



وزارة البحث العلمي والتعليم العالي
MINISTRE DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE ET
DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
جامعة عبد الحميد بن باديس مستغانم
Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem
كلية العلوم والتكنولوجيا
Faculté des Sciences et de la Technologie
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



N° d'ordre : M/GE/2026

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES
POUR OBTENIR LE DIPLOME DE
MASTER ACADEMIQUE**

**Filière : Electrotechnique
Spécialité : Electrotechnique Industrielle**

**Analyse de l'Impact de la Technique de Commande sur les
Performances d'un Onduleur de Tension**

Présenté par :

BOUDJEMA Ahmed Abdelhakim

Soutenu le 06/07/ 2026 devant le jury composé de :

Président : Mr. BENZIDANE Mohammed Redha MCB Université de Mostaganem
Examinatrice : Mme. NEDDAR Houria MCA Université de Mostaganem
Encadrante : Mme. REZINI Saliha MCA Université de Mostaganem

Année Universitaire : 2025/2026

Remerciement

Je tiens à remercier avant tout notre seigneur, notre créateur et notre dieu Allah, le tout puissant, pour m'avoir donné, le courage, la patience, la volonté et la force nécessaires, pour affronter toutes les difficultés et les obstacles, durant toutes mes années d'études. J'exprime mes remerciements à mon encadrante Madame Rezini Saliha pour son assistance tout au long de ce travail, qu'elle trouve ici l'expression de ma gratitude pour ses conseils.

Je tiens à remercier profondément les membres de jury qui ont accepté de juger ce travail. Mes remerciements les plus sincères sont adressés à mes enseignants, qui ont contribué durant mes études à l'université et spécialement les enseignants du département génie électrique. Sans oublier tous ceux qui m'ont aidés de près ou de loin.

Dédicaces

*Avant tout à mes chers
parents qui m'ont
soutenu pendant
toute la durée de ces longues études,
« que Dieu me les protègent ».*

A mes sœurs

*A mes amis
Et à ma toute
famille et tout ce
qui m'a aidé
directement ou
indirectement.*

*Ahmed
Abdelhakim
Boudjema*

Résumé

Ce travail est consacré à l'étude comparative des différentes stratégies de commande appliquées à un onduleur de tension triphasé alimentant une charge résistive-inductive. L'objectif principal est d'évaluer l'influence de ces stratégies sur la qualité de l'énergie délivrée, l'efficacité énergétique et les performances harmoniques de l'onduleur. Neuf stratégies de commande ont été développées et implémentées sous MATLAB, à savoir : la commande pleine onde, la commande décalée, la MLI classique, la MLI avec injection de la troisième harmonique, la commande par hystérésis, la MLI discontinue, la MLI par surmodulation, la MLI calculée et la MLI vectorielle.

Une analyse comparative a été réalisée en se basant sur plusieurs critères tels que le taux de distorsion harmonique (THD), les pertes de commutation, les pertes par conduction, la puissance utile et le rendement énergétique. Les résultats obtenus montrent que la commande par hystérésis présente la meilleure qualité de courant avec un THD_i minimal, tandis que la technique MLI vectorielle offre le meilleur compromis entre rendement, exploitation du bus continu et qualité spectrale. Cette dernière a ainsi été retenue comme la solution technologique la plus adaptée aux applications industrielles. Enfin, une confrontation des résultats aux exigences de la norme IEEE 519-2014 a permis d'évaluer la conformité des différentes techniques de commande.

Mot-clés : Onduleur de tension; Technique de commande; MLI vectorielle; Taux de distorsion harmonique; performances énergétiques; Norme IEEE 519-2014.

Abstract

This work is dedicated to a comparative study of various control strategies applied to a three-phase voltage source inverter feeding a resistive-inductive load. The primary objective is to evaluate the influence of these strategies on the quality of the delivered power, energy efficiency, and the harmonic performance of the inverter. Nine control strategies were developed and implemented in the MATLAB environment, namely: square-wave control, phase-shifted control, conventional PWM, third-harmonic injection PWM, hysteresis current control, discontinuous PWM, overmodulation PWM, programmed modulation, and space vector modulation PWM.

A comprehensive comparative analysis was carried out based on several key performance indicators, such as total harmonic distortion (THD), switching losses, conduction losses, useful output power, and overall energy efficiency. The simulation results demonstrate that while hysteresis control exhibits the superior current quality with a minimal THD_i , the space vector technique provides the optimal trade-off between power efficiency, DC-bus utilization, and spectral quality. Consequently, the latter was selected as the most suitable technological solution for industrial applications. Finally, a benchmarking of the results against the strict requirements of the IEEE 519-2014 standard was performed to assess the regulatory compliance of each control technique.

Keywords: Voltage inverter; Control technique; Space vector PWM; Total harmonic distortion; Energy performance; IEEE 519-2014 standard.

ملخص

يركز هذا العمل على دراسة مقارنة لاستراتيجيات التحكم المختلفة المطبقة على منوب جهد ثلاثي الأطوار يغذي حملاً مقاوِماً حثياً. الهدف الرئيسي هو تقييم تأثير هذه الاستراتيجيات على جودة الطاقة المُخرجة، وكفاءة الطاقة، وأداء التوافقيات للعاكس. تم تطوير تسع استراتيجيات تحكم وتطبيقها باستخدام برنامج MATLAB التحكم بالموجة الكاملة، والتحكم بإزاحة الطور، وتعديل عرض النبضة التقليدي، وتعديل عرض النبضة مع حقن التوافقي الثالث، والتحكم بالتخلف، وتعديل عرض النبضة المتقطع، وتعديل عرض النبضة بالتعديل الزائد، وتعديل عرض النبضة المحسوب، وتعديل عرض النبضة الشعاعي.

أجري تحليل مقارن بناءً على عدة معايير، تشمل التشوه التوافقي الكلي، وفقد التبديل، وفقد التوصيل، وقدرة الخرج، وكفاءة الطاقة. تُظهر النتائج أن التحكم بالتخلف يوفر أفضل جودة للتيار مع أدنى حد من التشوه التوافقي الكلي، بينما يوفر تعديل عرض النبضة الشعاعي أفضل توازن بين الكفاءة، واستخدام ناقل التيار المستمر، وجودة الطيف. لذلك، تم اختيار الأخير باعتباره الحل التقني الأنسب للتطبيقات الصناعية. وأخيراً، سمحت مقارنة النتائج بمتطلبات معيار IEEE 519-2014 بتقييم مدى توافق تقنيات التحكم المختلفة.

الكلمات المفتاحية: عاكس الجهد؛ تقنية التحكم؛ تعديل عرض النبضة الاتجاهي؛ التشوه التوافقي الكلي؛ كفاءة الطاقة؛ معيار IEEE 519-2014.

Table des matières

Remerciements

Dédicaces

Introduction Générale1

Chapitre I : Généralités sur les onduleurs

I.1 Introduction	3
I.2 Convertisseurs statiques	3
I.3 Classification des onduleurs	4
I.3.1 Classification selon la nature de la source.....	4
I.3.1.1 Onduleurs à source de tension	4
I.3.1.2 Onduleurs à source de courant	4
I.3.2 Classification selon le nombre de phases de sortie	6
I.3.2.1 Onduleur monophasé	6
I.3.2.2 Onduleur triphasé	6
I.4 Structure d'un onduleur triphasé	7
I.4.1 Structure physique	7
I.4.2 Fonctionnement	8
I.4.2.1 Complémentarité des interrupteurs d'un bras.....	8
I.4.2.2 Génération des potentiels de nœuds.....	9
I.4.2.3 Configurations d'états de l'onduleur	9
I.5 Modélisation de l'onduleur.....	9
I.6 Importance et domaines d'application des onduleurs dans les systèmes modernes	11
I.6.1 Variateurs de vitesse pour moteurs électriques.....	11
I.6.2 Energies renouvelables	12
I.6.3 Alimentation industrielle et domestique	12
I.7 Conclusion	12

Chapitre II : Techniques de commande et critères de performance

II.1 Introduction	14
II.2 Principes et classification des stratégies de commande	14
II.3 Commande par modulation conventionnelle	16
II.3.1 Commande pleine onde	16
II.3.1.1 Principe de la technique de commande pleine onde	16
II.3.2 Commande décalée	17
II.3.2.1 Principe de la technique de commande décalée	17
II.4 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	18
II.4.1 Commande MLI sinusoïdale classique (SPWM)	19
II.4.1.1 Caractéristiques principales de la modulation MLI	19
II.4.1.2 Principe de la technique de commande MLI sinusoïdale classique	19
II.4.2 Commande de MLI par injection de troisième harmonique	20

II.4.2.1 Principe de la technique de commande MLI par injection de troisième harmonique	21
II.4.3 Commande de MLI par hystérésis	22
II.4.3.1 Principe de la technique de commande MLI par hystérésis	22
II.4.4 Commande de MLI discontinue	24
II.4.4.1 Principe de la technique de commande MLI discontinue	24
II.4.5 Commande de MLI par surmodulation	25
II.4.5.1 Principe de la technique de commande MLI par surmodulation	25
II.4.6 Commande de MLI calculée	26
II.4.6.1 Principe de la technique de commande MLI calculée	27
II.4.7 Commande de MLI vectorielle	28
II.4.7.1 Principe de la technique de commande MLI vectorielle	29
II.5 Critères de performance	34
II.5.1 Taux de distorsion d'harmonique	34
II.5.2 Rendement et pertes	34
II.6 Conclusion	37

Chapitre III : Développement algorithmique, résolution numérique et étude comparative des différentes stratégies de commande d'un onduleur de tension

III.1 Introduction.....	38
III.2 Environnement de programmation et paramètres communs.....	38
III.2.1 Outils de programmation et de calcul numérique	38
III.2.2 Données numériques du système	38
III.2.3 Hypothèses fondamentales de l'étude	39
III.3 Algorithme général du modulateur et spécificités des méthodes de commande	39
III.3.1 Synoptique et structure globale de l'algorithme	39
III.3.2 Détails de l'étape 2 : spécificités de génération des impulsions	41
III.3.2.1 Commande pleine onde	42
III.3.2.2 Commande décalée	42
III.3.2.3 Commande décalée MLI classique (SPWM)	42
III.3.2.4 Commande par hystérésis	42
III.3.2.5 Commande MLI avec injection d'harmonique de rang trois (THIPWM)	43
III.3.2.6 Commande MLI discontinue (DPWM)	43
III.3.2.7 Commande MLI par surmodulation	43
III.3.2.8 Commande MLI calculée	44
III.3.2.9 Commande MLI vectorielle	44
III.4 Etude des stratégies de commande conventionnelles	45
III.4.1 Commande pleine onde	45
III.4.2 Commande décalée	47
III.5 Etude des stratégies de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	50
III.5.1 Commande MLI classique (SPWM)	50
III.5.2 Commande MLI avec injection de la troisième harmonique (THIPWM)	54
III.5.3 Commande MLI par hystérésis	58
III.5.4 Commande MLI discontinue	62
III.5.5 Commande MLI par surmodulation	66
III.5.6 Commande MLI calculée	69
III.5.7 Commande MLI vectorielle	71

III.6 Evaluation et interprétation résultats des différentes techniques de commande	74
III.7 Analyse des performances énergétiques	74
III.8 Confrontation des résultats spectraux aux exigences de la norme IEEE 519	76
III.7 Synthèse comparative globale	77
III.8 Conclusion	79
Conclusion générale.....	80
Références bibliographiques	

Liste des figures

Chapitre I : Généralités sur les onduleurs

Figure I.1 : Transformation Continue/Alternative.....	3
Figure I.2 : Schéma de topologie d'un onduleur en pont monophasé.....	6
Figure I.3 : Schéma de la structure d'un onduleur triphasé et sa charge.....	7

Chapitre II : Techniques de commande et critères de performance

Figure II.1 : Stratégies de commande des onduleurs.....	15
Figure II.2 : Principe de la commande pleine onde 180°.....	17
Figure II.3 : Principe de la commande décalée 120°.....	18
Figure II.4 : Principe de commande MLI sinusoïdale.....	20
Figure II.5 : Principe de commande MLI par injection de troisième harmonique	22
Figure II.6 : Principe de commande par MLI par hystérésis	23
Figure II.7 : Principe de commande par MLI discontinue	25
Figure II.8 : Principe de commande par MLI par surmodulation	26
Figure II.9 : Principe de la commande MLI calculée	28
Figure II.10 : Etats logiques des interrupteurs de l'onduleur associés aux six secteurs de commande.....	29
Figure II.11 : Principe de la commande MLI vectorielle	30
Figure II.12 : Projection du vecteur de référence (secteur 1).....	34

Chapitre III : Développement algorithmique, résolution numérique et étude comparative des différentes stratégies de commande d'un onduleur de tension

Figure III.1 : Synoptique des cinq étapes séquentielles du programme de calcul numérique de l'onduleur.....	40
Figure III.2 : Evolution temporelle de l'état logique de l'interrupteur S_1 en fonction de la position angulaire θ_A	46
Figure III.3 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur	46
Figure III.4 : Spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur	46
Figure III.5 : Variation temporelle du courant de charge	47
Figure III.6 : Spectre fréquentiel du courant de la charge	47
Figure III.7 : Principe de la technique de commande décalée	48
Figure III.8 : Signaux de commande des interrupteurs S_1 (bras A) et S_3 (bras B)	48
Figure III.9 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur	48
Figure III.10 : Spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur	49
Figure III.11 : Zoom sur le spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur	49
Figure III.12 : Variation temporelle du courant de charge	49
Figure III.13 : Spectre fréquentiel du courant de la charge	50
Figure III.14 : Zoom vertical sur le spectre fréquentiel du courant de charge- Harmoniques basses fréquences	50
Figure III.15 : Principe de la technique de commande de modulation de largeur d'impulsion (SPWM)	51

Figure III.16 : Chronogramme du signal de commande de l'interrupteur S_I	51
Figure III.17 : Vue agrandie des chronogrammes de modulation et de l'état logique associé de l'interrupteur S_I	52
Figure III.18 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur	52
Figure III.19: Spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur	53
Figure III.20 : Zoom sur le spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur	53
Figure III.21 : Forme d'onde temporelle du courant de charge	53
Figure III.22 : Spectre fréquentiel du courant de charge	54
Figure III.23 : Zoom sur le spectre fréquentiel du courant de charge	54
Figure III.24 : Principe de la commande MLI avec injection du la troisième harmonique	55
Figure III.25 : Impulsion de commande de l'interrupteur S_I de l'onduleur	55
Figure III.26 : Zoom sur l'impulsion de commande de l'interrupteur S_I	56
Figure III.27 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur	56
Figure III.28 : Spectre fréquentiel de la tension composée de sortie de l'onduleur	57
Figure III.29: Zoom sur le spectre fréquentiel de la tension composée de sortie de l'onduleur ..	57
Figure III.30 : Variation temporelle du courant de charge	57
Figure III.31: Spectre fréquentiel du courant de charge	58
Figure III.32 : Zoom sur le spectre fréquentiel du courant de charge	58
Figure III.33 : Principe de la technique de régulation par hystérésis	59
Figure III.34 : Zoom sur le comportement du courant à l'intérieur de la bande d'hystérésis	59
Figure III.35: Signal de commande de l'interrupteur supérieur S_I	60
Figure III.36 : Zoom sur le signal de commande de l'interrupteur supérieur S_I	60
Figure III.37 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur	60
Figure III.38 : Spectre fréquentiel de la tension composée de sortie de l'onduleur	61
Figure III.39: Zoom sur le spectre fréquentiel de la tension composée de sortie de l'onduleur ..	61
Figure III.40: Variation temporelle du courant de charge	61
Figure III.41: Spectre fréquentiel du courant de charge	62
Figure III.42 : Zoom sur le spectre fréquentiel du courant de charge	62
Figure III.43 : Construction de modulante DPWM	63
Figure III.44 : Intersections de la modulante DPWM avec la porteuse triangulaire.	63
Figure III.45 : Impulsion de commande résultante correspondante a l'interrupteur S_I	64
Figure III.46 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur	64
Figure III.47 : Spectre fréquentiel de la tension composée de sortie de l'onduleur	64
Figure III.48 : Variation temporelle du courant de charge	65
Figure III.49 : Spectre fréquentiel du courant de charge	65
Figure III.50 : Zoom sur le spectre fréquentiel du courant de charge	65
Figure III.51 : Principe de la technique de la MLI par de la surmodulation.	66
Figure III.52 : Signal de commande de l'interrupteur S_I	66
Figure III.53: Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur	67
Figure III.54: Spectre fréquentiel de la tension composée de sortie de l'onduleur	67
Figure III.55: Zoom sur le spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur	67
Figure III.56 : Variation temporelle du courant de charge	68
Figure III.57 : Spectre fréquentiel du courant de charge	68

Figure III.58 : Zoom sur le spectre fréquentiel du courant de charge	68
Figure III.59: Spectre harmonique de la tension de sortie de l'onduleur avec élimination des harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13	69
Figure III.60 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur	69
Figure III.61 : Spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur	70
Figure III.62 : Variation temporelle du courant de charge	70
Figure III.63 : Spectre fréquentiel du courant de charge	70
Figure III.64 : Principe de la technique de la MLI vectorielle	71
Figure III.65 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur	72
Figure III.66 : Spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur	72
Figure III.67: Zoom sur le spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur	72
Figure III.68: Variation temporelle du courant de charge	73
Figure III.69 : Spectre fréquentiel du courant de charge	73
Figure III.70 : Zoom sur le spectre fréquentiel du courant de charge	73
Figure III.71: Evaluation comparative du THD de courant par rapport aux exigences de la norme IEEE 519	76
Figure III.72: Evaluation comparative du THD de tension par rapport aux exigences de la norme IEEE 519	77

Liste des tableaux

Chapitre I : Généralités sur les onduleurs

Tableau I-1 : Comparaison entre l’ondeur à source de tension et l’ondeur à source de courant.....5

Chapitre III

Tableau III-1 : Comparaison des performances énergétiques de l’ondeur de tension conventionnel pour les différentes techniques de commande.....75

Liste des abréviations

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor.

MOSFET : Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor.

SPWM : Sinusoidal Pulse Width Modulation.

SVPWM : Space Vector Pulse Width Modulation.

THIPWM : Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation.

SHE-PWM : Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation.

DPWM : Discontinuous Pulse Width Modulation .

UPS : Uninterruptible power supply.

Introduction générale

Introduction générale

L'évolution rapide de l'électronique de puissance au cours des dernières années a profondément transformé les systèmes de conversion et de gestion de l'énergie électrique. Au cœur de cette mutation, les onduleurs de tension triphasés s'imposent désormais comme des composants stratégiques incontournables. Ils trouvent leur utilité dans un spectre d'applications industrielles de plus en plus large, allant de la vitesse variable pour la motorisation électrique (traction ferroviaire, véhicules électriques) jusqu'à l'intégration des énergies renouvelables au sein des réseaux de distribution modernes.

L'objectif fondamental d'un onduleur triphasé est de convertir une puissance continue issue d'une source fixe (le bus DC) en une puissance alternative triphasée dont on peut maîtriser l'amplitude et la fréquence. Cependant, la nature intrinsèquement discontinue des commutations des semi-conducteurs de puissance (IGBTs, MOSFETs, ...) introduit un défi technologique majeur : la génération d'harmoniques. Ces derniers dégradent fortement la qualité de l'onde électrique. Ils provoquent des pertes par effet Joule supplémentaires, engendrent des vibrations et des ondulations de couple destructrices dans les moteurs, et créent des interférences électromagnétiques sévères. La question centrale à laquelle ce travail doit répondre est donc la suivante : comment formuler et configurer des lois de commande capables de maximiser l'énergie extraite de la source continue tout en réduisant au strict minimum la pollution harmonique et l'échauffement des interrupteurs de puissance?

Le but principal de ce mémoire de Master est de concevoir, d'analyser et d'évaluer de manière comparative les performances des différentes techniques de commande appliquées à un onduleur de tension triphasé alimentant une charge résistive inductive (R-L).

Pour atteindre cet objectif avec une haute valeur ajoutée scientifique, le but est de coder nous-mêmes l'intégralité des différentes techniques de commande à l'aide de scripts MATLAB. A travers ces codes algorithmiques, il s'agit de maîtriser finement les instants de commutation de chaque méthode et de programmer nos propres routines d'analyse spectrale par Transformée de Fourier Rapide (FFT). Cela permettra d'évaluer rigoureusement le meilleur compromis entre le taux d'utilisation du bus continu, la réduction du taux de distorsion harmonique (THD) et la limitation des pertes.

Pour présenter l'ensemble de nos travaux, notre manuscrit est structuré en trois chapitres principaux :

Le premier chapitre pose les bases technologiques et théoriques de notre travail. Il introduit la classification des convertisseurs statiques, formalise la distinction entre les structures à source de tension et à source de courant, et justifie l'adoption d'une topologie triphasée pour les fortes puissances. Ce chapitre établit le modèle mathématique matriciel global reliant les états logiques des interrupteurs aux tensions appliquées à la charge. Il se termine par une présentation de ses domaines d'application stratégiques, tels que la traction électrique et la gestion des réseaux modernes.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude détaillée des différentes stratégies de commande de l'onduleur. Nous commençons par analyser les méthodes classiques, à savoir la commande pleine onde et la commande décalée. Ensuite, nous étudions les techniques de modulation (MLI) plus modernes et performantes : la MLI sinusoïdale (SPWM), l'injection de troisième harmonique (THPWM), la commande par hystérésis, la MLI discontinue (DPWM), la surmodulation, la MLI calculée (SHE-PWM), et pour finir, la modulation vectorielle (SVPWM).

Le troisième chapitre concrétise l'approche numérique en exposant l'architecture de nos scripts de programmation MATLAB et l'interprétation de leurs résultats. Pour chaque méthode, la logique algorithmique est détaillée, les formes d'ondes temporelles et les spectres de Fourier sont analysés, et les performances numériques sont évaluées. Une synthèse comparative globale vient clore ce chapitre, mettant en évidence les meilleurs compromis.

Enfin, **une conclusion générale** résumera les principaux résultats de notre étude. Elle ouvrira également des perspectives concrètes pour l'avenir, notamment pour tester nos algorithmes en pratique sur des cartes électroniques en temps réel, comme des microcontrôleurs, les processeurs DSP ou l'environnement Arduino.

Chapitre I

Généralités sur les onduleurs

I.1 Introduction

Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance qui permet de produire une tension et un courant alternatifs à partir d'une source d'énergie continue. Son principe de fonctionnement se distingue de celui des autres convertisseurs, tels que les convertisseurs AC/AC, les redresseurs (AC/DC) ou les convertisseurs DC/DC. Néanmoins, il peut être associé à ces derniers pour élargir ou modifier ses fonctions. Le terme anglais « Inverter » provient d'ailleurs du fait que, historiquement, l'onduleur assurait l'opération inverse de celle d'un redresseur [1].

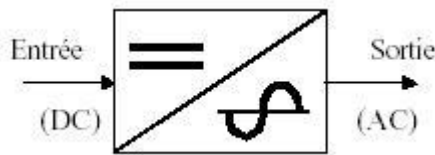


Figure I.1 : Transformation Continue/Alternative

Dans ce chapitre, nous présenterons les différentes topologies d'onduleurs, leurs classifications, leur modélisation mathématique ainsi que leur principe général de fonctionnement.

I.2 Convertisseurs statiques

Un convertisseur statique se compose d'un ensemble de composants de type semi-conducteurs de puissance tel que des diodes, thyristors, transistors IGBT ou MOSFET et de composants passifs comme inductances et condensateurs, dispositifs fonctionnant comme des commutateurs électroniques à commande, permettant de moduler, redresser ou inverser et de convertir une forme de courant ou de tension sous forme d'une autre, se répartissant selon quatre modalités selon le type de courant électrique à l'entrée et à la sortie [2]:

- ✚ Redresseur (ou AC/DC) : transforme une tension alternative (AC) en tension continue (DC).
- ✚ Onduleur (ou DC/AC) : transforme une tension continue (DC) en tension alternative (AC).
- ✚ Hacheur (ou DC/DC) : transforme une tension continue (DC) en tension continue (DC) d'une autre valeur, plus élevée, plus faible ou réversible.
- ✚ Gradateur ou convertisseur AC/AC : transforme une tension alternative (AC) en tension alternative (AC), soit par manipulation de la fréquence (gradateurs) soit en utilisant une autre fréquence (cyclo convertisseurs).

I.3 Classification des onduleurs

I.3.1 Classification selon la nature de la source

Dans cette section, nous verrons que les onduleurs se distinguent avant tout par la nature et le comportement des sources d'énergie auxquelles ils sont raccordés. Selon que le dispositif est alimenté par une source d'entrée à caractéristique rigide en tension ou en courant, on distingue deux grandes familles de structures dont les propriétés physiques et les domaines d'élection diffèrent fondamentalement.

I.3.1.1 Onduleurs à source de tension

Un onduleur à source de tension (OST) est alimenté par une source de tension DC dont la valeur est considérée comme constante ou rigide (d'où l'appellation "source de tension"). Cette source est généralement réalisée en plaçant un grand condensateur en parallèle à l'entrée DC de l'onduleur. Ce condensateur agit comme un réservoir d'énergie et un filtre, maintenant la tension d'entrée stable quelle que soit la charge. L'objectif de l'OST est de générer une tension de sortie AC (dont l'amplitude et la fréquence sont contrôlées) qui est indépendante de la charge connectée à sa sortie (dans des limites acceptables). Le courant de sortie dépend de la nature de la charge [3], [4].

L'OST utilise des interrupteurs électroniques (tels que des IGBT ou des MOSFET) qui sont commandés selon un schéma précis (souvent par modulation de largeur d'impulsion MLI ou PWM en anglais) pour découper la tension DC constante et générer un signal de sortie AC [5].

I.3.1.2 Onduleurs à source de courant

Un onduleur à source de courant est un convertisseur statique DC/AC dont la caractéristique principale est d'être alimenté par une source de courant continu dont la valeur est considérée comme constante ou rigide (d'où l'appellation "source de courant").

Source DC: contrairement à l'onduleur à tension qui utilise un grand condensateur en parallèle, l'OSC est caractérisé par la présence d'une grande inductance placée en série avec la source DC. L'inductance lisse le courant d'entrée pour le maintenir stable et constant. Par conséquent, ce bloc d'entrée se comporte comme une véritable source de courant [5], [6].

Sortie AC: l'objectif de l'OSC est de créer un courant de sortie AC avec une fréquence et amplitude contrôlées, ce courant est indépendant de la charge à la sortie. La tension de sortie, en revanche, dépend de la nature de la charge.

Les deux types d'onduleurs (tension et courant) sont des convertisseurs continu-alternatif, mais ils diffèrent fondamentalement dans la manière dont ils gèrent l'énergie à l'entrée et à la sortie.

Afin de bien comprendre les spécificités de chaque structure avant d'aller plus loin, le tableau I-1 propose une comparaison directe entre l'onduleur à source de tension et celui à source de courant.

Tableau I-1 : Comparaison entre l'onduleur à source de tension et l'onduleur à source de courant

Caractéristique	Onduleur à Source de Tension (OST)	Onduleur à Source de Courant (OSC)
Circuit d'entrée (Lien DC)	Source de tension (tension constante, V_{DC}).	Source de courant (courant constant, I_{DC}).
Grandeur de sortie contrôlée	Tension AC de sortie (indépendante de la charge).	Courant AC de sortie (indépendant de la charge).
Sortie (Tension/Courant)	Le courant de sortie dépend de la charge.	La tension de sortie dépend de la charge.
Protection intrinsèque	Sensible aux courts-circuits en sortie (nécessite des circuits de protection supplémentaires).	Robuste aux courts-circuits en sortie (l'inductance limite la montée rapide du courant).
Réponse dynamique	Généralement plus rapide (le condensateur est plus réactif que l'inductance).	Généralement plus lente (l'inductance ralentit la réponse).
Interrupteurs utilisés	Utilise souvent des IGBT/MOSFET avec diodes de roue libre (ou de récupération) en antiparallèle.	Utilise historiquement des Thyristors ou des GTO, et des IGBT modernes avec des dispositifs pour bloquer les surtensions.
Taille / Poids	Plus compact et léger (le condensateur DC est plus petit que l'inductance DC).	Plus volumineux et lourd (nécessite une grande inductance série).
Applications typiques	Applications générales : UPS/ASI, Variateurs de vitesse à faible/moyenne puissance, Systèmes PV.	Applications haute puissance : Variateurs de vitesse pour moteurs synchrones et asynchrones de grande puissance, certaines transmissions HVDC.

La différence fondamentale réside dans l'élément passif utilisé au niveau du lien DC [4]:

1. OST (tension constante)

Le condensateur maintient la tension constante. Il impose une tension aux bornes de la charge, tout en étant vulnérable aux courts-circuits (une tension constante appliquée à une résistance très faible crée un courant infini théorique).

2. OSC (courant constant)

L'inductance maintient le courant constant. Il impose un courant à la charge, et l'inductance agit comme une protection naturelle contre les courts-circuits (un courant constant ne peut pas s'éteindre instantanément).

Grace aux ses caractéristiques l'onduleur de tension est souvent utilisé dans les domaines de l'électrotechnique et l'électronique de puissance.

I.3.2 Classification selon le nombre de phases de sortie

Selon le type de réseau ou de machine que l'on doit alimenter, les onduleurs ne délivrent pas le même nombre de signaux en sortie. On les divise donc en deux grandes catégories : les modèles monophasés pour le quotidien et les modèles triphasés pour les fortes puissances [7].

I.3.2.1 Onduleur monophasé

Il génère une seule onde sinusoïdale de courant alternatif avec une valeur de tension efficace. Cet onduleur alimente des systèmes à faible ou moyenne puissance comme les maisons individuelles et les petits bureaux. Donc c'est le choix idéal pour les installations domestique parce que la plus part des appareils que nous utilise fonctionnent sur une seule phase [8], [9].

La figure ci-dessous illustre la structure en pont complet d'un onduleur monophasé alimentant une charge.

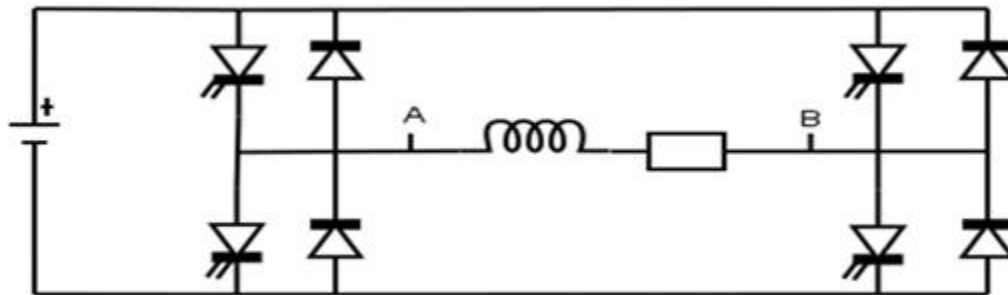


Figure I.2 : Schéma de la topologie d'un onduleur en pont monophasé

I.3.2.2 Onduleur triphasé

Il génère trois tensions alternatives sinusoïdales (ou quasi-sinusoïdales) déphasées de 120° l'une par rapport aux autres. Cet onduleur est indispensable dans le secteur industriel pour l'alimentation des machines de forte puissance (moteurs asynchrones et synchrones) ainsi que pour le transport de l'énergie électrique [10].

A la lumière de l'étude comparative faite au tableau I.1, la structure que nous avons choisie d'étudier dans ce mémoire est l'onduleur triphasé à source de tension. Ce choix se justifie par plusieurs arguments techniques et pratiques. Tout d'abord, cette topologie est la plus répandue et la plus adaptée aux applications modernes. De plus, sa dynamique de contrôle est nettement plus rapide grâce à la réactivité du condensateur de filtrage du bus continu. Enfin, par rapport à un onduleur à source de courant qui nécessite une inductance série massive, lourde et coûteuse, l'onduleur de tension offre un compromis encombrement-performance idéal pour l'implémentation de stratégies de modulation avancées.

I.4 Structure d'un onduleur triphasé

La structure d'un onduleur triphasé classique est basée sur l'assemblage de trois demi-ponts monophasés, connectés en parallèle sur la source de courant continu (DC) d'entrée et fournissant les trois phases (A, B, C) au système alternatif (AC) de sortie (Figure I.3) [11].

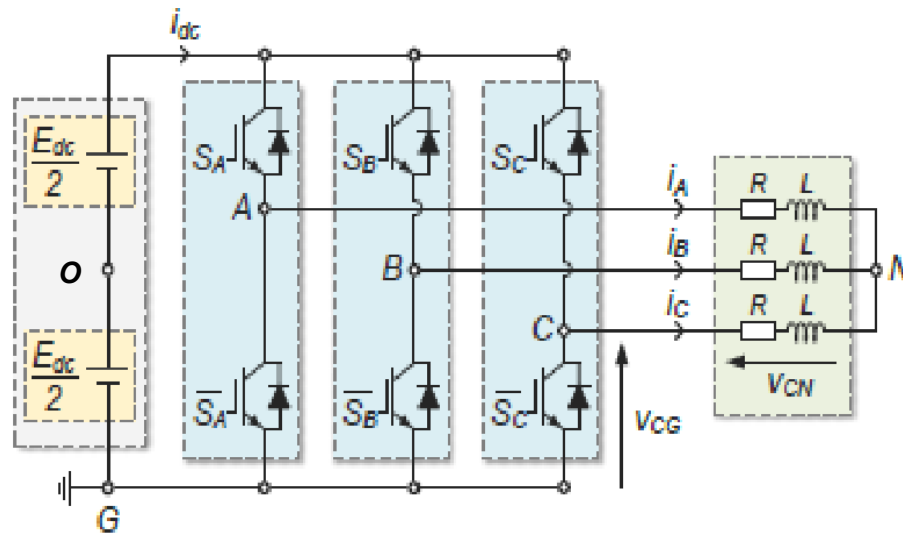


Figure I.3 : Schéma de la structure d'un onduleur triphasé et sa charge [12]

I.4.1 Structure physique

L'onduleur triphasé le plus courant est l'onduleur à source de tension à deux niveaux. Sa structure est constituée de [11] :

1. Source de tension DC

L'entrée est une source de tension continue constante (E). Un grand condensateur est placé en parallèle pour maintenir cette tension stable (lissage du bus DC).

2. Circuit de puissance

Il est constitué de six interrupteurs électronique (souvent IGBT ou MOSFET) montés en pont complet.

3. Les trois bras de commutation

Ce pont est formé de trois bras, chacun fait une phase de sortie :

- ✚ Bras A : composé de deux interrupteurs (S_A et $\overline{S_A}$). Le point de sortie A est entre eux.
- ✚ Bras B : composé de deux interrupteurs (S_B et $\overline{S_B}$). Le point de sortie B est entre eux.
- ✚ Bras C : composé de deux interrupteurs (S_C et $\overline{S_C}$). Le point de sortie C est entre eux.

4. Diodes de roue libre

Chaque interrupteur commandé est associé à une diode en antiparallèle (diodes de récupération ou de roue libre). Ces diodes permettent aux courants inductifs de la charge de circuler lorsque les interrupteurs sont bloqués.

I.4.2 Fonctionnement

Le principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé repose sur la commande séquentielle et décalée de ses six interrupteurs de puissance. Pour générer un système triphasé équilibré de tensions et de courants en sortie, les signaux de commande appliqués aux trois bras de commutation sont déphasés mutuellement de 120° [13].

I.4.2.1 Complémentarité des interrupteurs d'un bras

Chaque bras de l'onduleur constitue une cellule de commutation indépendante composée de deux interrupteurs : un interrupteur supérieur et un interrupteur inférieur. Pour éviter un court-circuit direct de la source de tension continue, ce qui détruirait instantanément les composants, les deux interrupteurs d'un même bras doivent impérativement fonctionner de manière complémentaire [14].

