc1} - V_{dc2}$	2E
Etat 3	0	+1	1	1	0	$V_{dc2}$	E
Etat 4	0	0	1	1	1	0	0
Etat 5	0	0	0	0	0	0	0
Etat 6	0	-1	0	0	1	$-V_{dc2}$	-E
Etat 7	-1	1	0	1	0	$-V_{dc1} + V_{dc2}$	-2E
Etat 8	-1	0	0	1	1	$-V_{dc1}$	-3E

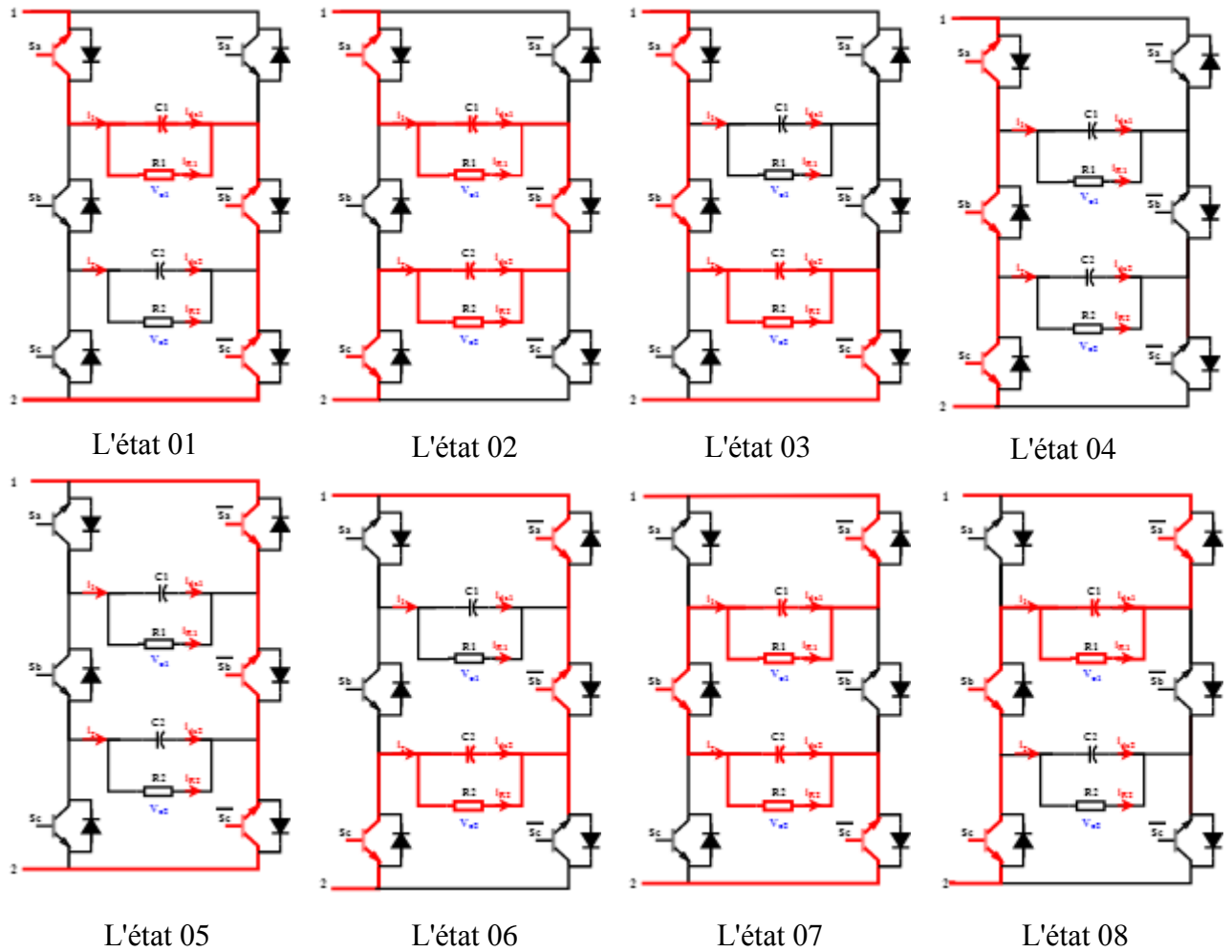


Figure III.3: Les états de commutation de redresseur PUC7.

D'après le Tableau III.1 et la Figure III.3, les équations de courant du côté charge peuvent être exprimées comme suit :

$$i_1 = S_1 i_s = i_{dc1} + i_{R1} \tag{III.2}$$

$$i_2 = S_2 i_s = i_{dc2} + i_{R2}$$

Avec une dynamique des condensateurs décrite par l'équation suivante :

$$C_1 \frac{dV_{dc1}}{dt} = S_1 i_s - i_{R1} \tag{III.3}$$

$$C_2 \frac{dV_{dc2}}{dt} = S_2 i_s - i_{R2}$$

La tension de sortie du redresseur PUC7 s'exprime comme suit :

$$V_r = S_1 V_{dc1} + S_2 V_{dc2} \quad \text{III. 4}$$

Il s'agit d'une forme d'onde de tension d'entrée à 7 niveaux. Cependant, la dynamique du courant source est donnée par :

$$\frac{di_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_s + \frac{1}{L_s} (V_s - V_r) \quad \text{III. 5}$$

La fonction du convertisseur étant de fournir aux charges la puissance nécessaire prélevée sur la source, il doit fonctionner en maintenant les objectifs suivants :

1. Réguler les tensions de charge à leurs valeurs de référence, respectivement 3E et E.
2. Fournir à la source un courant sinusoïdal en phase avec la tension source.
3. Garantissant un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire.

Par conséquent, la régulation du convertisseur doit assurer le maintien de ces objectifs [17].

### III.4 Commande prédictive de redresseur PUC7

La structure du contrôle prédictif du courant de source, basée sur le redresseur multi-niveau de type PUC7, est illustrée à la Figure **III.4**. Cette architecture reprend le même schéma de commande que celui présenté au chapitre II pour un redresseur monophasé à deux niveaux. La tension du bus continu ( $V_{dc} = |V_{dc1}| + |V_{dc2}|$ ), la tension du bus continu, régulée par un contrôleur PI, sert de référence pour la régulation du courant de source via un algorithme de contrôle prédictif du courant.

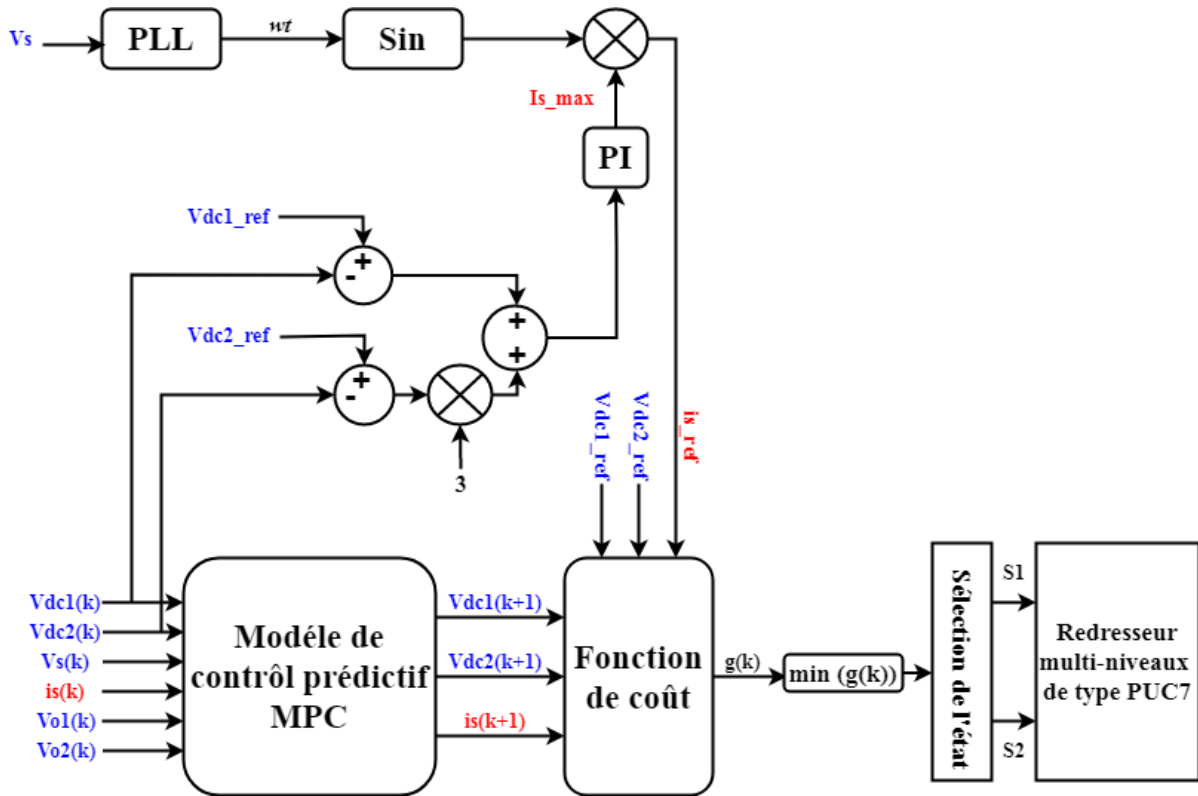


Figure III.4: Structure de contrôle prédictif du courant de source avec un redresseur PUC7.

