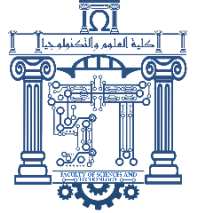




الجمهورية الجزائرية
الديمقراطية
الشعبية



Republique Algerienne Democratique Et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث
العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة العربي
التبسي - تبسة

Université Larbi Tébessi- Tébessa –

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de génie électrique

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de Master Académique

Par

Hannachi Amel

Aouni Safa

Spécialité : Électrotechnique industrielle

Etude et analyse de la modulation MLI et Hystérésis en vue de la commande des convertisseurs AC/DC/AC à deux et trois niveaux

Présenté et soutenu publiquement, le

devant le jury composé de :

M. Bouguerne Abla

MCB

Président

M. Djebbar Mohamed Salah

MCB

Rapporteur

M. Loudjani abd hak

MAA

Examineur 1

Soutenue en : 12/06/2022

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ
الْحَمْدُ لِلَّهِ الَّذِي
بَدَأَ خَلْقَ الْإِنسَانِ
مِنْ طِينٍ ثُمَّ عَلَّمَهُ
الْقُرْآنَ وَالْحِكْمَةَ
وَالْحَمْدُ لِلَّهِ الَّذِي
أَنْزَلَ مِنَ السَّمَاءِ
الْمَاءَ فَجَاءَ بِهِ
بِطَرَقٍ مُتَعَدِّدٍ
وَجَعَلْنَا مِنَ الشَّجَرِ
أَنْجَامًا مُنِيرًا
وَالْحَمْدُ لِلَّهِ الَّذِي
جَعَلَ لِكُلِّ شَيْءٍ
قَدْرًا مَعْلُومًا
وَالْحَمْدُ لِلَّهِ الَّذِي
جَعَلَ لِكُلِّ شَيْءٍ
قَدْرًا مَعْلُومًا
وَالْحَمْدُ لِلَّهِ الَّذِي
جَعَلَ لِكُلِّ شَيْءٍ
قَدْرًا مَعْلُومًا

Remerciement

Nous tenons d'abord à remercier "Allah Azza wa Jalla", qui nous a éclairé le bon chemin et que nous à permis de réaliser ce modeste travail.

Nous tenons d'abord à remercier dieu tout puissant, qui nous a éclairé le bon chemin et que nous à permis de réaliser ce modeste travail.

*Nous tenons à exprimer nos chaleureuses gratitudes à Mr :
Djebbar Mohammed Salah, pour son aide, son encouragement, sa patience et ses précieux conseils.*

Nous remercions également tous les membres de jury pour avoir bien voulu évaluer notre travail et l'ensemble des enseignants de la faculté de technologie département de génie électrique pour leurs efforts pendant les années d'étude.

En fin nous tenons à remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour accomplir ce travail

Dédicace

Tout d'abord, je remercie "Allah Azza wa Jalla" tout-puissant pour cela

*Cela me donne du courage et de la patience pour y arriver
Travailler malgré toutes les difficultés rencontrées.*

*Je dédie le fruit de mes 17 années d'études à mes très chers
parents (Mahmoud Nassima)*

*J'ai eu l'honneur de vous dédier ce modeste travail à tous les
deux en remerciement de vos sacrifices pour moi.*

*A mes chers frères (Aymen, Nadji, Islem, surtout mon petit
frère Hamza) et toute ma famille*

*A ma grand-mère et mon grand-père, que Dieu ait pitié
d'eux*

A ma chère tante,

A mes amis et copines.

A tous ceux qui me connaissent et m'aiment

H.Amel

Dédicace

gé dédie ce modeste travail à mes chers parents, qui m'ont ton courage, aidé et soutenu, pour qu'enfin je puisse réussir ce projet de fin d'études. Comme je le dédie à :

- Mes frères : Rachid, Yassin,

Noureddine et mahdi, et Zahra

Sœur : Fathi ha maman deuxième. et Marawa Pulse de la vie

- Mes maisons de bourgeons, Mayar, nourssine, asile, anas,....

-mon amie Tarek dieu accorde la paix a son âme

- Toute la promotion de l'année 2022 de l'université de Tébessa

A. Safa

Sommaire

<i>Remerciement</i>	
<i>Dédicaces</i>	
<i>Liste de figure</i>	
<i>Liste de tableau</i>	
<i>Introduction générale</i>	01
<i>Chapitre I : Généralités sur les Différents types de Modélisations</i>	03
I.1.Introduction.....	04
I.2 Structure du convertisseur à MLI à deux niveaux	04
I.2.1. Analyse de fonctionnement.....	04
I.3. Structure du convertisseur à MLI à trois niveaux.....	04
I.4 Fonction de commutation.....	06
I.5. Techniques de modulations.....	06
I.5.1. Commande pleine onde (commande 180°).....	06
I.5.2. Commande décalée (120°).....	07
I.5.3. Modulation de la largeur d’impulsion (MLI-SPWM)	07
I.5.3.1 .Principe de base de la MLI à deux niveaux.....	07
I.5.4 Modulation SPWM Multi-niveaux.....	09
I.5.5 Modulation par hystérésis en courant	12
I.5.5.1 Modulation par hystérésis en courant à deux niveaux	12
I.6 Avantage et inconvénient de la modulation MLI et hystérésis en courant.....	14
I.6.1 Avantages et inconvénients de la modulation MLI.....	15
I.6.2 Avantages et Inconvénients de la modulation hystérésis en courant.....	16
I.7. Modulation vectorielle	16
I.7.1 Technique de Modulation Vectorielle.....	16
I.8. Model de l’onduleur à trois niveaux	20
I.9 conclusions.....	20
<i>Chapitre II : Modulation pleine onde MLI et Hystérésis appliquée à l’onduleur à deux niveaux</i>	
II.1 Introduction	22
II.2. Modélisation et commande de l’onduleur MLI de tension à deux niveaux.....	21

Sommaire

II.3. Modulation et simulation appliqué à l'onduleur à deux niveaux.....	23
II.3.1 Commande pleine onde à deux niveaux	23
II.3.2 Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel (STPWM-MLI).	26
II.3.3 Commande par hystérésis en courant à deux niveaux	35
II.4. Tableaux récapitulatif des techniques de modulation utilisés à deux niveaux.....	38
II.4 Conclusion.....	40
Chapitre III : Modulation pleine onde MLI et Hystérésis appliquée à l'onduleur à deux niveaux	
III.1 Introduction.....	42
III.2 Modélisation et simulation appliqué à l'onduleur à trois niveaux	42
III.2.1 Commande pleine onde à trois niveaux	42
III.3.2 Commande MLI (STPWM) à trois niveaux	47
III.3.3 Commande par hystérésis en courant à trois niveaux.....	56
III.4 Analyse comparative entre la modulation à deux et trois niveaux.....	59
III.5. Conclusion.....	64
Chapitre IV : Redresseurs triphasé à MLI trois niveaux à absorption sinusoïdale de courant	
IV.1 Introduction.....	66
IV.2. Redresseurs à MLI multi-niveaux	66
IV.3.1 Modélisation du redresseur MLI à trois niveaux.....	66
IV.3.2 Commande par la stratégie MLI (STPWM) du redresseur à trois niveaux...	68
IV.4. Contrôle en courant du redresseur à MLI à trois niveaux	68
IV.4.1 Structure globale du contrôle en courant par la stratégie STPWM(MLI)....	68
IV.4.2 Régulation de la tension du bus continu des redresseurs à MLI à 2 niveaux	69
IV.5. Simulation et interprétation	69
IV.6. Conclusion	73
Conclusion générale	75
Résumé	76
Bibliographie	78
Annexes	80