On définit ainsi une variable logique d'état K_j pour chaque bras :

- ✚ $K_j = 1$: l'interrupteur de puissance supérieur S_A fermé et l'interrupteur $\overline{S_A}$ inférieur est ouvert.
- ✚ $K_j = 0$: l'interrupteur de puissance supérieur S_A ouvert et l'interrupteur $\overline{S_A}$ inférieur est fermé.

I.4.2.2 Génération des potentiels de nœuds

Le point de sortie de chaque phase se situe au point milieu de son bras respectif. En basculant d'un état à l'autre, chaque bras connecte alternativement la phase de sortie correspondante soit au pôle

positif ($+\frac{E_{dc}}{2}$), soit au pôle négatif ($-\frac{E_{dc}}{2}$) du bus continu, en prenant comme référence le point milieu fictif de l'alimentation [15].

Le potentiel de nœud de chaque phase varie donc de façon discontinue, créant une onde rectangulaire (ou carrée) à deux niveaux :

$$V_{j0} = (K_j - \frac{1}{2}) E_{dc} \quad (\text{I-1})$$

Avec:

K_j : représente l'état de l'interrupteur (1 lorsqu'il est fermé et 0 lorsqu'il est ouvert).

I.4.2.3 Configurations d'états de l'onduleur

Puisque l'onduleur possède trois bras indépendants et que chaque bras peut occuper deux états logiques (0 ou 1), le convertisseur dispose au total de $2^3 = 8$ combinaisons de commutation possibles [15].

- ✚ **Six états actifs** : ces configurations (allant de 001 à 110) permettent de transférer l'énergie de la source continue vers la charge en appliquant des tensions non nulles.
- ✚ **Deux états nuls** : les configurations 000 (tous les interrupteurs inférieurs fermés) et 111 (tous les interrupteurs supérieurs fermés) court-circuitent la charge sur elle-même. Dans ce cas, les tensions appliquées à la charge sont nulles, et le courant circule en boucle à travers les diodes de roue libre selon l'état de l'énergie inductive stockée.

I.5 Modélisation de l'onduleur

La modélisation d'un onduleur est essentielle pour son analyse, la conception de sa commande (par exemple, la modulation de largeur d'impulsion). Nous allons nous concentrer sur la modélisation de l'onduleur triphasé à source de tension (VSI).

En modélisation mathématique d'un onduleur triphasé à source de tension (VSI) alimentant une charge triphasée (modélisé par une inductance L et une résistance R par phase, en connexion étoile), les équations de fonctionnement en mode conducteur décrivent la relation entre les tensions de sortie de l'onduleur et les courants dans la charge [16].

Ces équations découlent de l'application de la loi des mailles (Loi de Kirchhoff des tensions) au circuit de la charge.

Pour simplifier l'étude, on supposera que:

- ✚ La commutation des interrupteurs est instantanée.

- ✚ La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- ✚ La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I-2)$$

Tel que V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « O » d'un diviseur fictif d'entrée.

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (I-3)$$

Sachant que : V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simple de la charge, et V_{no} est la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif « o ».

$$V_{jo} = V_j - V_o = \begin{cases} \frac{E_{dc}}{2} \text{ si } S_j \text{ fermé } (S_j = 1) \\ -\frac{E_{dc}}{2} \text{ si } \overline{S_j} \text{ fermé } (\overline{S_j} = 1) \end{cases} \quad (I-4)$$

Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (I-5)$$

La substitution de (I-5) dans (I-3) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I-6)$$

En remplaçant (I-6) dans (I-3), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I-7)$$

L'équation (I-5) peut être réécrite se forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \text{ soit } [V_{jn}] = [T][V_{jo}] \quad (\text{I-8})$$

Nous avons exprimés V_{an} , V_{bn} et V_{cn} considérées comme des tensions de sortie de l'onduleur en fonction de V_{ao} , V_{bo} , V_{co} comme tensions d'entrée, et par conséquent la modélisation de l'onduleur par la matrice $[T]$.

En substituant les valeurs de V_{jo} de (I-4) dans le système (I-8) on obtient les tensions aux bornes de la charge en fonction des valeurs booléennes des états des interrupteurs :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = E_{dc} \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} [V_{jn}] = U_{dc}[T][S_j] \quad (\text{I-9})$$

I.6 Importance et domaines d'application des onduleurs dans les systèmes modernes

L'importance des onduleurs dans les systèmes modernes est capitale; ils sont le pivot de la conversion énergétique et de l'intégration des nouvelles technologies. En transformant le courant continu (DC) en courant alternatif (AC), ils permettent l'alimentation des appareils, le raccordement aux réseaux électriques et la gestion intelligente de l'énergie.

En tant que convertisseurs statiques capables de transformer la tension et le courant continus en grandeurs alternatives, les onduleurs trouvent naturellement leur place dans une grande variété d'applications :

I.6.1 Variateurs de vitesse pour moteurs électriques

Cette application est l'une des plus importantes des onduleurs de tension. Ils sont indispensables dans les systèmes de variation de vitesse [17].

- ✚ Principe: les onduleurs génèrent une tension alternative avec une fréquence et amplitude contrôlées par la technique de commande
- ✚ Contrôle V/F : en assurant le contrôle de la tension (V) et la fréquence (F) (le rapport V/F doit rester constant), l'onduleur contrôle la vitesse et le couples des moteurs synchrones et asynchrones.

- ✚ Applications : pompes, ventilateurs, compresseurs, bandes transporteuses, ascenseurs, et surtout les véhicules électriques (VE) et hybrides.

I.6.2 Energies renouvelables

Les onduleurs sont très importants et essentiels pour alimenter le réseau AC par des sources d'énergie renouvelable (DC) [14].

- ✚ Systèmes photovoltaïques (PV): le courant généré par les panneaux solaires est continu (DC). L'onduleur solaire « Grid-Tie Inverter » convertit ce courant en alternatif avec le même nombre de phase et fréquence de réseau (synchronisé).
- ✚ Eoliennes: ces systèmes ont des vitesses variables, le rôle de l'onduleur est d'injecter l'énergie convertie au réseau AC.
- ✚ Systèmes de stockages (ESS): pour les batteries, un onduleur bidirectionnel est souvent utilisé car il joue le rôle d'un onduleur lors de la décharge et le rôle d'un redresseur lors de la charge.

I.6.3 Alimentation industrielle et domestique

Les onduleurs assurent la qualité, la fiabilité et la continuité de l'alimentation électrique [14].

- ✚ Alimentations sans interruption (ASI/UPS) : c'est l'application la plus courante pour protéger les équipements sensibles (serveurs, ordinateurs, centres de données). L'onduleur utilise l'énergie stockée dans une batterie DC pour fournir instantanément une alimentation AC propre lorsque l'alimentation secteur est coupée.
- ✚ Alimentation de secours : utilisés dans les hôpitaux, les systèmes de sécurité et les télécommunications pour convertir la tension de batteries de secours en tension alternative utilisable.
- ✚ Filtres actifs de puissance : les onduleurs sont utilisés comme des filtres actifs pour injecter des courants de compensation et améliorer la qualité de l'onde de tension (réduction des harmoniques) sur les réseaux industriels.

I.7 Conclusion

Ce premier chapitre a permis de poser les bases fondamentales de l'étude des onduleurs en tant que convertisseurs électriques capables de transformer une énergie continue (DC) en une énergie alternative (AC). Nous avons mis en évidence la distinction essentielle entre les onduleurs à source de tension, caractérisés par un bus continu rigide stabilisé par un condensateur, et les onduleurs à source de courant, qui exploitent une inductance série. L'analyse montre également que la qualité des grandeurs électriques générées et la flexibilité de leur contrôle rendent ces dispositifs indispensables dans des domaines clés tels que la variation de vitesse, l'intégration des énergies

renouvelables et les alimentations sans interruption. Toutefois, les performances de ces convertisseurs dépendent intimement des algorithmes de pilotage utilisés. C'est pourquoi le chapitre suivant sera consacré à l'étude approfondie des différentes stratégies de commande.

Chapitre II

Techniques de commande et critères de performance

II.1 Introduction

L'onduleur de tension est le convertisseur statique chargé de transformer une tension continue en une tension alternative. Dans la majorité des applications industrielles, il est utilisé soit pour alimenter des charges alternatives sensibles (comme des moteurs ou des équipements électriques), soit pour injecter de l'énergie sur un réseau électrique.

Le rôle fondamental des techniques de commande est de piloter l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de puissance (IGBTs, MOSFETs,...) afin de générer, aux bornes de la charge, un signal alternatif le plus proche possible d'une sinusoïde pure.

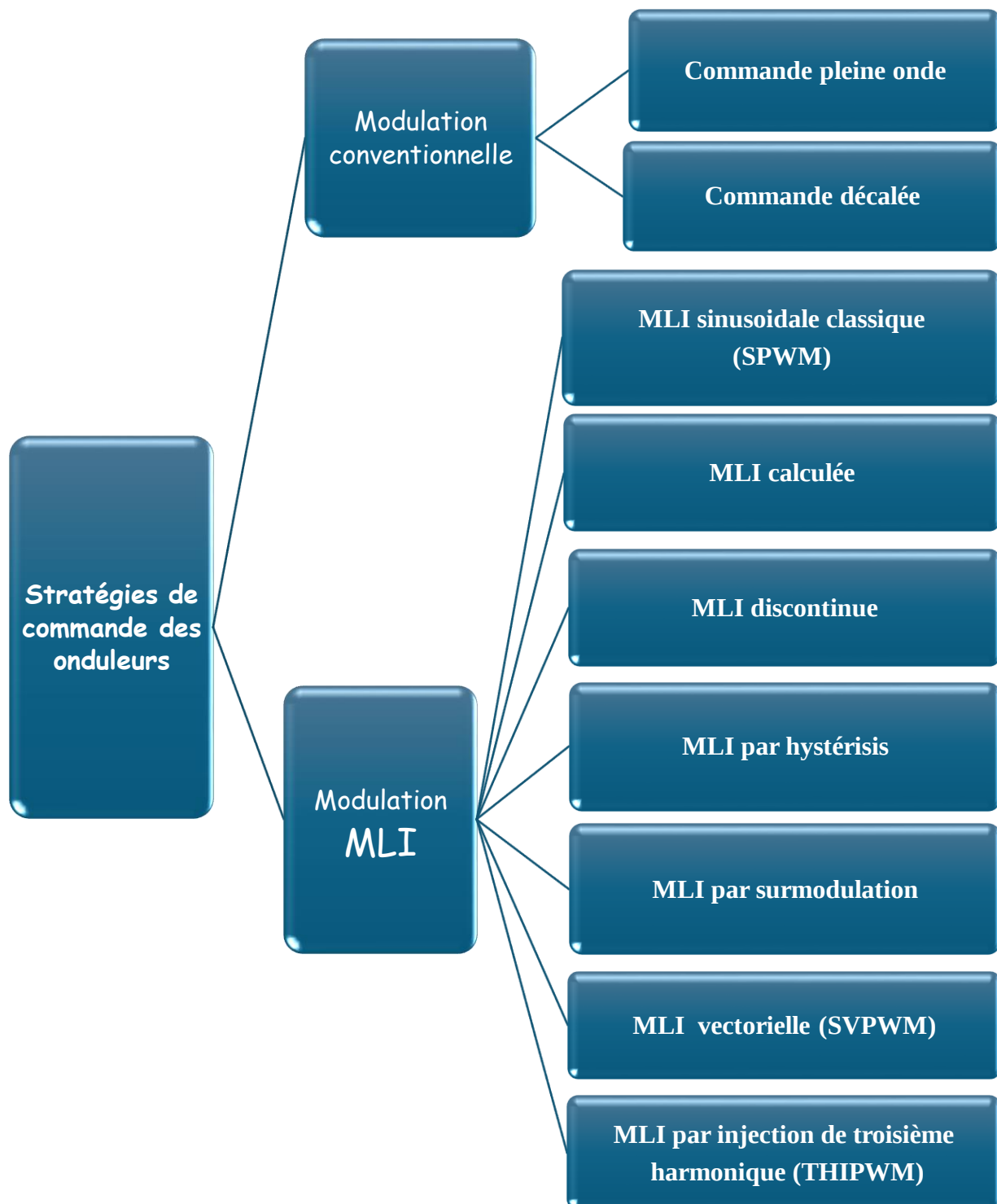
Bien que la modulation de largeur d'impulsion (MLI) soit la stratégie la plus couramment adoptée, l'évaluation de ces techniques repose sur plusieurs critères de performance incontournables. Les plus critiques sont la précision de la tension obtenue, la stabilité de la fréquence, la maximisation du rendement énergétique et, surtout, la minimisation du taux de distorsion harmonique (THD), qui doit idéalement rester inférieur aux exigences normatives [15].

II.2 Principes et classification des stratégies de commande

Le pilotage d'un onduleur a pour objectif de générer une tension alternative de caractéristiques maîtrisées à partir d'une source continue. Cette conversion s'appuie sur des approches conventionnelles, telles que les commandes pleine onde et décalée, ou sur les techniques modernes de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Par ailleurs, la réduction du contenu harmonique repose sur l'élévation de la fréquence de commutation ainsi que sur l'adoption d'algorithmes avancés comme la MLI vectorielle (SVPWM), reconnue pour son optimisation de la forme d'onde. En parallèle, la limitation des pertes par commutation essentielle à l'amélioration du rendement thermique est obtenue en réduisant le nombre de transitions électroniques, notamment par l'usage de la MLI discontinue (DPWM) ou de la MLI par injection de troisième harmonique (THPWM). D'autres approches, à l'image de la commande par hystérésis, de la surmodulation et de la MLI calculée (SHE-PWM), complètent ce panorama technologique. L'ensemble de ces stratégies pilote les interrupteurs de puissance afin de concilier qualité de l'onde et efficacité énergétique [15].

La figure ci-dessous synthétise la classification de ces différents types de techniques de commande.

**Figure II.1 :** Stratégies de commande des onduleurs

II.3 Commande par modulation conventionnelle

Les stratégies de modulation conventionnelles, également qualifiées de méthodes traditionnelles ou historiques, constituent la première approche de pilotage des convertisseurs statiques. Contrairement aux modulations haute fréquence, ces techniques reposent sur un nombre restreint de commutations par période électrique, calqué directement sur la fréquence fondamentale du signal à synthétiser. Ce groupe englobe principalement la commande pleine onde et la commande décalée.

II.3.1 Commande pleine onde

La commande pleine onde constitue la configuration de référence pour le pilotage élémentaire des convertisseurs statiques triphasés. En imposant un rythme de commutation minimal aux semi-conducteurs, cette technique privilégie l'efficacité thermique globale du système au détriment de la flexibilité spectrale. L'analyse de cette structure classique permet non seulement de fixer les limites fondamentales des signaux rectangulaires bruts, mais sert également de base comparative pour évaluer l'apport et la complexité des stratégies de modulation modernes [4].

II.3.1.1 Principe de la technique de commande pleine onde

Le fonctionnement de la commande pleine onde repose sur un séquençage temporel strict de la conduction des composants. Le cycle électrique de 360° est divisé en six secteurs angulaires équidistants de 60° . Durant chaque intervalle, trois interrupteurs du pont triphasé sont simultanément maintenus à l'état passant (soit deux interrupteurs supérieurs et un inférieur, soit l'inverse). Cette configuration commute cycliquement les potentiels du bus continu vers les phases de la charge. Il en résulte un système de tensions déphasées qui reproduit le comportement d'une source alternative [14].

Afin de caractériser le comportement temporel du convertisseur, le principe de cette technique est représenté sur la figure ci-après.

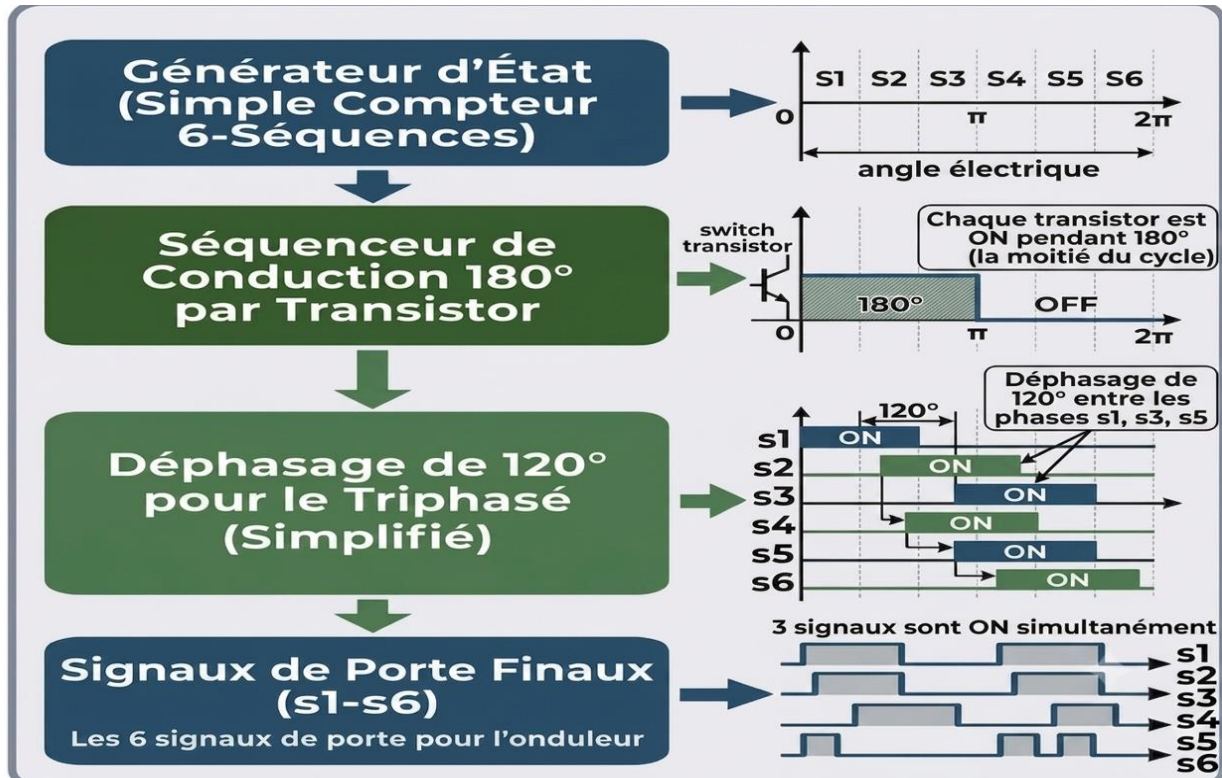


Figure II.2 : Principe de la commande pleine onde [28]

II.3.2 Commande décalée

La commande décalée, également appelée commande quasi-carrée, constitue une évolution majeure des stratégies de modulation conventionnelles. Développée pour pallier la rigidité de la commande pleine onde, cette technique introduit une flexibilité essentielle en permettant de régler l'amplitude de la tension de sortie sans modifier la source continue d'alimentation. Elle représente un excellent compromis historique en électronique de puissance, associant la simplicité des commutations à basse fréquence à une première forme de contrôle de la puissance transférée à la charge [18].

II.3.2.1 Principe de la technique de commande décalée

La mise en œuvre de la commande décalée s'appuie sur le contrôle géométrique de l'onde de tension par le biais d'un déphasage angulaire réglable. Le cycle opératoire se divise en séquences où la conduction alternée des semi-conducteurs de puissance intègre un temps mort volontaire. Pendant ce décalage angulaire, la charge se retrouve court-circuitée sur elle-même à travers les composants conducteurs du pont, appliquant une tension nulle à ses bornes [18].

Le signal de sortie résultant présente une symétrie alternative composée de trois paliers distincts. Cette technique permet non seulement de réguler la puissance active transférée, mais offre également la possibilité théorique d'annuler un harmonique de rang donné, épurant ainsi le spectre fréquentiel du convertisseur à basse fréquence [14].

Le comportement temporel des interrupteurs ainsi que l'allure de la tension quasi-carrée à trois niveaux issue de ce principe sont illustrés par la figure suivante.

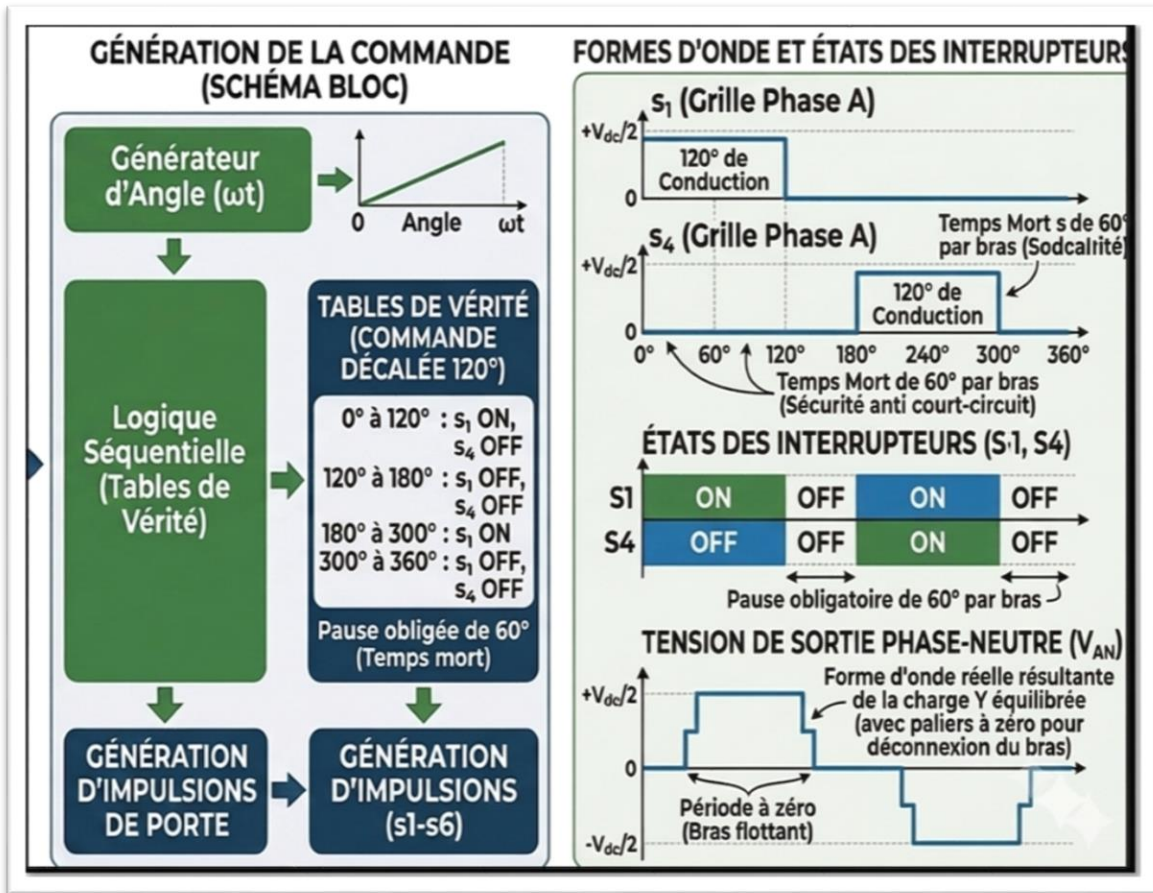


Figure II.3 : Principe de la commande décalée [28]

II.4 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Bien que les stratégies de commande conventionnelles (pleine onde et décalée) offrent un excellent rendement en limitant les commutations, elles restent prisonnières d'un contenu harmonique lourd et difficile à filtrer. Pour pallier ces limites, la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI), ou « pulse width modulation (PWM) », s'est imposée comme le standard incontournable de l'électronique de puissance moderne. Le principe fondamental de la MLI consiste à commuter

les interrupteurs à une fréquence nettement supérieure à la fréquence fondamentale du signal à synthétiser [18].

II.4.1 Commande MLI sinusoïdale classique (SPWM)

La modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale, couramment désignée par l'acronyme SPWM (« *sinusoidal pulse width modulation* »), est la méthode d'intersection classique et la plus intuitive pour piloter les convertisseurs sources de tension.

La mise en œuvre de cette stratégie de commande repose sur la confrontation continue de deux signaux de natures différentes [13]:

- ✚ **L'onde de référence (modulante) :** il s'agit d'une onde sinusoïdale dont la fréquence fixe directement la fréquence fondamentale du signal de sortie de l'onduleur (généralement 50 Hz). Son amplitude, quant à elle, permet de contrôler la valeur efficace de la tension délivrée à la charge.
- ✚ **L'onde porteuse :** c'est une onde triangulaire (ou en dents de scie) caractérisée par une fréquence nettement supérieure à celle de l'onde de référence. Elle définit la cadence et la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance du convertisseur.

II.4.1.1 Caractéristiques principales de la modulation MLI

L'évaluation des performances et le paramétrage d'une stratégie de modulation de largeur d'impulsion reposent sur plusieurs grandeurs adimensionnelles fondamentales. Ces indicateurs permettent de caractériser la qualité du signal synthétisé et de définir les limites de fonctionnement du convertisseur. Parmi ces critères, on distingue principalement l'indice de modulation en fréquence (m_f), qui quantifie le rapport entre la fréquence de commutation et la fréquence fondamentale, et l'indice de modulation en amplitude (m_a), qui exprime le rapport des amplitudes entre la consigne et la porteuse [18].

II.4.1.2 Principe de la technique de commande MLI sinusoïdale classique

Le principe de la commande SPWM repose sur la technique de modulation par intersection. La génération des ordres de commutation des interrupteurs d'un même bras de l'onduleur est obtenue en comparant instantanément l'onde de référence (le signal sinusoïdal de consigne) à l'onde porteuse (le signal triangulaire à haute fréquence).

Sur le plan logique, le comparateur fonctionne selon la règle suivante : lorsque la valeur instantanée de l'onde de référence est supérieure à celle de l'onde porteuse, l'interrupteur de puissance supérieur du bras de l'onduleur reçoit l'ordre d'ouverture ou de fermeture ($S_1 = 1$) tandis que son homologue inférieur est bloqué ($S_2 = 0$). Inversement, dès que l'onde porteuse dépasse l'onde de référence, les états logiques s'inversent ($S_1 = 0$ et $S_2 = 1$). Ce basculement à haute fréquence

découpe la tension continue d'entrée en un train d'impulsions dont la largeur moyenne varie de façon sinusoïdale, reproduisant ainsi fidèlement la consigne basse fréquence désirée [18].

Le principe de fonctionnement de la commande SPWM, basé sur l'intersection des deux ondes, est illustré par la figure ci-dessous.

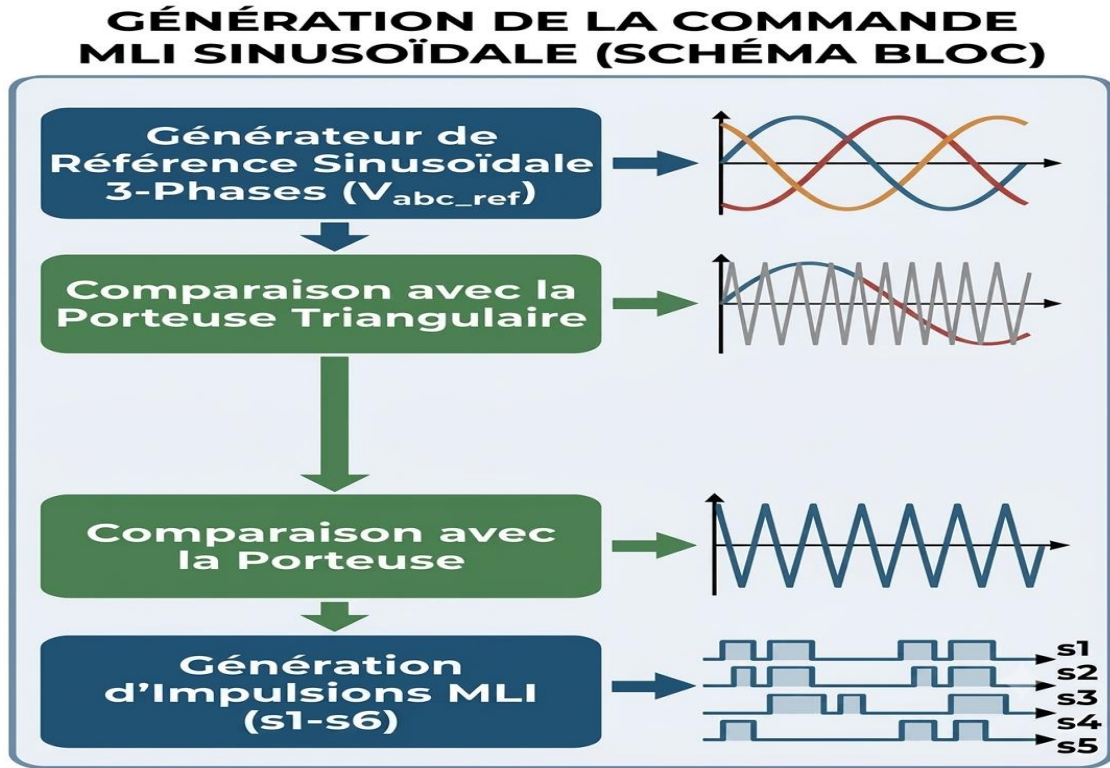


Figure II.4 : Principe de commande MLI sinusoïdale [28]

II.4.2 Commande de MLI par injection de troisième harmonique

Bien que la méthode SPWM classique soit largement répandue pour sa simplicité, elle présente une limitation majeure : une utilisation incomplète de la tension du bus continu, ce qui restreint l'amplitude maximale de la tension de sortie avant l'apparition de la surmodulation. Pour surmonter ce compromis sans complexifier l'architecture matérielle du convertisseur, la technique de modulation par injection de troisième harmonique (THIPWM) a été développée. Cette stratégie avancée s'impose comme une alternative de choix dans les applications industrielles exigeantes, car elle permet d'augmenter significativement la zone de fonctionnement linéaire de l'onduleur tout en optimisant le rendement global du système [19].

II.4.2.1 Principe de la technique de commande MLI par injection de troisième harmonique

Le principe fondamental de cette technique repose sur la modification de la forme de l'onde de référence avant sa comparaison avec la porteuse triangulaire. Au lieu d'utiliser une sinusoïde pure comme dans la SPWM classique, on injecte une composante harmonique de rang 3 (dont la fréquence est triple et l'amplitude vaut généralement un sixième de celle du fondamental) dans le signal de référence de chaque phase [19].

Cette superposition a pour effet d'aplatir les sommets de la tension de référence, réduisant ainsi son amplitude maximale instantanée sans altérer l'amplitude de son fondamental. Grâce à cet aplatissement, il devient possible d'augmenter l'amplitude de la sinusoïde de consigne d'environ 15,5% de plus qu'en SPWM classique avant d'atteindre la limite de saturation de la porteuse triangulaire.

Les harmoniques de rang trois et leurs multiples étant naturellement éliminés des tensions composées dans un système triphasé sans neutre, il devient avantageux d'injecter une composante de rang trois à l'onde modulante initiale. Cette technique permet de générer une nouvelle onde modulante optimisée, dont l'amplitude des sommets est réduite, augmentant ainsi la zone de modulation linéaire. Le système d'équations suivant définit la structure de cette nouvelle onde modulante [20].:

$$\begin{cases} v_{ref_a}(wt) = V_m \sin(\omega t) + H_3 \sin(3\omega t) \\ v_{ref_b}(wt) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + H_3 \sin(3\omega t) \\ v_{ref_c}(wt) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + H_3 \sin(3\omega t) \end{cases} \quad (II-1)$$

Avec :

V_m : Amplitude maximale du fondamental.

H_3 : Amplitude du 3^{ème} harmonique injecté.

L'injection de l'harmonique de rang trois au niveau du signal modulant, permet d'augmenter l'amplitude maximale du fondamental de l'onde résultante, et par conséquent dans les tensions de sortie. L'expression mathématique de cette nouvelle onde modulante est [19]:

$$U_r = m_a \sin(\omega t) + \frac{m_a}{6} \sin(3\omega t) \quad (II-2)$$

Le synoptique de la figure suivante illustre le principe de fonctionnement de la commande MLI par injection de troisième harmonique, mettant en évidence le processus d'intersection entre les ondes modulantes modifiées et la porteuse.

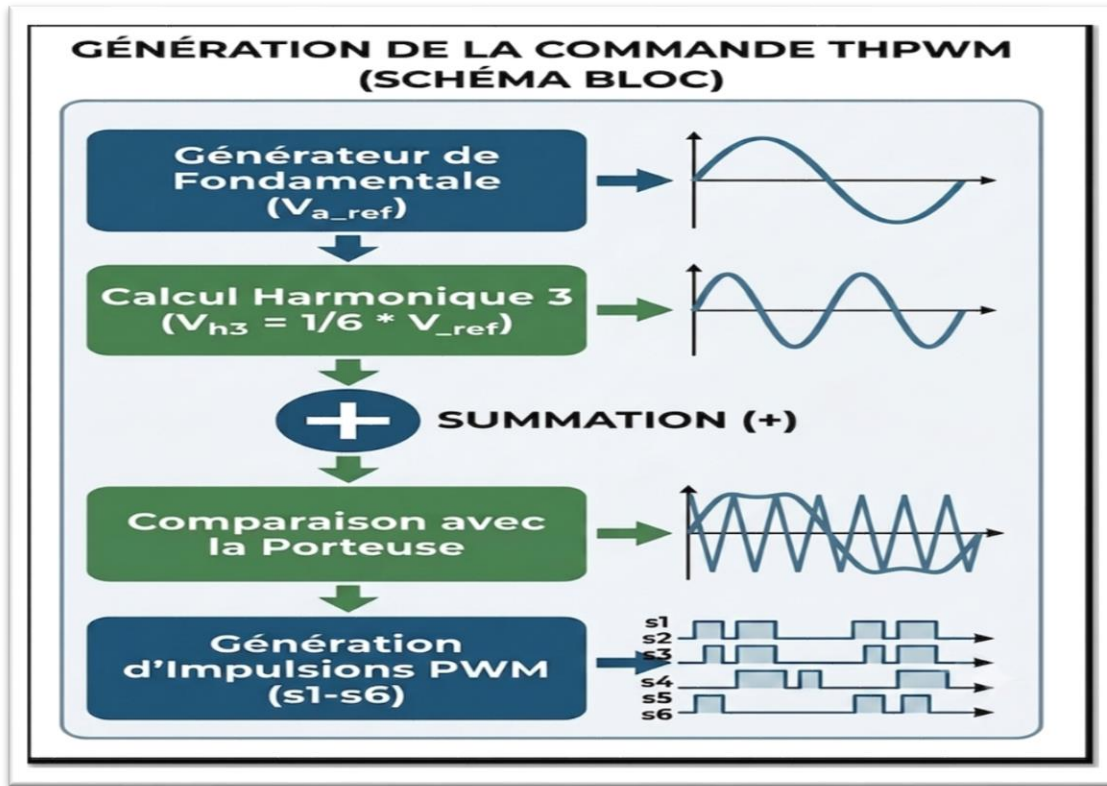


Figure II.5 : Principe de commande MLI par injection de troisième harmonique [28]

II.4.3 Commande de MLI par hystérésis

Contrairement aux stratégies de modulation intersectées étudiées précédemment (SPWM et THIPWM), qui agissent en boucle ouverte ou contrôlent indirectement les tensions, la commande par hystérésis se distingue par une approche fondamentalement différente. Principalement orientée vers le contrôle direct des courants de charge, cette technique en boucle fermée s'est imposée en électronique de puissance pour sa robustesse et sa simplicité de mise en œuvre. Elle offre une dynamique de réponse exceptionnellement rapide face aux variations brutales de la consigne ou de la charge, faisant d'elle une solution incontournable pour les applications exigeant un contrôle précis du couple, telles que les entraînements de machines électriques à haute performance et les filtres actifs de puissance [21].