### III.4.1 Algorithme du contrôle prédictif du courant

L'application du contrôle prédictif à ensemble de commandes finies (FCS-MPC) à un convertisseur de puissance nécessite de suivre les mêmes étapes décrites au chapitre II. Comme pour un contrôleur MPC classique, le modèle discret du PUC7 est obtenu. Pour une période d'échantillonnage fixe  $T_s$ , on utilise l'approximation d'Euler directe du premier ordre :

$$\begin{aligned} V_{dc1}(k+1) &= V_{dc1}(k) + \frac{T_s}{C_1} (S_1(k)i_s(k) - i_{R1}(k)) \\ V_{dc2}(k+1) &= V_{dc2}(k) + \frac{T_s}{C_2} (S_2(k)i_s(k) - i_{R2}(k)) \end{aligned} \quad \text{III. 6}$$

De même, la forme discrète du courant de la source s'écrit comme suit :

$$i_s(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_s(k) + \frac{T_s}{L_s} (V_s(k) - V_r(k)) \quad \text{III. 7}$$

Avec

$$V_r(k) = S_1(k)V_{dc1}(k) + S_2(k)V_{dc2}(k) \quad \text{III. 8}$$

Enfin, la fonction de coût  $g$  est définie comme suit :

$$g(k) = \left( \frac{V_{dc1}(k+1) - V_{dc1,ref}(k)}{V_{dc1,ref}(k)} \right)^2 + \left( \frac{V_{dc2}(k+1) - V_{dc2,ref}(k)}{V_{dc2,ref}(k)} \right)^2 + \alpha \left( \frac{i_s(k+1) - i_{s,ref}(k+1)}{I_{s,max}} \right)^2 \quad \text{III.9}$$

Avec  $\alpha$  est un gain de pondération.

La fonction de coût  $g$  est évaluée pour les huit états de commutation possibles, définis dans le tableau de commutation prédéfini (Tableau III.1). L'état de commutation optimal, correspondant à la minimisation de cette fonction de coût, est ensuite sélectionné et appliqué au PUC7 lors de l'instant d'échantillonnage suivant. L'algorithme de contrôle prédictif du courant de la source, basé sur le redresseur PUC7, est illustré à la Figure III.5.

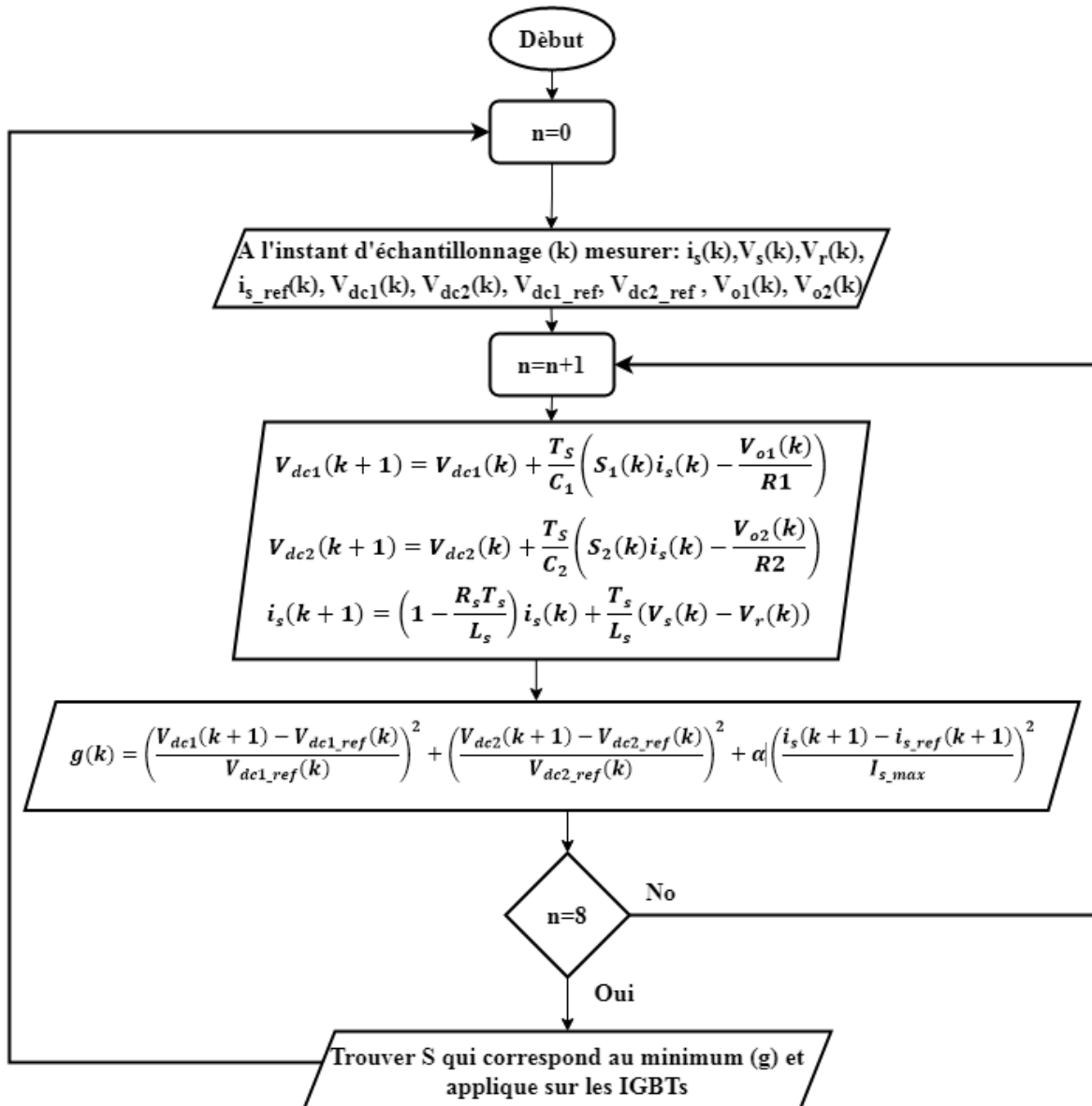


Figure III.5: Diagramme de l'algorithme du contrôle prédictif pour le redresseur PUC7.