Chapitre 1 : Généralités sur les différents types de modélisation

<i>Figure</i>	<i>Titre</i>	<i>Page</i>
Figure I.1	<i>Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux (Redresseur de courant en sens inverse)</i>	04
Figure I.2	<i>Structure du redresseur de courant à deux niveaux (Onduleur de tension en sens inverse)</i>	05
Figure I.3	<i>Structure à NPC de l'onduleur de tension à trois niveaux..... (Redresseur de courant en sens inverse)</i>	05
Figure I.4	<i>Structure à NPC du redresseur de courant à trois niveaux..... (Onduleur de tension en sens inverse)</i>	06
Figure I.5	<i>Impulsions de Commande générés par la comparaison d'une porteuse avec une tension de référence (m=8, r = 0.8)</i>	08
Figure I.6	<i>Algorithme de commande de la technique ML à deux niveaux.....</i>	08
Figure I.7	<i>Différentes Dispositions de la Modulation SPWM (Exemple: m =20 à sept niveaux)</i>	10
Figure I.8	<i>Stratégie SPWM disposition (POD) à 6 porteuses..... (Exemple: m =20, r =0.8)</i>	10
Figure I.9	<i>Référence comparé avec six porteuses disposition POD..... (Exemple: m =20, r =0.8)</i>	11
Figure I.10	<i>Impulsions de commande générée par la référence avec chaque porteuse (Exemple: m =20, r =0.8 à sept niveaux)</i>	11
Figure I.11	<i>Signal de commande a sept niveaux selon l'image de la tension désiré (Exemple: m =20, r =0.8 à sept niveaux)</i>	11
Figure I.12	<i>Fig.1.12 Principe de la MLI à 3 niveaux (Exemple: m =15, r =0.8 à 3 niveaux)</i>	12
Figure I.13	<i>Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant à deux niveaux</i>	13
Figure I.14	<i>Principe de contrôle par hystérésis en courant.....</i>	13
Figure I.15	<i>Schéma équivalent de l'onduleur de tension.....</i>	16
Figure I.16	<i>Vecteur d'espace \vec{V}_s de l'onduleur de tension dans le repère $\alpha\beta$, et différents secteurs</i>	16
Figure I.17	<i>Principe de construction du vecteur de tension \vec{V}_s dans le secteur 1..</i>	17
Figure I.18	<i>Séquence des vecteurs (\vec{V}_1, \vec{V}_2) et (\vec{V}_3, \vec{V}_4) dans les secteurs 1 et 3....</i>	18
Figure I.19	<i>Structure du convertisseur AC/DC/AC à trois niveaux.....</i>	20



Liste des figures



Chapitre II : Modulation pleine onde MLI et Hystérésis appliquée à l'onduleur à deux niveaux

Figure	Titre	Page
Figure II.1	Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	22
Figure II.2	Séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur triphasé à deux niveaux	24
Figure II.3	Tension simple V_{an} de la phase 1 de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique	25
Figure II.4	Courant de la charge I_{ch} de la phase 1 de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique	25
Figure II.5	Courant de la source I_s de la phase 1 de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique	26
Figure II.6	Comparaison d'une porteuse et trois tensions de référence pour ($m=15, f_p=750\text{Hz}$ et $r=0.8$)	27
Figure II.7	Algorithme de commande de l'onduleur triphasé à MLI à deux niveaux sous Matlab/Simulink	27
Figure II.8	Pulse B_{11} ($m=15, f_p=750\text{Hz}$).....	28
Figure II.9	Pulse B_{21} ($m=15, f_p=750\text{Hz}$).....	28
Figure II.10	Pulse B_{31} ($m=15, f_p=750\text{Hz}$).....	28
Figure II.11	Tension simple avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=15$ et $f_p=750\text{Hz}$)	29
Figure II.12	Courant de la charge avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=15$ et $f_p=750\text{Hz}$)	31
Figure II.13	Courant de la source avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=15$ et $f_p=750\text{Hz}$)	32
Figure II.14	la relation entre la fréquence de la porteuse et le taux de distorsion.....	35
Figure II.15	Tension simple avec sa fondamentale et spectre correspondant commandé par hystérésis en courant ($\Delta i = 2\text{A}$)	36
Figure II.16	Courant de la charge avec sa fondamentale et spectre correspondant commandé par hystérésis en courant ($\Delta i = 2\text{A}$)	37
Figure II.17	Courant de la source avec sa fondamentale et spectre correspondant commandé par hystérésis en courant ($\Delta i = 2\text{A}$)	37
Figure II.18	Courant de référence et réel du redresseur triphasé à deux niveaux Commandé par hystérésis en courant ($\Delta i = 2\text{A}$) et tension du réseau V_{res1}	37
Figure II.19	la relation entre la bande d'hystérésis et le taux de distorsion à deux niveaux	38



Liste des figures



Chapitre III : Modulation pleine onde MLI et Hystérésis appliquée à l'onduleur à deux niveaux

Figure	Titre	Page
Figure III.1	Séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur..... Triphasé à trois niveaux	43
Figure III.2	Tension simple V_{an} de la phase I de l'onduleur triphasé à trois..... Niveaux et son spectre harmonique pour ($R=4\Omega$)	44
Figure III.3	Courant de la charge I_{ch} de la phase I de l'onduleur triphasé à trois.... Niveaux Et son spectre harmonique pour ($R=4\Omega$)	45
Figure III.4	Courant de la source I_s de la phase I de l'onduleur triphasé à trois..... Niveaux et son spectre harmonique pour ($R=4\Omega$)	45
Figure III.5	Tension simple V_{an} de la phase I de l'onduleur triphasé à trois..... Niveaux et son spectre harmonique ($R=4\Omega$, $L=5mH$)	46
Figure III.6	Courant de la charge I_{ch} de la phase I de l'onduleur triphasé à trois... Niveaux et son spectre harmonique ($R=4\Omega$, $L=5mH$)	47
Figure III.7	Courant de la source I_s de la phase I de l'onduleur triphasé à trois... Niveaux et son spectre harmonique ($R=4\Omega$, $L=5mH$)	47
Figure III.8	Comparaison deux porteuse avec trois tensions de références pour ($m=9$ $f_p=450Hz$ et $r=0.8$)	48
Figure III.9	Algorithme de commande de l'onduleur triphasé à MLI à Trois..... Niveaux sous Matlab/Simulink	48
Figure III.10	Pulse B_{11} , B_{12} , B_{21} , B_{22} , B_{31} , B_{32} ($m=15$ $f_p=750Hz$).....	49
Figure III.11	Tension simple avec sa fondamentale et spectre correspondant..... ($m=15$ et $f_p=750Hz$)	50
Figure III.12	Courant de la charge avec sa fondamentale et spectre correspondant.. ($m=15$ et $f_p=750Hz$)	52
Figure III.13	Courant de la source avec sa fondamentale et spectre correspondant.. ($m=15$ et $f_p=750Hz$)	54
Figure III.14	la relation entre la fréquence de la porteuse et le taux de distorsion....	56
Figure III.15	Tension simple avec sa fondamentale et spectre correspondant..... commande par hystérésis en courant ($\Delta i = 2A$)	57
Figure III.16	Courant de la charge avec sa fondamentale et spectre correspondant commande par hystérésis en courant ($\Delta i = 2A$)	58
Figure III.17	Courant de la source avec sa fondamentale et spectre correspondant commande par hystérésis en courant ($\Delta i = 2A$)	58
Figure III.18	Courant de référence et réel du redresseur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant ($\Delta i = 2A$) et tension des réseaux V_{res1}	59
Figure III.19	la relation entre la bande d'hystérésis et le taux de distorsion..... à trois niveaux	59
Figure III.20	Courant et tension du réseau pour le redresseur triphasé à deux..... Niveaux ($m=15$, $r=0.8$)	60
Figure III.21	la relation entre l'indice du modulation et le taux de distorsion..... (THD), à deux et à trois niveaux	61
Figure III.22	Relation entre la bande d'hystérésis Δi et le taux de distorsion (THD) à deux et trois niveaux	62