II.4.3.1 Principe de la technique de commande MLI par hystérésis

Le principe de la commande par hystérésis repose sur l'asservissement direct du courant réel de charge autour d'un courant de référence sinusoïdal. Pour ce faire, on définit une enveloppe de tolérance appelée bande d'hystérésis, délimitée par un seuil supérieur ($I_{ref} + \Delta I$) et un seuil inférieur

($I_{ref} - \Delta I$). Le courant mesuré est comparé en permanence à ces deux seuils pour dicter instantanément l'état des interrupteurs de l'onduleur [21], [22].

La logique de commutation est simple et directe : lorsque le courant réel augmente et touche le seuil supérieur, l'onduleur bascule pour appliquer une tension négative (ou nulle) afin de faire décroître le courant. À l'inverse, dès que le courant chute et atteint le seuil inférieur, l'interrupteur de puissance complémentaire s'active pour appliquer une tension positive, forçant le courant à remonter. Ce processus oscillatoire maintient en permanence le courant à l'intérieur de la bande. La fréquence de commutation du convertisseur n'est pas fixe ; elle dépend dynamiquement de la largeur de la bande (ΔI), de la tension du bus continu et des paramètres inductifs de la charge [21], [22].

Le principe de fonctionnement de la commande MLI par hystérésis, basé sur le maintien du courant dans une bande de tolérance, est illustré par la figure ci-dessous.

GÉNÉRATION DE LA COMMANDE MLI PAR HYSTÉRÉSIS (HYSTERESIS-PWM) - (SCHÉMA BLOC)

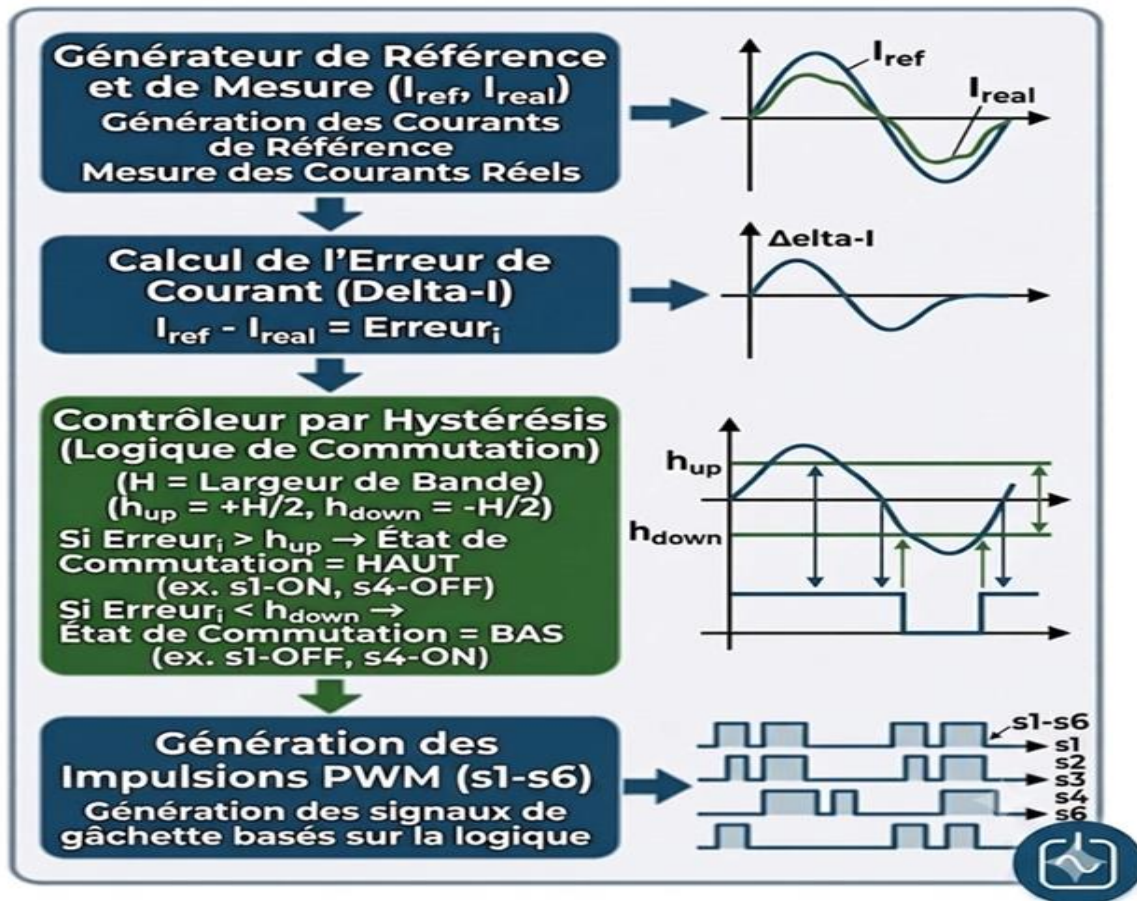


Figure II.6 : Principe de commande par MLI par hystérésis [28]

II.4.4 Commande de MLI discontinue

La technique de commande par modulation de largeur d'impulsion discontinue (DPWM) introduit un concept innovant de gestion de l'énergie au sein des onduleurs triphasés. L'intérêt majeur de cette approche réside dans sa capacité à suspendre temporairement les commutations de certains interrupteurs de puissance durant des intervalles précis de la période électrique. En éliminateur un tiers des commutations théoriques, cette méthode permet une réduction substantielle de l'échauffement des composants actifs. Elle offre ainsi aux concepteurs la possibilité d'augmenter la puissance nominale du convertisseur ou d'élever la fréquence de découpage globale tout en préservant l'intégrité thermique du système [23].

II.4.4.1 Principe de la technique de commande MLI discontinue

Le principe fondamental de la commande DPWM repose sur le blocage périodique et alterné des commutations de chaque bras de l'onduleur pendant un tiers de la période fondamentale (120° au total par cycle). Pour y parvenir, on ajoute une tension homopolaire spécifique aux ondes de référence sinusoïdales d'origine. Cette modification sature volontairement le signal de référence d'une phase, en le maintenant au niveau maximal positif ($+V_{dc}$) ou négatif ($-V_{dc}$) de la porteuse triangulaire. Pendant cet intervalle de saturation, l'onde de référence ne croise plus la porteuse : l'interrupteur supérieur (ou inférieur) du bras concerné reste continuellement fermé, éliminant ainsi toute commutation sur ce bras. Les deux autres bras du pont continuent de commuter normalement pour assurer le transfert de puissance. Comme ce rôle de bras bloqué tourne d'une phase à l'autre toutes les 60° ou 120° , le système triphasé reste parfaitement équilibré. Sur le plan thermique, cette astuce permet de supprimer exactement 33,3% des commutations globales, ce qui réduit proportionnellement les pertes par commutation du convertisseur [23], [24].

Le mécanisme de fonctionnement inhérent à la stratégie MLI discontinue, caractérisé par la suspension cyclique du découpage de chaque bras, est représenté graphiquement par la figure ci-après.

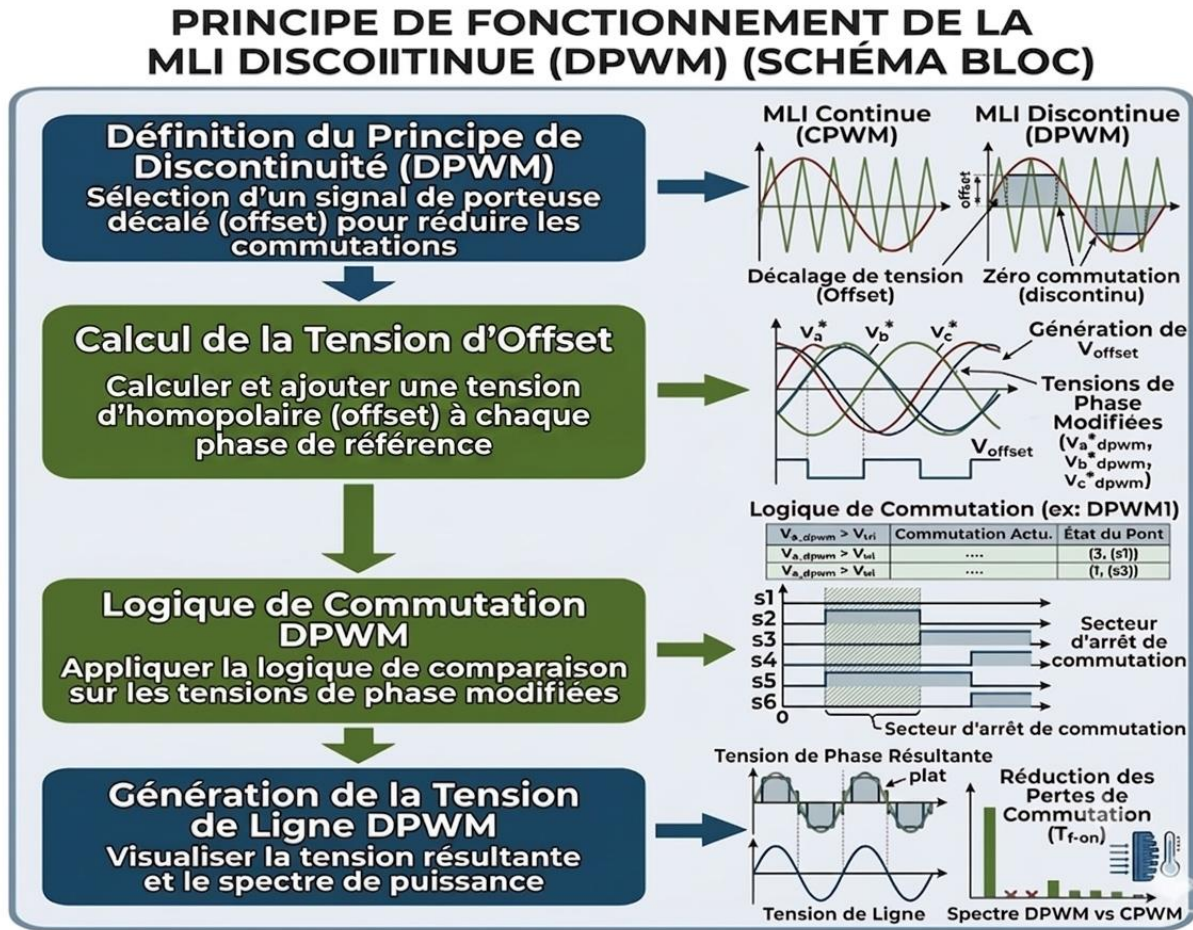


Figure II.7 : Principe de commande par MLI discontinue [28]

II.4.5 Commande de MLI par surmodulation

Dans les applications de traction électrique ou d'entraînements industriels à grande vitesse, il devient souvent nécessaire de pousser le convertisseur au maximum de ses capacités de tension pour maintenir les performances de la machine. Lorsque l'amplitude de la tension de référence dépasse les limites physiques de l'onde porteuse triangulaire, la MLI entre alors dans une phase de fonctionnement spécifique appelée zone de surmodulation. Cette stratégie transitoire ou permanente s'inscrit comme une extension incontournable des modulations linéaires classiques, permettant d'assurer une transition continue et contrôlée vers le régime extrême de la commande pleine onde, tout en exploitant la totalité de la tension disponible sur le bus continu [23].

II.4.5.1 Principe de la technique de commande MLI par surmodulation

Le principe de la surmodulation s'active lorsque l'indice de modulation en amplitude (m_a) devient supérieur à 1. A ce stade, l'amplitude de l'onde de référence dépasse les sommets de l'onde

porteuse triangulaire. Ce dépassement entraîne une saturation des signaux de commande : pendant les périodes où la sinusoïde est supérieure au pic de la porteuse, aucune intersection ne se produit. Les interrupteurs du bras concerné cessent alors de commuter et restent bloqués à l'état haut (ou bas), créant des paliers continus de tension au niveau des rails positif ($+V_{dc}$) ou négatif ($-V_{dc}$). Au fur et à mesure que l'amplitude de la référence augmente, ces plages de blocage s'élargissent et le train d'impulsions central se rétrécit. Ce phénomène fait perdre la linéarité entre la consigne et la tension de sortie, et modifie la forme de cette dernière qui passe progressivement d'un profil découpé à une onde rectangulaire pure, marquant la transition ultime vers la commande pleine onde [22], [23].

Les différentes étapes régissant le fonctionnement de la commande en zone de surmodulation, depuis l'écrêtage des signaux jusqu'à la génération de la tension, sont exposées de manière structurée dans la figure suivante.

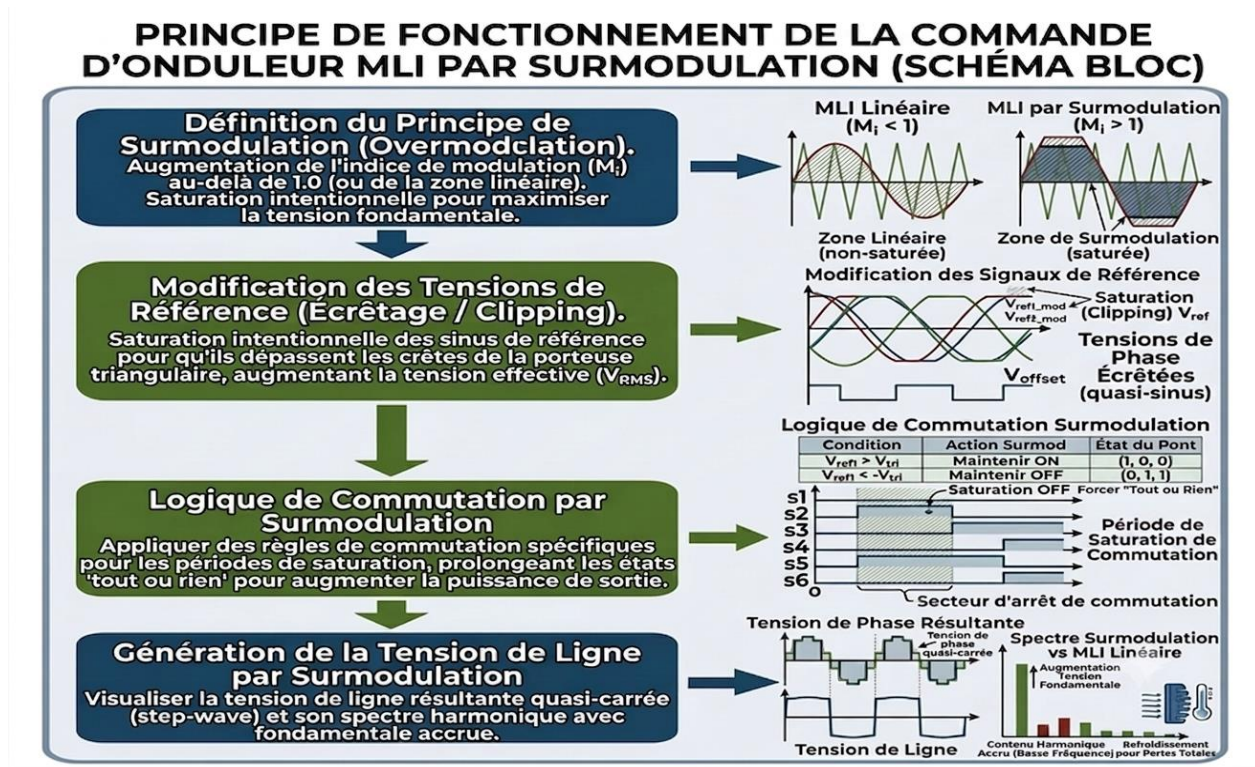


Figure II.8 : Principe de commande par MLI par surmodulation [28]

II.4.6 Commande de MLI calculée

Bien que les techniques de modulation en temps réel (telles que la SPWM ou la commande par hystérésis) soient simples à implémenter, elles ne permettent pas un contrôle absolu et individualisé du spectre harmonique de la tension de sortie. Dans les applications de forte puissance ou celles

utilisant des filtres de taille réduite, il devient indispensable de cibler et d'éliminer des harmoniques spécifiques (comme les rangs 5, 7, 11 et 13) pour minimiser les pertes par échauffement et les ondulations de couple. C'est dans ce contexte que s'inscrit la commande de MLI calculée. Cette approche hautement optimisée se positionne comme une solution technologique de premier choix pour les convertisseurs exigeant une qualité d'onde supérieure à basse fréquence de commutation, conciliant ainsi réduction des pertes et pureté spectrale [24].

II.4.6.1 Principe de la technique de commande MLI calculée

Le principe de la MLI calculée, communément appelée « SHE-PWM » (*selective harmonic elimination pulse width modulation*) en anglais, repose sur une approche purement mathématique et déterministe, s'affranchissant totalement de l'utilisation d'une onde porteuse. Au lieu de comparer des signaux en temps réel, cette méthode consiste à calculer préalablement les angles de commutation optimaux $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ sur un quart de période du signal de sortie. Pour ce faire, la forme d'onde de la tension est décomposée en séries de Fourier. On obtient alors un système d'équations non linéaires et transcendantes où chaque angle représente un degré de liberté. Si l'on choisit N angles de commutation, le système permet de fixer l'amplitude du fondamental (pour contrôler la puissance) et d'annuler exactement N-1 harmoniques de bas rang prédéterminés (par exemple, les rangs 5, 7). Une fois calculées pour différents indices de modulation, ces valeurs d'angles sont stockées sous forme de tables dans la mémoire, qui se contente de les appliquer en temps réel pour générer les impulsions [24], [25].

La tension de sortie de l'onduleur pour harmonique de rang n est représentée sous forme d'une série de Fourier comme suivant :

$$H_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi} \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(n\alpha_i) \quad (\text{II-3})$$

L'élimination des harmoniques de rangs 5 et 7, ainsi que le contrôle du fondamental (rang 1), dépendent de la résolution du système d'équations non linéaires suivant :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) = m_a \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

Les angles de commutation calculés doivent impérativement respecter la contrainte physique suivante :

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \frac{\pi}{2}$$

Avec :

H_n : Amplitude de l'harmonique de rang n.

m_a : Indice de modulation en amplitude (ou consigne du fondamental).

V_{dc} : Tension du bus continu.

N : Nombre d'angles de commutation par quart de cycle.

α_N : Angles de commutation à calculer.

Le synoptique de la figure ci-après structure les différentes étapes du fonctionnement de la technique de commande MLI calculée, décrivant le processus complet depuis la résolution mathématique des équations de Fourier jusqu'à la génération des impulsions de commutation.

GÉNÉRATION DE LA COMMANDE MLI CALCULÉE (SHEPVM - Elimination d'Harmoniques) (SCHÉMA BLOC)

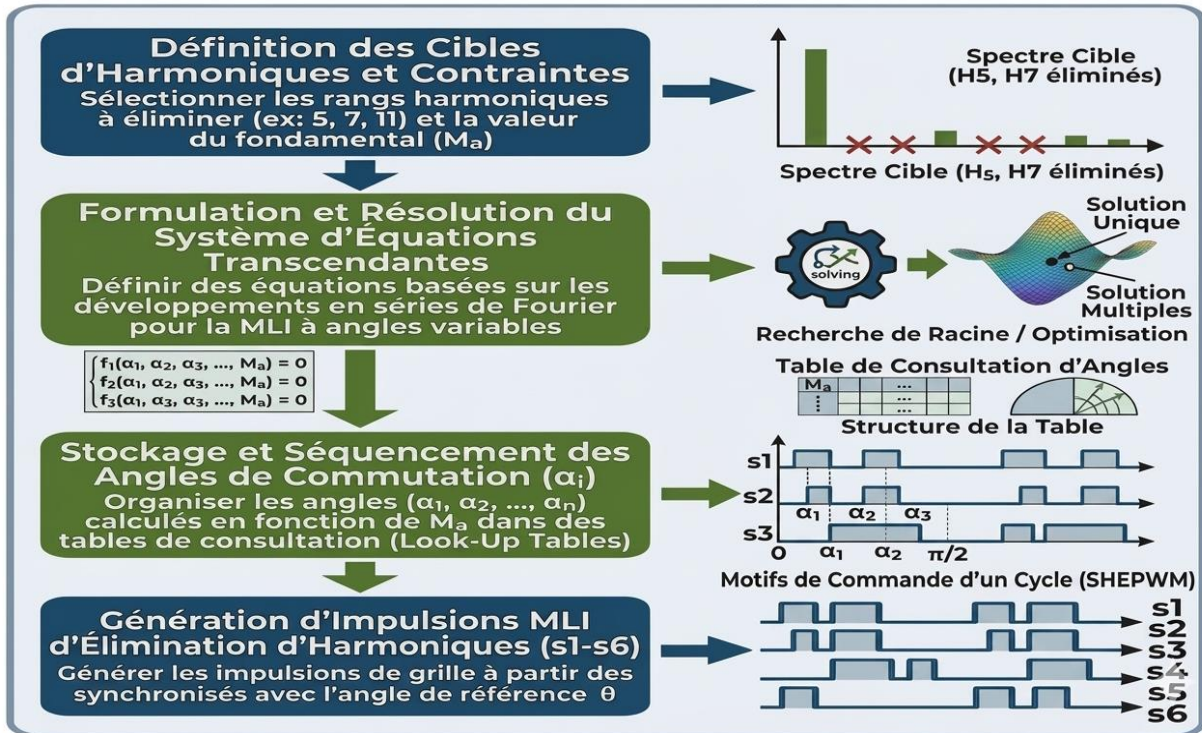


Figure II.9: Principe de la commande MLI calculée [28]

II.4.7 Commande de MLI vectorielle

La commande par modulation de largeur d'impulsion vectorielle, communément appelée « SVPWM » (*space vector pulse width modulation*) en anglais, s'est imposée comme l'une des stratégies de calcul en temps réel les plus performantes pour le pilotage des convertisseurs triphasés. Contrairement aux approches intersectées classiques qui traitent chaque phase de

manière isolée, la MLI vectorielle appréhende le système triphasé comme une entité géométrique unique, représentée par un vecteur spatial tournant dans un plan complexe. Cette vision globale permet d'optimiser l'utilisation de la tension du bus continu en augmentant de près de 15 % le gain en tension par rapport à une MLI sinus-triangle conventionnelle, tout en réduisant de manière significative l'ondulation du courant et la distorsion harmonique globale [26].

II.4.7.1 Principe de la technique de commande MLI vectorielle

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle s'est imposée comme la stratégie de commande la plus performante et la plus développée pour les onduleurs triphasés. Elle repose sur la projection, dans le plan stationnaire (α , β) de la tension de référence sinusoïdale sous la forme d'un vecteur spatial tournant. Ce vecteur est synthétisé à chaque période de commutation en utilisant une combinaison optimisée des huit vecteurs de tension générés par l'onduleur [27].

Cette technique détermine précisément le temps d'application des deux vecteurs actifs adjacents ainsi que des vecteurs nuls, de telle sorte que leur moyenne temporelle corresponde exactement au vecteur de référence [21].

La figure II.10 présente les différents états des interrupteurs associés aux six secteurs de commande, tandis que la figure II.11 détaille le principe de génération des signaux de modulation.

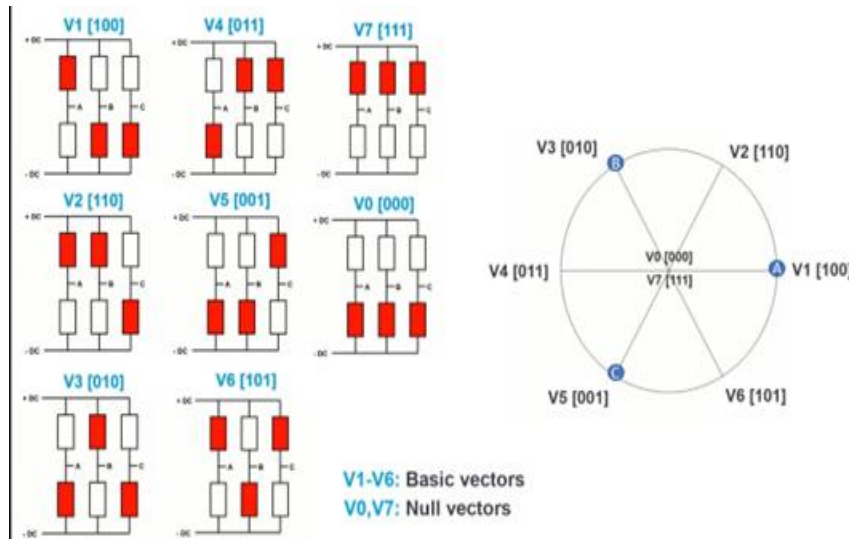


Figure II.10 : États logiques des interrupteurs de l'onduleur associés aux six secteurs de commande [26].

GÉNÉRATION DE LA COMMANDE MLI VECTORIELLE (SV-PWM) - (SCHÉMA BLOC)

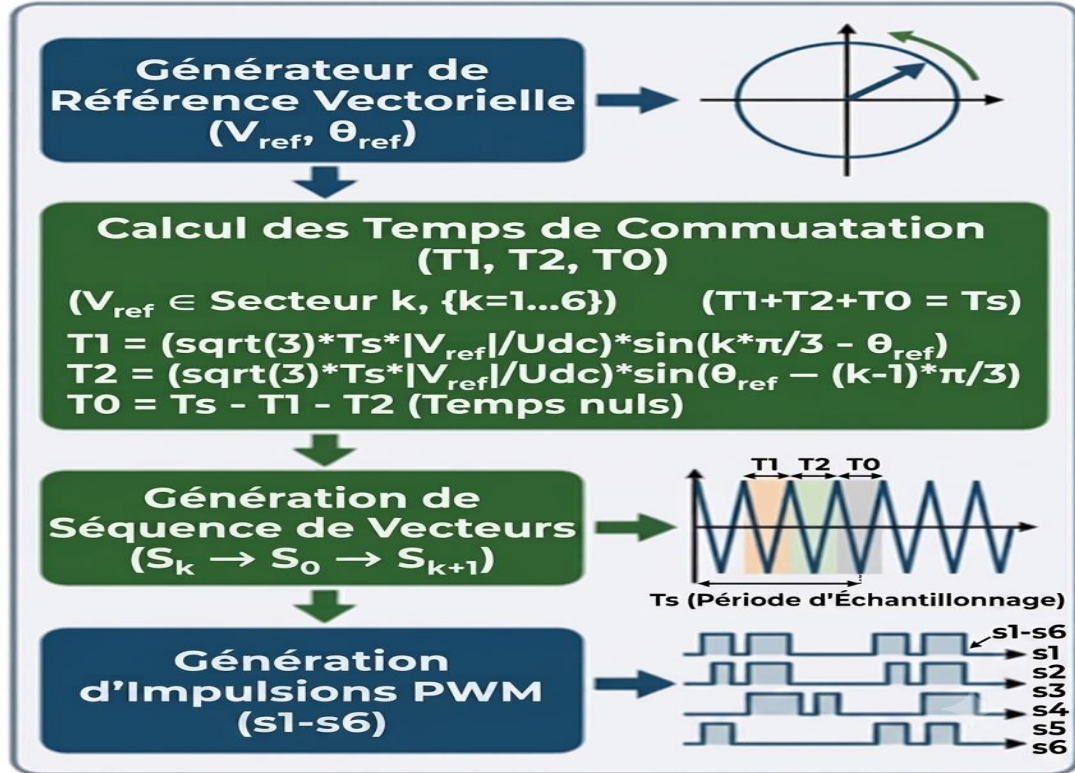


Figure II.11 : Principe de la commande MLI vectorielle [28]

Un onduleur triphasé à deux niveaux présente huit configurations possibles pour l'état de ses interrupteurs. Les deux configurations (000) et (111) génèrent des vecteurs nuls car les trois phases sont connectées au même potentiel du bus continu. Les tensions composées sont alors nulles, ce qui conduit à un vecteur spatial nul. Les six autres configurations forment des vecteurs actifs qui divisent le plan vectoriel en six secteurs symétriques de 60° [13].

Le vecteur de tension délivré par l'onduleur dans le repère stationnaire est obtenu par la transformation de Concordia (ou de Clarke), définie par la relation suivante :

$$V_{ref0} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(V_{1n0} + V_{2n0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{3n0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{II-5})$$

Cette équation permet de projeter les tensions triphasées du système dans le plan (α, β) .

Les tensions $(V_{1n0}, V_{2n0}$ et $V_{3n0})$ sont les tensions des trois phases et elles dépendent de l'état des interrupteurs ($K_i=1$ ou 0), chaque tension est présentée par la relation suivante :

$$V_{in} = K_i \cdot V_{dc} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II-6})$$

Avec :

$$V_{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(K_1 + K_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + K_3 e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{II-7})$$

Selon les différentes combinaisons des états des interrupteurs, huit vecteurs de tension peuvent être générés, dont six vecteurs actifs et deux vecteurs nuls.

Les vecteurs non nuls de tension de la SVPWM sont exprimés par cette équation :

$$\vec{V}_i = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} \quad \text{où } (i=1,2,3,4,5,6) \quad (\text{II-8})$$

Les six vecteurs actifs sont répartis uniformément dans le plan vectoriel et délimitent six secteurs de 60° ($\pi/3$) chacun.

L'amplitude maximale du vecteur de référence est présentée par :

$$V_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} \quad (\text{II-9})$$

Les tensions composées entre phases sont définies comme suit :

La tension entre la première et la deuxième phase est donnée par l'expression suivante :

$$V_{12} = V_{1n0} - V_{2n0} \quad (\text{II-10})$$

La tension entre la deuxième et la troisième phase est :

$$V_{23} = V_{2n0} - V_{3n0} \quad (\text{II-11})$$

De même pour la tension entre la troisième et la première phase :

$$V_{31} = V_{3n0} - V_{1n0} \quad (\text{II-12})$$

$$\text{Donc : } V_{1n} + V_{2n} + V_{3n} = 0 \quad (\text{II-13})$$

De cette équation on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{1n} = \frac{1}{3}(V_{12} - V_{31}) \\ V_{2n} = \frac{1}{3}(V_{23} - V_{12}) \\ V_{3n} = \frac{1}{3}(V_{31} - V_{23}) \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

D'où

$$\begin{cases} V_{1n} = \frac{1}{3}(2V_{1n0} - V_{2n0} - V_{3n0}) \\ V_{2n} = \frac{1}{3}(-V_{1n0} + 2V_{2n0} - V_{3n0}) \\ V_{3n} = \frac{1}{3}(-V_{1n0} - V_{2n0} + 2V_{3n0}) \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

On peut écrire les équations des tensions en fonction de grandeur de commande comme suit

$$\begin{pmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (\text{II-16})$$

La transformation de Concordia ou de Clarke garantit la simplification et la représentation de la tension comme suivant [14] :

$$\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{pmatrix} \quad (\text{II-17})$$

$$V_{ref} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \quad (\text{II-18})$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}} \right) \quad (\text{II-19})$$

Avec :

f : la fréquence du réseau (50Hz).

Le plan vectoriel est divisé en six secteurs de 60°. Une fois le secteur identifié, le vecteur de référence est synthétisé à partir des deux vecteurs actifs adjacents et d'un vecteur nul.

Durant une période de modulation T_m on obtient :

$$V_{ref} = \frac{T_1}{T_m} V_1 + \frac{T_2}{T_m} V_2 + \frac{T_0}{T_m} V_0 \quad (\text{II-20})$$

Avec :

$$T_m = T_1 + T_2 + T_0 \quad (\text{II-21})$$

Ou :

T_1, T_2 et T_0 : représentent les durées d'utilisations des interrupteurs.

T_m : représente la durée d'une période de modulation.

La détermination des instants T_1 et T_2 est donnée par une simple projection sur les axes α et β (Fig. II.12).

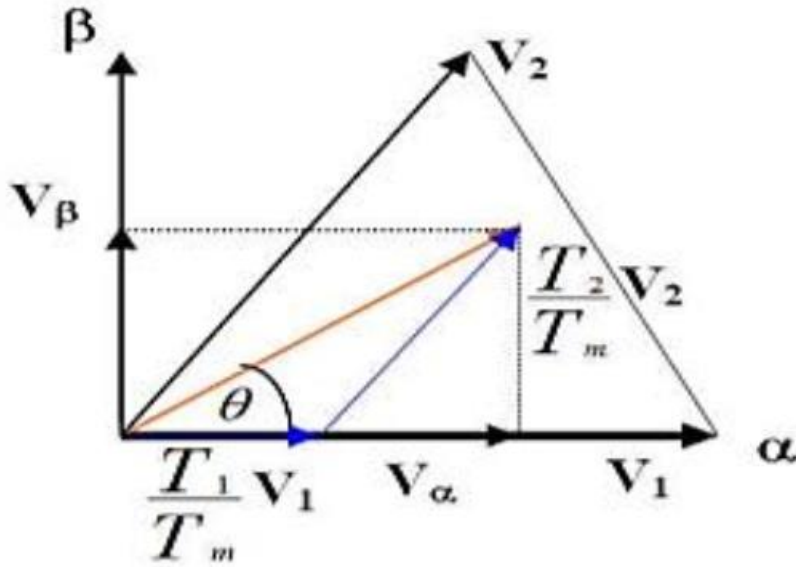


Figure II.12 : Projection du vecteur de référence (secteur 1)

Dans le secteur 1 ($0 \leq \theta \leq \pi/3$), les temps d'application des vecteurs actifs sont :

$$T_1 = T_m \frac{|V_{ref}| \sin(\frac{\pi}{3} - \theta)}{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \sin(\frac{\pi}{3})} \quad (\text{II-23})$$

$$T_2 = T_m \frac{|V_{ref}| \sin(\theta)}{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \sin(\frac{\pi}{3})} \quad (\text{II-24})$$

Le temps associé au vecteur nul est :

$$T_0 = T_m - T_1 - T_2 \quad (\text{II-25})$$

La commande SVPWM détermine ainsi les durées optimales d'application des vecteurs adjacents afin de reproduire le vecteur de référence.

II.5 Critères de performance

II.5.1 Taux de distorsion d'harmonique

Le Taux de distorsion d'harmonique (THD) fait comparer entre le signal généré par l'onduleur et l'onde sinusoïdale parfaite de référence. Pour éviter les surchauffes, minimiser les pertes et garantir une meilleure performance des dispositifs comme les transformateurs ou les moteurs, le THD doit être faible. Pour un signal amélioré et un faible THD, il est préféré d'utiliser des commandes avancées comme la SVPWM et la SPWM grâce à ses fréquence de commutation élevée.

Le taux de distorsion harmonique (THD) permet de quantifier l'écart entre le signal réel généré par l'onduleur et une onde sinusoïdale pure idéale. Afin de limiter les échauffements excessifs, de réduire les pertes magnétiques et joules, et de garantir un fonctionnement optimal des récepteurs (tels que les moteurs et les transformateurs), le THD doit être maintenu au niveau le plus bas possible. Pour obtenir une forme d'onde de tension améliorée associée à un faible THD, l'utilisation de stratégies de modulation performantes comme la SPWM est fortement privilégiée, notamment en raison de leurs fréquences de commutation élevées qui rejettent les harmoniques vers les hautes fréquences.

L'expression mathématique du taux de distorsion harmonique (THD) est donnée par la relation suivante :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} X_n^2}}{X_1} \quad (II-26)$$

Avec :

X_n : valeur efficace de la grandeur harmonique de rang n.

X_1 : valeur efficace de la grandeur fondamentale.

II.5.2 Rendement et pertes

Le rendement de l'onduleur est défini par le rapport entre sa puissance active de sortie et sa puissance d'entrée. Il dépend directement des pertes internes du convertisseur, qui se divisent en deux grandes catégories : les pertes par conduction, causées par la résistance interne des interrupteurs de puissance (IGBT, MOSFET, ...) lorsqu'ils sont passants, et les pertes par commutation, dues à la dissipation d'énergie lors des transitions d'ouverture et de fermeture. La maîtrise et la minimisation de ces pertes sont indispensables pour réduire l'échauffement thermique et limiter la perte énergétique.

Le rendement énergétique du système est modélisé par l'expression ci-dessous :

$$\eta = \left(\frac{P_{utile}}{(P_{utile} + P_{pertes})} \right) * 100 \quad (II-27)$$

Avec :

P_{utile} : puissance utile (active) délivrée en sortie de l'onduleur.

P_{pertes} : somme des pertes globales de l'onduleur (conduction + commutation).