### III.4.2 Résultats de simulation

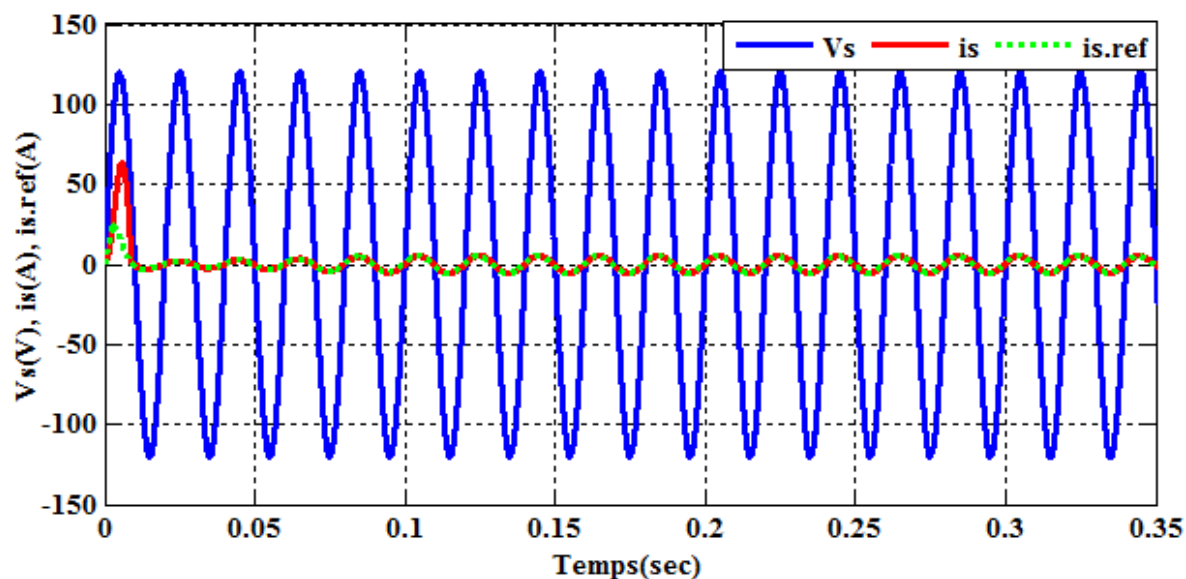
Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation de la commande prédictive MPC pour le redresseur multiniveaux de type PUC7, réalisés à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink. Les paramètres de puissances utilisés sont identiques à ceux indiqués dans le Tableau III.2.

Avec un facteur de pondération  $\alpha=1$ .

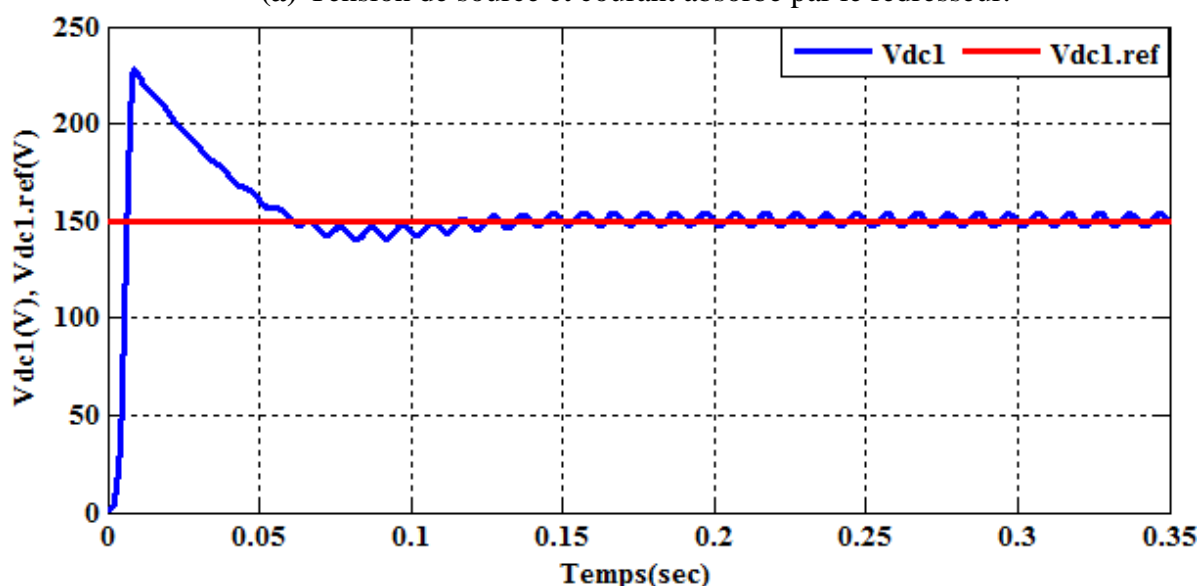
*Tableau III.2: Les paramètres de simulation.*

Paramètre	Les valeurs
Voltage de la source ( $V_s$ )	120V
La fréquence de la source ( $f_s$ )	50Hz
L'inductance de la source ( $L_s$ )	0.01 mH
La résistance de la source ( $R_s$ )	0,001 $\Omega$
L'inductance du filtre ( $L_f$ )	5mH
La résistance du filtre ( $R_f$ )	0,01 $\Omega$
La capacité de la charge ( $C_1$ & $C_2$ )	1100 $\mu$ F
La résistance de la charge ( $R1$ & $R2$ )	80 $\Omega$
Le temps d'échantillonnage ( $T_s$ )	10 $\mu$ s
Gains du régulateur PI ( $K_p$ et $K_i$ )	$K_p = 0.12$ , $K_i = 4$
Tensions de références	Vdc1_ref = 150V, Vdc2_ref = 50V

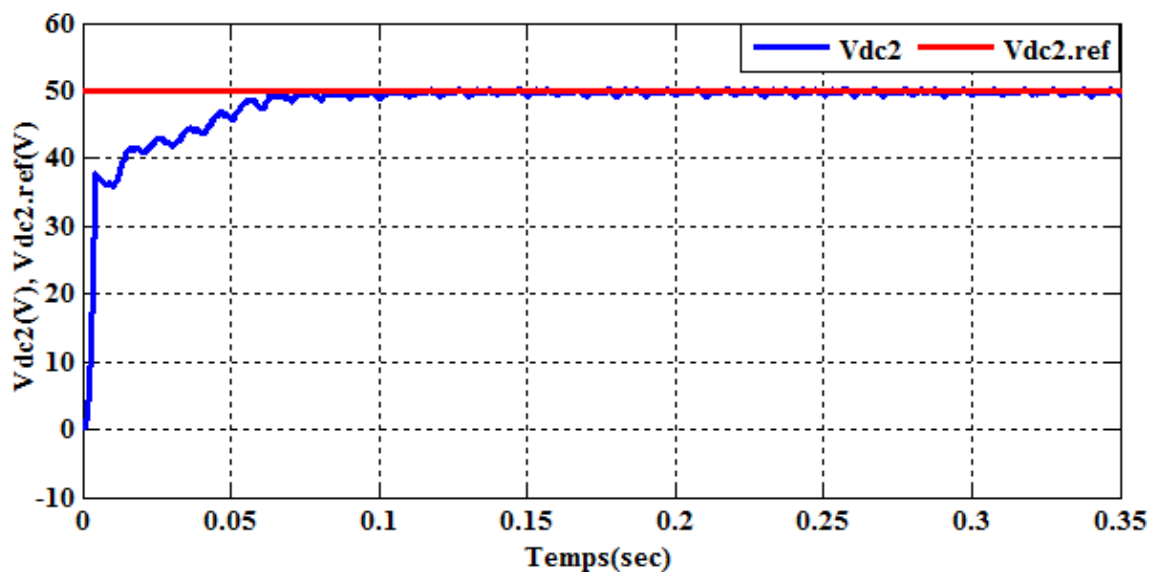
Les résultats de la simulation sont illustrés à la Figure III.6. Cette figure montre clairement que les tensions aux bornes des deux condensateurs, Vdc1 et Vdc2, sont régulées autour de leurs valeurs de consigne (Figures III.6(b) et III.6(c)). Le courant fourni par la source est sinusoïdal et synchronisé en phase avec la tension source (Figure III.6(a)), ce qui traduit un fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité. La distorsion harmonique totale (THD) du courant source est mesurée à **2,85 %** (Figure III.6(f)). Les Figures III.6(d) présentent les courants appliqués aux charges résistives en sortie du redresseur PUC7. Enfin, la Figure III.6(e) illustre la tension à sept niveaux observés à l'entrée du redresseur PUC7.



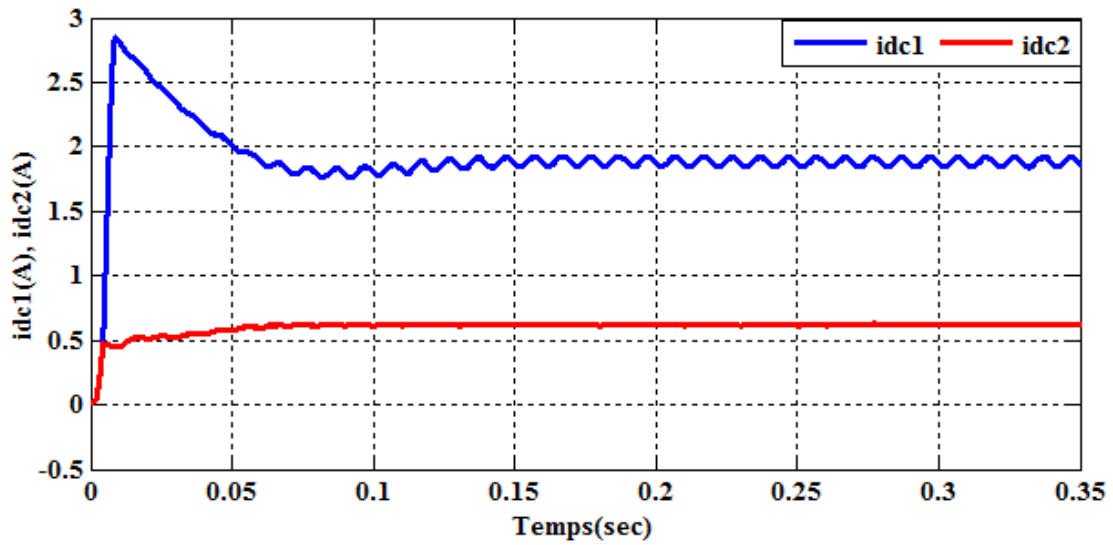
(a) Tension de source et courant absorbé par le redresseur.