Chapitre IV: Redresseurs triphasé à MLI à trois niveaux à absorption sinusoïdale de courant

Figure	Titre	Page
Figure IV.1	<i>Structure du redresseur de courant à trois niveaux à NPC.....</i>	67
Figure IV.2	<i>Algorithme de la technique MLI à trois niveaux sous..... Matlab/Simulink</i>	68
Figure IV.3	<i>Schéma de principe du contrôle direct des courants prélevés sur le... réseau</i>	68
Figure IV.4	<i>Courant et tension d'alimentation prélevée sur le réseau.....</i>	70
Figure IV.5	<i>Fondamentale de courant de source.....</i>	70
Figure IV.6	<i>Courant de source prélevée sur le réseau avec la tension..... d'alimentation</i>	71
Figure IV.7	<i>Courant de source prélevée sur le réseau.....</i>	71
Figure IV.8	<i>Tension du bus continu à la sortie du redresseur et sa référence.....</i>	72
Figure IV.9	<i>Allure du facteur de puissance.....</i>	72
FigureIV.10	<i>Les trois niveaux de tension en amont du redresseur.....</i>	72
FigureIV.11	<i>Tension simple en amont du redresseur.....</i>	73
FigureIV.12	<i>Tension composé en amont du redresseur.....</i>	73



Liste des Tableaux



Chapitre I: Généralités sur les différents types de modélisation

<i>Chronogramme</i>	<i>Titre</i>	<i>Page</i>
---------------------	--------------	-------------

Chronog.I.1	Commande 180°	07
-------------	---------------------	----

Chronog.I.2	Commande 120°	07
-------------	---------------------	----

<i>Tableau</i>	<i>Titre</i>	<i>Page</i>
----------------	--------------	-------------

Tableau I.3	Durée des états des commutateurs dans chaque secteur	19
-------------	--	----

Chapitre II : Modulation pleine onde et MLI et hystérésis à appliquer à deux niveaux

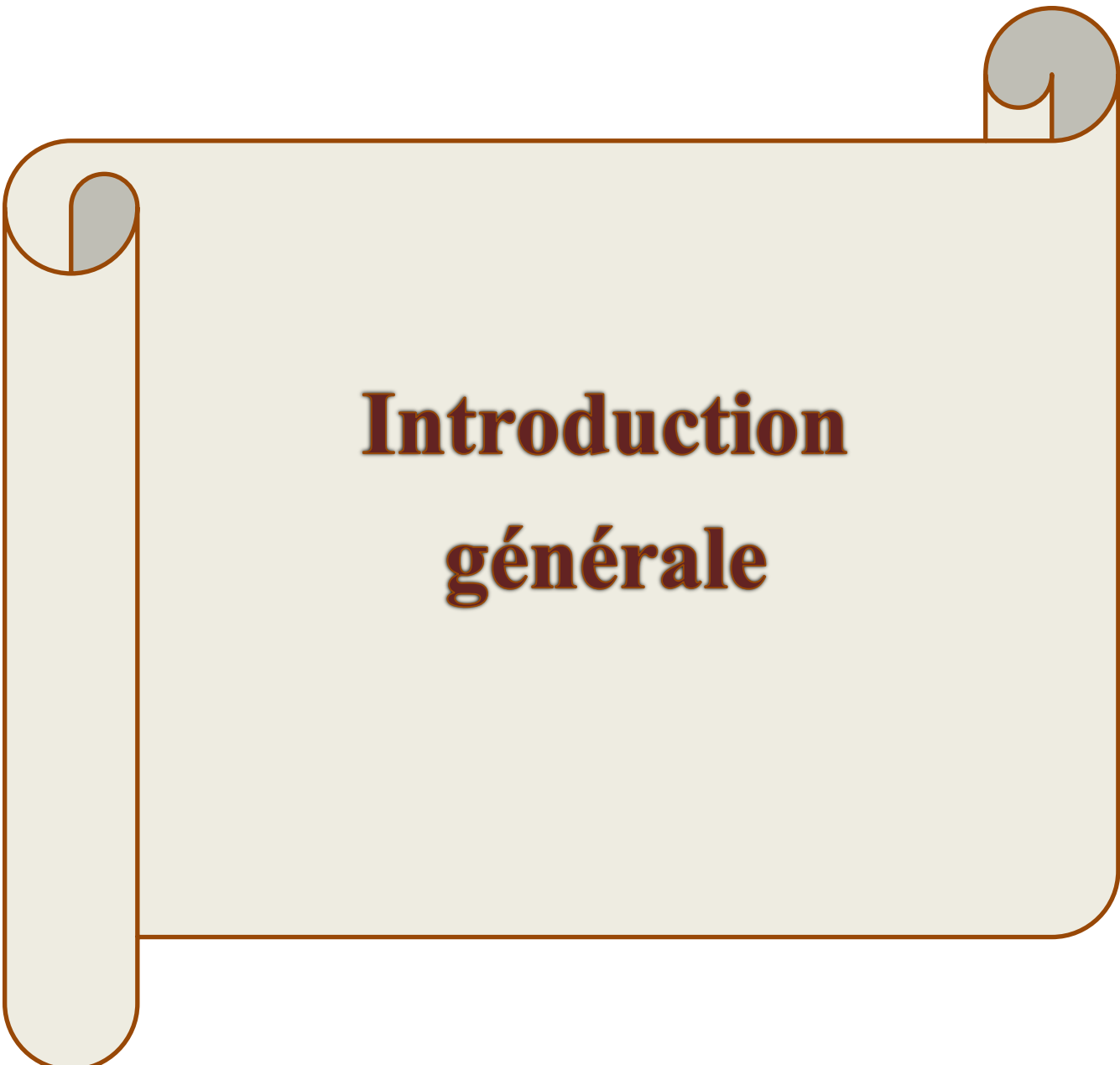
<i>Tableau</i>	<i>Titre</i>	<i>Page</i>
----------------	--------------	-------------

Tableau II.1	Résumé de résultats des techniques de commande utilisés à deux niveaux	39
--------------	--	----

Chapitre III: modélisation mli et hystérésis et pleine onde appliquées à l'onduleur à trois niveaux

<i>Tableau</i>	<i>Titre</i>	<i>Page</i>
----------------	--------------	-------------

Tableau.III.1	résumé des trois modulations à trois niveaux	63
---------------	--	----



**Introduction
générale**



Introduction générale

Les besoins d'économie d'énergie nécessitant de porter une attention toujours importante à la qualité d'énergie électrique fournie aux consommateurs. L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer.