La puissance utile représente la puissance nette délivrée à l'application finale ; elle constitue la grandeur de référence pour évaluer l'efficacité énergétique globale de l'onduleur. Elle est donnée par l'équation suivante :

$$P_{utile} = 3 * R_{ch} * I_{eff}^2 \quad (II-28)$$

Avec :

R_{ch} : résistance de la phase de la charge.

I_{eff} : valeur efficace du courant de ligne délivré à la charge.

Les pertes par conduction représentent l'énergie dissipée sous forme de chaleur lorsque les interrupteurs de puissance de l'onduleur sont à l'état passant et traversés par le courant de charge. Ces pertes dépendent directement des caractéristiques intrinsèques des composants, telles que la tension de déchet (seuil) du semi-conducteur et sa résistance dynamique à l'état branché, ainsi que de la valeur efficace du courant qui les traverse. Elles se manifestent par effet Joule et constituent une part significative des pertes globales, notamment à forte charge.

L'expression mathématique de ces pertes est donnée par la formule ci-dessous :

$$P_{cond} = 3 * R_{Mosfet} * I_{eff}^2 \quad (II-29)$$

Avec :

R_{Mosfet} : Résistance interne équivalente d'un transistor à l'état passant.

I_{eff} : Valeur efficace du courant de ligne délivré à la charge.

Les pertes par commutation constituent le second volet des pertes internes de l'onduleur. Contrairement aux interrupteurs idéaux qui changent d'état instantanément, les interrupteurs de puissance réels requièrent un temps de transition non nul pour passer de l'état bloqué à l'état passant (amorçage), et inversement (blocage). Durant ces courtes fenêtres de transition, la tension aux bornes du composant et le courant qui le traverse sont simultanément non nuls, entraînant une dissipation d'énergie sous forme de pics de puissance. Ces pertes sont directement proportionnelles

à la fréquence de hachage de la commande, ce qui impose un compromis permanent entre la qualité harmonique du signal et le rendement thermique du convertisseur.

Les pertes par commutation globales au sein des transistors MOSFET résultent principalement de la somme de deux contributions physiques distinctes : les pertes de transition (liées aux temps de transition) et les pertes capacitatives (liées aux charges de structures).

Les pertes de transition

Elles proviennent du croisement inévitable entre le courant et la tension lors des phases d'amorçage et de blocage. Le modèle mathématique régissant ces pertes est défini par l'équation ci-dessous :

$$P_{transition} = 6 * (((V_{dc} * I_{avg} * (t_r + t_f) * f_c))/2) \quad (II-30)$$

Avec :

V_{dc} : tension du bus continu d'alimentation.

I_{avg} : valeur moyenne absolue du courant commuté.

t_r : temps de montée du courant.

t_f : temps de descente du courant.

f_c : fréquence de commutation de l'interrupteur de puissance.

Les pertes capacitatives

L'interrupteur de puissance (transistor MOSFET) possède une capacité parasite de sortie intrinsèque (notée C_{oss} ou C_{ds}). A chaque blocage du transistor, cette capacité emmagasine de l'énergie. Lors de l'amorçage suivant, cette énergie est intégralement dissipée en chaleur à l'intérieur même du canal conducteur du silicium. L'impact de ce phénomène physique est modélisé par la relation mathématique suivante :

$$P_{sw_cap} = 3 * (C_{oss} * V_{dc}^2 * f_c) \quad (II-31)$$

Avec :

C_{oss} : capacité de sortie du MOSFET.

V_{dc} : tension du bus continu d'alimentation.

f_c : fréquence de commutation de l'interrupteur de puissance.

II.6 Conclusion

Pour conclure, ce deuxième chapitre a permis de dresser un panorama complet des différentes techniques de commande des onduleurs, allant des approches conventionnelles aux stratégies par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Nous avons également défini les critères de performance essentiels, notamment l'analyse des pertes énergétiques et du rendement, indispensables à l'évaluation de ces convertisseurs. Le troisième chapitre sera quant à lui consacré à la mise en

œuvre pratique et au développement des programmes de ces différentes techniques de commande. Cette étape d'évaluation permettra de tester nos algorithmes afin de déterminer quelle stratégie garantit le meilleur rendement énergétique ainsi que la meilleure qualité de signal en situation réelle.

Chapitre III

Développement algorithmique, résolution numérique et étude comparative des différentes stratégies de commande d'un onduleur de tension

III.1 Introduction

Ce chapitre est dédié au développement algorithmique, à la mise en œuvre numérique et à l'évaluation comparative des performances des différentes stratégies de commande destinées à un onduleur de tension triphasé. L'objectif est d'analyser l'impact de chaque technique de modulation sur l'efficacité énergétique du convertisseur (bilan des pertes par conduction, par commutation et le rendement) ainsi que sur la qualité spectrale de l'énergie transférée à la charge (taux de distorsion harmonique THD).

III.2 Environnement de programmation et paramètres communs

III.2.1 Outils de programmation et de calcul numérique

L'intégralité des développements algorithmiques de ce travail a été réalisée en concevant des programmes informatiques sous forme de scripts textuels (fichiers .m) au sein de l'environnement MATLAB. Le choix de la programmation par lignes, de préférence à l'outil de modélisation graphique par blocs Simulink, répond à des exigences méthodologiques et scientifiques strictes.

En premier lieu, l'utilisation exclusive de nos propres programmes permet d'ouvrir la « boîte noire » inhérente aux bibliothèques préprogrammées et automatiques de Simulink (telles que *Simscape Power Systems*). Plutôt que de s'en remettre à des blocs de composants dont on ne contrôle pas les approximations internes, le codage direct des programmes offre une maîtrise absolue des équations physiques et des algorithmes. Chaque étape du traitement est codée ligne par ligne. Cela garantit une transparence totale et une rigueur mathématique parfaite sur l'ensemble de l'algorithme. En second lieu, l'exécution de ces programmes permet de contrôler de manière déterministe la gestion du temps de simulation.

A l'inverse, l'environnement Simulink repose majoritairement sur des solveurs d'équations différentielles ordinaires (ODE) à pas variable. Bien que performants pour des systèmes continus ou à dynamiques lentes, ces solveurs automatiques ont tendance à élargir le pas de calcul, ce qui peut lisser des micro-événements impulsifs à haute fréquence. En programmant directement nos propres scripts, on élimine les approximations de convergence, les troncatures numériques et les biais d'interpolation induits par les solveurs automatiques de Simulink.

III.2.2 Données numériques du système

Pour comparer les performances des différentes méthodes de manière juste, nous avons placé tous nos programmes dans les mêmes conditions électriques et matérielles. La tension du bus continu est égale à 325 V et la fréquence de sortie visée est de 50 Hz. Du côté de la charge, nous utilisons un circuit triphasé équilibré de type *R-L* comprenant une résistance de 10 Ω et une inductance de 0,5 mH, ce qui impose une forte contrainte sur le lissage du courant.

Pour le convertisseur nous avons choisi l'onduleur de tension conventionnel (deux niveaux). Nous avons configuré ses interrupteurs en reprenant les caractéristiques réelles du transistor MOSFET de puissance *IRFP460* à partir de sa fiche technique:

- ✚ Sa résistance interne lorsqu'il est fermé ($R_{DS(on)}$) est de $0,27 \Omega$.
- ✚ Ses temps de basculement électroniques sont extrêmement rapides, avec un temps de montée (t_{rise}) de $59 ns$ et un temps de descente (t_{fall}) de $58 ns$.
- ✚ Sa capacité parasite de sortie (C_{oss}) est fixée à $870 pF$.

III.2.3 Hypothèses fondamentales de l'étude

Le cadre de calcul numérique repose sur les hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✚ Le bus continu de tension V_{DC} est supposé parfaitement rigide et sans d'ondulations.
- ✚ La charge et le réseau triphasé sont considérés comme parfaitement équilibrés.
- ✚ Le régime transitoire initial n'est pas pris en compte dans notre étude ; seuls les résultats du régime permanent stabilisé sont analysés.

III.3 Algorithme général du modulateur et spécificités des méthodes de commande

III.3.1 Synoptique et structure globale de l'algorithme

L'ensemble de notre programme repose sur une structure unique : un algorithme général identique pour toutes les méthodes, découpé en cinq grandes étapes successives. Cette architecture nous permet d'appliquer exactement les mêmes règles de calcul (que ce soit pour les pertes énergétiques ou pour l'analyse des fréquences) aux neuf stratégies de commande, garantissant ainsi une comparaison totalement équitable.

Le synoptique de la figure suivante met en évidence l'organisation modulaire de l'infrastructure numérique, découpée en cinq étapes successives allant de la configuration initiale au bilan de performance.

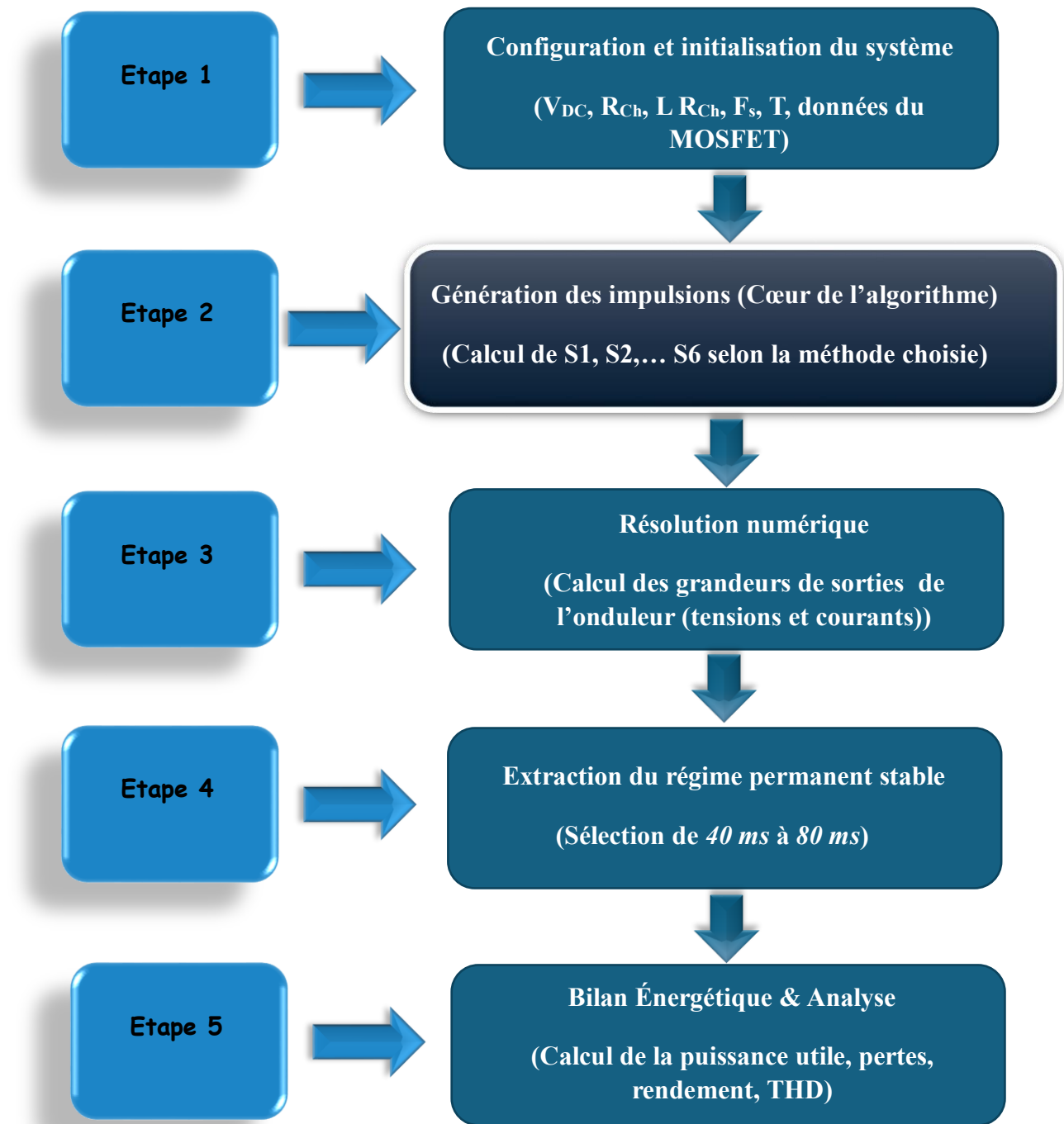


Figure III.1 : Synoptique des cinq étapes séquentielles du programme de calcul numérique de l'onduleur

Pour mieux comprendre le rôle de chaque bloc fonctionnel présenté ci-dessus, les paragraphes suivants détaillent les opérations mathématiques et logiques effectuées à chaque étape :

 Etape 1

Configuration et initialisation du système : définition des constantes globales, des vecteurs temporels et allocation de la mémoire pour les variables d'état du système.

 Etape 2

Génération des impulsions et logique de commande : cette étape représente la seule partie adaptative du code. Elle résout les algorithmes spécifiques à chaque technique pour positionner les états logiques discrets (0 ou 1) des commandes des interrupteurs de puissance ($S_1, S_2, \dots, S_6$).

 Etape 3

Résolution électrique et calcul des grandeurs de sortie

Les commandes logiques sont transposées en tensions réelles de nœuds (V_{k0}). L'algorithme calcule la tension composée ($U_{ab} = V_{a0} - V_{b0}$) et la tension simple interne ($V_{an} = V_{a0} - V_{n0}$). Une résolution par la méthode d'Euler intègre en temps réel l'équation différentielle de la charge pour générer les courants de ligne :

$$i_a(k+1) = i_a(k) + \frac{\Delta t}{L} [V_{an}(k) - R i_a(k)] \quad (\text{III-1})$$

 Etape 4

Extraction du régime permanent stable

Pour éliminer le régime transitoire initial induit par l'inductance, les calculs de performance se focalisent exclusivement sur une fenêtre s'étendant de 40 ms à 80 ms (deux dernières périodes).

 Étape 5

Bilan énergétique et analyse spectrale

Application d'un algorithme de transformée de Fourier rapide (FFT) pour extraire le spectre harmonique exact sur une bande stricte de 0 à 30 kHz et évaluer le THD. En parallèle, l'algorithme segmente les pertes de puissance du convertisseur : pertes par conduction et pertes par commutation pour quantifier le rendement de l'onduleur.

III.3.2 Détails de l'étape 2 : spécificités de génération des impulsions

Cette section détaille les spécificités mathématiques et logiques de l'étape 2 pour chacune des neuf stratégies de commande étudiées, en mettant en évidence la manière dont les impulsions de commande sont générées.

III.3.2.1 Commande pleine onde

L'algorithme de commande de cette technique élimine toute notion de porteuse. La logique de génération des impulsions effectue un fenêtrage direct calqué uniquement sur le signe algébrique de la consigne sinusoïdale de référence à 50 Hz. Dès que le fondamental passe dans sa demi-période positive, l'état logique de l'interrupteur du bras haut est commuté à l'unité ($S_a = 1$), tandis qu'il bascule à zéro ($S_a = 0$) sur la demi-période négative. Le MOSFET conduit ainsi sur un angle électrique fixe de 180° avec seulement deux commutations par cycle fondamental.

III.3.2.2 Commande décalée

Afin d'introduire un degré de liberté sur le réglage de la tension, l'algorithme applique une technique intersective basse fréquence (50 Hz). Le programme extrait d'abord le signe des références sinusoïdales (générant des ondes carrées élémentaires de amplitude unitaire) puis module leur largeur en les bridant par l'indice de modulation ($m_a = 0,85$). Ces modulantes rectangulaires à sommets plats sont comparées à une porteuse triangulaire synchronisée à 50 Hz. Les impulsions de commande résultantes se retrouvent écourtées au niveau des intersections avec la crête du triangle, introduisant des temps morts systématiques qui font apparaître des paliers à zéro volt sur la tension composée.

III.3.2.3 Commande MLI classique (SPWM)

L'algorithme met en œuvre une méthode intersective pure à haute fréquence ($f_c = 16 \text{ kHz}$). Il génère de manière vectorielle un triplet de modulantes sinusoïdales pures à 50 Hz, déphasées de 120° , dont l'amplitude est fixée par l'indice de modulation ($m_a = 0,85$). En parallèle, il synthétise une onde porteuse triangulaire symétrique évoluant périodiquement entre -1 et +1 à la fréquence de commutation de 16 kHz. La commande découle d'un test booléen : $S_k = 1$ lorsque la valeur instantanée de la sinusoïde surpasse la porteuse, et $S_k = 0$ dans le cas contraire.

III.3.2.4 Commande MLI par hystérésis

Cette stratégie en boucle fermée s'affranchit de toute onde porteuse triangulaire pour piloter directement le courant de charge. Le programme impose au courant réel de suivre une trajectoire sinusoïdale de référence ayant une amplitude maximale de 15 A (cette grandeur est choisie par deux facteurs principaux : le cahier des charges de la charge (la puissance demandée) et les limites de sécurité du MOSFET IRFP460). Autour de cette grandeur, l'algorithme dessine un tunnel de tolérance étroit défini par une largeur de la bande d'hystérésis (h). Cette largeur est choisie empiriquement ($h=0,4$) [29].

Le courant de ligne oscille librement à l'intérieur de ce gabarit sans déclencher de changement d'état des interrupteurs de puissance (MOSFET). Dès que le courant dérive et percute le plafond supérieur de la bande, le programme impose l'ouverture de l'interrupteur haut du premier bras ($S1=0$). Cette action corrective applique une tension inverse qui force immédiatement le courant de la phase à redescendre. À l'inverse, dès que le courant touche le plancher inférieur, le programme

ordonne la fermeture de l'interrupteur ($S1=1$). Ce basculement autonome injecte instantanément de la puissance pour faire remonter le courant au centre du tunnel.

III.3.2.5 Commande MLI avec injection d'harmonique de rang trois (THIPWM)

Pour optimiser l'utilisation du bus continu, l'algorithme applique une distorsion harmonique volontaire de séquence nulle avant l'étape de hachage à 16 kHz. Il génère des ondes sinusoïdales de base sur-amplifiées avec un indice de modulation $m_a = 1,155$. Ensuite, il injecte sur chaque phase une composante homopolaire de rang 3, dimensionnée à un sixième du fondamental :

$$U_r = 1,155 \sin(\omega t) + 0,192 \sin(3\omega t) \quad (\text{III-2})$$

Le choix d'un indice de modulation égal à 1,155 est justifié par la volonté de maximiser l'utilisation du bus continu tout en restant en zone de modulation linéaire. En MLI classique, l'amplitude de la tension fondamentale est limitée à $m_a = 1$. L'injection d'une composante homopolaire de rang 3 aplatit les sommets de la modulante pour lui donner une forme caractéristique en double bosse, ce qui réduit mathématiquement son amplitude maximale de 13,4 %. Cet écrasement permet d'augmenter le gain de la tension fondamentale de 15,5 % sans entrer en zone de surmodulation, puisque le signal résultant reste confiné dans les limites strictes de la porteuse triangulaire.

III.3.2.6 Commande MLI discontinue (DPWM)

Cette approche algorithmique vise à réduire les pertes thermiques en éliminant un tiers des commutations de l'onduleur. A chaque pas d'échantillonnage, le programme analyse le triplet de référence ($m_a = 0,85$) et extrait les enveloppes instantanées maximale (V_{max}) et minimale (V_{min}). Une structure conditionnelle dynamique calcule alors une tension de décalage homopolaire variable (V_{offset}) :

$$\begin{cases} V_{offset} = 1 - V_{max} & \text{si } |V_{max}| \geq |V_{min}| \\ V_{offset} = -1 - V_{min} & \text{si } |V_{max}| < |V_{min}| \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

Cette tension de décalage est additionnée aux références sinusoïdales. La modulante de la phase la plus active se retrouve ainsi verrouillée et bloquée en continu sur les limites de saturation (+1 ou -1) durant des secteurs cumulés de 120° par cycle fondamental.

III.3.2.7 Commande MLI par surmodulation

L'algorithme explore ici délibérément la zone de fonctionnement non linéaire en appliquant un indice de modulation très élevé ($m_a = 1,5$), ce qui force les sinusoïdes de référence à dépasser les crêtes de la porteuse triangulaire. Pour traduire le comportement de saturation des drivers de grille, l'algorithme applique un double filtre de bornage non linéaire (max et min) qui aplatit les sommets des modulantes à ∓ 1 . Lors du test intersectif à 16 kHz, les zones saturées annulent toute possibilité

d'intersection, induisant un blocage prolongé des commutations. L'algorithme introduit un facteur analytique de correction donné par l'équation suivante :

$$K_{\text{over}} = \frac{4\alpha}{2\pi} \quad (\text{III-4})$$

$$\alpha = \arcsin \frac{1}{m_a} \quad (\text{III-5})$$

III.3.2.8 Commande MLI calculée

Cette stratégie s'affranchit totalement des porteuses temporelles et fait appel à un motif de découpage pré-calculé hors ligne. L'algorithme stocke un vecteur fixe de 5 angles de commutation optimisés, déterminés analytiquement pour éliminer les premiers rangs harmoniques impairs non tripliens (rangs 5, 7, 11, 13) : $\alpha = [11,83^\circ, 23,36^\circ, 29,12^\circ, 45,31^\circ, 47,18^\circ]$. Ces angles sont déterminés analytiquement par la méthode numérique de Newton-Raphson.

Pour optimiser le calcul, le programme projette l'angle électrique glissant $\theta(t)$ dans le premier quart d'onde ($[0, \pi/2]$). Une logique conditionnelle teste la position relative de cet angle vis-à-vis des frontières α_i pour générer un motif d'impulsions binaires alternées, converti ensuite en niveaux réels $\mp \frac{V_{DC}}{2}$. Les phases B et C sont déduites de manière synchrone par de simples décalages circulaires vectoriels (circshift) d'un tiers de période. Cette méthode impose une fréquence de commutation par composant extrêmement basse et fixe : $f_c = 22 \times 50 = 1,1 \text{ kHz}$.

Avec 22 représente le nombre de cycles de commutation effectués par seconde.

III.3.2.9 Commande MLI vectorielle

L'algorithme de cette technique de commande transforme les trois tensions de référence en un vecteur d'espace unique tournant dans le plan complexe de Park. Cette transformation fusionne les trois tensions en un seul vecteur unique, appelé vecteur de référence (V_{ref}).

- ✚ Ce vecteur tourne dans un plan complexe à la fréquence fondamentale qui vaut 50 Hz.
- ✚ Sa longueur (module) dépend de l'indice de modulation ($m_a = 0,85$).
- ✚ Son angle instantané $\theta(t)$ indique sa position exacte à chaque instant.

Un onduleur triphasé possède 8 états de commutation possibles.

- ✚ **6 états actifs** : ils forment les sommets d'un hexagone géométrique régulier dans le plan complexe. Cet hexagone est divisé en 6 secteurs de 60° chacun.
- ✚ **2 états nuls** : les vecteurs $V_0(000)$ et $V_7(111)$ où toutes les phases sont connectées au même potentiel (le courant ne circule pas vers la charge).

A chaque pas de calcul, le programme regarde l'angle $\theta(t)$ pour savoir dans quel secteur (de 1 à 6) se trouve le vecteur V_{ref} .

Pour fabriquer la tension exacte demandée, l'algorithme fait une moyenne géométrique (une projection). Si le vecteur est dans le secteur 1, il va être décomposé sur les deux sommets les plus proches (les vecteurs actifs V_1 et V_2) :

✚ Le programme calcule T_1 : le temps pendant lequel l'onduleur doit se mettre sur l'état V_1 .

✚ Le programme calcule T_2 : le temps pendant lequel l'onduleur doit se mettre sur l'état V_2 .

Pour combler le vide sans modifier la direction du vecteur, l'algorithme utilise le temps restant pour appliquer un vecteur nul (T_0) :

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (\text{III-6})$$

L'algorithme génère un motif de commutation parfaitement symétrique et centré au cours de la période de hachage de $62,5 \mu s$ (notamment via une séquence de type $V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7$). Cette distribution vectorielle optimale minimise le nombre de commutations des MOSFETs et garantit une réduction du taux de distorsion harmonique.

III.4 Etude des stratégies de commande conventionnelles

III.4.1 Commande pleine onde

Présentation des résultats obtenus

La figure III.2 représente la variation de l'état de l'interrupteur(MOSFET) S_1 en fonction de la position angulaire θ_A qui explique le principe de la technique pleine onde, illustrant ainsi le principe de fonctionnement de la commande pleine onde.

Les figures III.3 et III.5 représentent respectivement la tension à la sortie de l'onduleur de tension et le courant de charge. Les analyses spectrales de Fourier de ces deux grandeurs sont reportés sur les figures III.4 et III.6.

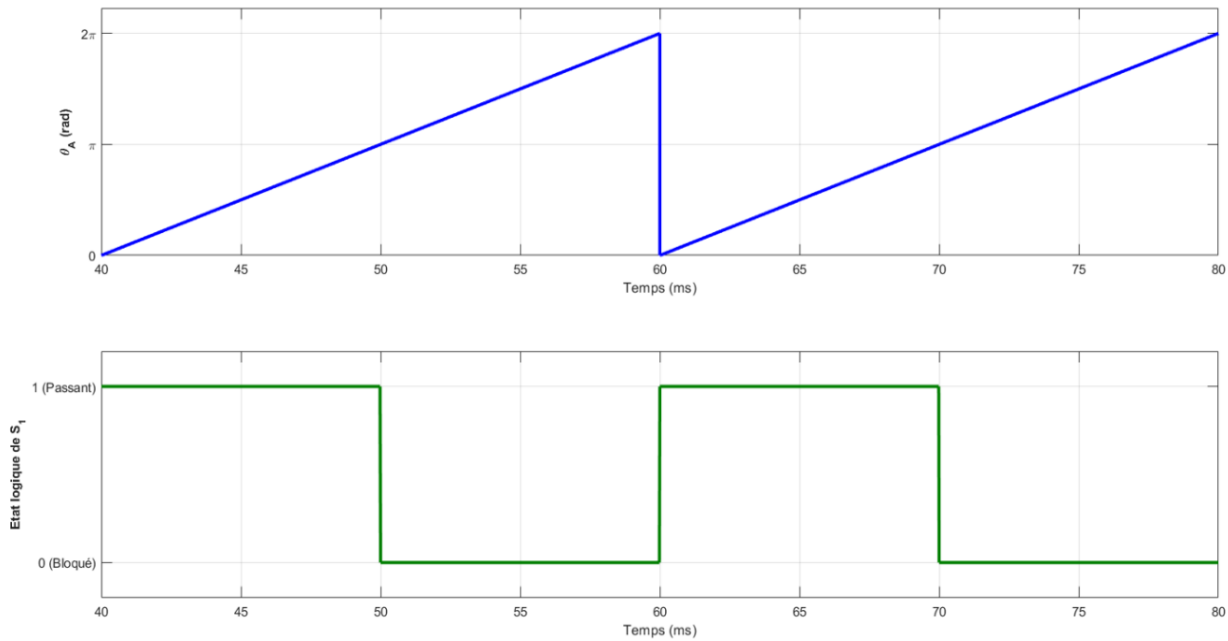


Figure III.2 : Evolution temporelle de l'état logique de l'interrupteur S_1 en fonction de la position angulaire θ_A

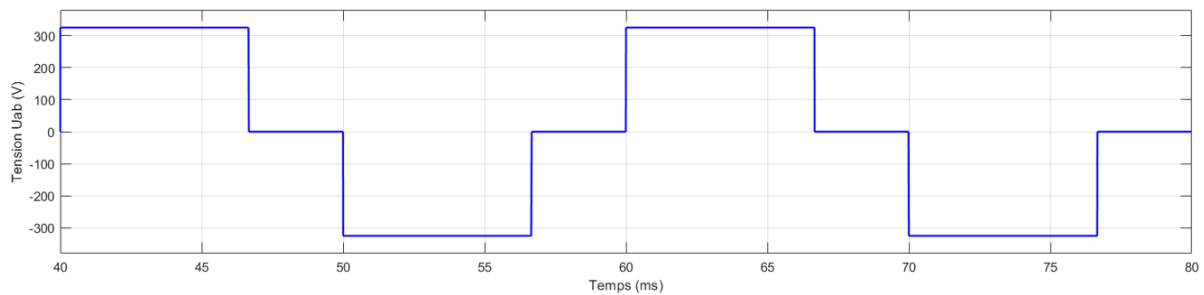


Figure III.3 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur

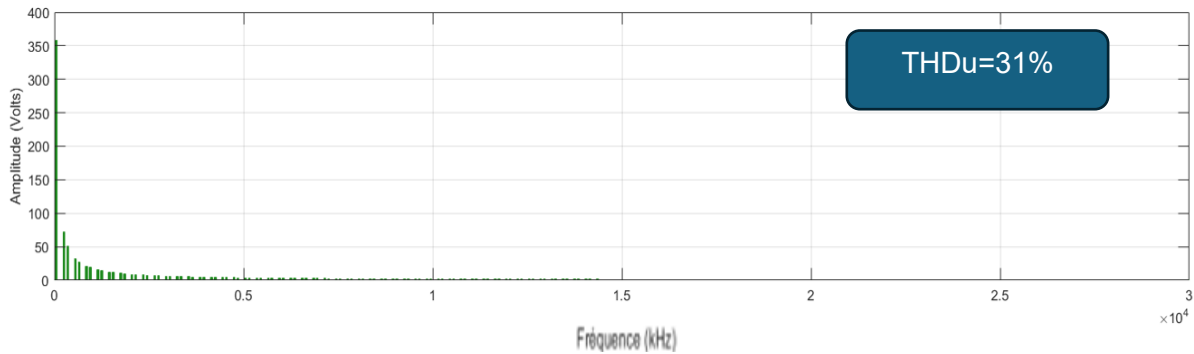


Figure III.4 : Spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur

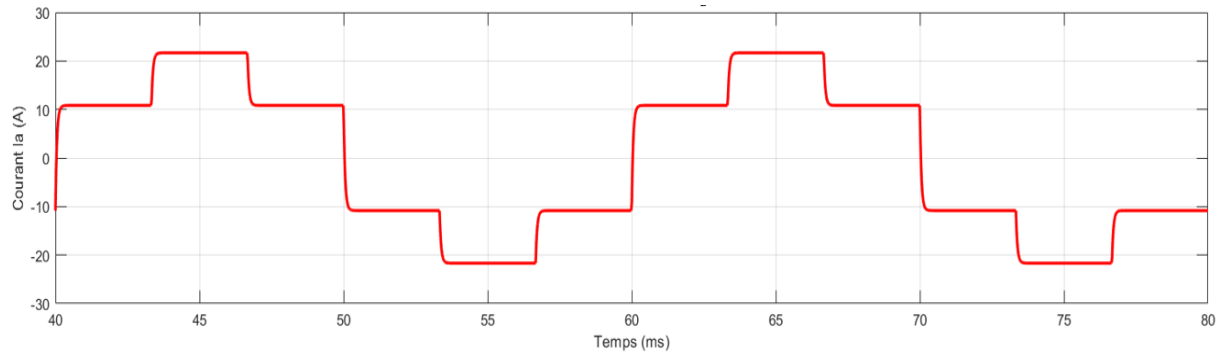


Figure III.5 : Variation temporelle du courant de charge

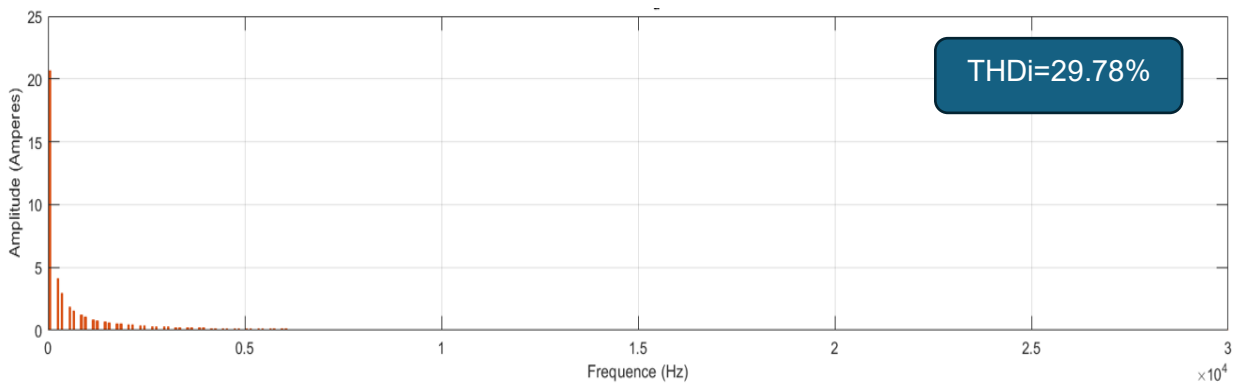


Figure III.6 : Spectre fréquentiel du courant de la charge

III.4.2 Commande décalée

Présentation des résultats obtenus

La figure III.7 représente l'intersection entre la modulante rectangulaire et la porteuse triangulaire, ce qui correspond au principe de génération des signaux pour la commande décalée. Ainsi, la variation de l'état logique des interrupteurs S_1 et S_3 est représenté sur la figure III.8.

Les figures III.9 et III.12 représentent les variations temporelles de la tension à la sortie de l'onduleur et du courant de charge. Les analyses spectrales de Fourier de ces deux grandeurs avec leurs agrandissements sont indiquées respectivement sur les figures III.10, III.11, III.12 et III.14.