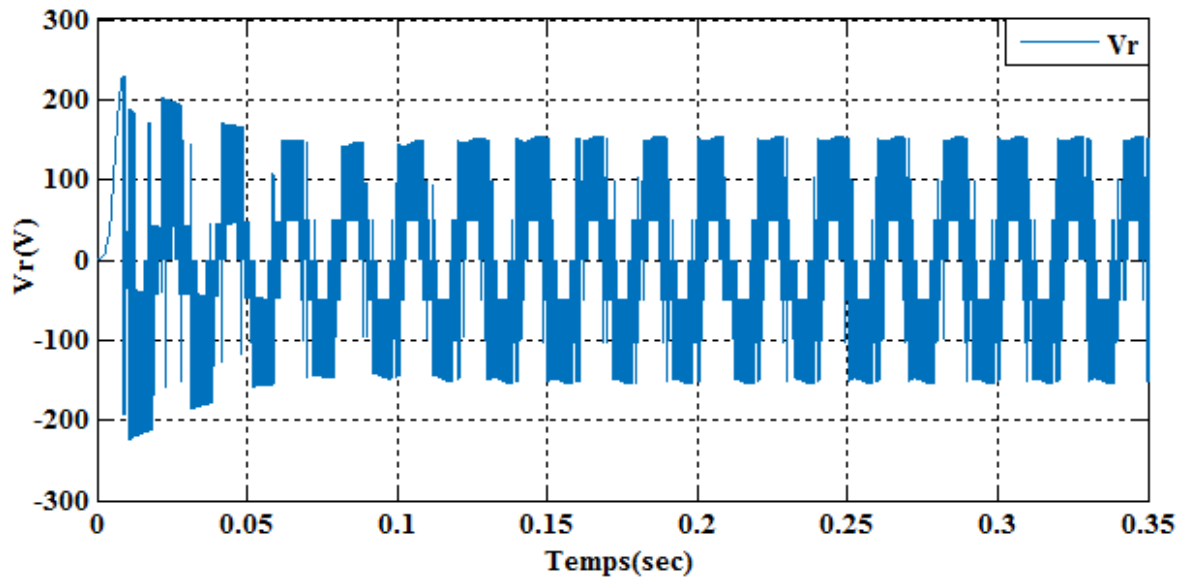
(b) Tension de bus continu  $V_{dc1}$ .



(c) Tension de bus continu  $V_{dc2}$ .

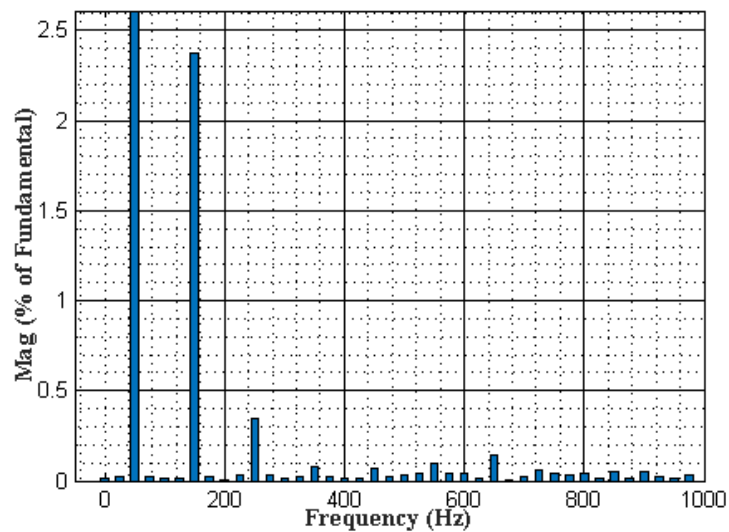


(d) Courants de charge.



(e) Tension d'entrée 7 niveaux de Redresseur PUC7.

Fundamental (50Hz) = 5.273 , THD= 2.85%



(f) Analyse spectrale du courant de source.

Figure III.6: Résultats de simulation de redresseur multiniveaux PUC7 avec la commande FCS-MPC.

### III.5 Commande prédictive basée sur Lyapunov pour le redresseur PUC7

Il s'agit d'une méthode de contrôle prédictif basée sur la théorie de Lyapunov, c'est-à-dire utilisant une fonction de coût dérivée de manière intuitive de cette théorie. Cette approche consiste à améliorer et ajuster les facteurs de pondération liés à l'erreur par rapport à la méthode précédente.

En employant une fonction de coût fondée sur Lyapunov, on s'attend à garantir la stabilité du système contrôlé, tout en obtenant une réponse dynamique rapide, des performances robustes et une faible distorsion harmonique totale du courant. La structure du contrôle prédictif basée sur Lyapunov appliquée au redresseur PUC7 est illustrée à la figure III.7.

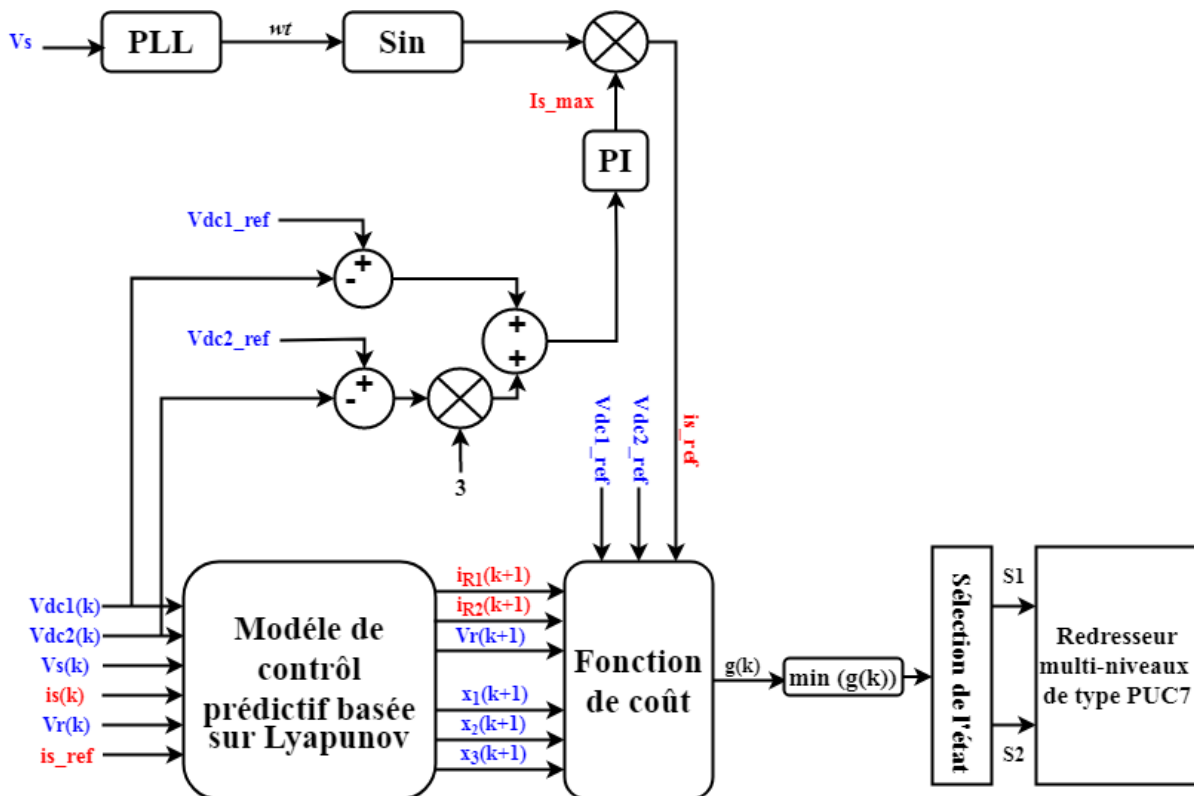


Figure III.7: Structure de contrôle prédictif basée sur Lyapunov du courant de source avec un redresseur PUC7.