L'objectif de ce travail est d'améliorer la qualité des signaux courants /tensions à la sortie ou à l'entrée du convertisseur statique, il peut être atteint soit par modification de la structure du convertisseur lui même, soit par le choix de la technique de commande.

Plusieurs topologies des onduleurs sont proposées dans la littérature, telles que les onduleurs multi-niveaux, permet de générer une tension de sortie à plusieurs niveaux de tension, en augmentant le nombre des interrupteurs composant l'onduleur, à savoir : les onduleurs à trois niveaux. En augmentant le niveau de l'onduleur, on gagne en termes de qualité des signaux électriques, au détriment du coût et l'encombrement de l'installation.

Il existe plusieurs stratégies de la commande par la modulation des largeurs d'impulsions, telles que la modulation triangulo- sinusoïdale, la modulation par hystérésis, et la modulation vectorielle.

La modulation vectorielle, proposée est reconnue comme étant la plus performante et la plus utilisée parmi ces méthodes de modulation. Néanmoins, avec l'augmentation du niveau de l'onduleur, ce type de modulation devient de plus en plus compliqué, à cause de l'augmentation en exponentielle du nombre des positions possible pour le vecteur tension de sortie.

Le but de notre travail est d'évaluer les performances des convertisseurs de courant ou de tension à MLI à deux niveaux et trois niveaux, et voir leurs comportements en fonction des différentes modulations proposés dans ce travail.

La présentation du mémoire est structurée en une introduction générale, quatre chapitres et une Conclusion générale, suivie d'annexes, et répartie comme suit :

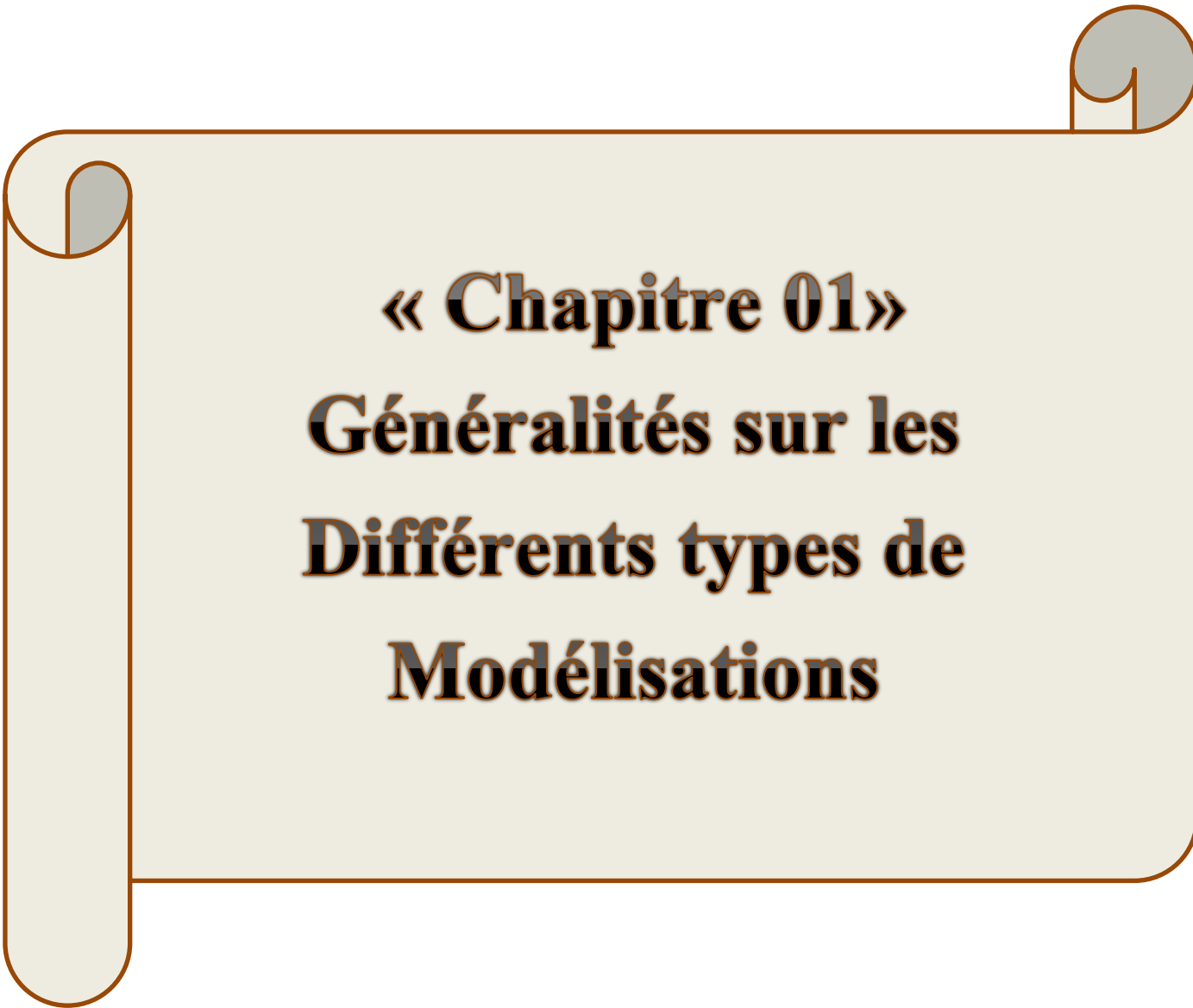
- ❖ Le premier chapitre fait l'objet de la présentation des généralités sur les structures des convertisseurs à deux et trois niveaux et des algorithmes de commande. Les techniques pleine onde, MLI(STPWM), hystérésis en courant et la SVPWM sont présentés.

Les avantages et les inconvénients de la MLI et L'hystérésis sont exposés.