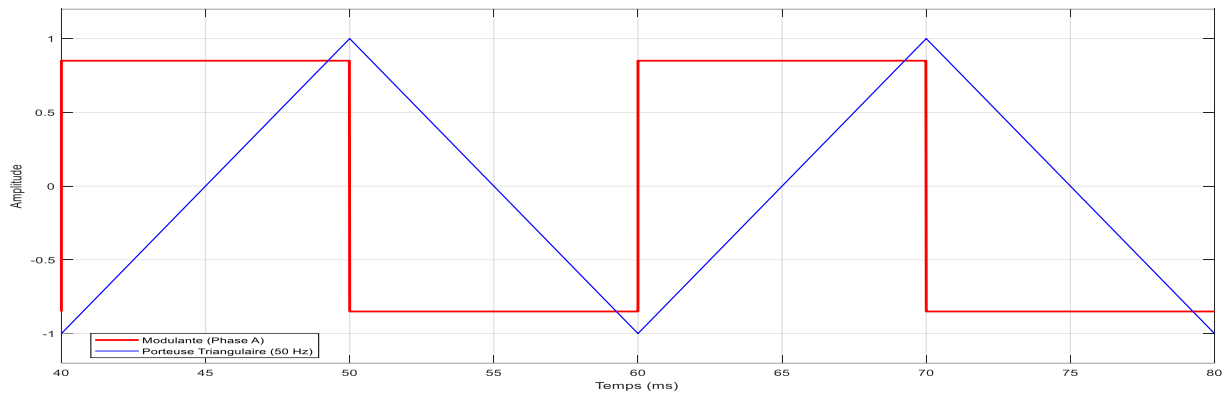


Figure III.7 : Principe de la technique de commande décalée

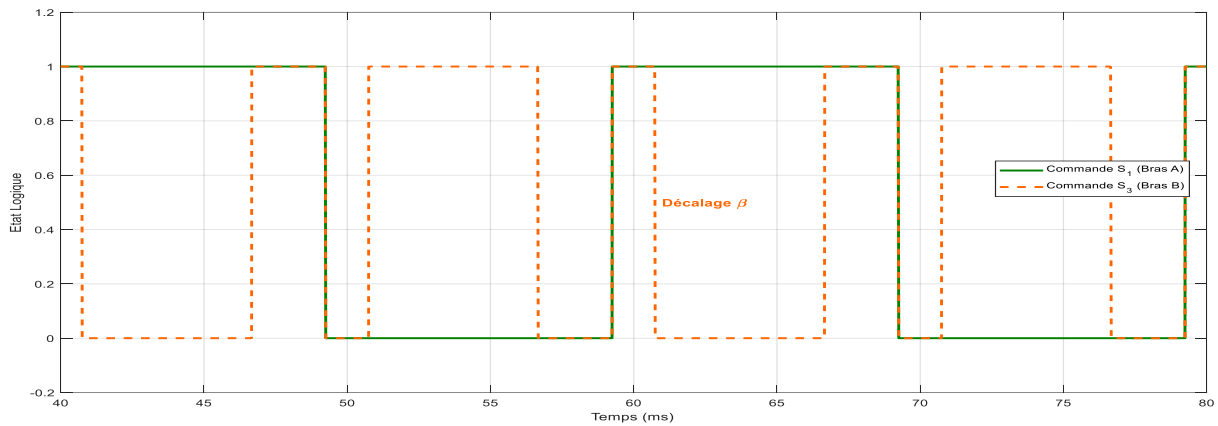


Figure III.8 : Signaux de commande des interrupteurs S_1 (bras A) et S_3 (bras B)

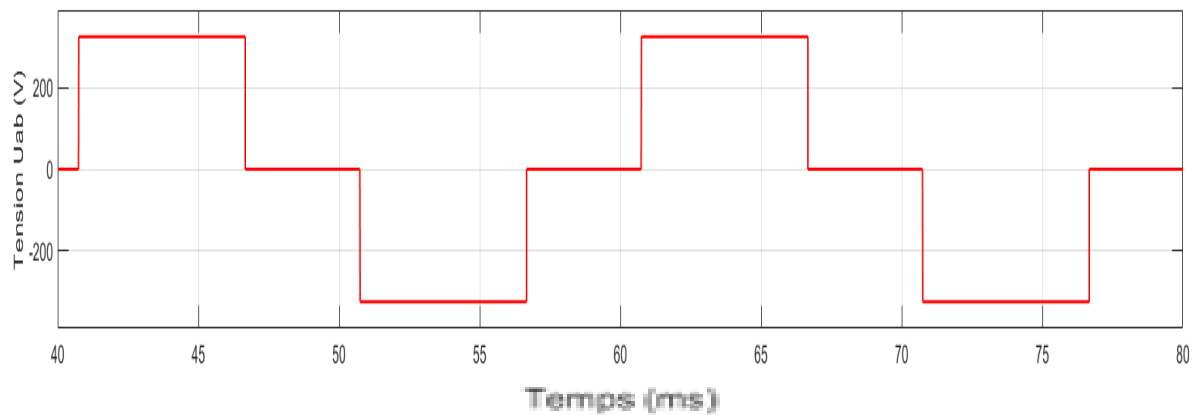


Figure III.9 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur

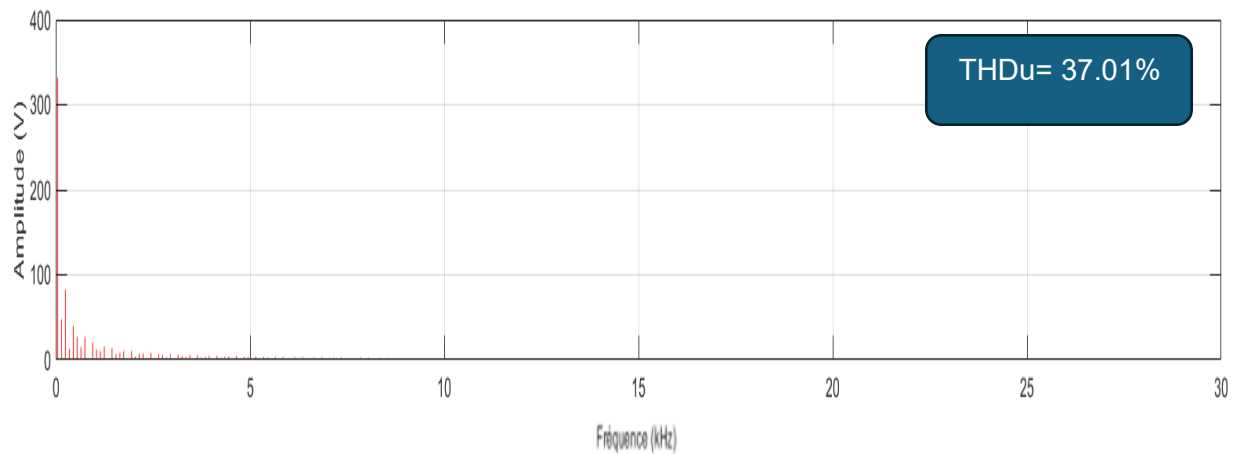


Figure III.10 : Spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur

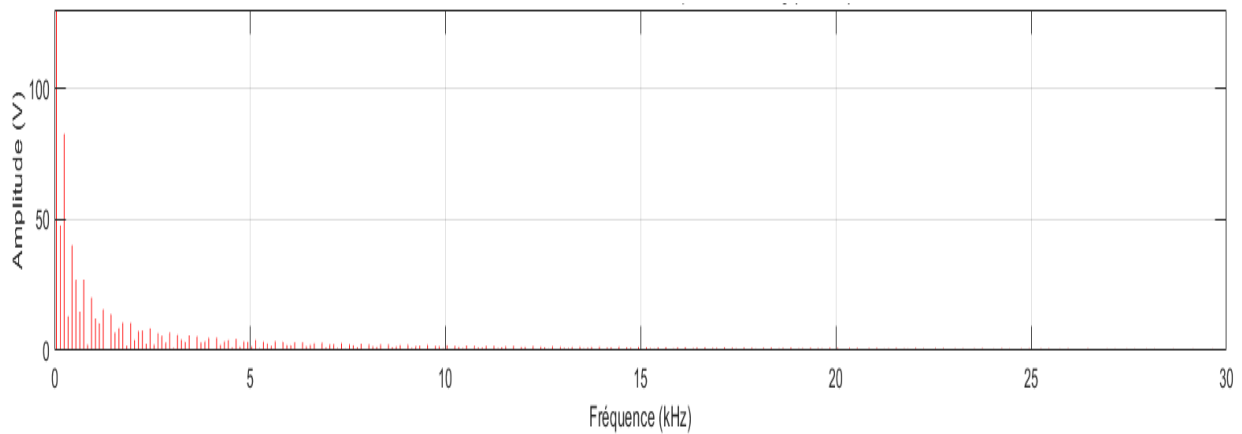


Figure III.11 : Zoom sur le spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur

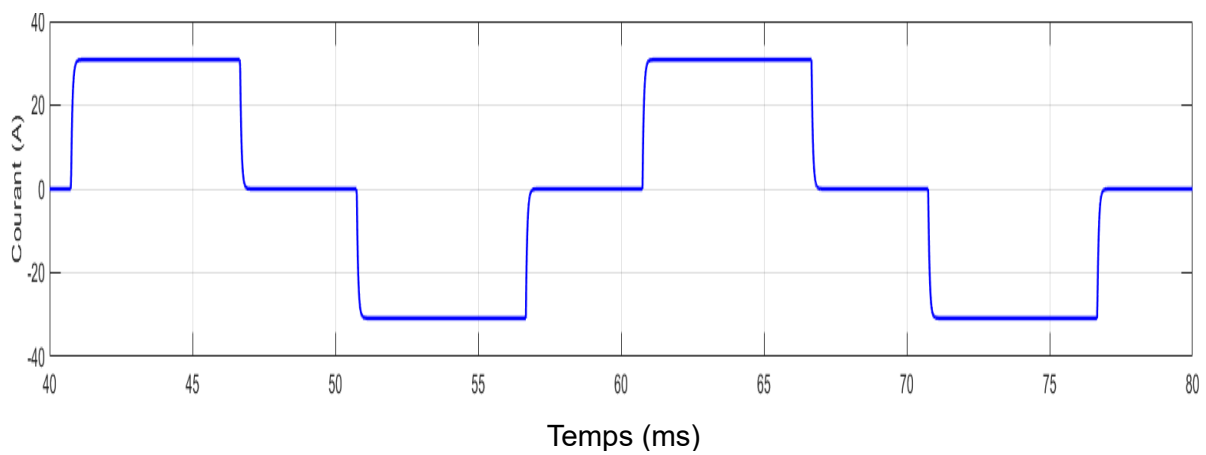


Figure III.12 : Variation temporelle du courant de charge

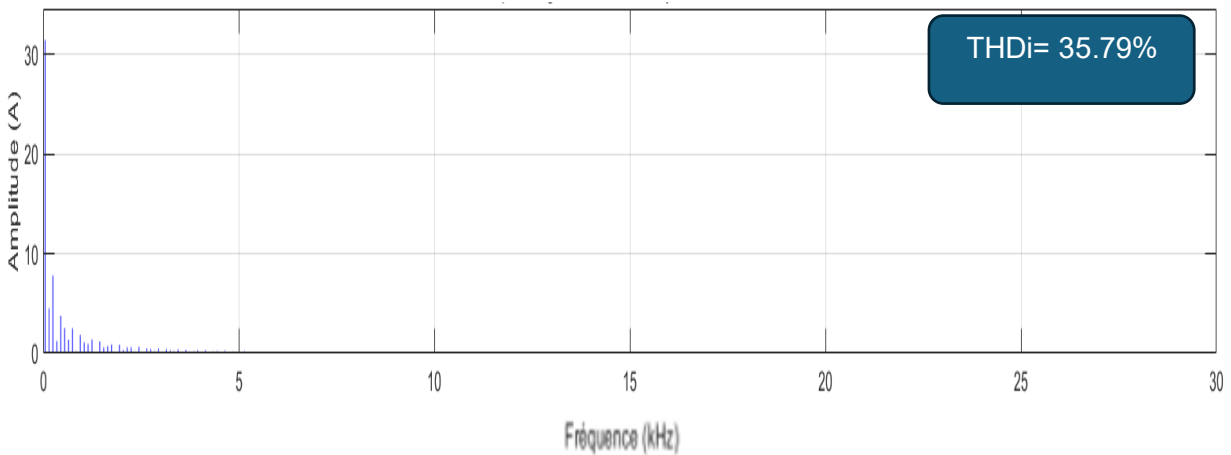


Figure III.13 : Spectre fréquentiel du courant de la charge

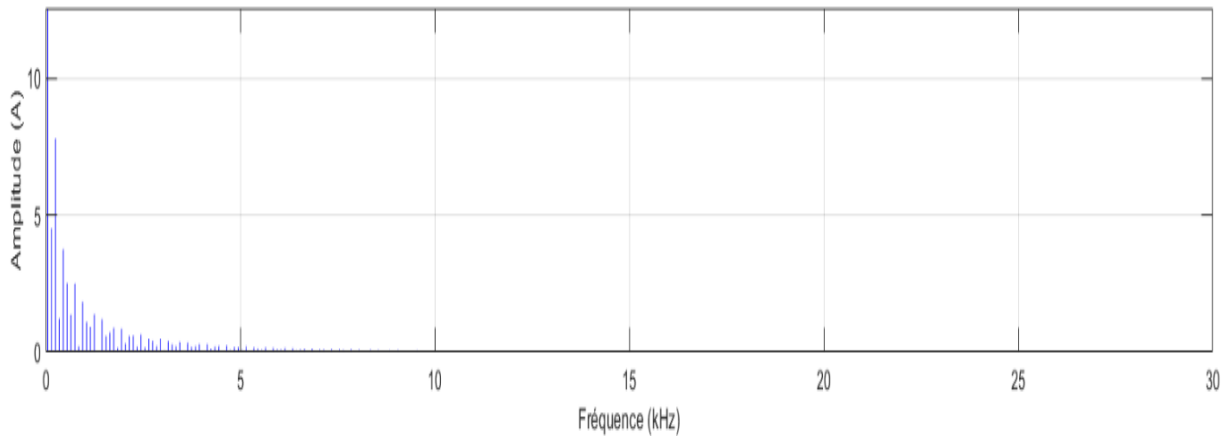


Figure III.14 : Zoom vertical sur le spectre fréquentiel du courant de charge- Harmoniques basses fréquences

III.5 Etude des stratégies de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

III.5.1 Commande MLI classique (SPWM)

Présentation des résultats obtenus

La figure III.15 illustre l'intersection entre la modulante sinusoïdale et la porteuse triangulaire, caractérisant le principe de génération des signaux de la commande de la technique classique. L'évolution de l'état logique de l'interrupteur S_1 qui en résulte est regroupée sur la Figure III.16. Par ailleurs, les courbes représentées dans la figure III.13 montrent respectivement un zoom sur les chronogrammes de modulation relatifs à la technique MLI classique et de l'état logique associé de ce même commutateur.

Les formes d'ondes temporelles de la tension de sortie de l'onduleur et du courant de charge sont reportées respectivement sur les figures III.18 et III.21. Quant à leurs analyses spectrales par transformée de Fourier, elles sont détaillées, avec leurs zooms correspondants, à travers la succession des figures III.19, III.20, III.22 et III.23.

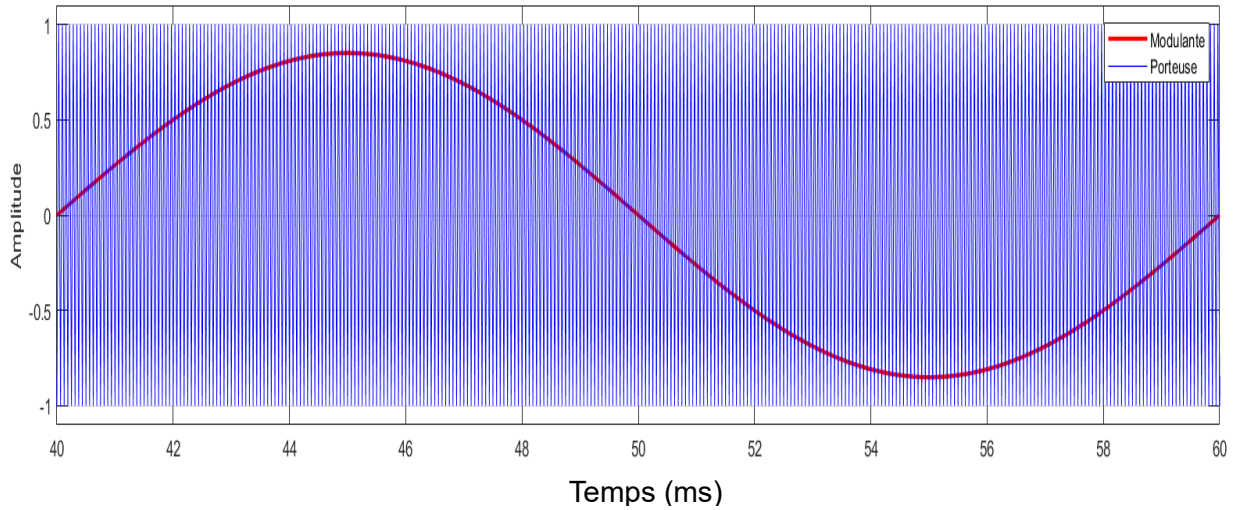


Figure III.15 : Principe de la technique de commande de modulation de largeur d'impulsion (SPWM)

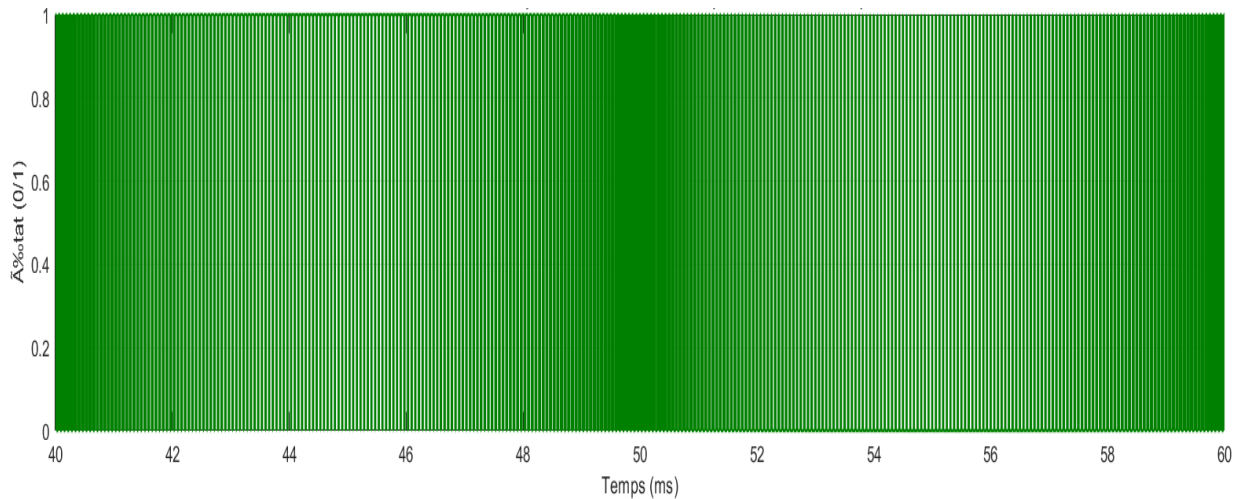


Figure III.16 : Chronogramme du signal de commande de l'interrupteur S_1

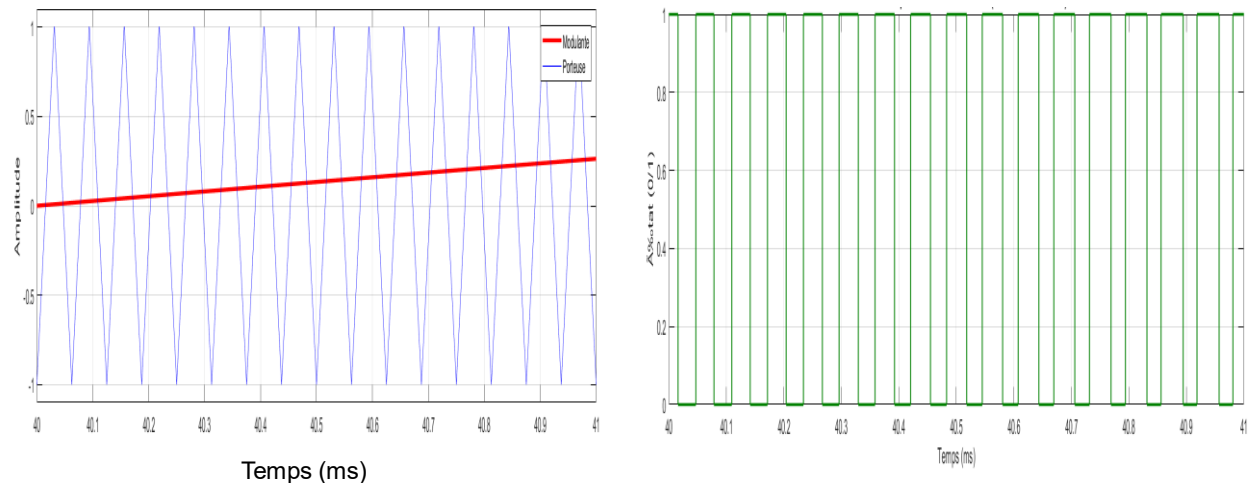


Figure III.17 : Vue agrandie des chronogrammes de modulation et de l'état logique associé de l'interrupteur S_7

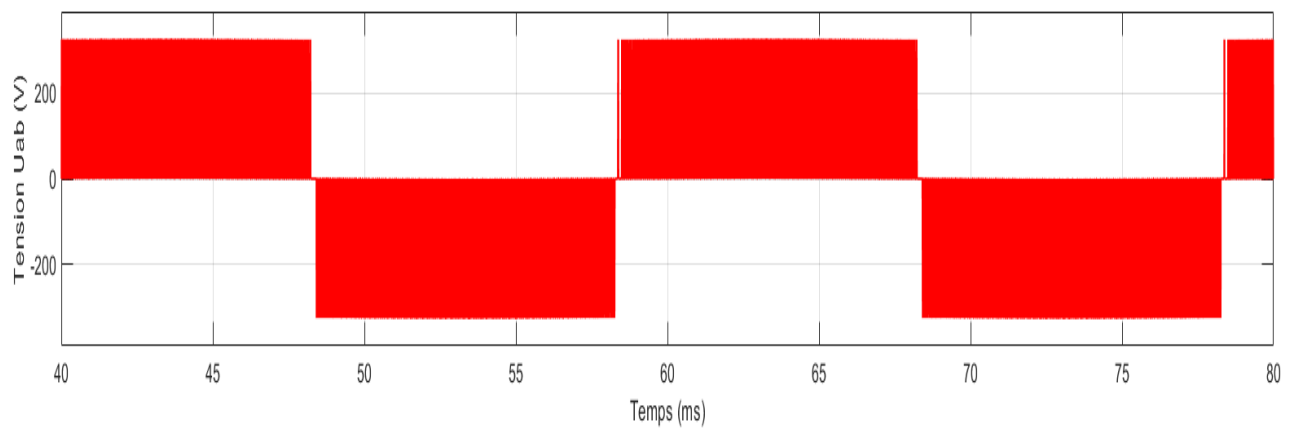


Figure III.18 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur

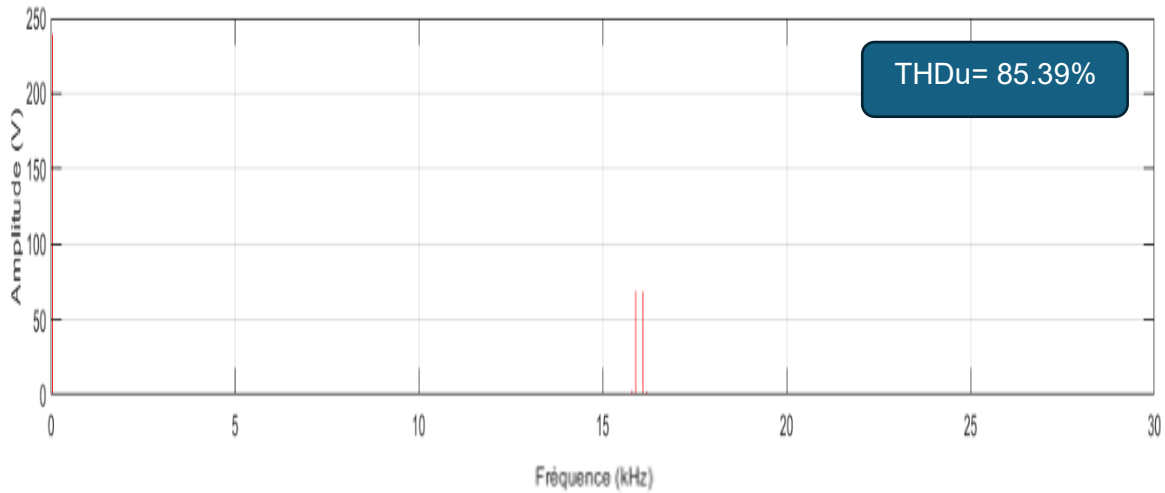


Figure III.19: Spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur

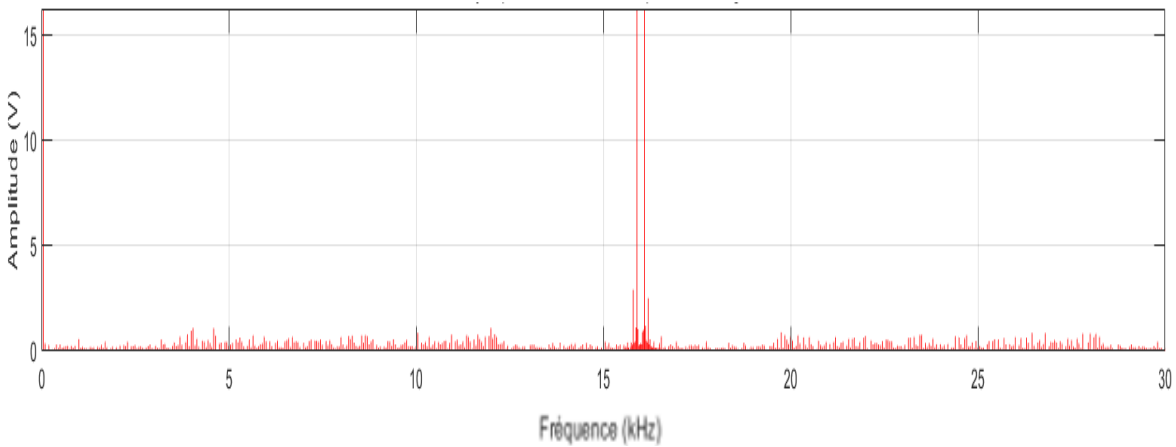


Figure III.20 : Zoom sur le spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur

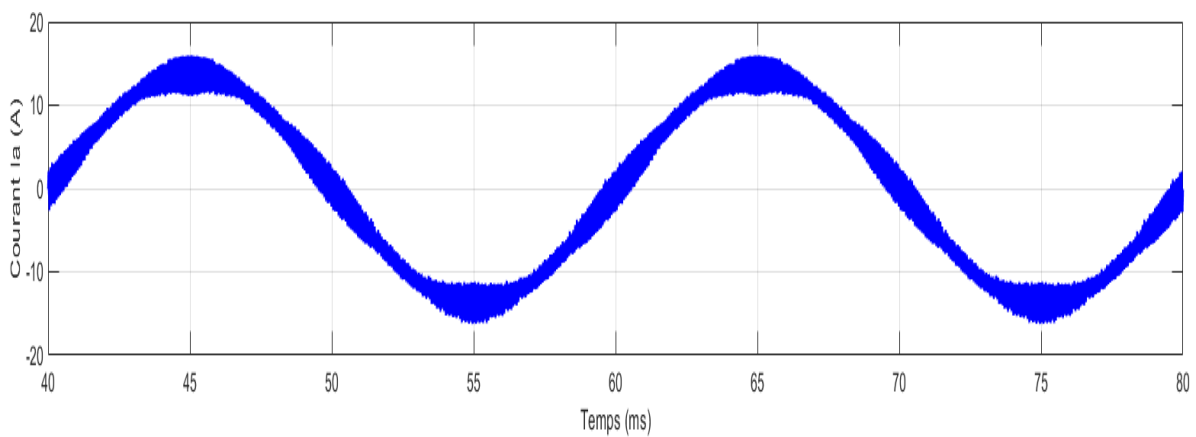


Figure III.21 : Forme d'onde temporelle du courant de charge

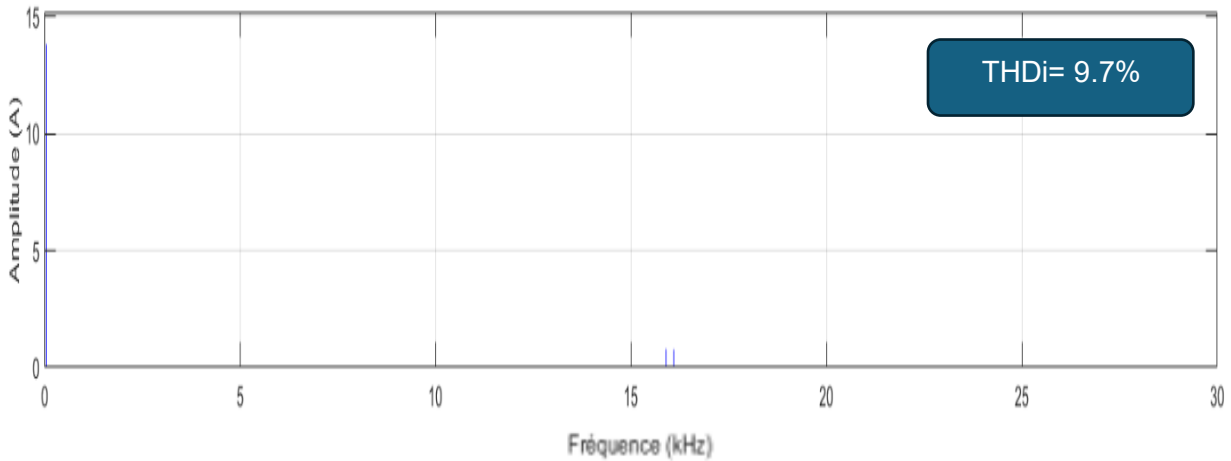


Figure III.22 : Spectre fréquentiel du courant de charge

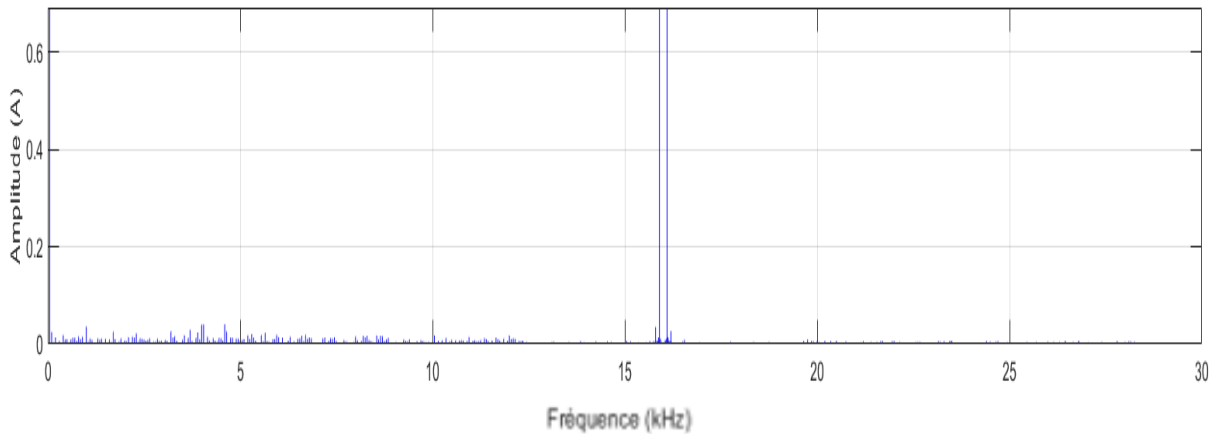


Figure III.23 : Zoom sur le spectre fréquentiel du courant de charge

III.5.2 Commande MLI avec injection de la troisième harmonique (THIPWM)

Présentation des résultats obtenus

A partir de la comparaison entre la nouvelle modulante (sommation de la modulante correspondante à la MLI classique avec un harmonique de rang 3) et porteuse illustrée par la figure III.24, la stratégie de MLI par injection d'harmonique de rang 3 génère l'état logique de l'interrupteur S_L , tracé sur la figure III.25. Les détails de cette commutation et les instants exacts de transition binaire font l'objet d'un zoom structurel sur la figure III.26.

Le comportement temporel de la tension de sortie et du courant de charge est illustré par les figures III.27 et III.30. Leurs décompositions en séries de Fourier respectives, complétées par des agrandissements sur les zones d'intérêt, font l'objet des figures III.28, III.29, III.31 et III.32.

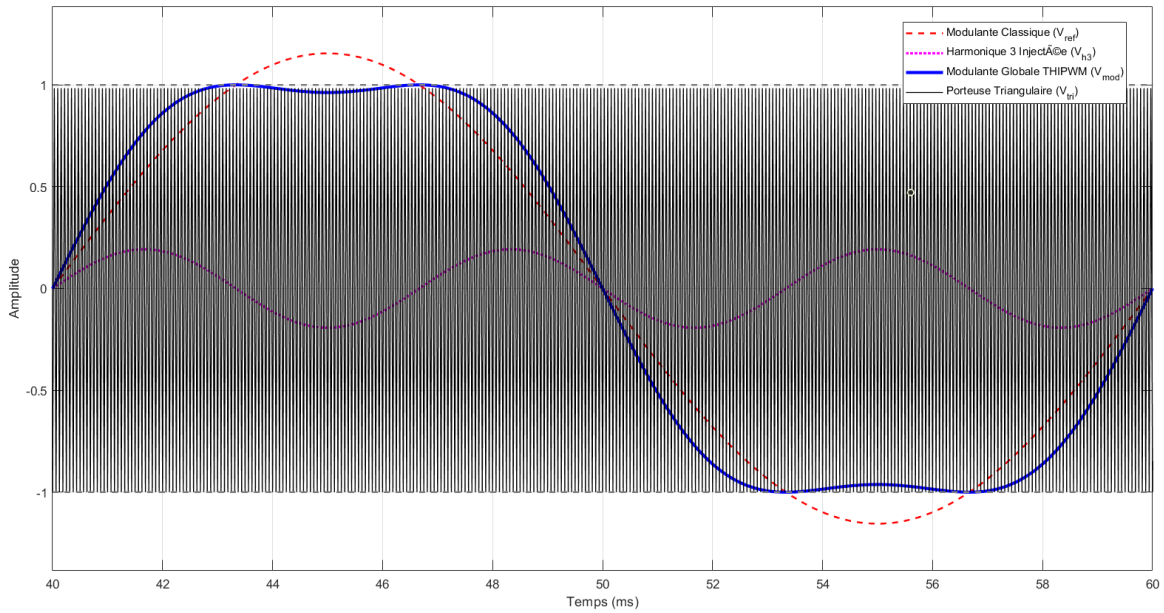


Figure III.24 : Principe de la commande MLI avec injection de la troisième harmonique