#### III.5.1. Algorithme du contrôle prédictif basée sur Lyapunov

Le principe de fonctionnement de ce contrôleur est similaire à celui du contrôleur FCS-MPC conventionnel présenté au chapitre II, ainsi qu'à la méthode précédente, à l'exception de

l'utilisation d'une fonction de coût différente. Dans le contrôleur proposé, la fonction de coût est dérivée de la théorie de Lyapunov, ce qui permet de garantir la stabilité du système contrôlé, ici le convertisseur PUC7.

Comme les valeurs de  $i_{R1}(k+1)$  et  $i_{R2}(k+1)$  ne sont pas disponibles à l'instant d'échantillonnage  $k$ , et afin d'éviter l'utilisation de capteurs de courant pour les courants de charge, ces derniers sont estimés à partir de l'équation (III.6) comme suit :

$$\begin{aligned} i_{R1}(k+1) &= S_1(k-1)i_S(k) - \frac{C_1}{T_S}(V_{dc1}(k) - V_{dc1}(k-1)) \\ i_{R2}(k+1) &= S_2(k-1)i_S(k) - \frac{C_2}{T_S}(V_{dc2}(k) - V_{dc2}(k-1)) \end{aligned} \quad \text{III. 10}$$

Les valeurs prédites obtenues dans cette section sont utilisées dans l'algorithme. La tension de la source  $V_S$ , la valeur de référence du courant  $i_{S\_ref}$ , ainsi que la tension de référence du convertisseur  $V_r$  sont prédites à l'instant d'échantillonnage  $(k+1)$  comme suit :

$$\begin{aligned} V_S(k+1) &= \frac{3}{2}V_S(k) - \frac{1}{2}V_S(k-1) \\ i_{S\_ref}(k+1) &= \frac{3}{2}i_{S\_ref}(k) - \frac{1}{2}i_{S\_ref}(k-1) \end{aligned} \quad \text{III. 11}$$

$$V_r(k+1) = V_S(k+1) - \frac{L_S}{T_S}(i_{S\_ref}(k+1) - i_{S\_ref}(k)) - R_S i_{S\_ref}(k+1) \quad \text{III. 12}$$

La valeur de l'erreur de tension du premier condensateur à l'instant d'échantillonnage  $(k+1)$  est calculée comme suit :

$$x_1(k+1) = x_1(k) + \frac{T_S}{C_1}(s_1(k)i_S(k) - i_{R1}(k)) \quad \text{III. 13}$$

L'erreur de tension du deuxième condensateur à  $(k+1)$  est :

$$x_2(k+1) = x_2(k) + \frac{T_S}{C_2}(s_2(k)i_S(k) - i_{R2}(k)) \quad \text{III. 14}$$

L'erreur du courant de source à l'instant d'échantillonnage suivant est calculée comme suit :

$$x_3(k+1) = \left(1 - \frac{R_S T_S}{L_S}\right)x_3(k) + \frac{T_S}{L_S}(V_S(k) - V_r(k)) - i_{S\_ref}(k+1) \quad \text{III. 15}$$

La fonction de coût du MPC basé sur Lyapunov, évaluée à l'instant d'échantillonnage ( $k+1$ ), est donnée par :

$$g(k+1) = \frac{\alpha}{L_S} \left\{ \left( s_1(k) i_{S\_ref}(k+1) - i_{R1}(k+1) \right) x_1(k+1) \right. \\ \left. + \left( s_2(k) i_{S\_ref}(k+1) - i_{R2}(k+1) \right) x_2(k+1) \right. \\ \left. + \left( V_r(k+1) - \left( s_1(k) V_{dc1\_ref} + s_2(k) V_{dc2\_ref} \right) \right) x_3(k+1) \right\} \quad \text{III. 16}$$

Et enfin Choisissez la paire de commutation pour laquelle  $g(k+1)$  est minimale. Le schéma de l'algorithme de contrôle prédictif basé sur Lyapunov est présenté à la Figure III.8.

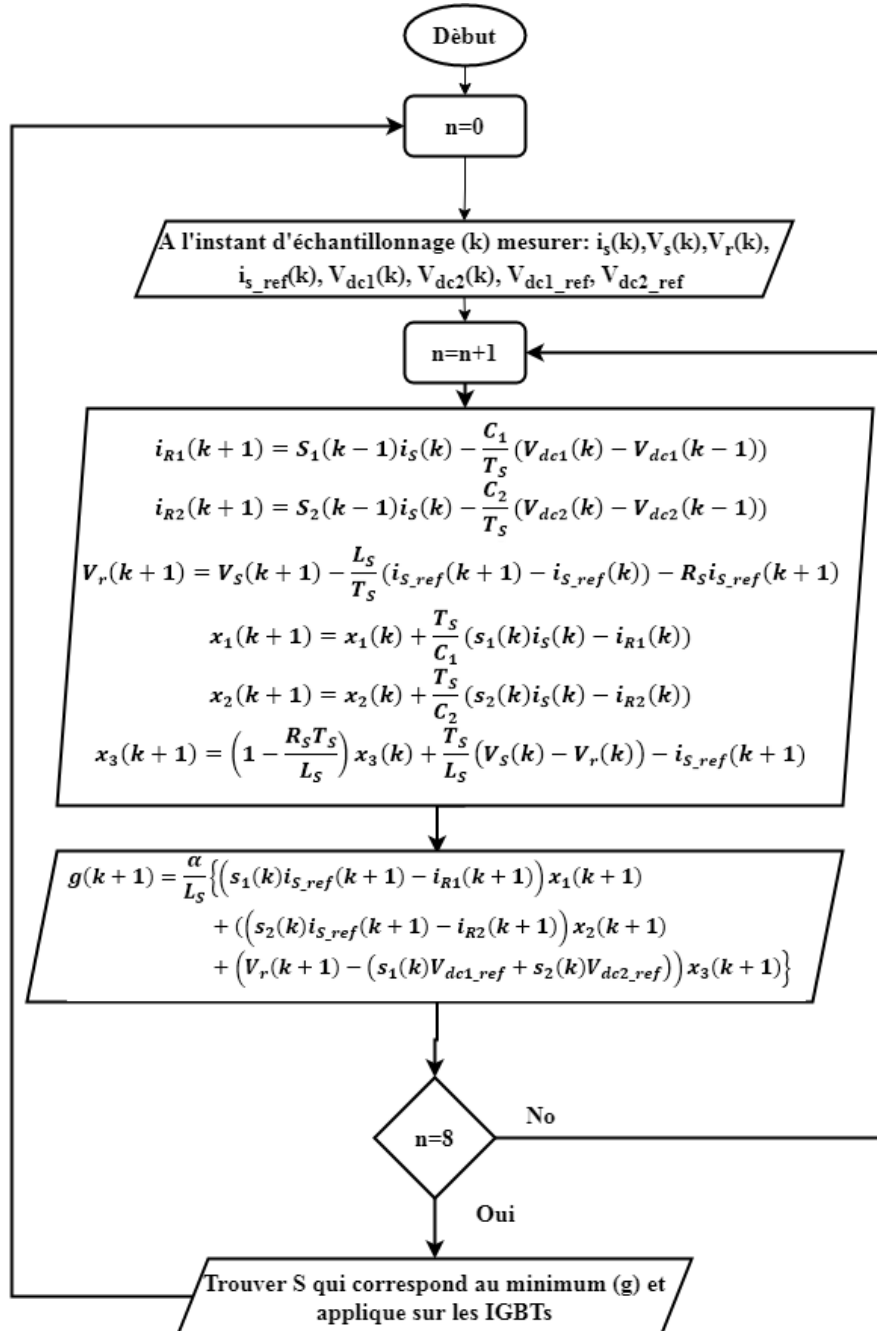
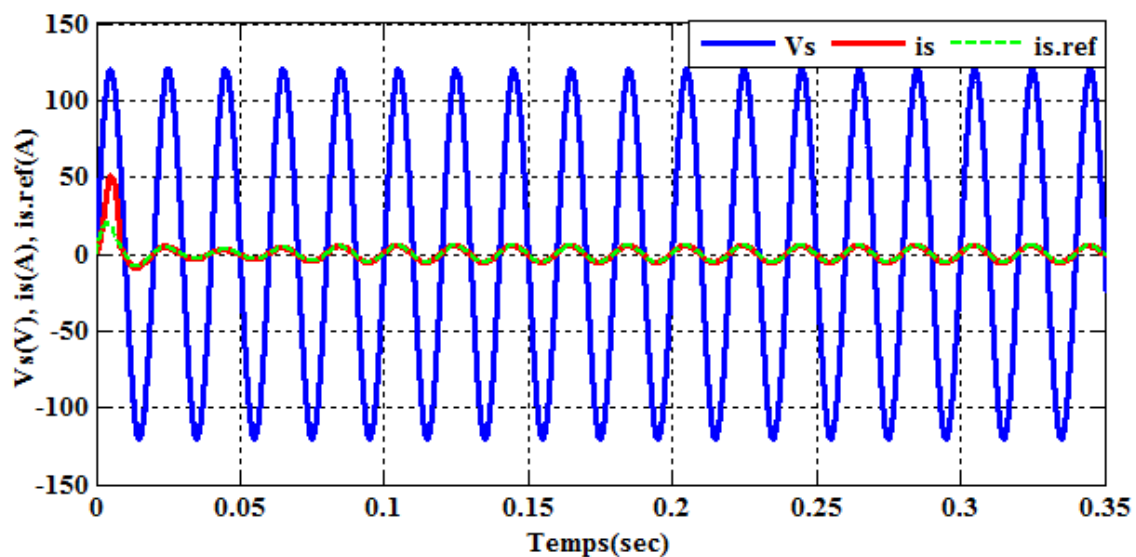