- ❖ Dans le deuxième chapitre on présente la modélisation de l'onduleur à deux niveaux en utilisant les fonctions de connexion ainsi que les algorithmes de commande de la technique MLI et hystérésis et pleine onde. Pour les trois commandes, on expose les résultats de simulations numériques à l'aide du logiciel Matlab/Simulink pour différents tests, afin d'examiner les performances de ces loi de commande.
- ❖ Le troisième chapitre est dédié à la modélisation du convertisseur à trois niveaux et à l'application de la stratégie de modulation MLI, pleine onde et hystérésis à trois niveaux. Les différents résultats obtenus (de tensions ou de courants) sont exposés. En suite la comparaison entre les différentes stratégies de commande avec leurs analyses spectrales est abordée.
- ❖ Le quatrième chapitre est consacré à l'étude et simulation du redresseur à MLI à 3 niveaux à absorption sinusoïdale de courant. L'étude est présentée et les résultats de simulations sont critiqués.

Enfin, on termine ce modeste travail par une conclusion générale, résumant les principaux résultats obtenus



« Chapitre 01 »
Généralités sur les
Différents types de
Modélisations

I.1. Introduction

Dans plusieurs applications industrielles, il est important d’avoir une tension d’alimentation stable et réglable. Cette tension est obtenue par la commande d’un convertisseur statique (redresseur- à onduleur à deux ou à multi-niveaux). Une fois le choix des interrupteurs est fait, il faut élaborer une commande rapprochée adéquate pour les piloter ces interrupteurs. Parmi les objectifs de cette commande est de maintenir le courant et la tension d’entrée ou de sortie à une référence donnée.

De ce fait, on aborde dans ce chapitre une analyse générale sur les principales techniques de commande, utilisées pour les convertisseurs. On peut citer ; la modulation de la largeur d’impulsion MLI à deux ou à multi-niveaux, (appelée SPWM : intersélective ou vectorielle), commande par hystérésis simple ou modulée et la commande pleine-onde à deux ou trois niveaux (180° ou décalée 120°).

I.2. Structure du convertisseur à MLI à deux niveaux [1][2]

I.2.1. Analyse de fonctionnement

L’onduleur de tension est placé entre une source de tension continu supposée parfaite ; donc débutant une tension constante, et une source de courant alternative triphasé supposée parfaite ; donc présentant des courants $i_{ch a}$, $i_{ch b}$, $i_{ch c}$ formant un système triphasé sinusoïdale équilibré.

Les interrupteurs du demi -bras de haut et de bas, doivent être complémentaires, pour que la source du courant ne soit jamais en circuit ouvert et la source de tension ne soit jamais mise en court-circuit. (Voir l’exemple de la fig.I.1)

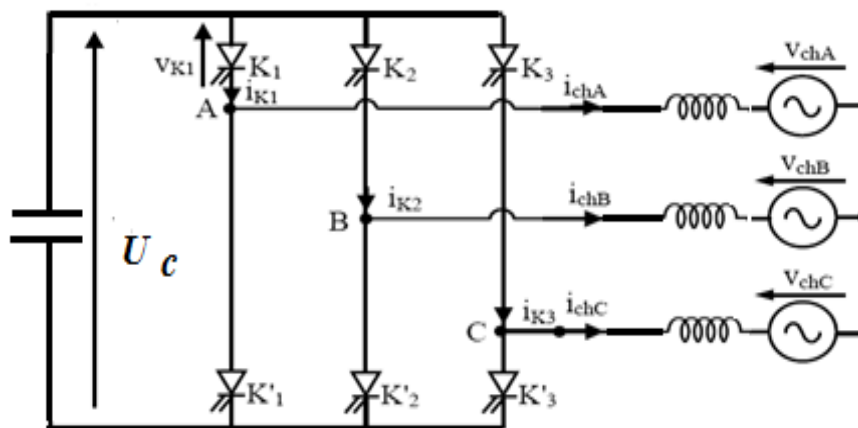


Fig.I.1 Structure de l’onduleur de tension à deux niveaux (Redresseur de courant en sens inverse)

D'une manière générale, l'électronique de puissance exige des règles à respecter, lors de l'insertion du convertisseur entre le circuit de source d'alimentation et le circuit de charge. Les deux circuits doivent être impérativement complémentaires dans leurs nature ; c'est-à-dire, si le circuit d'entrée est une source de tension, le circuit de charge doit être une source de courant (c'est le cas des figures (I.1 et I.3)). En revanche, si le circuit d'entrée est une source de courant, le circuit de charge doit être une source de tension (c'est le cas des figures (I.2 et I.4)).

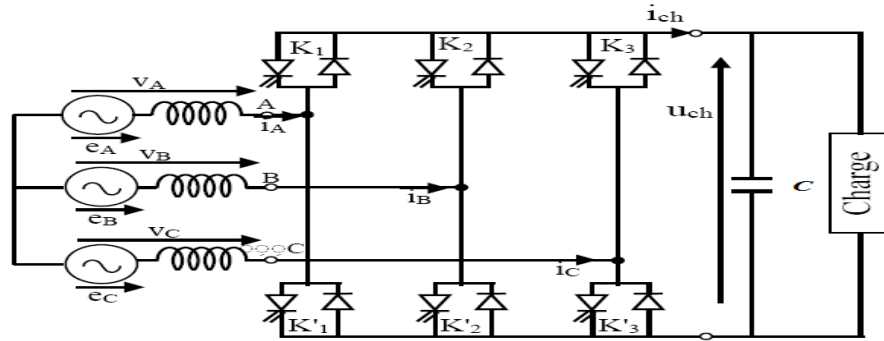


Fig.I.2 Structure du redresseur de courant à deux niveaux
(Onduleur de tension en sens inverse)

I.3. Structure du convertisseur à MLI à trois niveaux [1][3]

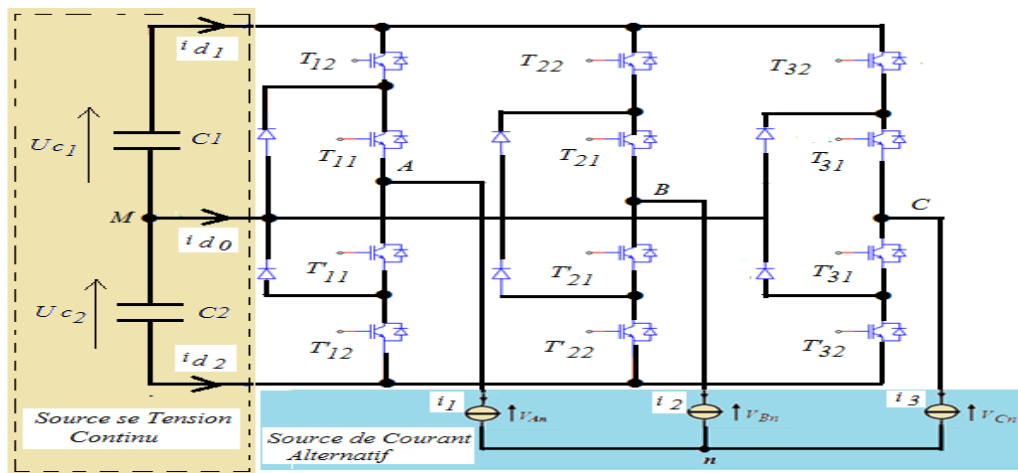


Fig.I.3 Structure à NPC de l'onduleur de tension à trois niveaux
(Redresseur de courant en sens inverse)

Ces règles sont fortement exigés lors de l'élaboration et la conception des convertisseurs statiques, afin d'éviter les surintensités, les courts-circuits et les surtensions, qui peuvent provoqués des dégâts dans le circuit de puissance et plus particulièrement les composants à semi-conducteurs.