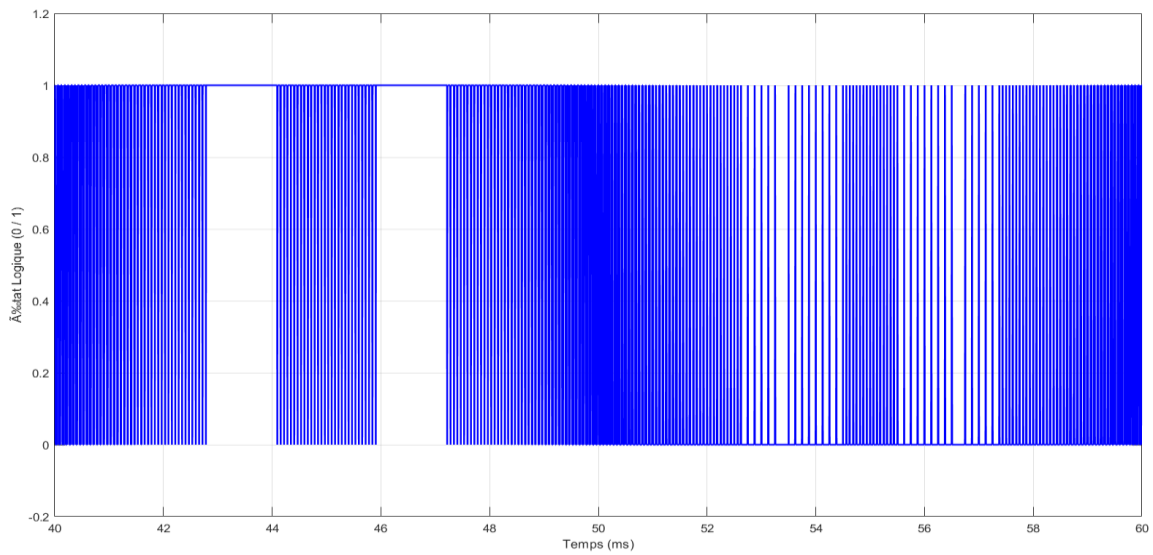


Figure III.25 : Impulsion de commande de l'interrupteur S_1 de l'onduleur

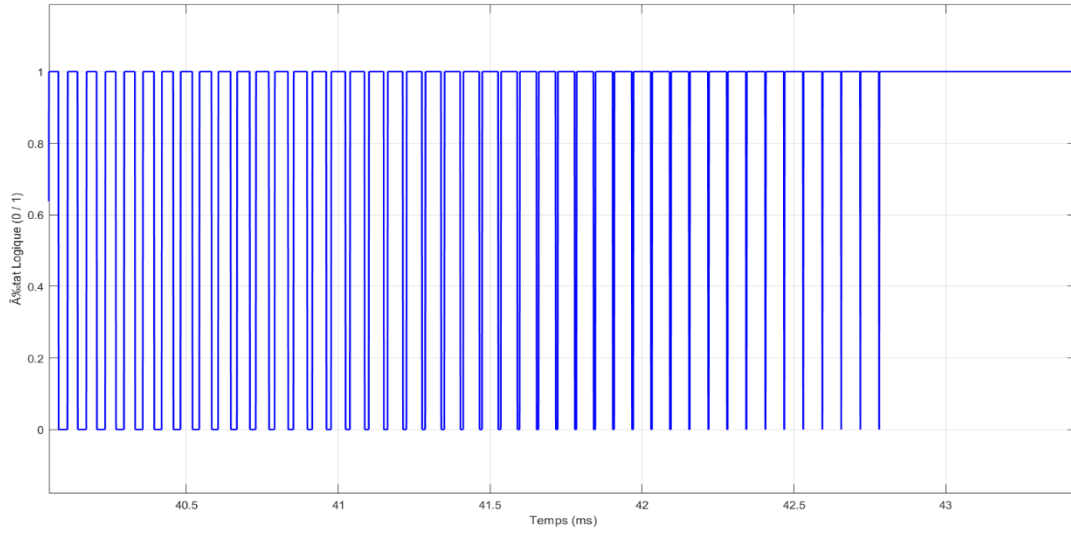


Figure III.26 : Zoom sur l'impulsion de commande de l'interrupteur S_1

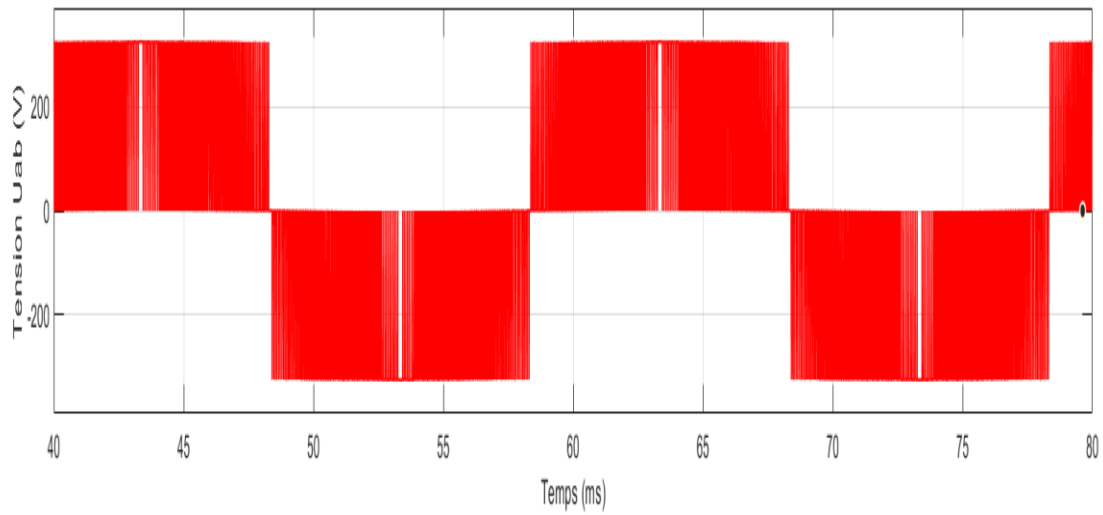


Figure III.27 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur

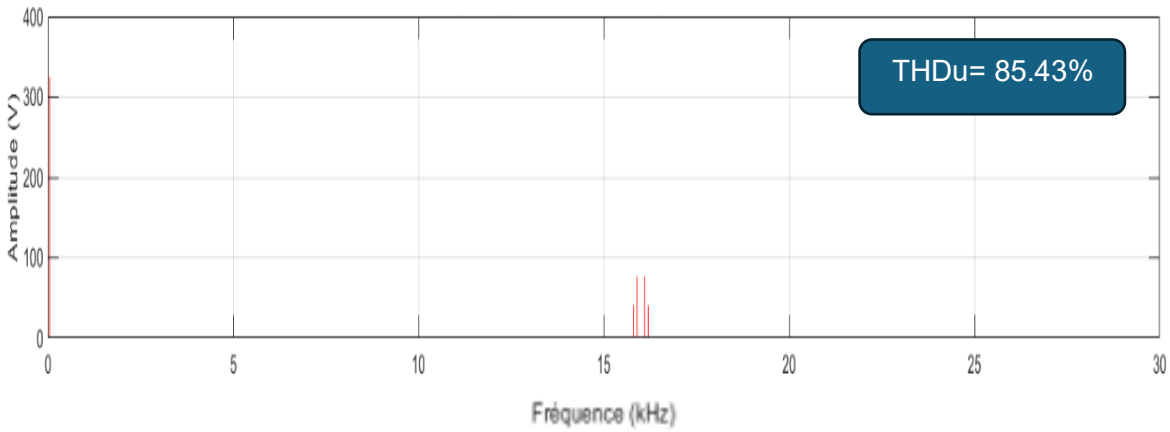


Figure III.28 : Spectre fréquentiel de la tension composée de sortie de l'onduleur

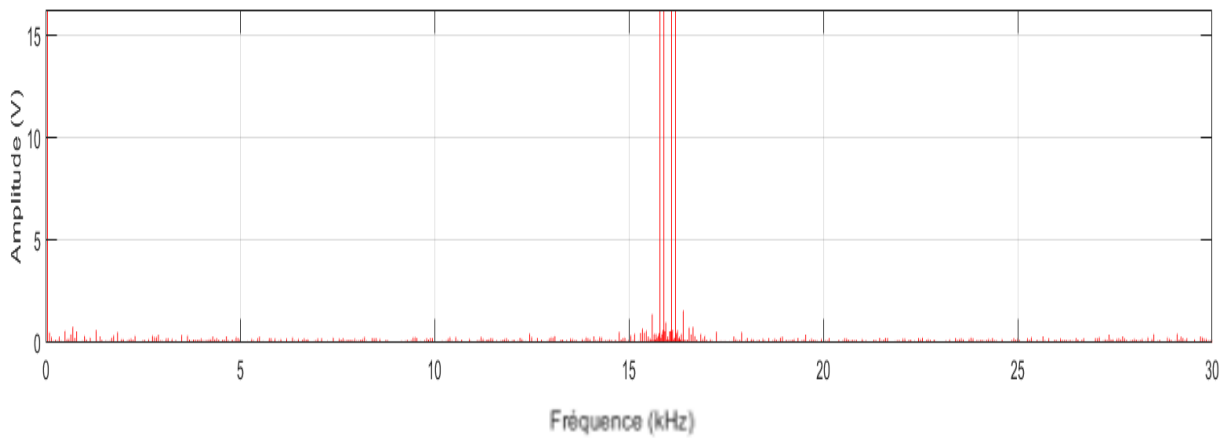


Figure III.29: Zoom sur le spectre fréquentiel de la tension composée de sortie de l'onduleur

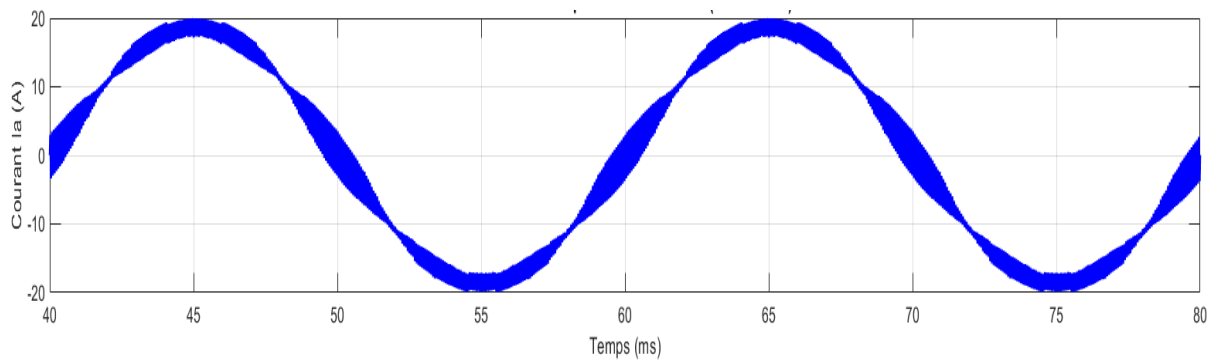


Figure III.30 : Variation temporelle du courant de charge

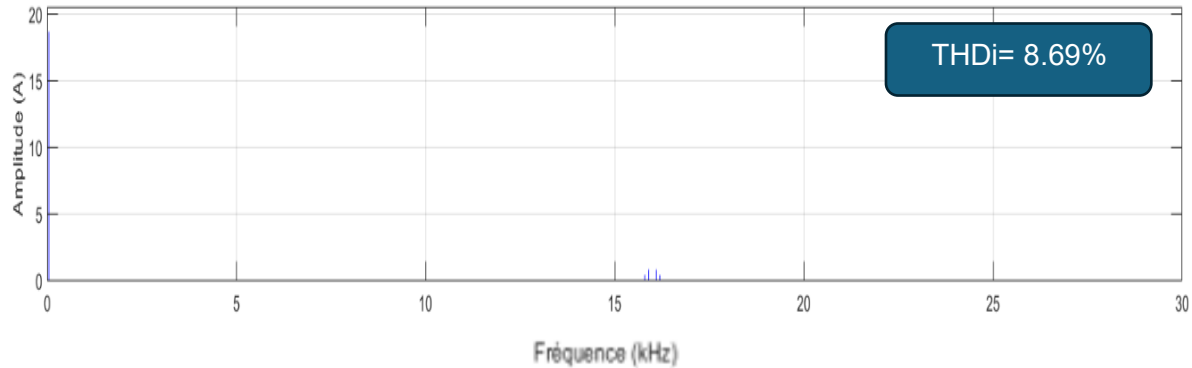


Figure III.31: Spectre fréquentiel du courant de charge

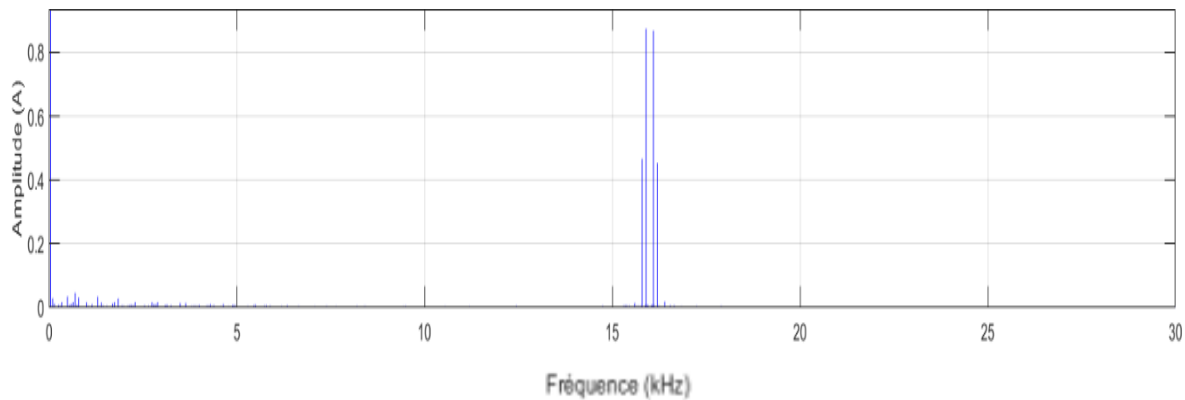


Figure III.32 : Zoom sur le spectre fréquentiel du courant de charge

III.5.3 Commande MLI par hystérésis

Présentation des résultats obtenus

La figure III.33 met en évidence le principe de la technique de régulation par hystérésis à travers l'évolution temporelle du courant de charge réel par rapport à son courant de référence. Afin de mieux appréhender ce mécanisme, la figure III.34 présente un zoom ciblé sur la bande de tolérance, illustrant comment le courant reste confiné entre ses bornes grâce aux commutations de l'onduleur.

L'impact du comportement du courant à l'intérieur de la bande d'hystérésis sur le fonctionnement de l'onduleur est illustré par la figure III.35, qui reproduit le signal de commande de l'interrupteur supérieur S_1 . Une observation locale et approfondie de ce train d'impulsions est proposée en figure III.36 à travers un zoom sur le signal de commande de l'interrupteur supérieur S_1 afin de mieux appréhender la dynamique de commutation du convertisseur.

L'allure au cours du temps de la tension délivrée et du courant de charge est exposée sur les figures III.37 et III.40. Les spectres de fréquences associés à ces deux grandeurs électriques, incluant les

fenêtres d'agrandissement sur les premiers rangs harmoniques, sont illustrés quant à eux par les figures III.38, III.39, III.41 et III.42.

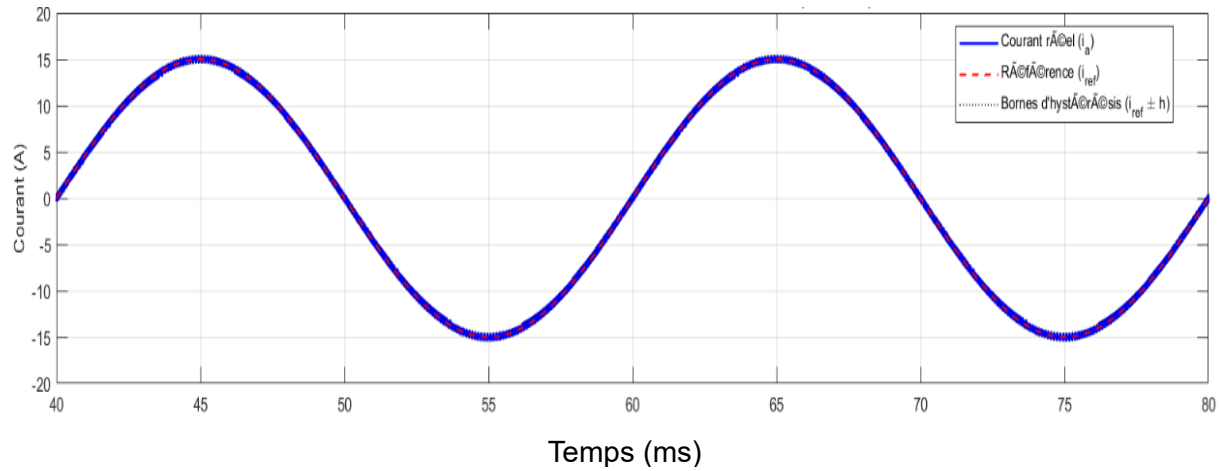


Figure III.33 : Principe de la technique de régulation par hystérésis

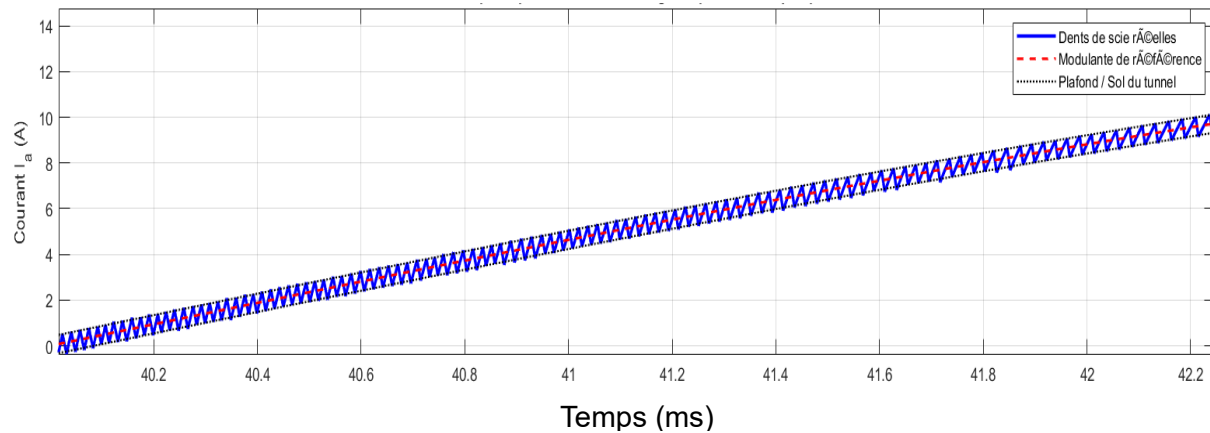


Figure III.34 : Zoom sur le comportement du courant à l'intérieur de la bande d'hystérésis

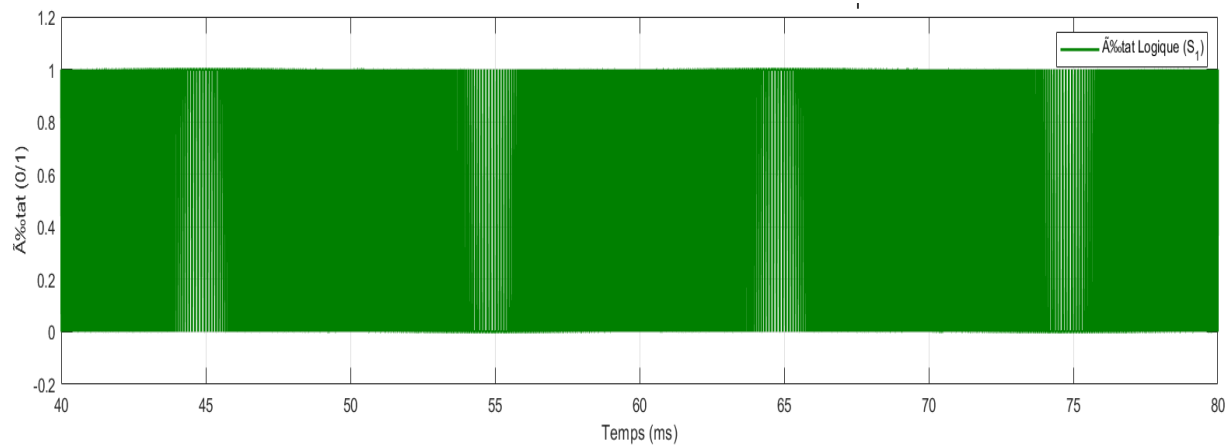


Figure III.35: Signal de commande de l'interrupteur supérieur S_1

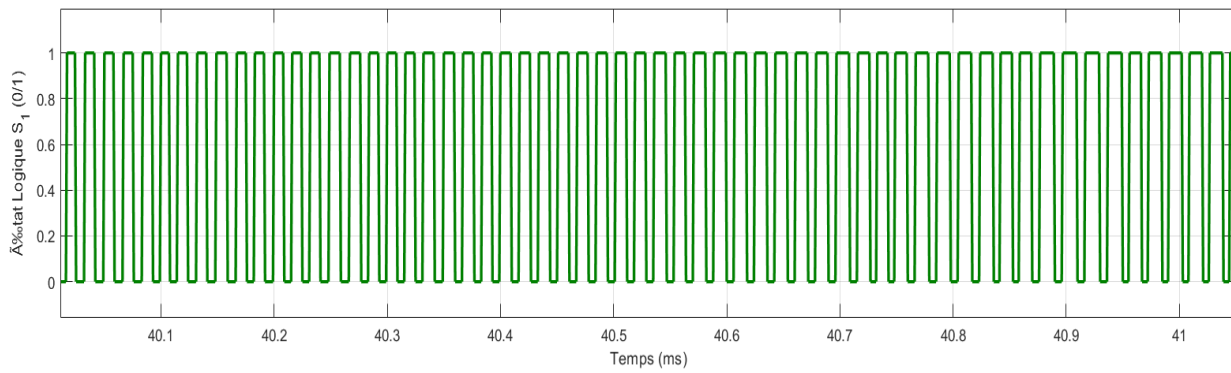


Figure III.36 : Zoom sur le signal de commande de l'interrupteur supérieur S_1

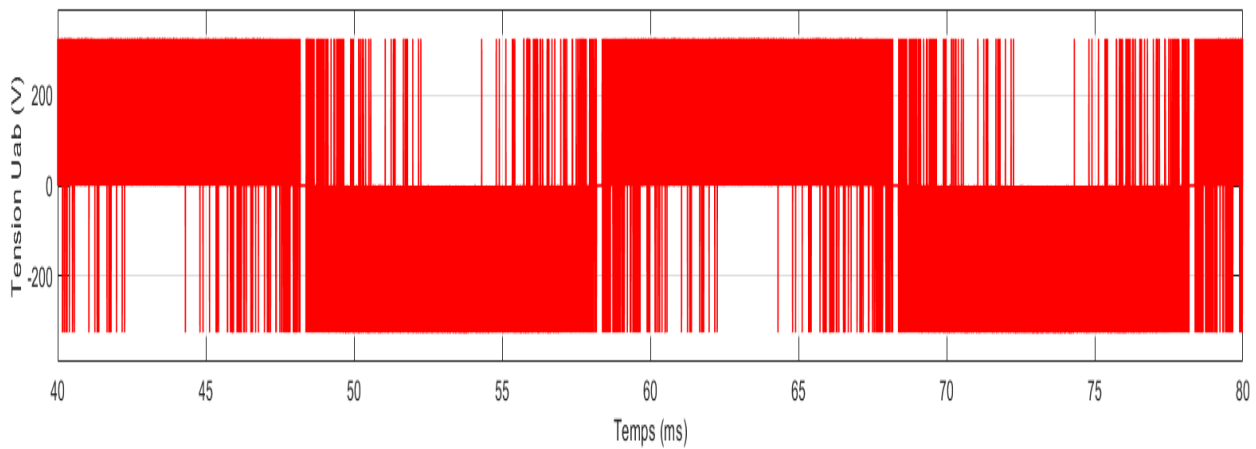


Figure III.37 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur

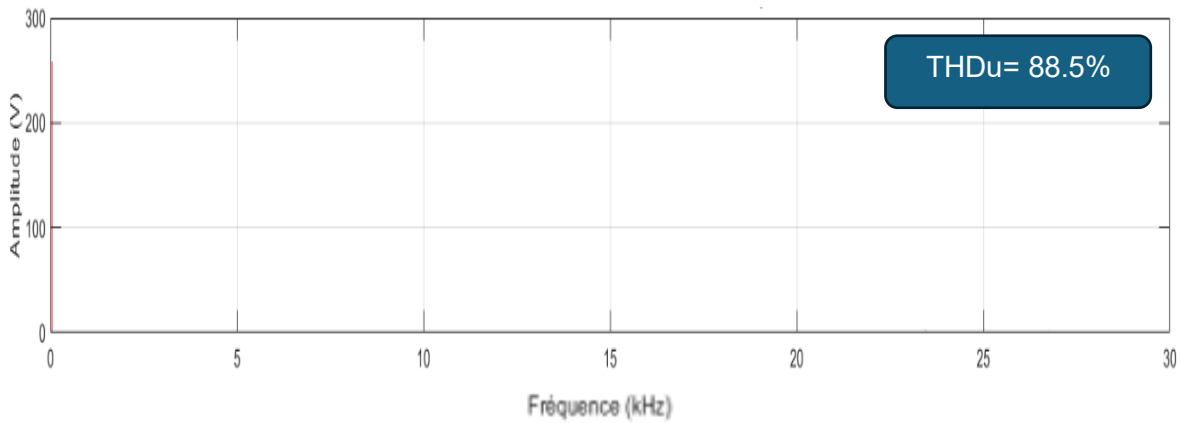


Figure III.38 : Spectre fréquentiel de la tension composée de sortie de l'onduleur

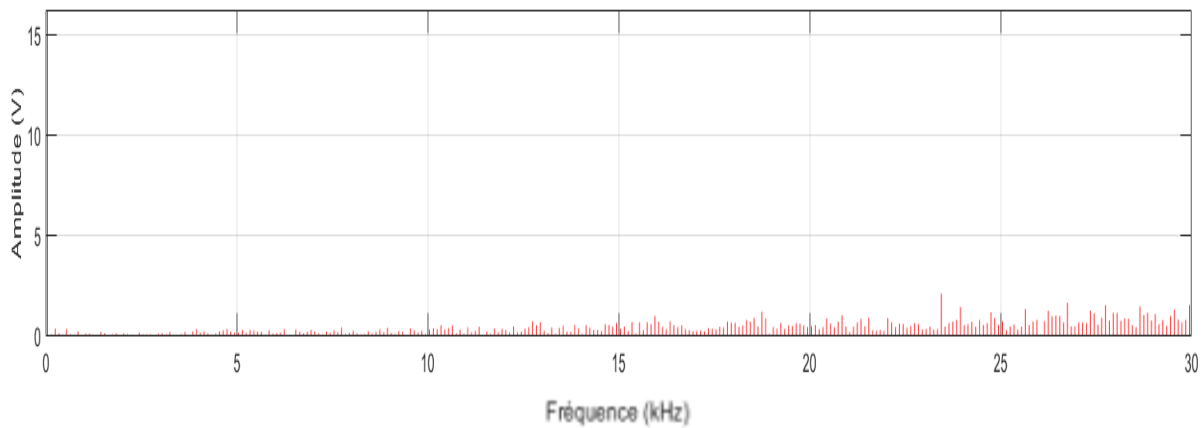


Figure III.39: Zoom sur le spectre fréquentiel de la tension composée de sortie de l'onduleur

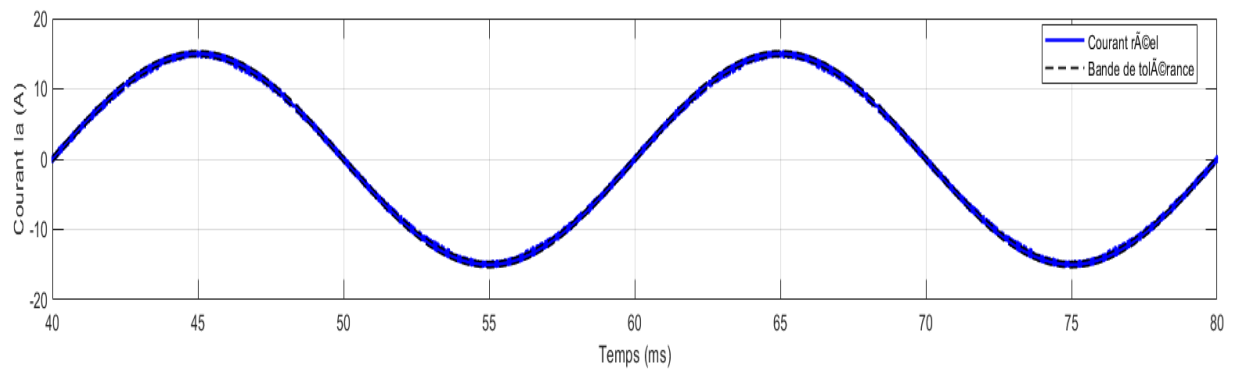


Figure III.40: Variation temporelle du courant de charge

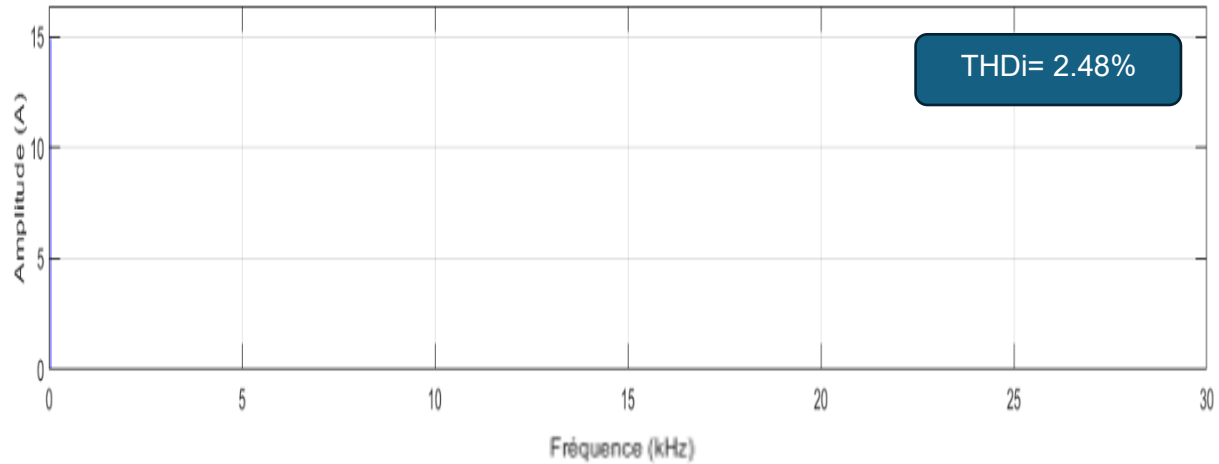


Figure III.41: Spectre fréquentiel du courant de charge

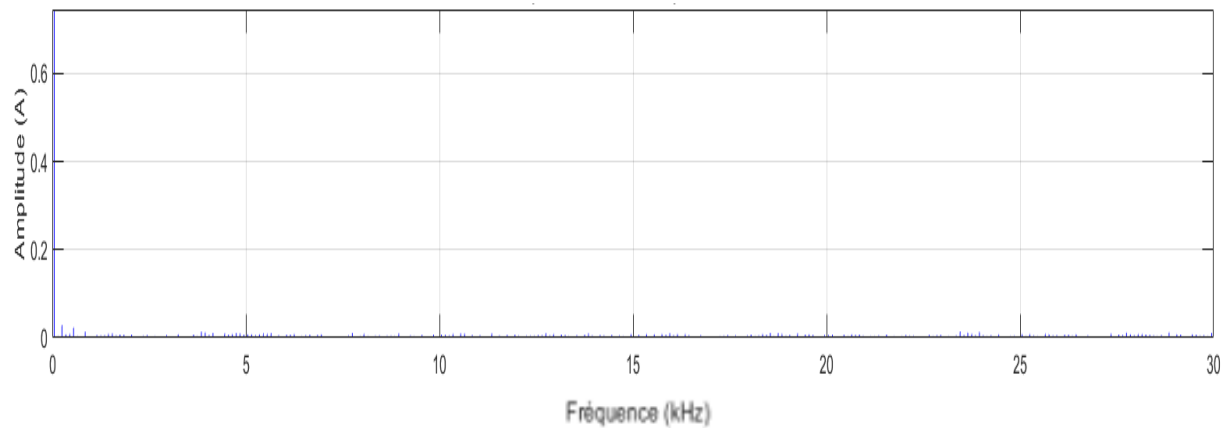


Figure III.42 : Zoom sur le spectre fréquentiel du courant de charge

III.5.4 Commande MLI discontinue

Présentation des résultats obtenus

La figure III.43 schématise la construction de la modulante par la technique MLI discontinue combinant le sinus de base et un signal de décalage. La figure III.44 affiche les intersections de la nouvelle modulante avec la porteuse triangulaire, d'où découle l'impulsion de commande résultante de l'interrupteur de puissance S_1 tracée sur la figure III.45.

Les comportements temporels de la tension composée de sortie de l'onduleur et du courant de charge sont représentés sur les figures III.46 et III.48. Les analyses fréquentielles de ces grandeurs sont quant à elles révélées par le spectre harmonique de de tension de sortie (Figure III.47) ainsi

que par l'analyse harmonique du courant de charge. Cette dernière s'articule autour du spectre global de la figure III.49 et du spectre zoomé de la figure III.50.

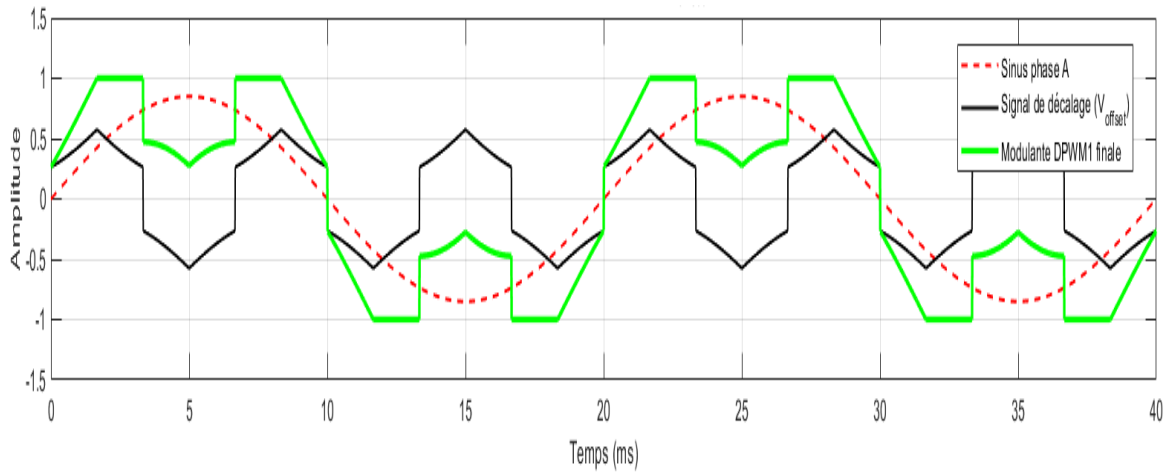


Figure III.43 : Construction de modulante DPWM

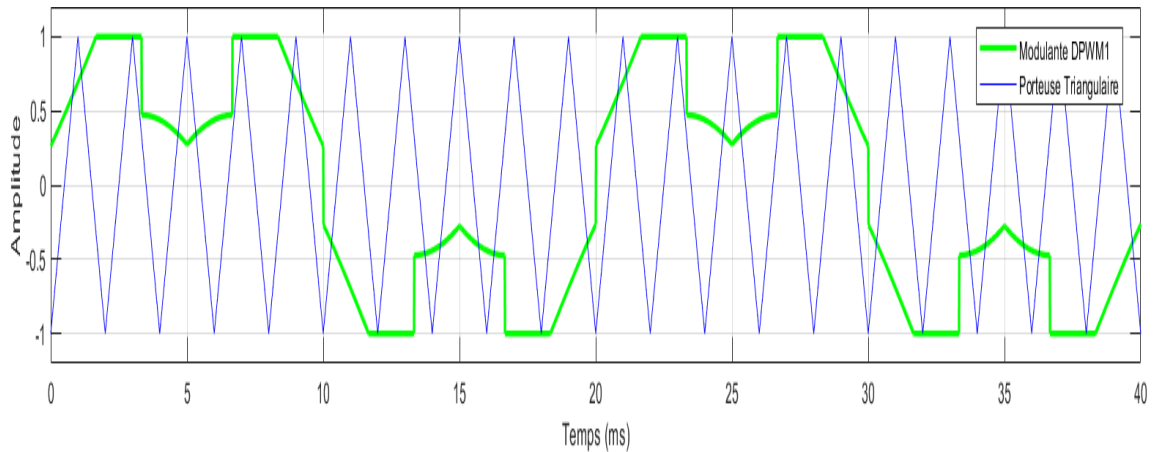


Figure III.44 : Intersections de la modulante DPWM avec la porteuse triangulaire.