Figure III.8: Diagramme de l'algorithme du contrôle prédictif basé sur Lyapunov pour le redresseur PUC7.

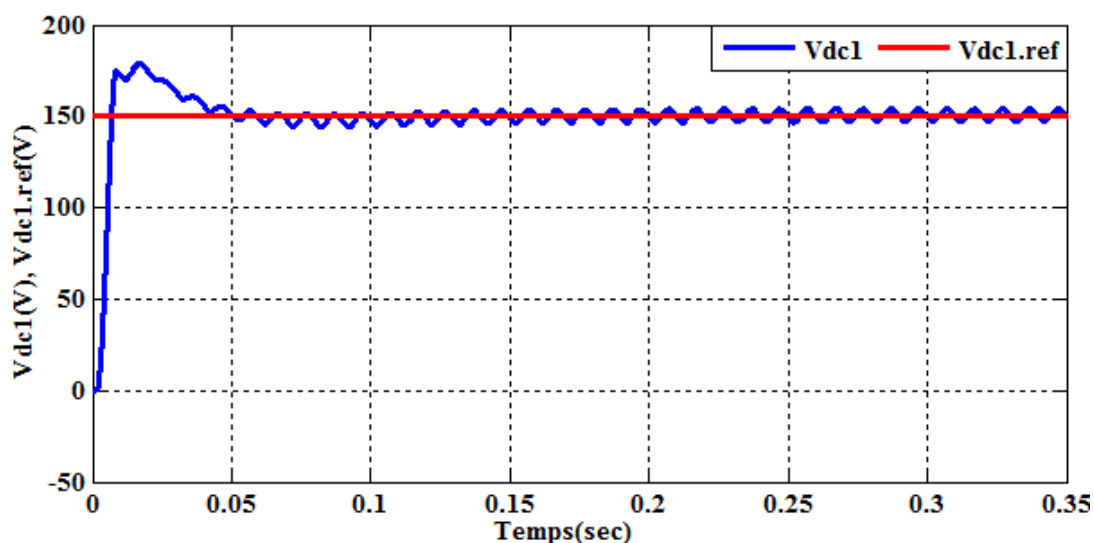
### III.5.2. Résultats de simulation

Nous allons présenter les résultats de simulation obtenus à l'aide du logiciel Matlab/Simulink pour un redresseur multi-niveau de type PUC7 commandé par une commande prédictive basée sur Lyapunov. La structure générale du système étudié a été décrite précédemment. Les valeurs des composants caractérisant cette structure sont identiques à celles du Tableau III.2, avec un facteur de pondération également égal  $\alpha=1$ .

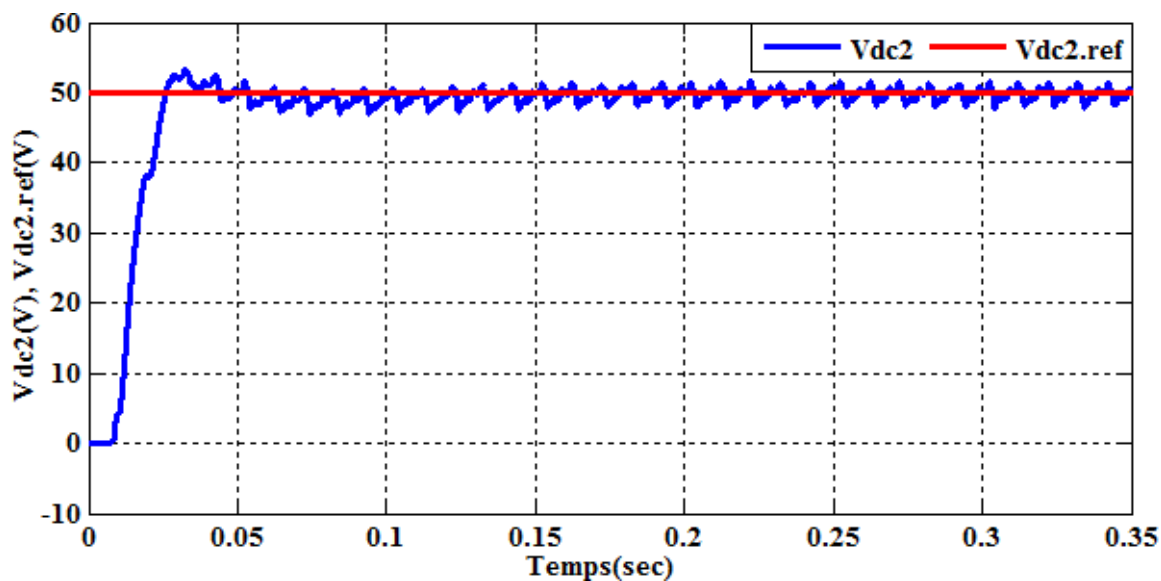
On remarque sur la Figure III.9 que les tensions des bus continu,  $V_{dc1}$  et  $V_{dc2}$ , se stabilisent autour de leurs valeurs de référence, avec des réductions significatives du temps de réponse  $tr$  ( $0.05s$ ) et du temps de montée  $tm$  ( $0.01s$ ). De plus, on observe une amélioration du taux de distorsion harmonique totale (THDi) du courant de source, qui est réduit à **2,46 %**.



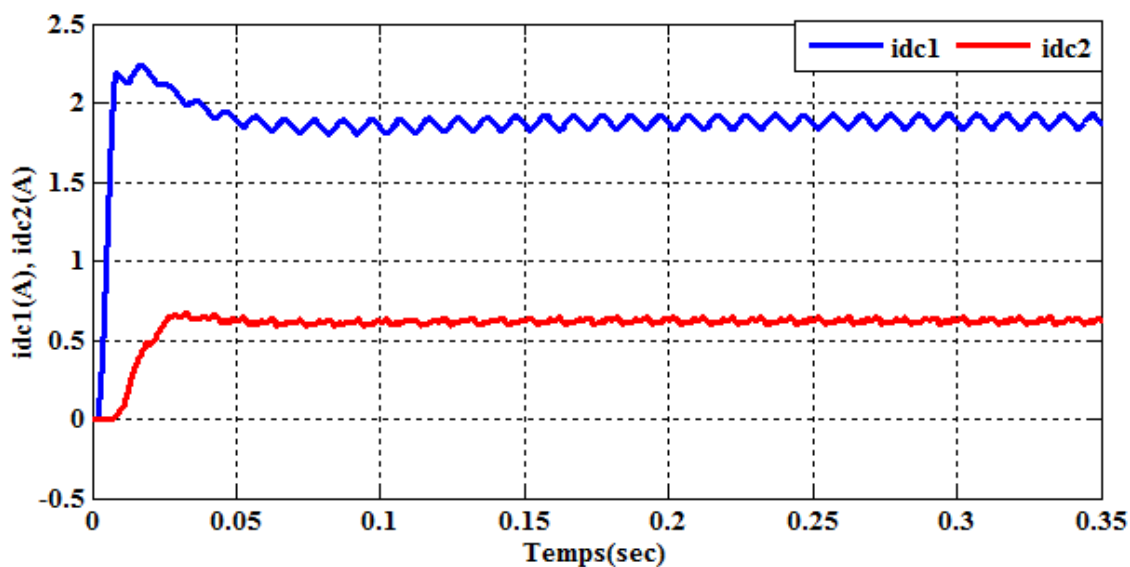
(a) Tension de source et courant absorbé par le redresseur.