Ces derniers sont souvent réversibles en tension et en courant.

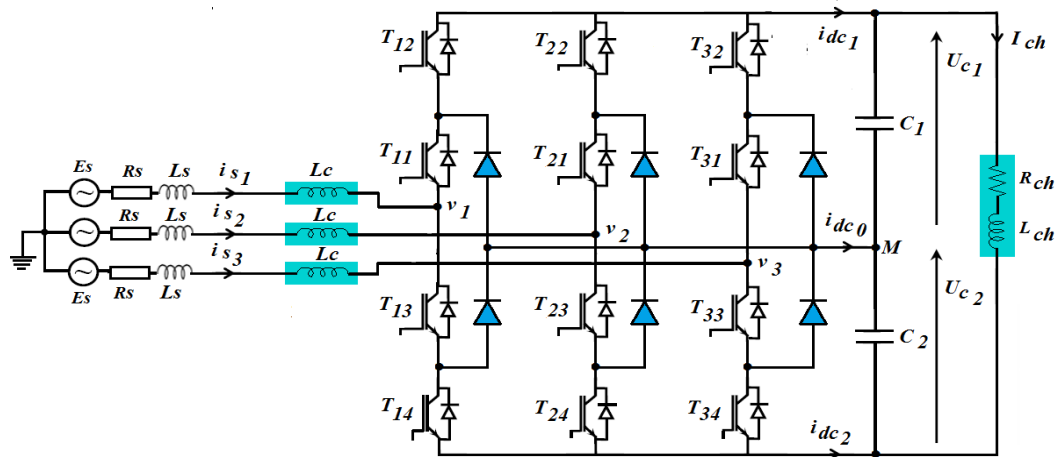


Fig.I.4 Structure à NPC du redresseur de courant à trois niveaux (Onduleur de tension en sens inverse)

I.4 Fonction de commutation [4]

Les commutations établies par les interrupteurs (Transistors IGBT, Thyristors GTO) supposés idéaux, sont décrites par une fonction de connexion. Cette dernière décrit leurs états ouvert ou fermé. Chaque interrupteur T_{xi} est associé à une fonction de connexion S_{xi} tel que :

$$\begin{cases} S = 1 \text{ si } T \text{ fermé} \\ S = 0 \text{ si } T \text{ ouvert} \end{cases} \quad (I.1)$$

Avec $x=a, b, c$: Indicateur de phase; $i=1, 2$: Numéro de l'interrupteur du bras x .

Sachant que la fermeture ou l'ouverture simultanée des deux interrupteurs du même bras conduit au risque de destruction des condensateurs et des composants semi-conducteurs, soit par surintensité ou par surtension. Il est indispensable de réaliser une commande complémentaire entre les deux interrupteurs T_{x1} et T_{x2} . Les considérations précédentes conduisent à la relation logique suivante:

$$S_{x2} = \bar{S}_{x1} = 1 - S_{x1} \quad (I.2)$$

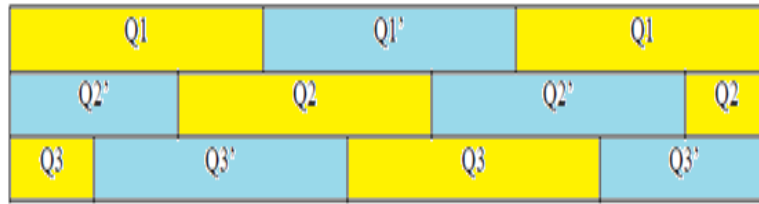
I.5. Techniques de modulation

I.5.1. Commande pleine onde (commande 180°)

Lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec la commutation d'ouverture de l'interrupteur situé sur le même bras, on parle dans ce cas, d'un onduleur de type 180°.

Pour le premier bras de l'onduleur, l'interrupteur T_1 est fermé pendant une demi-période (180°), et T'_1 est fermé pendant l'autre demi de la période. Pour les deux autres bras de l'onduleur, on applique la même procédure, mais avec un décalage de $(2\pi/3)$ et $(4\pi/3)$ par

rapport au premier bras [5][6]. En remplaçant T par Q, on obtient les instants de commutations indiqués dans le Chronogramme (I.1), ci-dessous.

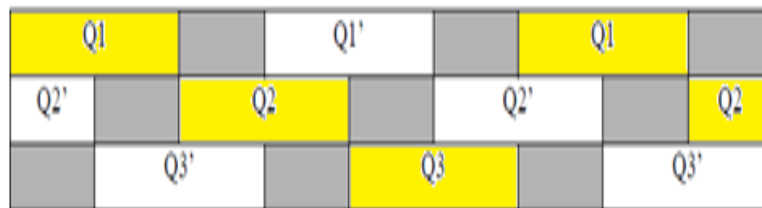


Chronogramme .I.1 Commande 180°

En appliquant ce type de commande pour l'onduleur, on obtient un système de tensions alternatives triphasées caractérisées par l'absence des harmoniques de rangs multiples de trois.

I.5.2. Commande décalée (120°)

La commande 120° comme le montre la Chronogramme (I.2) est basé sur le principe suivant : la commande de fermeture d'un interrupteur ne doit pas coïncider avec la commande d'ouverture de l'interrupteur placé sur le même bras, on parle dans ce cas d'un onduleur de type 120° ou commande décalée.



Chronogramme.I.2 Commande 120°

I.5.3. Modulation de la largeur d'impulsion (MLI-SPWM)

I.5.1..1Principe de base de la MLI à deux niveaux

Cette commande, connue en anglais sous le nom "Sinusoïdal Pulse Width Modulation, S.P.W.M.", est la plus utilisée jusqu'à nos jours pour la commande des onduleurs monophasés et surtout des onduleurs triphasés. Cette commande est basée sur la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, obtenue par l'intersection d'une onde de référence (V_{ref}) de forme sinusoïdale et d'une onde de modulation (V_p) de forme généralement triangulaire. (Voir la fig.I.5)