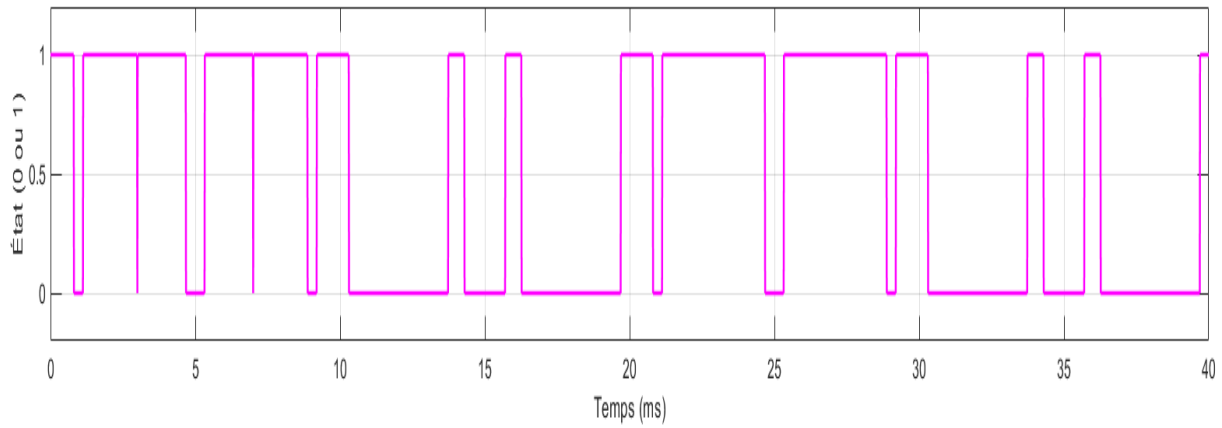


Figure III.45 : Impulsion de commande résultante correspondante à l'interrupteur S_1

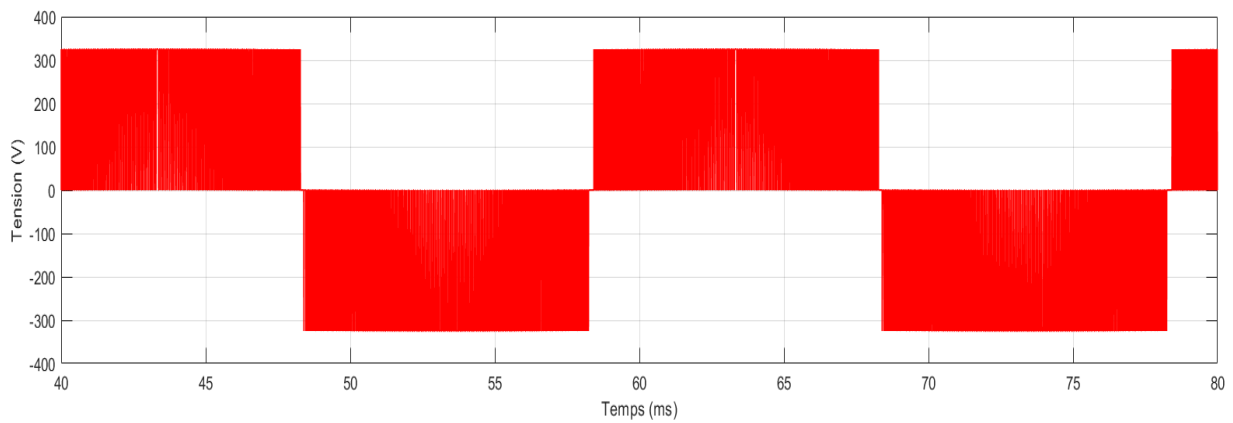


Figure III.46 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur

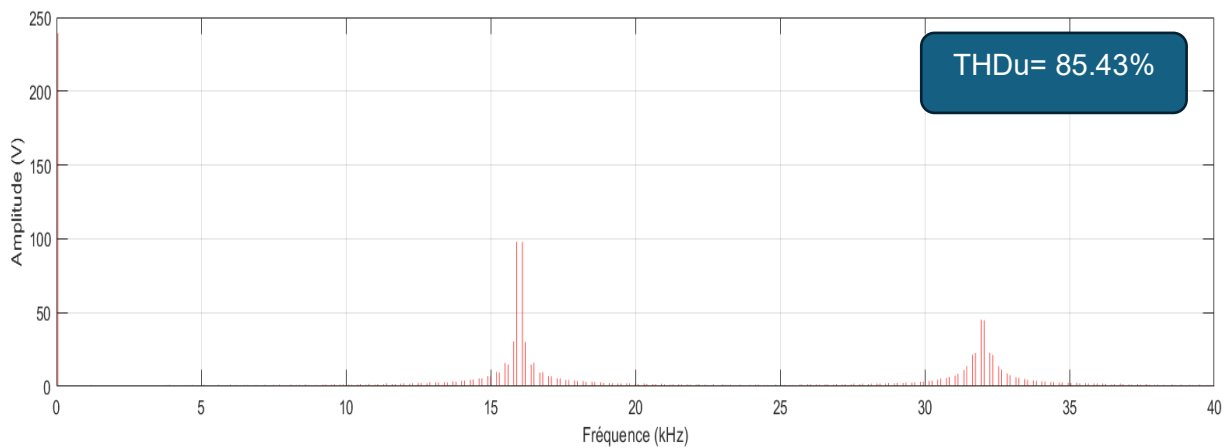


Figure III.47 : Spectre fréquentiel de la tension composée de sortie de l'onduleur

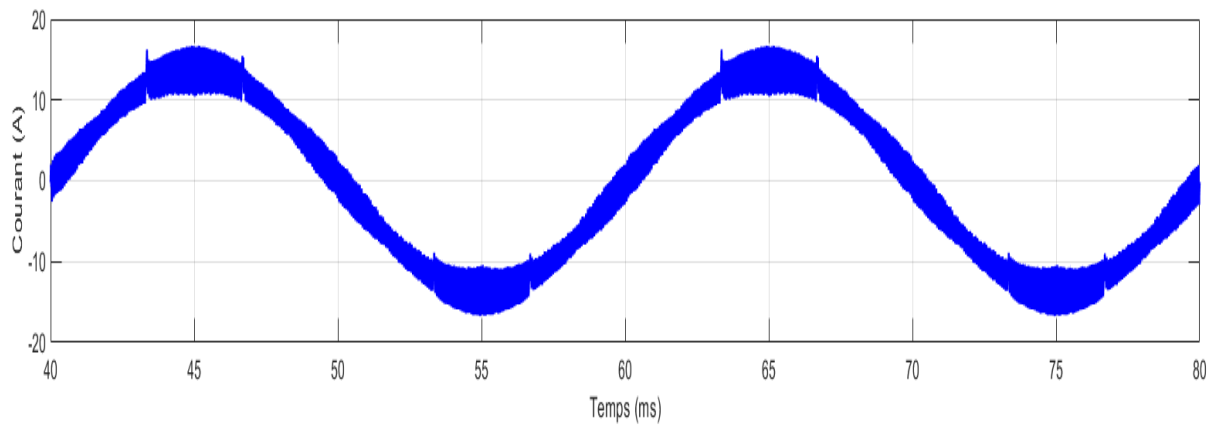


Figure III.48 : Variation temporelle du courant de charge

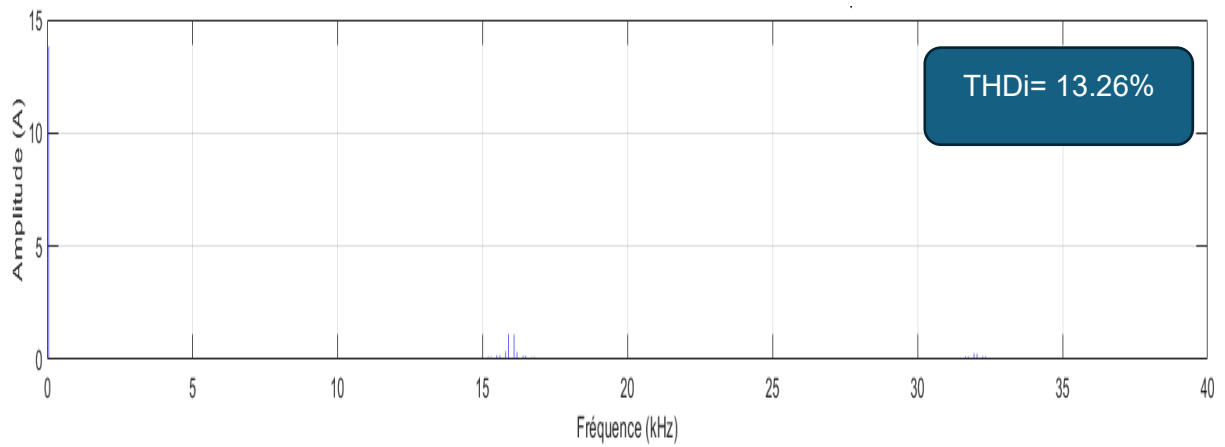


Figure III.49 : Spectre fréquentiel du courant de charge

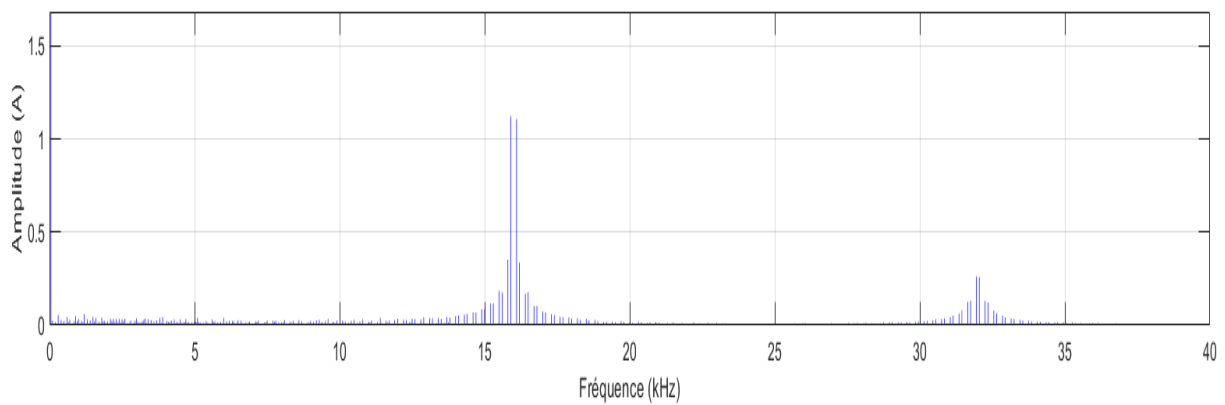


Figure III.50 : Zoom sur le spectre fréquentiel du courant de charge

III.5.5 Commande MLI par surmodulation

Présentation des résultats obtenus

La figure III.51 met en évidence le principe de génération de la surmodulation, d'où résulte le signal de commande S_I tracé sur la figure III.52. Les résultats temporels et fréquentiels associés à cette stratégie de commande sont consignés dans l'ordre sur les figures suivantes : la forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur (Figure III.53), le spectre fréquentiel de cette tension (Figure III.54), le zoom sur le spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur (Figure III.55), la forme d'onde temporelle du courant de charge (Figure III.56), le spectre fréquentiel du courant de charge (Figure III.57) et, enfin, le zoom sur le spectre fréquentiel du courant de charge (Figure III.58).

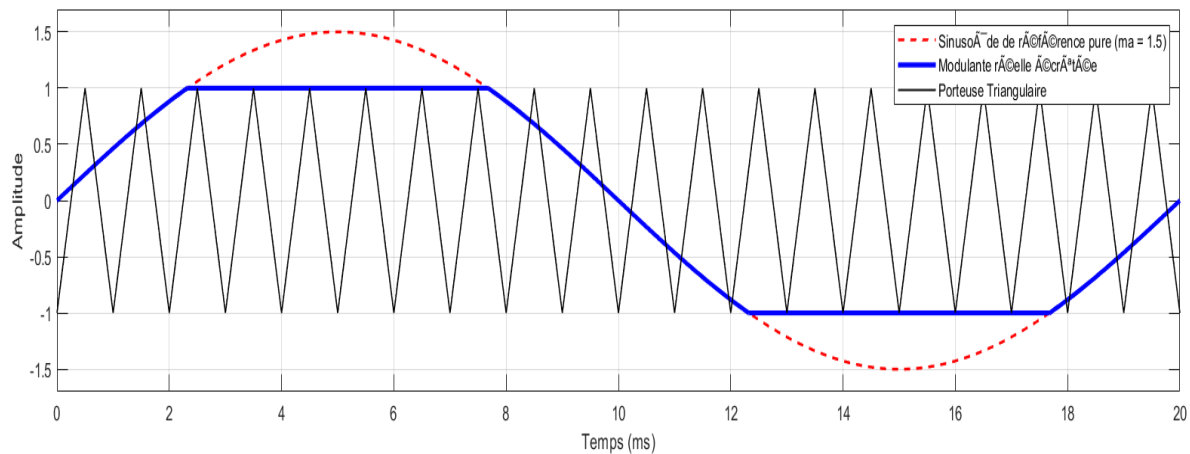


Figure III.51 : Principe de la technique de la MLI par de la surmodulation.

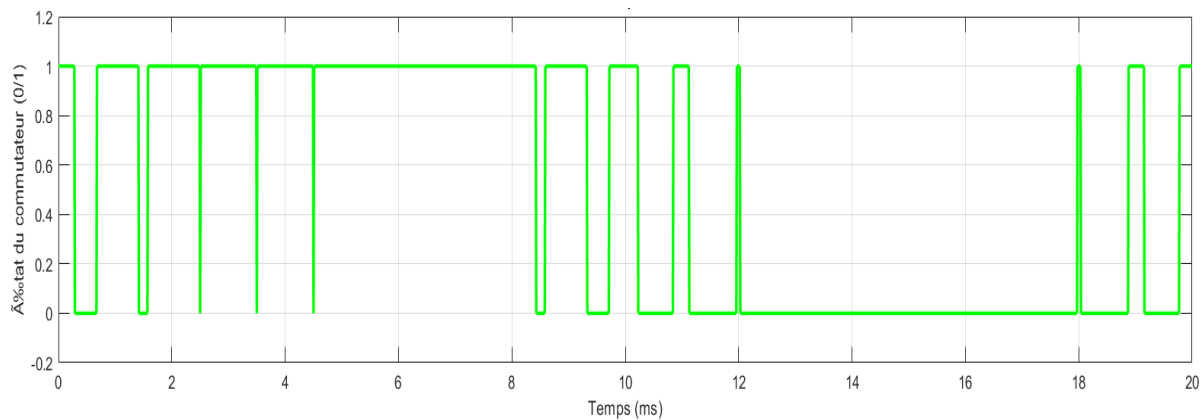


Figure III.52 : Signal de commande de l'interrupteur S_I

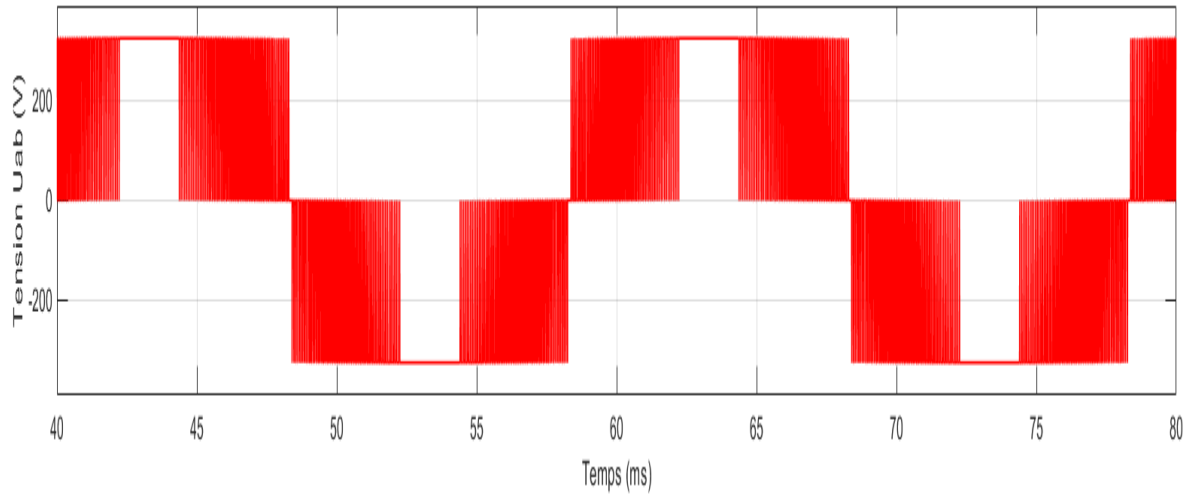


Figure III.53: Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur

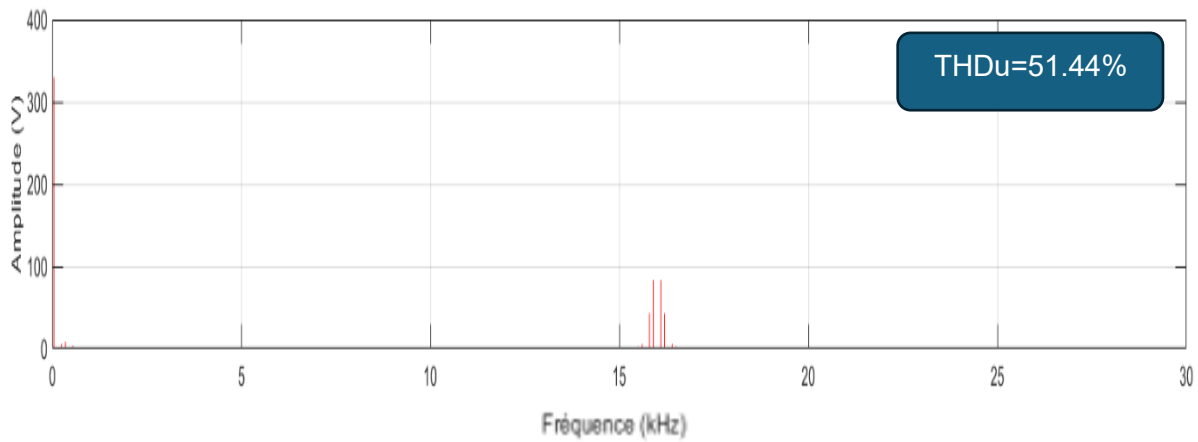


Figure III.54: Spectre fréquentiel de la tension composée de sortie de l'onduleur

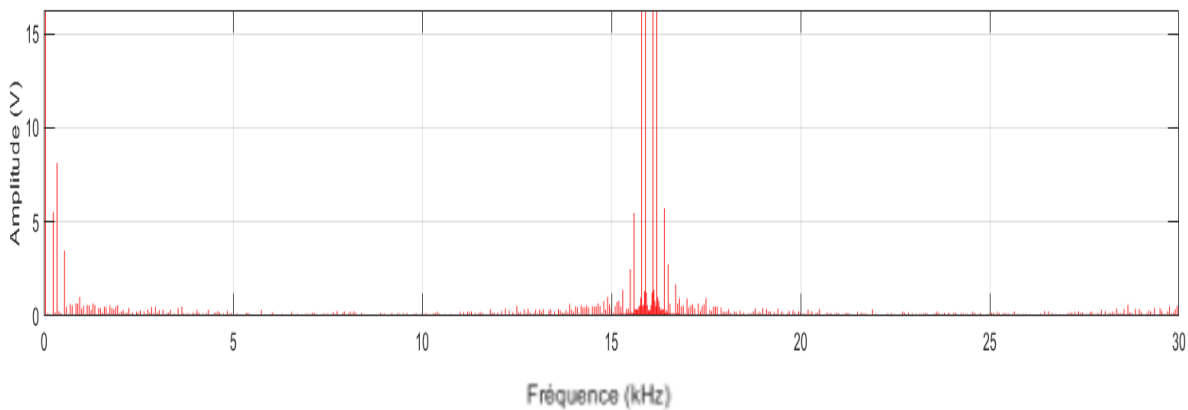


Figure III.55: Zoom sur le spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur

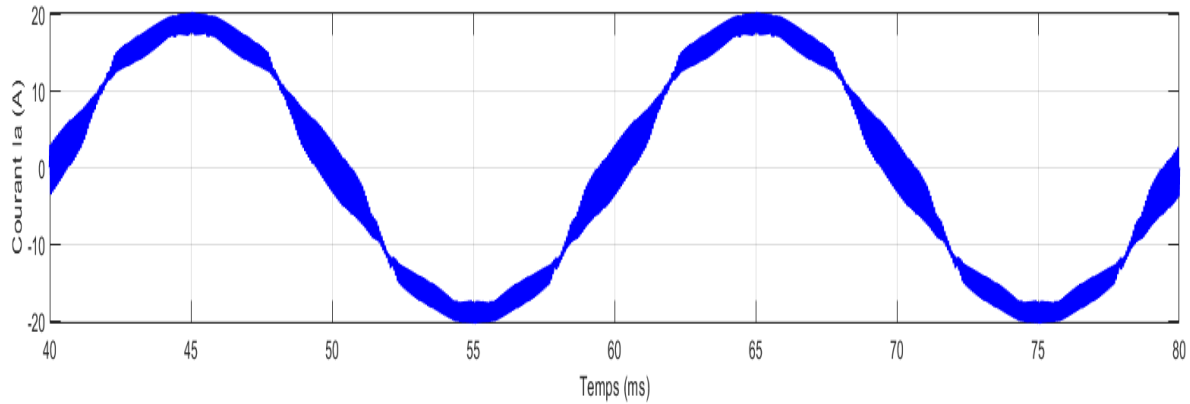


Figure III.56 : Variation temporelle du courant de charge

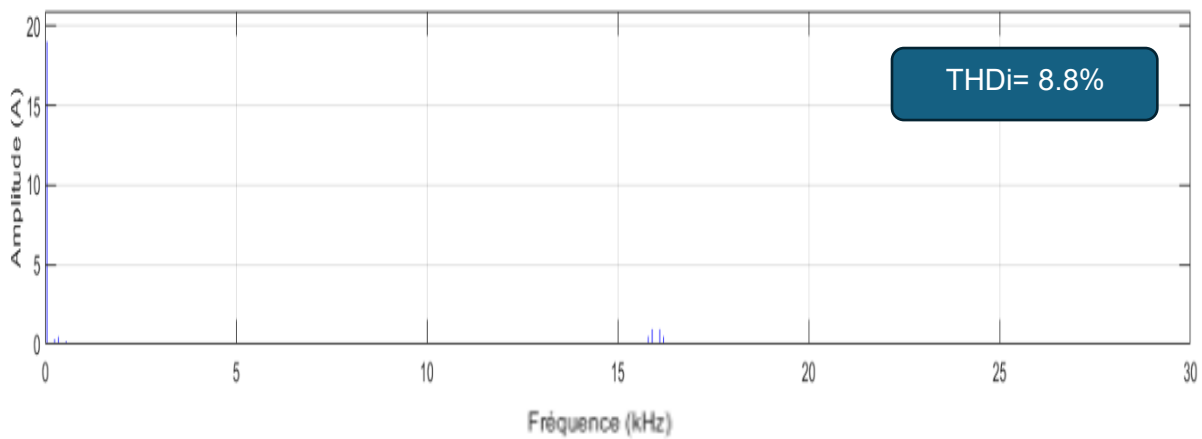


Figure III.57 : Spectre fréquentiel du courant de charge

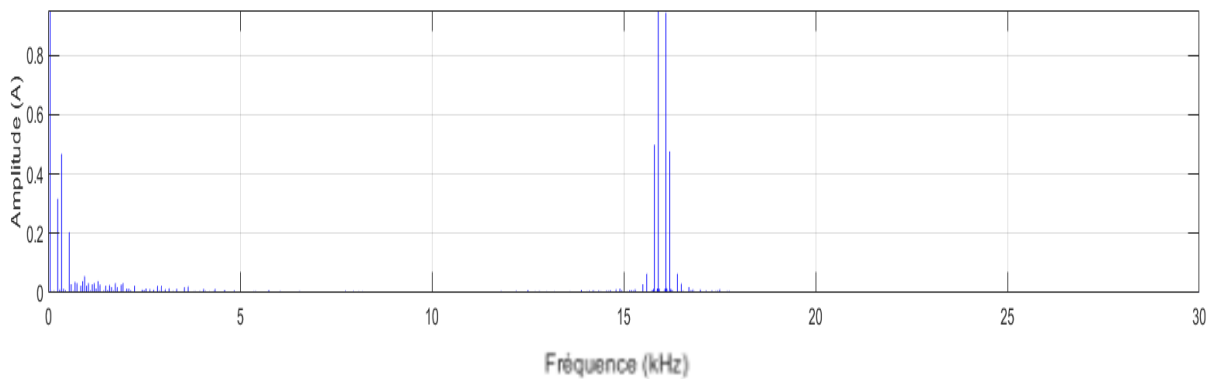


Figure III.58 : Zoom sur le spectre fréquentiel du courant de charge

III.5.6 Commande MLI calculée

Présentation des résultats obtenus

La figure III.59 expose le spectre harmonique de la tension de sortie de l'onduleur avec élimination des harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13. Les résultats temporels et fréquentiels associés à cette stratégie de commande sont consignés dans l'ordre sur les figures suivantes : la variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur (Figure III.60), le spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur (Figure III.61), la variation temporelle du courant de charge (Figure III.62) et, enfin, le spectre fréquentiel du courant de charge (Figure III.63).

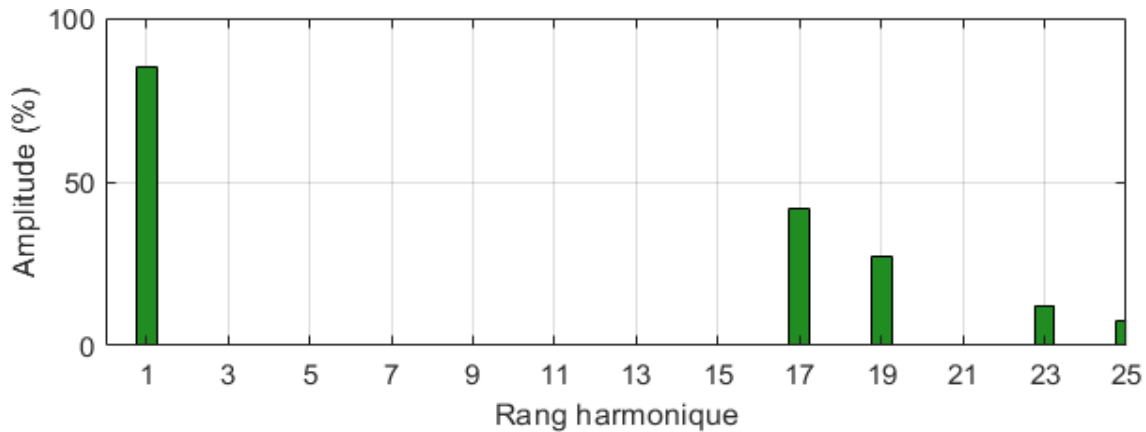


Figure III.59: Spectre harmonique de la tension de sortie de l'onduleur avec élimination des harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13

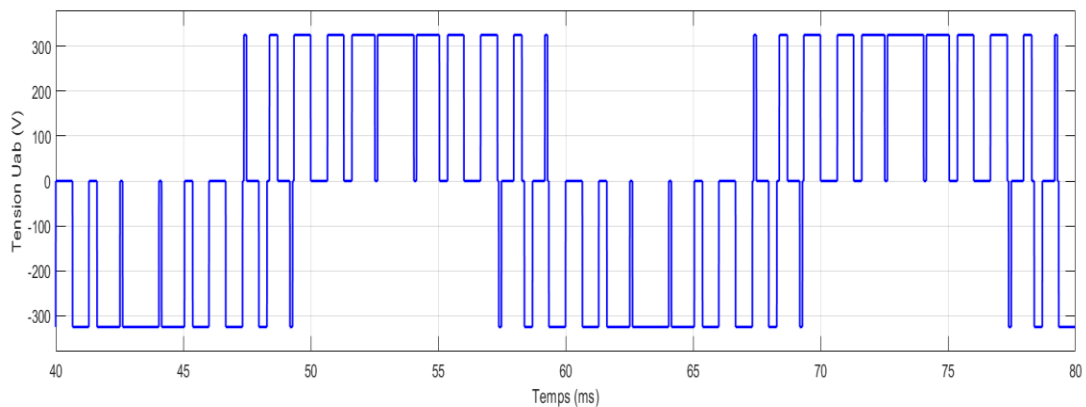


Figure III.60 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur

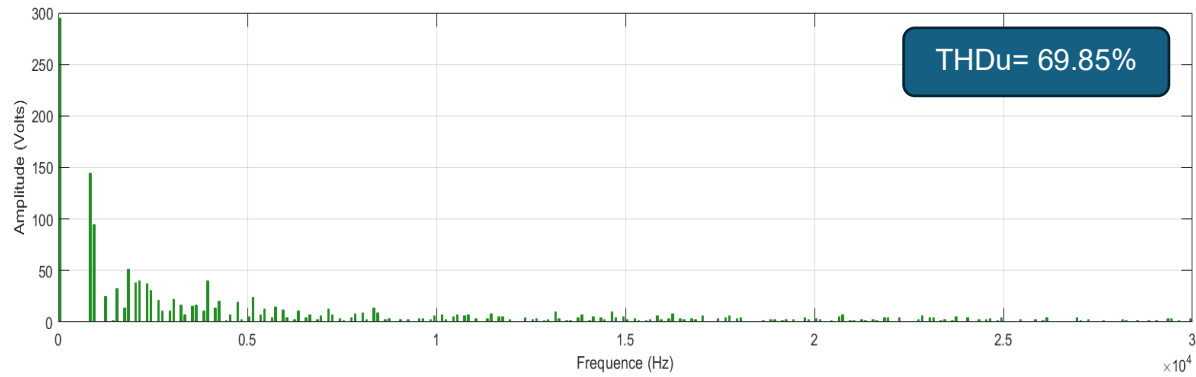


Figure III.61 : Spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur

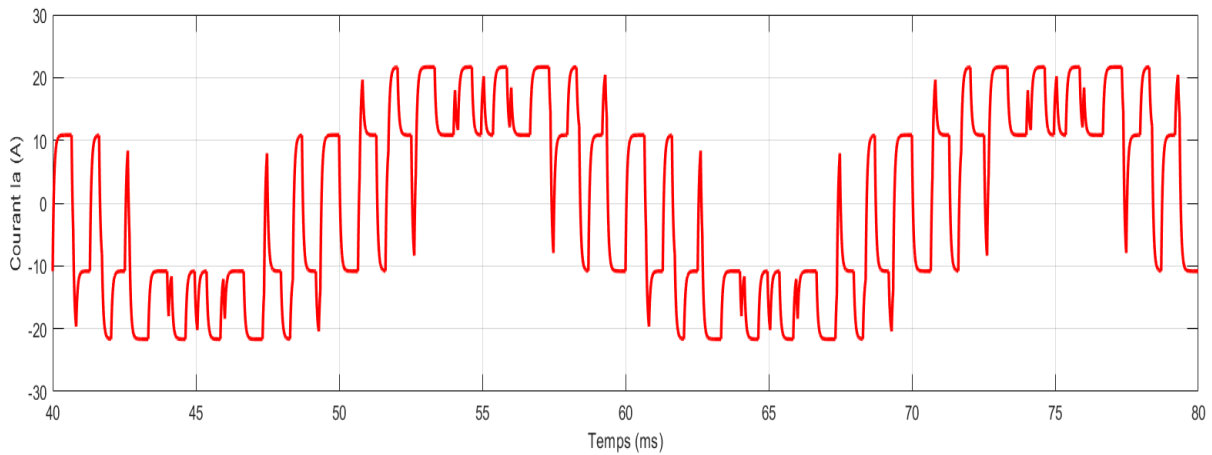


Figure III.62 : Variation temporelle du courant de charge

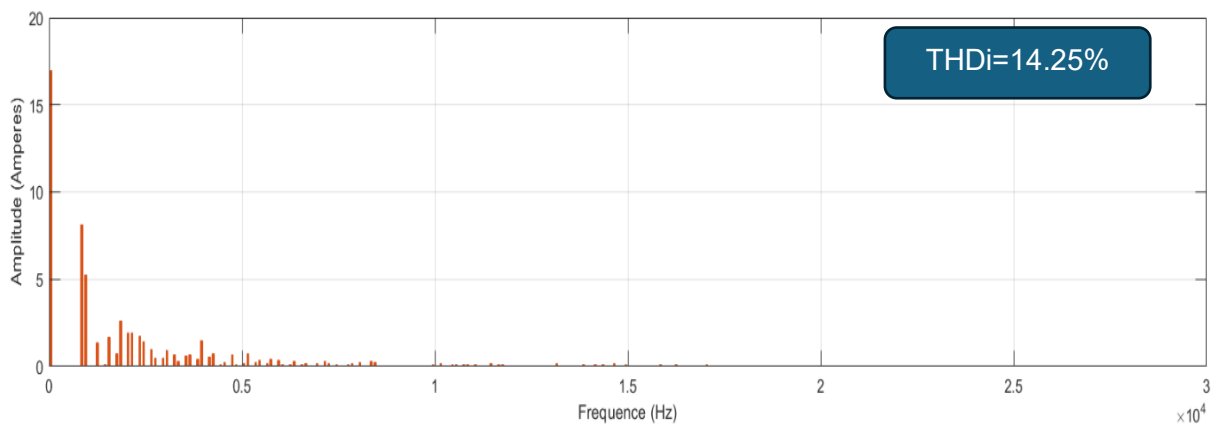


Figure III.63 : Spectre fréquentiel du courant de charge

III.5.7 Commande MLI vectorielle

Présentation des résultats obtenus

La figure III.64 expose le principe de la technique de la MLI vectorielle. Les résultats temporels et fréquentiels associés à cette stratégie de commande sont consignés dans l'ordre sur les figures suivantes : la variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur (Figure III.65), le spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur (Figure III.66), le zoom sur le spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur (Figure III.67), la forme d'onde temporelle du courant de charge (Figure III.68), le spectre fréquentiel du courant de charge (Figure III.69) et, enfin, le zoom sur le spectre fréquentiel du courant de charge (Figure III.70).