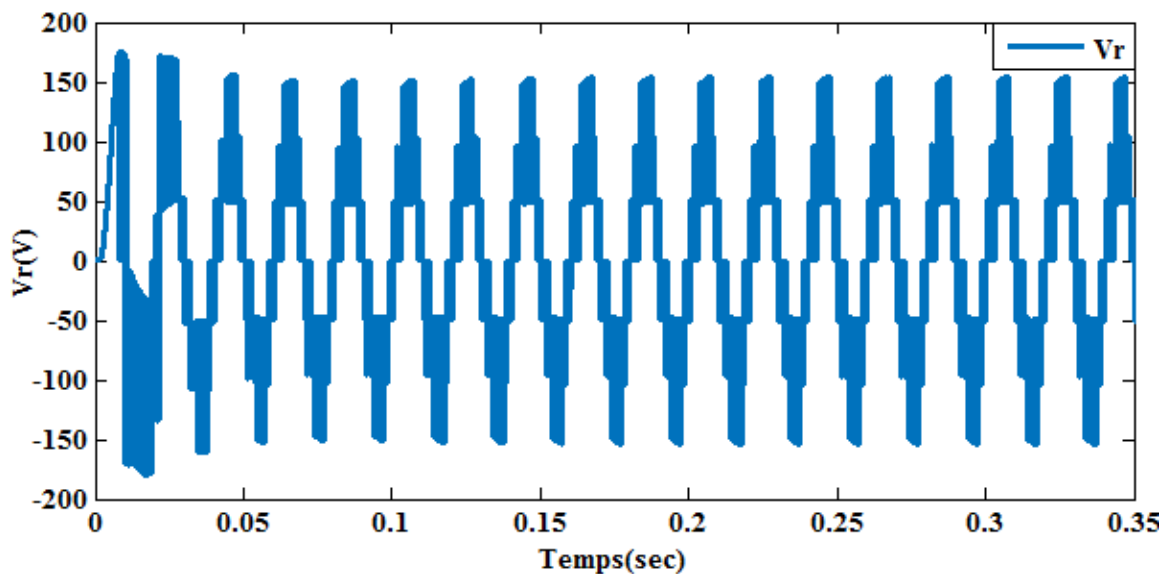
(b) Tension du bus continu  $V_{dc1}$ .



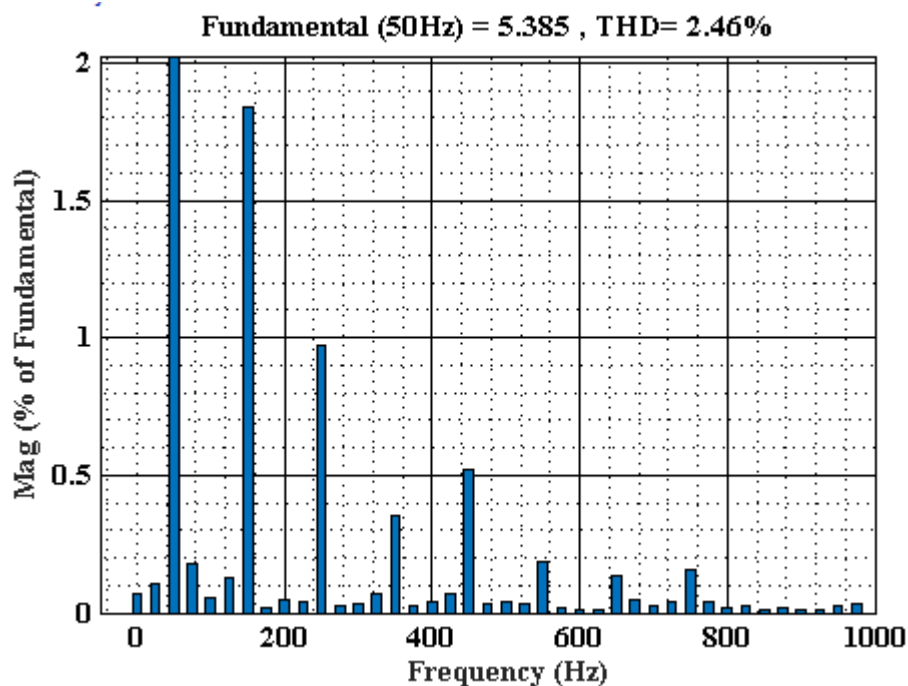
(c) Tension de bus continu  $V_{dc2}$ .



(d) Courants de charge.



(e) Tension d'entrée 7 niveaux de Redresseur PUC7.



(f) Analyse spectrale du courant de source.

*Figure III.9: Résultats de simulation de redresseur multiniveaux PUC7 avec la commande FCS-MPC basée sur Lyapunov.*

### III.6 Étude comparative

À travers ces deux tests ; le premier utilisant uniquement le contrôle prédictif et le second avec l'ajout de la fonction de Lyapunov ; il apparaît clairement que le redresseur fournit des résultats similaires, avec toutefois un avantage pour le contrôle prédictif basé sur Lyapunov. En effet, ce dernier offre une meilleure stabilité et réduit davantage les harmoniques, ce qui en fait une amélioration notable du premier.

Le Tableau III.3 présente les niveaux de THD obtenus lors des deux tests, montrant que le THD reste inférieur à 5 %, ce qui atteste de la robustesse du système de contrôle basé sur la méthode FCS-MPC, avec ou sans la fonction de Lyapunov. La méthode basée sur Lyapunov offre des performances comparables à celles des techniques conventionnelles, avec une dynamique rapide. Elle se distingue par une stabilité garantie, renforçant ainsi les performances et la robustesse du système. Par ailleurs, la nouvelle fonction de coût réduit significativement la charge computationnelle, diminuant le temps de calcul d'environ **36 %** par rapport au MPC classique.

*Tableau III.3: Comparaison entre les deux contrôles.*

<b>La commande prédictive</b>	<b>FCS-MPC</b>	<b>FCS-MPC avec Lyapunov</b>
THDi (%)	<b>2,85</b>	<b>2,46</b>
Temps d'exécution de l'algorithme Ta ( $\mu s$ )	<b>2.06</b>	<b>1.51</b>

### III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, un contrôleur prédictif à ensemble fini (FCS-MPC) est proposé comme premier test, suivi de l'intégration d'une fonction de Lyapunov afin d'évaluer son impact sur un redresseur à double sortie à 7 niveaux (PUC7). Dans les deux cas, le contrôleur utilise un algorithme spécifique par lequel le MPC sélectionne l'entrée de commande appropriée minimisant une fonction de coût conçue à partir des erreurs d'état.

Les résultats de simulation montrent des performances dynamiques rapides et une excellente capacité de suivi, particulièrement dans le second cas, où les deux tensions de sortie du redresseur sont régulées à leurs valeurs de consigne, avec un facteur de puissance unitaire et un faible THD (< 5 %) du courant source.

En résumé, le convertisseur PUC7 avec contrôle prédictif basé sur la fonction de Lyapunov constitue une solution performante et fiable, prometteuse pour les applications de redressement multiniveaux, notamment dans les chargeurs de batteries de véhicules électriques.

# Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de l'étude et du développement de techniques avancées de commande, notamment la commande prédictive basée sur la fonction de Lyapunov, appliquée à un redresseur multi-niveau à double sortie de type PUC7 monophasé. L'objectif principal est d'optimiser les performances énergétiques et dynamiques de ce type de convertisseur.

Le chapitre I est dédié à une analyse approfondie de la qualité de l'énergie électrique, avec une attention particulière portée aux perturbations harmoniques. Ce chapitre explore à la fois les approches classiques et les solutions modernes visant à réduire ces perturbations.