Le principe général de la MLI (SPWM) est basé sur la comparaison d'une tension ou courant de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation (m) est défini comme le rapport de la fréquence de modulation (f_p) de la porteuse à la fréquence f_r de la tension de référence

$$m = f_p / f_r \tag{I.3}$$

- Le coefficient de réglage ou le taux de modulation r est le rapport de l'amplitude (valeur crête) V_m de la tension de référence à l'amplitude V_{pm} de la porteuse

$$r = V_m / V_{pm} \tag{I.4}$$

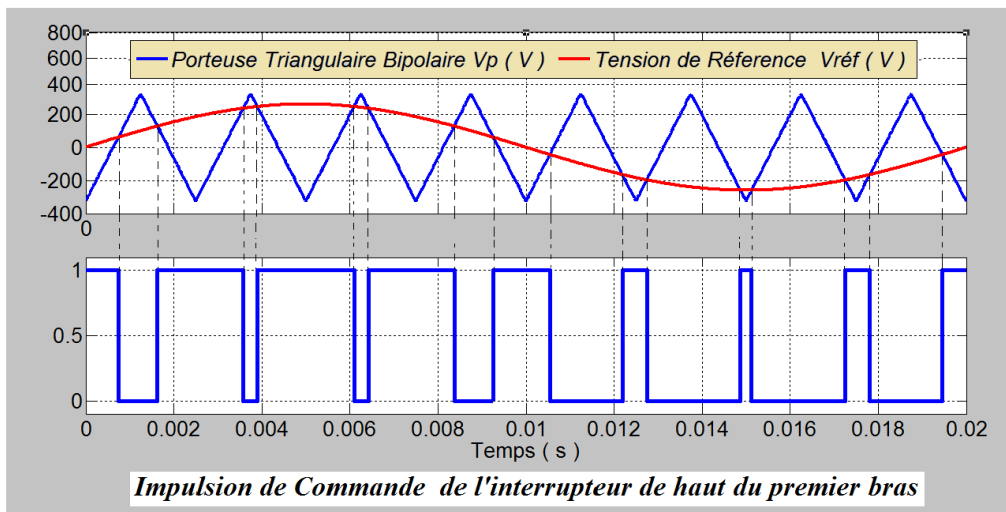


Fig. I.5 Impulsions de Commande générés par la comparaison d'une porteuse avec une tension de référence ($m=8, r = 0.8$)

En augmentant la fréquence de la modulation f_p , la technique MLI offre la possibilité de pousser les harmoniques nuisibles, surtout ceux qui se trouvent plus proche de la fondamentale, vers les hautes fréquences, facilitant ainsi l'opération de filtrage. La qualité de l'onde de sortie est d'autant meilleure que l'indice de modulation est élevé [6]. Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme illustré sur la figure (I.6)

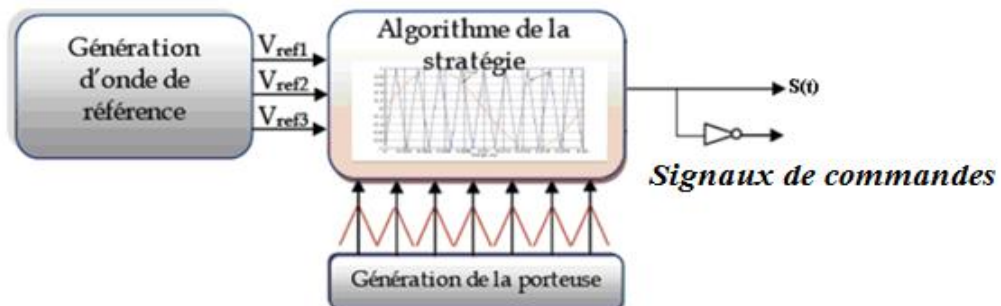


Fig. I.6 Algorithme de commande de la technique ML à deux niveaux

I.5.2 Modulation SPWM Multi-niveaux [2][3]

Généralement, si on veut commander un onduleur à n niveaux de tension, donc $(n - 1)$ porteuses triangulaires sont nécessaires à la génération des signaux de commande.

Les porteuses devront avoir la même période d'échantillonnage, et la même amplitude. Ils peuvent être horizontalement ou verticalement décalés. S'ils le sont horizontalement, le déphasage entre deux porteuses consécutifs est donné par $2\pi / (n - 1)$.

S'ils le sont verticalement, ils peuvent être en phase ou non et occupent une bande continue avec le même décalage vertical, comme le montre la fig.1.9. Ils sont ensuite comparés au signal de référence d'amplitude A_r et de fréquence f_r , le cas de la fig.1.10 et fig.1.11.

Chaque comparaison donne 1, si une porteuse est inférieure ou égale à la référence, et 0 dans le cas contraire, comme illustré sur les deux figures (I.12 et I.13). À la sortie du modulateur, la somme des résultats issus des comparaisons est ensuite décodée, et donne la valeur correspondant à chaque niveau de tension (voir figure (1.12)).

Cette technique est caractérisée aussi par deux paramètres essentiels à savoir :

- L'indice de modulation m , qui est égale au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence

$$m = f_p / f_r \quad (I.5)$$

- Le taux de modulation, r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à la somme des amplitudes des porteuses verticales.

$$r = V_m / (n-1) V_{pm} \quad (I.6)$$

Les méthodes de modulation PWM sont classées selon la disposition et l'agencement des porteuses triangulaires (voir figI.9), les plus utilisées sont [7]:

- Phase Disposition (PD) : Toutes les porteuses sont identiques en amplitude, en fréquence et en phase. C'est la méthode MLI la plus utilisée vu la simplicité de son implémentation.
- Phase Opposition Disposition (POD) : Les porteuses de la partie négative sont en opposition de phase avec celles de la partie positive. Toutes les porteuses ont les mêmes fréquences et amplitudes. Cette méthode est plus performante que la méthode PD du point de vue harmonique pour les faibles valeurs de l'indice de modulation.
- Alternative Phase Opposition Disposition (APOD) : Chaque porteuse est déphasée de 180° par rapport à ses adjacentes. Les fréquences et les amplitudes des porteuses sont égales.

- Phase Shifted (PS) : Chaque porteuse est déphasée de 90° par rapport à ses adjacentes. Comme pour les précédents types, les fréquences et les amplitudes des porteuses sont identiques.

Dans notre cas, on a opté pour la disposition POD pour la modulation de l'onduleur à trois niveaux, qui nécessite (n-1) porteuses triangulaires, c'est-à-dire 2 porteuses décalées verticalement d'une unité et occupent une bande continue, comme le montre la fig.I.7

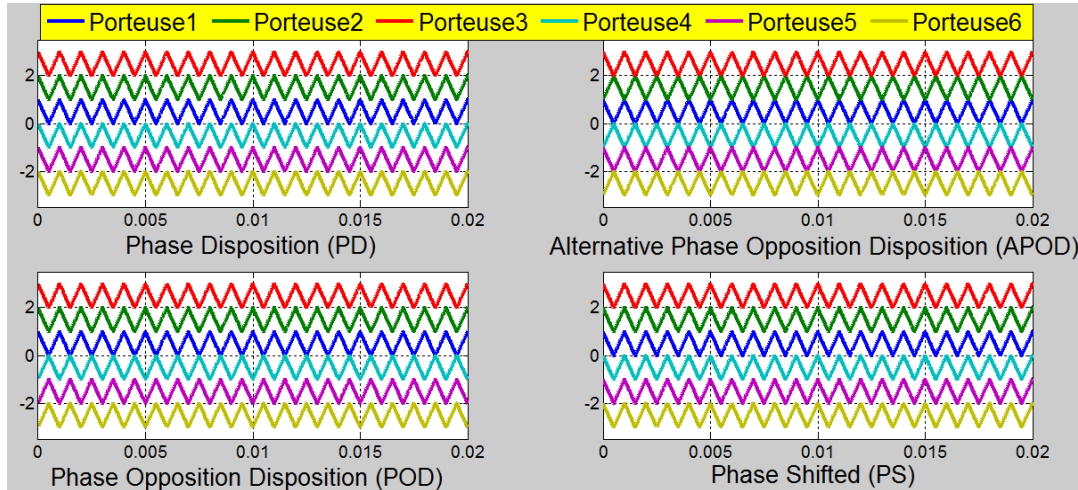


Fig.I.7 Différentes Dispositions de la Modulation SPWM (Exemple: $m = 20$ à sept niveaux)