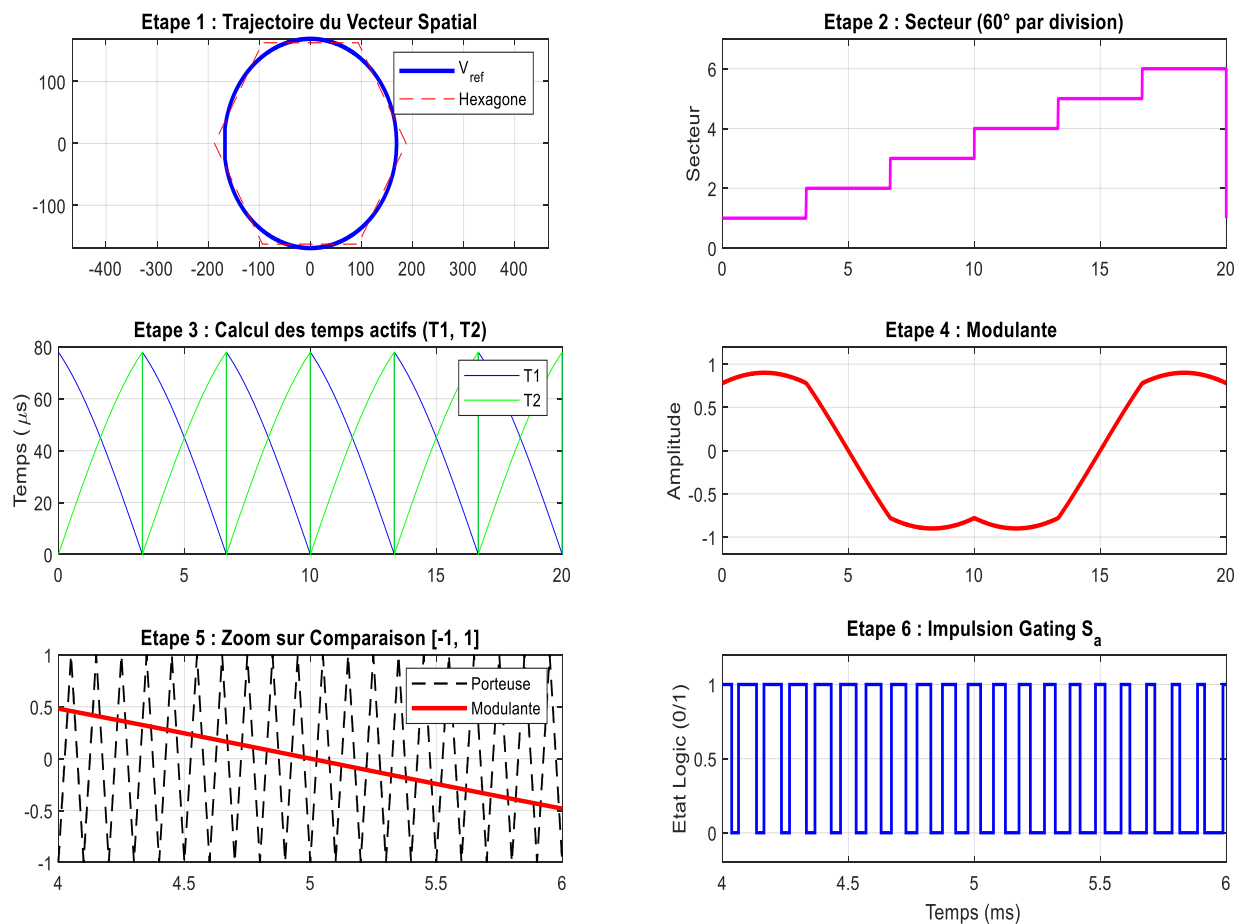


Figure III.64 : Principe de la technique de la MLI vectorielle

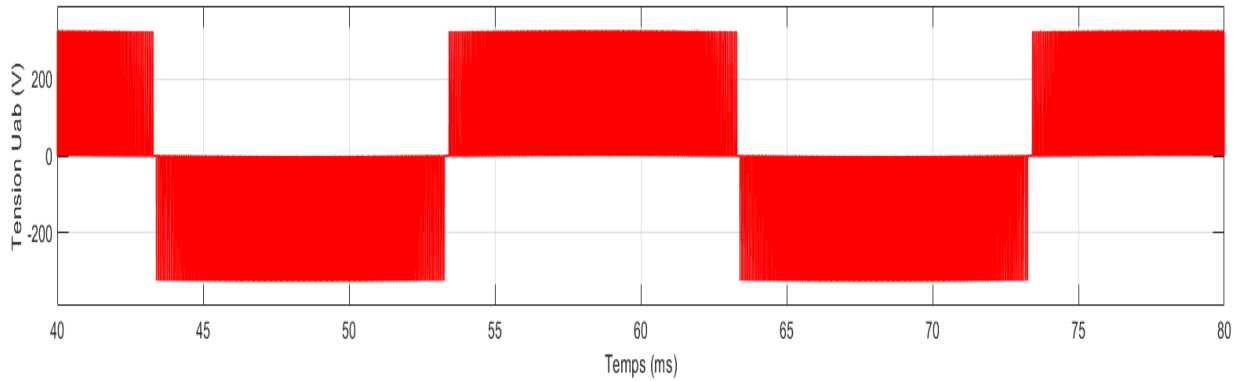


Figure III.65 : Variation temporelle de la tension composée de sortie de l'onduleur

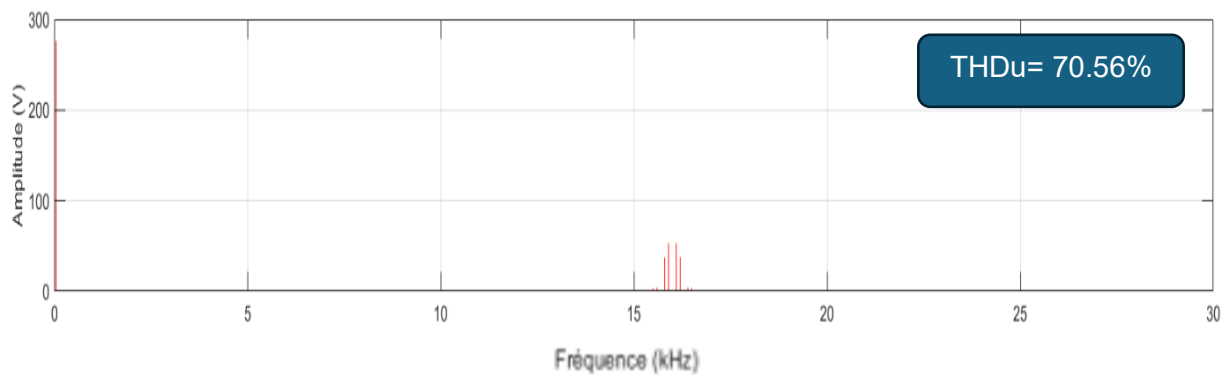


Figure III.66 : Spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur

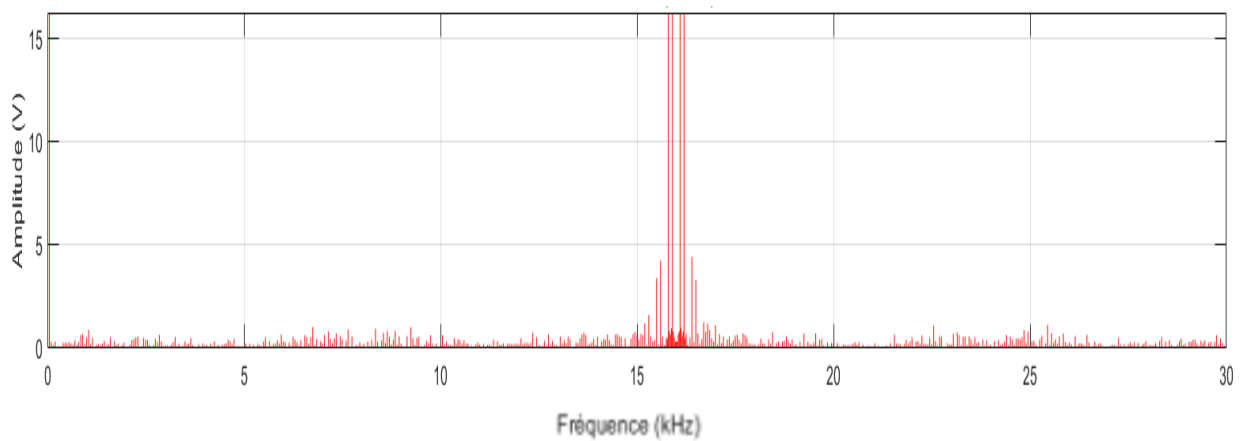


Figure III.67: Zoom sur le spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur

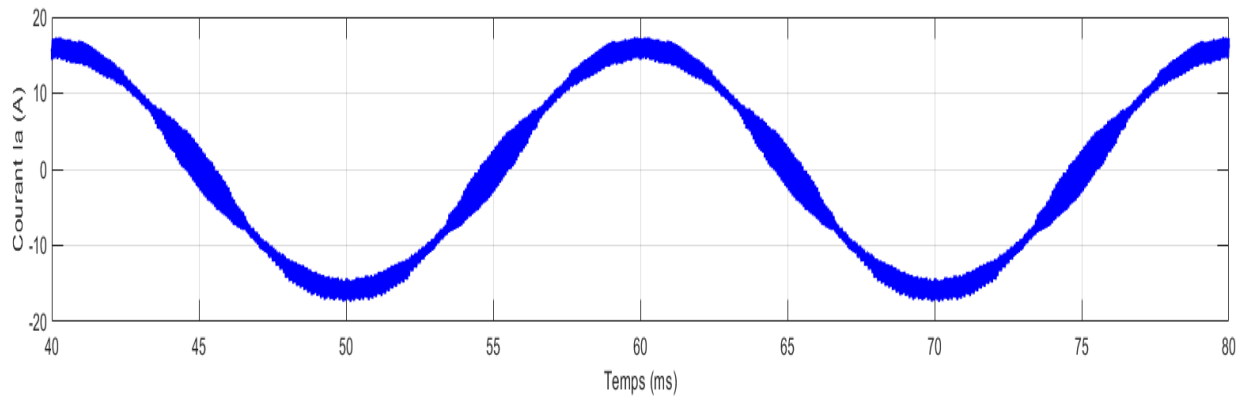


Figure III.68: Variation temporelle du courant de charge

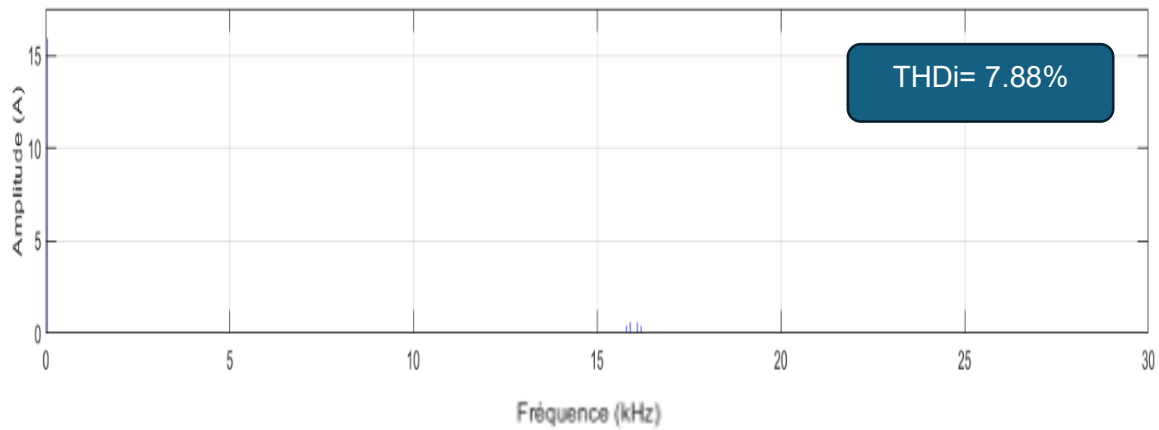


Figure III.69 : Spectre fréquentiel du courant de charge

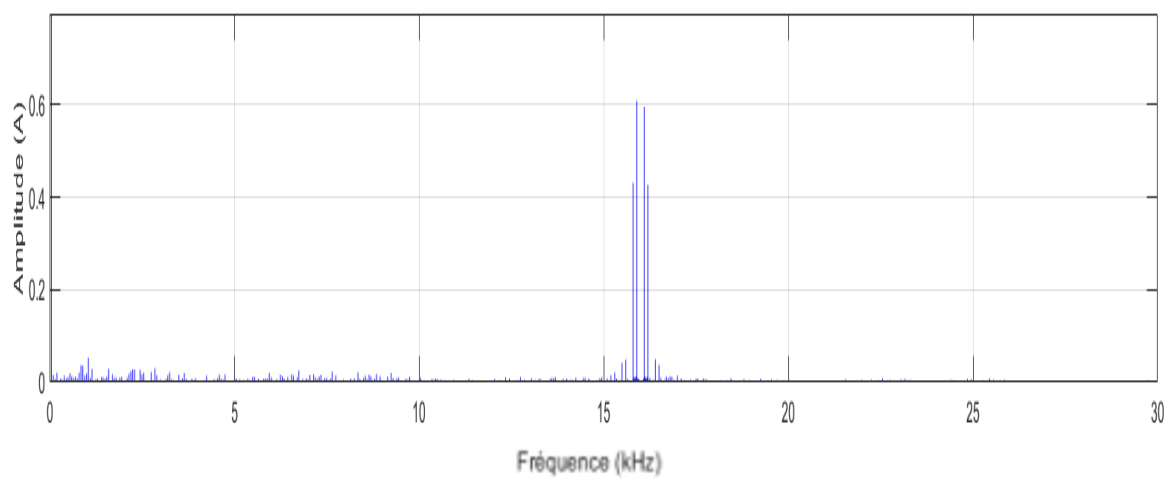


Figure III.70 : Zoom sur le spectre fréquentiel du courant de charge

III.6 Evaluation et interprétation résultats des différentes techniques de commande

L'étude comparative des différentes stratégies de commande de l'onduleur de tension triphasé met en évidence des compromis distincts entre la qualité de l'onde et le taux d'utilisation du bus continu. La commande pleine onde (III.4.1), de par sa simplicité, génère une tension rectangulaire caractérisée par une distorsion harmonique élevée due à la présence massive d'harmoniques de bas rang, ce qui limite ses performances. La commande décalée (III.4.2) apporte une légère amélioration en introduisant un palier à zéro volt dans la tension composée, permettant ainsi d'atténuer ou d'annuler une composante harmonique ciblée, bien que le taux de distorsion harmonique (THD) global demeure élevé.

L'introduction de la MLI classique (III.5.1) transforme radicalement la signature spectrale des signaux : les harmoniques de basse fréquence sont balayés et rejetés autour de la fréquence de la porteuse, permettant à la charge RL de filtrer efficacement le courant pour obtenir une allure proche à la forme sinusoïdale. La MLI avec injection de troisième harmonique (III.5.2) conserve cette distribution spectrale haute fréquence tout en augmentant de 15,5 % l'amplitude du fondamental de tension, optimisant ainsi l'utilisation du bus continu sans atteindre la zone de saturation. A l'inverse, la MLI par surmodulation (III.5.5), bien qu'elle augmente la tension de sortie en saturant les références, dégrade fortement les performances en provoquant la réapparition des harmoniques de bas rang (5, 7 ...).

Dans la catégorie des commandes avancées, la MLI par hystérésis (III.5.3) se distingue par son contrôle direct en boucle fermée, garantissant une excellente dynamique et un THD de courant très faible ; toutefois, sa fréquence de commutation variable produit un spectre étalé qui complexifie le dimensionnement des filtres. La MLI discontinue (III.5.4) se focalise sur l'efficacité énergétique en suspendant les commutations pendant un tiers de la période, ce qui réduit les pertes thermiques de l'onduleur au prix d'une légère augmentation du bruit harmonique global. La MLI calculée (III.5.6) repose sur la résolution mathématique d'angles de commutation pour éliminer les rangs 5, 7, 11, et 13, offrant un excellent compromis entre la réduction de la fréquence de hachage et la pureté spectrale basse fréquence. Enfin, la MLI vectorielle (III.5.7) s'impose comme la stratégie la plus performante pour les systèmes triphasés : grâce à une projection spatiale optimale des vecteurs d'état, elle maximise l'utilisation en tension du bus continu tout en minimisant le THD, délivrant ainsi un courant de charge d'une qualité sinusoïdale optimale.

III.7 Analyse des performances énergétiques

Afin de quantifier avec précision l'impact de chaque stratégie de commande sur l'efficacité globale du système, le Tableau III-1 rassemble et synthétise l'ensemble des indicateurs de performances énergétiques obtenus pour l'onduleur de tension conventionnel selon la technique de commande appliquée.

Tableau III-1 : Comparaison des performances énergétiques de l'onduleur de tension conventionnel pour les différentes techniques de commande.

Technique de commande	Puissance utile (W)	Pertes par conduction (W)	Pertes par commutation (W)	THD _U (%)	THD _I (%)	Rendement (%)
Pleine onde	6989.30	188.71	0.11	31	29.78	97.37
Décalée	5580.90	301.37	0.037	37.01	35.79	94.88
MLI classique	2889.74	78.02	10.26	85.39	9.70	97.04
MLI par injection de troisième harmonique	2882.64	77.83	10.26	85.43	8.69	97.03
MLI par hystérésis	3345.61	90.33	40.33	88.50	2.48	96.24
MLI discontinue	2915.19	78.71	6.84	85.43	13.26	97.15
MLI par surmodulation	5476.18	147.86	6.16	51.44	8.80	97.26
MLI calculée	2376.03	64.15	0.61	69.85	14.25	97.35
MLI vectorielle	3839.18	103.66	11.51	70.56	7.88	97.09

Les résultats portés sur le tableau illustrent de manière directe le compromis entre l'efficacité énergétique et la pureté spectrale de notre convertisseur statique.

A travers les 9 stratégies de commande étudiée, ces données chiffrant précisément l'impact du type de découpage sur le comportement thermique des MOSFETs IRFP460 et sur la qualité de l'onde transmise à la charge. L'analyse de ces valeurs met en évidence trois grands comportements :

- ✚ **L'impact de la fréquence de hachage sur les pertes :** le tableau illustre une corrélation directe entre le nombre de commutations et les pertes thermiques. On passe ainsi d'un extrême à l'autre entre la commande décalée (commutation à 50 Hz, 0,037 W de pertes) et la méthode par hystérésis (commutation haute fréquence, 40,33 W de pertes).
- ✚ **Le gain en puissance :** les lignes relatives à la technique de modulation classique et la technique modulation vectorielle montrent une augmentation massive de la puissance utile (passant de 2889 W en MLI classique à 3839 W en MLI vectorielle) grâce à une meilleure exploitation du bus continu, sans pour autant générer de surmodulation.
- ✚ **Le pouvoir de filtrage de la charge :** la comparaison entre le THD de tension et le THD de courant illustre le rôle de filtre passe-bas de l'inductance. Même avec une faible valeur de 0,5 mH, l'inductance parvient par exemple à lisser un THD de tension de 85,39 % pour obtenir un THD de courant beaucoup plus propre de 9,7 % en MLI classique.

III.8 Confrontation des résultats spectraux aux exigences de la norme IEEE 519

Pour évaluer la conformité industrielle des différentes stratégies de commande, il est indispensable de confronter les taux de distorsion harmonique obtenus (tension et courant) aux exigences de la norme internationale IEEE 519 [30]. Pour un système basse tension (inférieur à 1 kV), cette norme impose une limite stricte de 8 % pour le THD de tension et fixe une limite de 5 % pour le THD de courant.

Afin de visualiser l'admissibilité de chaque stratégie de commande vis-à-vis des exigences réglementaires, les figures III.71 et III.72 comparent les taux de distorsion harmonique obtenus, respectivement pour le courant et la tension, aux seuils limites imposés par la norme IEEE 519.

L'examen de ces deux dernières figures permet de dégager les constations suivantes :

- ✚ **Pour le courant** : seule la commande par hystérésis (2,48 %) respecte strictement la norme. La commande MLI vectorielle (7,88 %), la commande MLI par injection d'harmonique (8,69 %) la dépassent légèrement, mais restent acceptables. Les autres méthodes sont hors-normes à cause d'un contenu harmonique élevé.
- ✚ **Pour la tension** : toutes les techniques dépassent largement le seuil en raison des impulsions de commutation de l'onduleur.

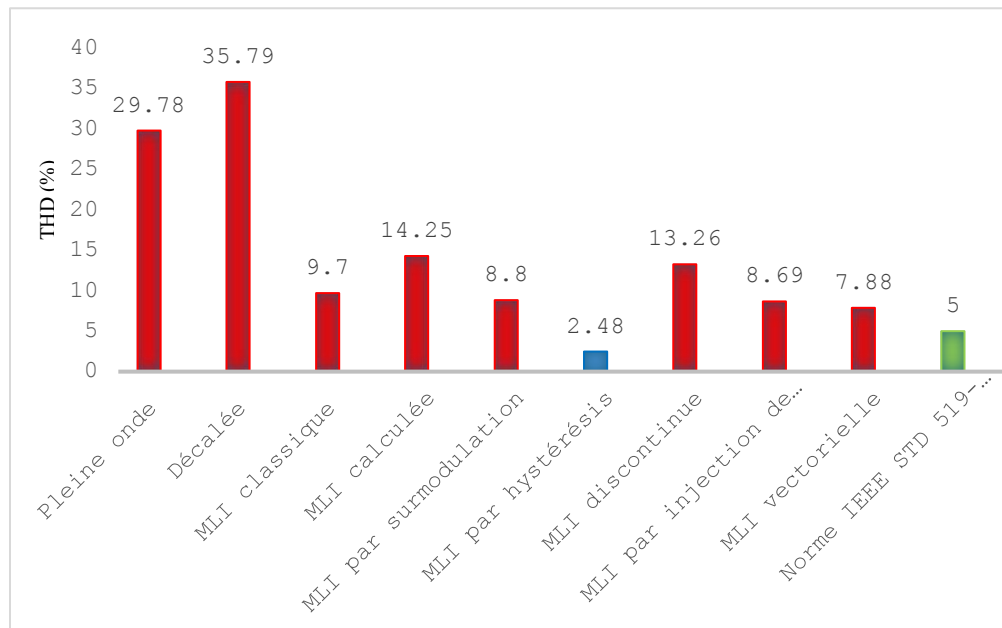


Figure III.71: Evaluation comparative du THD de courant par rapport aux exigences de la norme IEEE 519

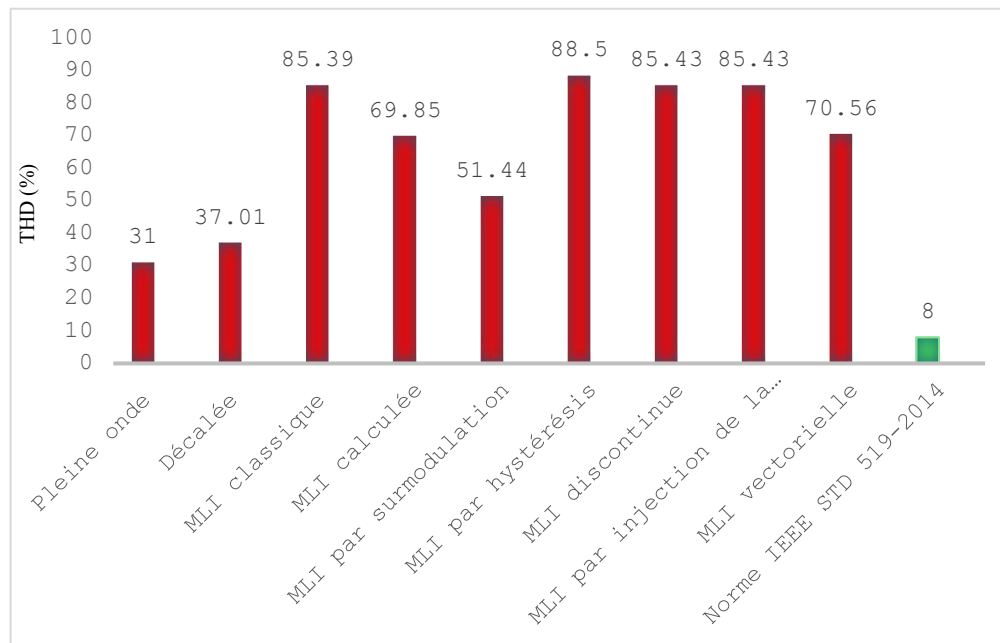


Figure III.72: Evaluation comparative du THD de tension par rapport aux exigences de la norme IEEE 519

III.7 Synthèse comparative globale

L'étude comparative des neuf stratégies de commande d'un onduleur de tension triphasé met en évidence des compromis fondamentaux entre la qualité spectrale, la régularité des formes d'ondes, les pertes énergétiques et le taux d'utilisation du bus continu.

✚ Du point de vue de la qualité spectrale

Les commandes conventionnelles (pleine onde et décalée) présentent des taux de distorsion harmonique (THD) de tension et de courant très élevés, ce qui les rend inadéquates pour les applications exigeantes. La MLI classique et ses variantes (injection de troisième harmonique, discontinue) rejettent efficacement les harmoniques autour de la fréquence de commutation, permettant à la charge R-L de filtrer le courant pour atteindre un THD_I compris entre 8,69 % et 13,26 %. La MLI par hystérésis se distingue par le meilleur THD_I (2,48 %), grâce à la réactivité de son contrôle direct en boucle fermée. La MLI vectorielle offre un excellent compromis ($THD_I = 7,88$ %) tout en optimisant l'utilisation du bus cantine pour maximiser la tension de sortie.

Quant à la MLI calculée, elle élimine de manière sélective les harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13, bien que son THD_i global reste modéré (14,25 %). Enfin, le régime de surmodulation augmente la puissance utile mais dégrade fortement la pureté spectrale.

Du point de vue de la qualité des formes d'ondes

L'allure temporelle des grandeurs électriques est le reflet direct du type de modulation appliqué. Les commandes pleine onde et décalée imposent des échelons de tension qui forcent le courant de charge à adopter une géométrie fortement ondulée. A l'opposé, les techniques de MLI haute fréquence (MLI classique, MLI avec injection d'harmonique de rang trois et MLI vectorielle) découpent finement la tension, ce qui permet d'obtenir un courant de ligne d'une excellente régularité, fluide et visuellement proche d'une sinusoïde pure. La commande par hystérésis garantit un suivi temporel rigoureux de la consigne, bien que la forme du courant laisse apparaître un micro-hachage continu confiné dans sa bande de tolérance. Enfin, le mode de surmodulation se traduit visuellement par une dégradation géométrique majeure : la saturation induit un aplatissement et un écrasement sévère des sommets de la sinusoïde du courant, témoignant la perte de contrôle de la largeur des impulsions.

Du point de vue énergétique

Les données du Tableau III-1 révèlent une corrélation directe entre le rythme des commutations et les pertes thermiques. La commande décalée (commutation à 50 Hz) présente les pertes par commutation les plus faibles (0,037 W), son rendement global plafonne à 94,88 %. Cette baisse d'efficacité énergétique est la conséquence directe de pertes par conduction élevées. A l'opposé, la MLI par hystérésis, caractérisée par une fréquence variable élevée, accumule 40,33 W de pertes par commutation, ce qui diminue son rendement à 96,24 %. La MLI discontinue valide son intérêt industriel en offrant un rendement global (97,15 %), réduisant les pertes par commutation à 6,8 W grâce à la suspension du hachage sur un tiers de la période. La MLI vectorielle, malgré des pertes par hachage de 11,51W, délivre la puissance utile la plus élevée des méthodes (3839 W) avec un rendement remarquable de 97,09 %.

Du point de vue normatif (IEEE 519)

Seule la commande par hystérésis (2,48 %) respecte strictement la limite de 5 % imposée pour le THD de courant. La MLI vectorielle (7,88 %) et la MLI avec injection de troisième harmonique (8,69 %) s'approchent de ce seuil réglementaire mais le dépassent légèrement, tandis que toutes les autres stratégies se classent hors normes. Concernant le THD de tension, aucune technique ne parvient à satisfaire la limite stricte de 8 % en raison de la nature intrinsèquement impulsienne de la tension de sortie de l'onduleur, ce qui met en évidence la nécessité systématique d'adjoindre un filtre de sortie (LC ou LCL) en milieu industriel.

Finalement, cette étude nous permet de sélectionner la technique de commande MLI vectorielle comme la solution technologique de référence. Sa capacité à associer un haut rendement énergétique, une exploitation maximale de la source continue et une signature spectrale facilement filtrable en fait la technique par excellence à utiliser dans les applications industrielles.

III.8 Conclusion

Ce troisième chapitre a permis de comparer les neuf stratégies de commande pour un onduleur de tension triphasé, afin d'évaluer leur impact sur l'efficacité énergétique et la qualité de l'onde délivrée à une charge R-L.

L'analyse comparative met en évidence les conclusions principales suivantes :

- ✚ Commandes basse fréquence (pleine onde, décalée) : offrent un excellent rendement grâce à des pertes de commutation quasi nulles, mais génèrent une distorsion harmonique (THD) exagérée et hors-normes.
- ✚ Modulations haute fréquence (MLI classique, MLI avec injection d'harmonique, hystérésis, MLI discontinue, MLI par surmodulation et MLI calculée) : rejettent globalement la pollution harmonique en haute fréquence. La MLI classique et la MLI par injection d'harmonique permettent un hachage régulier à porteuse fixe, la MLI par injection d'harmonique apportant en plus un gain de tension fondamentale. Bien que la commande par hystérésis présente le meilleur THD de courant, elle s'avère particulièrement contraignante en raison de pertes thermiques maximales et d'une fréquence de commutation variable. La MLI discontinue optimise le rendement, tandis que la MLI calculée élimine efficacement les premiers rangs harmoniques. Enfin, le régime de surmodulation permet d'augmenter la puissance utile, mais au détriment d'une forte dégradation géométrique et spectrale des signaux.
- ✚ Choix de la commande optimale : la MLI vectorielle a été sélectionnée comme la solution technologique de référence. Sa capacité à associer un haut rendement, une exploitation maximale du bus continu et une signature spectrale à fréquence fixe facilement filtrable en fait la solution la plus performante et la plus largement adoptée dans le milieu industriel

Conclusion générale

Conclusion Générale

Les travaux menés dans le cadre de ce mémoire de Master ont été dédiés à l'étude, la formulation et l'évaluation comparative des stratégies de commande appliquées à un onduleur de tension triphasé.

Face aux défis actuels de l'électronique de puissance, l'objectif central était de concevoir des lois de pilotage capables de maximiser l'exploitation du bus continu tout en minimisant l'échauffement des composants et la pollution harmonique injectée dans une charge résistive-inductive (R-L).

Au terme de cette étude, qui s'est appuyée sur la programmation des neuf stratégies de commande et de nos propres routines d'analyse spectrale sous MATLAB, plusieurs conclusions majeures s'imposent :

- ✚ Les commandes conventionnelles (pleine onde et décalée) ont confirmé leur excellent rendement dû à des pertes de hachage quasi nulles, mais elles restent inutilisables en environnement exigeant à cause d'un taux de distorsion harmonique (THD) très élevé et hors-normes.
- ✚ Les modulations par largeur d'impulsion offrent un contrôle bien plus fin. La MLI classique et la MLI avec injection d'harmonique stabilisent le spectre à fréquence fixe, tandis que la commande par hystérésis offre la meilleure qualité de courant. Enfin, la MLI discontinue minimise les pertes de commutation et la MLI calculée élimine de manière ciblée les harmoniques les plus bas.

Au milieu de ces approches, les résultats numériques désignent la MLI vectorielle comme le compromis d'ingénierie le plus robuste. Elle combine un haut rendement, une exploitation maximale du bus continu et une signature spectrale à fréquence fixe facilement filtrable, s'imposant ainsi comme la solution la plus performante et la plus largement adoptée dans le milieu industriel.

Pour finir, nous considérons que les les objectifs fixés au départ de ce mémoire ont été atteints. L'approche algorithmique adoptée nous a permis d'acquérir une maîtrise totale des instants de commutation et des phénomènes harmoniques. Les perspectives d'étude sont cependant nombreuses. Ainsi, il serait intéressant d'orienter les travaux futurs selon les axes suivants :

- ✚ La validation expérimentale en temps réel : tester nos algorithmes en pratique sur des cartes électroniques, comme des microcontrôleurs, des processeurs DSP, ou l'environnement Arduino.
- ✚ Le dimensionnement des filtres de puissance : concevoir et dimensionner des filtres de sortie (LC ou LCL) optimisés pour les fréquences fixes de la MLI vectorielle, afin de conformer définitivement la tension de l'onduleur aux exigences strictes de la norme IEEE 519.
- ✚ Etude comparative du point de vue de la CEM (compatibilité électromagnétique) : analyser l'influence de ces neuf méthodes de commande du point de vue de la CEM et identifier quelle est la méthode qui génère le moins de perturbations électromagnétiques.

Références bibliographiques

- [1] HESPUL « Les Onduleurs pour Systèmes Photovoltaïques Fonctionnement, Etat de l'Art et Etude des Performances »,2007.
- [2] RASHID, Muhammad H., 2022. Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications. 5e éd. New York : Pearson. 896 p. ISBN 978-0137517336.
- [3] Séguier, G., & Labrique, F. (2014). Les convertisseurs de l'électronique de puissance : Volume 4, La commutation forcée (Onduleurs). Technique & Documentation Lavoisier.
- [4] Rashid, M. H. (2017). Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications (4th Edition). Pearson
- [5] Abdelkader Boukaroura « Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond Graph », mémoire Présenté pour l'obtention du Diplôme de magister en électrotechnique. Université Ferhat Abbas de Sétif.2009.
- [7] T. Benmessaoud, « Étude et simulation des stratégies de commande des onduleurs de tension connectés aux charges industrielles et réseaux de distribution », Mémoire de Master en Électrotechnique, Option : Commandes Électriques, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran (USTO-MB), 2022.
- [6] Farid Berrezzek « Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone », Mémoire Présenté en vue d'obtention du diplôme de Magister, Université Badji Mokhtar Annaba.2006.
- [8] Bioud Larbi et Bentouta Kenza «Pilotage d'un onduleur de tension par la technique MLI vectorielle », Mémoire Présenté pour l'obtention du Diplôme de Master Académique en électrotechnique. Université Abdelhamid Ibn Badis de Mostaganem.2020.
- [9] Bows, J. R. (1975). New sinusoidal pulsewidth-modulated inverter. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 122(11), 1279-1285.
- [10] Benahmed, M. (2019). Étude et simulation des stratégies de commande de l'onduleur de tension triphasé alimentant une machine asynchrone. (Mémoire de Master en Électrotechnique), Université des Sciences et de la Technologie d'Oran (USTO), Algérie.
- [11] Chatelain, J. (2010). Électronique de puissance : Convertisseurs statiques continu-alternatif. Presses polytechniques et universitaires romandes.
- [12] Abdelghani Chahmi. «Résumé d'une pré-étude sur les convertisseurs statiques pour éventuel d'intégration dans les réseaux industriel type embraqué », université des sciences et de la technologie Houari Boumediene Alger, Algérie. Janvier 2020

- [13] A. E. Emon, "Comparative Analysis and Modeling of Single and Three Phase Inverters for Efficient Renewable Energy Integration," *Scientific Journal of Engineering Research*, vol. 1, no. 4, pp. 116–125, Dec. 2025.
- [14] H. J. Jang, "Deadbeat Control for a Three-Phase Solar T-Type Inverter and Comparison with PI Control," *Energies*, vol. 19, no. 2, pp. 417–432, Jan. 2026.
- [15] Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (2003). *Power Electronics: Converters, Applications, and Design* (3rd Edition). John Wiley & Sons.
- [16] Kheldoun, A. (2015). *Contribution à la modélisation et au contrôle des convertisseurs statiques AC/DC/AC dédiés aux applications industrielles de forte puissance*. (Thèse de Doctorat en Électronique de Puissance), Université de Boumerdès, Algérie.
- [17] Benahmed, M. (2019). *Étude et simulation des stratégies de commande de l'onduleur de tension triphasé alimentant une machine asynchrone*. (Mémoire de Master en Électrotechnique), Université des Sciences et de la Technologie d'Oran (USTO), Algérie.
- [18] R. K. Antar, "Classic inverter output waveforms and modeling of multi-level inverters based on novel control techniques," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 17, no. 2, pp. 845–854, Mar. 2022.
- [19] J. K. Singh, A. K. Verma, and R. K. Misra, "Analysis of nonsinusoidal carrier-based PWM techniques for voltage source inverters with extended linear modulation range," *IET Power Electronics*, vol. 15, no. 8, pp. 689–701, Jun. 2022.
- [20] M. Ahmed and R. S. Khanna, "Comparative Study of SPWM and Third-Harmonic Injection PWM for Three-Phase Inverters up to Overmodulation Region," *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, vol. 14, no. 2, pp. 894–903, Jun. 2023.
- [21] Camargo, E. *Commande des convertisseurs statiques : Applications aux onduleurs de tension*. Éditions Technip, 2000. II. Thèses et Projets de Fin d'Études (PFE / Masters / Doctorats)
- [22] Kazmierkowski, M. P., Krishnan, R., & Blaabjerg, F. *Control in Power Electronics: Selected Problems*. Academic Press, 2002. (Ouvrage de synthèse académique basé sur des thèses de doctorat majeures).
- [23] Hava, A. M. *Carrier Based PWM-VSI Overmodulation Strategies*. Thèse de Doctorat (Ph.D.), University of Wisconsin-Madison, USA, 1998.
- [24] Holmes, D. G., & Lipo, T. A. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. IEEE Press / John Wiley & Sons, 2003.
- [24] K. El Hadi, « Contribution à l'optimisation des stratégies de modulation de largeur d'impulsion pour convertisseurs de forte puissance : Application à l'élimination harmonique sélective et réduction des pertes thermiques », Thèse de doctorat, Spécialité : Électrotechnique et Électronique de Puissance, Université de Toulouse, 2022.
- [25] Dahidah, M. S. A.

Selective Harmonic Elimination PWM Techniques for High Power Inverters. Thèse de Doctorat (Ph.D.), Department of Electrical and Electronic Engineering, Newcastle University, UK, 2008.

[26] S. Meziane, « Stratégies de modulation calculée et contrôle prédictif des convertisseurs de puissance connectés au réseau : Compromis entre efficacité énergétique et qualité de l'onde », Thèse de doctorat, Discipline : Génie Électrique, Université de Lorraine, 2021.

[27] M. Amrani, « Modélisation et simulation de la commande par élimination harmonique sélective et modulation vectorielle (SVPWM) appliquée à un onduleur de tension triphasé », Mémoire de Projet de Fin d'Études (PFE) de Master, Département de Génie Électrique, École Nationale Polytechnique, 2023.

[28] Google Gemini, Série d'illustrations et de graphiques générés par intelligence artificielle pour les différentes techniques de modulation de puissance, 2026.

[29] S. K. Dash et al., "Hysteresis Current Controller-based Inverter for Power Quality Enhancement," MDPI Sustainability, vol. 14, no. 8, p. 4851, Apr. 2022.

[30] IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992), pp. 1-29, 2014, doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459.