Dans le chapitre II, le fonctionnement et la modélisation d'un redresseur monophasé à deux niveaux sont présentés. Deux stratégies de commande du courant y sont implémentées : la commande par hystérésis et la commande prédictive. Les résultats de simulation montrent une nette supériorité de la commande prédictive, qui se distingue par une réduction efficace des harmoniques et une amélioration de la qualité du courant injecté.

Le chapitre III étend l'étude à une topologie plus complexe : le redresseur de type PUC7, piloté par une commande prédictive basée sur le critère de Lyapunov. Ce convertisseur, grâce à sa capacité à générer sept niveaux de tension à l'aide de seulement six interrupteurs et deux condensateurs, offre une efficacité énergétique élevée ainsi qu'une compacité accrue. Les simulations ont révélé une amélioration notable de la forme d'onde du courant absorbé, marquée par un très faible taux de distorsion harmonique (THD).

Enfin, en guise de perspectives, ce travail pourrait être enrichi par une validation expérimentale des stratégies de commande développées, afin de confirmer dans un environnement réel les performances observées en simulation.

# Références Bibliographiques

- [1] HADDAD, S. (2010). Gestion de la qualité d'énergie électrique dans un réseau de transmission (Doctoral dissertation, Université Badji Mokhtar – Annaba).
- [2] Pollution du réseau : les harmoniques <https://euro-index.be/fr/centre-expertise/euroinfo/pollution-du-r%C3%A9seau-harmoniques/>
- [3] KOUADRIA, M. (2017). Techniques de commande avancées d'un filtre actif parallèle pour améliorer la qualité d'énergie fournie au réseau autonome hybride (Doctoral dissertation, Université Bn Khaldoun – Tiaret).
- [4] FOULLANE, O. ZIOUAR, H. (2024) ; «Commande Prédictive d'un Redresseur Multiniveaux Monophasé à Double Sortie de Type Packed U Cells (PUC).» (Mémoire de Master Industries Electroniques, Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi –BBA),
- [5] CEI 61000-3-2 (2000) « compatibilité électromagnétique (CEM). Partie 3-2: Limites – Limites pour les émissions de courant harmonique (courant appelé par les appareils £16 A par phase) ».
- [6] IEEE Standard 519, «IEEE recommended practice and requirement for harmonic control in electric power systems. In IEEE Std 519-2014,» Piscataway, Vols. 1, p. 1–29, 2014.
- [7] KESSAL, A. (2012). Correction du facteur de puissance a l'entree d'un convertisseur ac/dc (Doctoral dissertation, Université Ferhat Abbes– Sétif).
- [8] BOUSSAID, A. (2017). Filtrage actif des harmoniques dans les réseaux électriques. Contribution à l'amélioration de l'énergie électrique (Doctoral dissertation, Université Des Frères Mentouri – Constantine).
- [9] BOUKEZATA, B. (2012). Etude et commande d'une chaine de conversion d'énergie d'un système solaire photovoltaïque (Doctoral dissertation, Université Ferhat Abbes– Sétif).
- [10] BOUAFIA, A. (2010). Techniques de commande predictive et floue pour les systemes d'électronique de puissance : application aux redresseurs a mli (Doctoral dissertation, Université Ferhat Abbes– Sétif).
- [11] BELHAOUCHET, N. (2011). Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées application : amélioration de la qualité de l'énergie (Doctoral dissertation, Université Ferhat Abbes– Sétif).

- [12] Samir Kouro, Patricio Cortés, René Vargas, Ulrich Ammann, and José Rodríguez, (2009). Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters, IEEE transactions on industrial electronics, vol. 56, no. 6, p1.
- [13] SAHLI, A. (2021). Optimisation de la qualité d'énergie dans les smart grids (Doctoral dissertation, Université Ferhat Abbas– Sétif).
- [14] BACHAR, R. (2019). Correction du facteur de puissance a l'entree d'un convertisseur ac/dc (Doctoral dissertation, Université Mohamed Khider – Biskra).
- [15] Khettab, S. Kheldoun, A. Bradai, R. Oubelaid, A. Kumar, S. Khosravi N. (2024). Performanse evaluation of PUC7-based multifunction single- phase solar active filter in real outdoor environments: Experimental insights. IET Renewable Power Generation. DOI: 10.1049/rpg2.13028, 1740-1757.
- [16] Makhamreh, H. Sleiman, M. K'ukrer, O. Al-Haddad, K. (2018). Lyapunov-Based Model Predictive Control of a PUC7 Grid-Connected Multilevel Inverter. IEEE transactions on industrial electronics. DOI 10.1109/TIE.2018.2879282.
- [17] Makhamreh, H. Trabelsi, M. K'ukrer, O. Abu-Rub, H. (2020). A Lyapunov-based Model Predictive Control Design with Reduced Sensors for a PUC7 Rectifier. IEEE Transactions on Industrial Electronics. DOI 10.1109/TIE.2020.2969122.

**Résumé :**

Le redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) représente une solution avancée pour optimiser la conversion d'énergie et améliorer la qualité de l'alimentation électrique. Cette étude examine tout d'abord un redresseur monophasé à deux niveaux, intégrant deux stratégies de contrôle : le contrôle par hystérésis et le contrôle prédictif. Les tests et simulations révèlent que le contrôle prédictif offre une meilleure efficacité en réduisant significativement la distorsion du courant d'entrée. Ensuite, une analyse approfondie est menée pour améliorer la qualité de l'énergie à l'aide d'un redresseur multiniveaux de type PUC à sept niveaux, avec et sans l'application de la fonction Lyapunov. Les résultats obtenus démontrent que le contrôle prédictif du courant, appliqué à un redresseur monophasé de type PUC7, surpasse les topologies conventionnelles en termes de performance globale. Enfin, une comparaison des résultats est effectuée après l'ajout de la fonction Lyapunov, mettant en évidence les avantages supplémentaires apportés en termes de robustesse et de stabilité.

**Mots-clés :** Redresseur à modulation de largeur d'impulsion, le contrôle par hystérésis, contrôle prédictif, qualité de l'énergie, réduction des harmoniques, Redresseur Multi-niveaux PUC7, Lyapunov.

**ملخص:**

مثل مقوم تعديل عرض النبضات (PWM) حلاً متقدماً لتحسين تحويل الطاقة وتعزيز جودة إمدادات الطاقة. تركز هذه الدراسة في البداية على مقوم أحادي الطور بمستويين، يتضمن استراتيجيتين للتحكم: التحكم بالهيستريسيس والتحكم التنبؤي. أظهرت الاختبارات والمحاكاة أن التحكم التنبؤي يوفر كفاءة أعلى من خلال تقليل تشوه تيار الإدخال بشكل كبير. بعد ذلك، تم إجراء تحليل معمق لتحسين جودة الطاقة باستخدام مقوم متعدد المستويات من نوع PUC بسبعة مستويات، مع وبدون تطبيق دالة ليابونوف. أظهرت النتائج أن التحكم التنبؤي للتيار، عند تطبيقه على مقوم أحادي الطور من نوع PUC7، يتفوق على التكوينات التقليدية من حيث الأداء العام. أخيراً، تمت مقارنة النتائج بعد دمج دالة ليابونوف، مما أبرز المزايا الإضافية من حيث المتانة والاستقرار.

**الكلمات المفتاحية:** مقوم التحويل بالعرض النبضي، التحكم بالتباطؤ، التحكم التنبؤي، جودة الطاقة، تقليل التوافقيات، متعدد المستويات PUC7، ليابونوف.

**Abstract:**

The pulse-width modulation (PWM) rectifier represents an advanced solution for optimizing energy conversion and enhancing power supply quality. This study initially examines a single-phase two-level rectifier, incorporating two control strategies: hysteresis control and predictive control. Tests and simulations reveal that predictive control provides higher efficiency by significantly reducing input current distortion. Subsequently, an in-depth analysis is conducted to improve energy quality using a multilevel PUC-type seven-level rectifier, with and without the application of the Lyapunov function. The results demonstrate that current predictive control applied to a single-phase PUC7-based rectifier outperforms conventional topologies in terms of overall performance. Finally, a comparison is made after the integration of the Lyapunov function, highlighting the additional advantages in terms of robustness and stability.

**Keywords:** Pulse-width modulation rectifier, hysteresis control, predictive control, energy quality, harmonic reduction, PUC7 multilevel rectifier, Lyapunov.