Les tensions de référence, sont généralement de formes sinusoïdales, données par l'équation (1.7):

$$V_{r\acute{e}f} = V_m \sin(2\pi f_r t - (k - 1) \frac{2\pi}{3}) , k = 1,2,3 \tag{1.7}$$

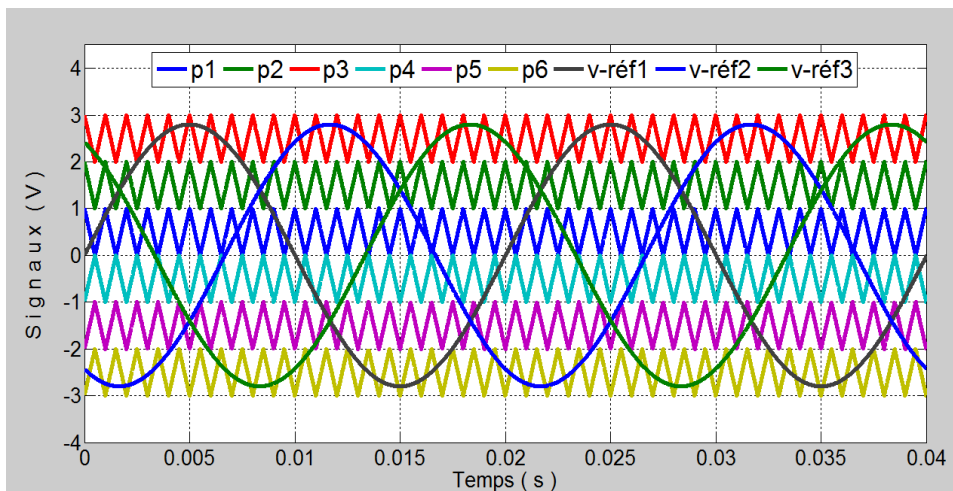


Fig.I.8 Stratégie SPWM disposition (POD) à 6 porteuses (Exemple: $m = 20, r = 0.8$)

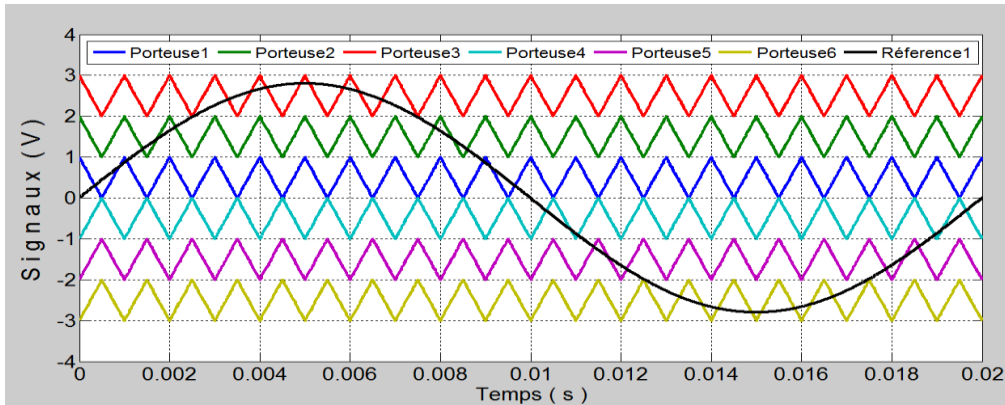


Fig.I.9 Référence comparé avec six porteuses disposition POD
(Exemple: $m = 20$, $r = 0.8$)

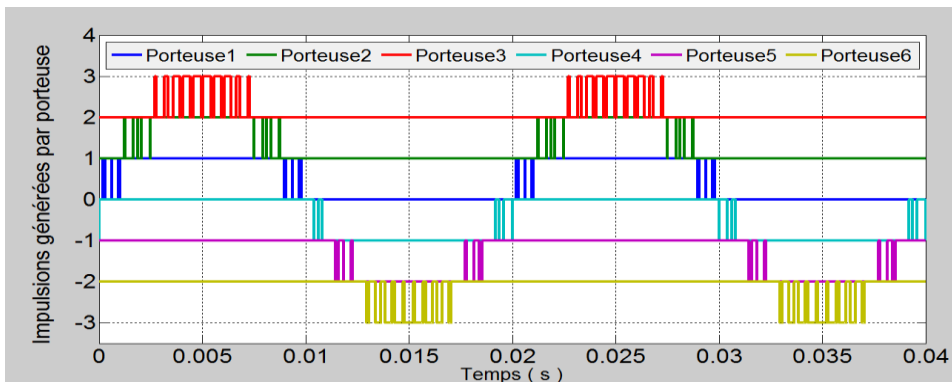


Fig.I.10 Impulsions de commande générée par la référence avec chaque porteuse
(Exemple: $m = 20$, $r = 0.8$ à sept niveaux)

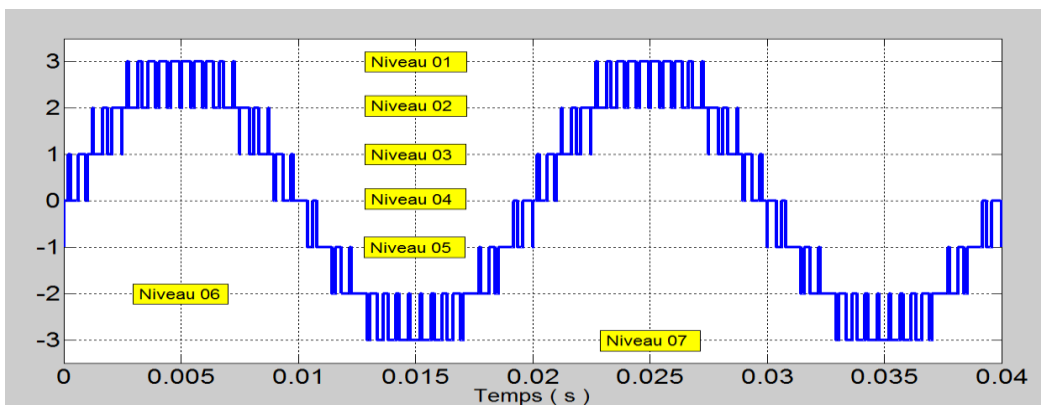


Fig.I.11 Signal de commande a sept niveaux selon l'image de la tension désiré
(Exemple: $m = 20$, $r = 0.8$ à sept niveaux)

Sur la fig.I.9, le signal de référence est modulé sur 7 niveaux. Il est alors comparé avec 6 porteuses triangulaires, donnant 6 signaux carré de la fig.I 10, dont la somme donne le signal final modulé de la fig.1.11, qui reflète l'image de la tension de sortie souhaité.

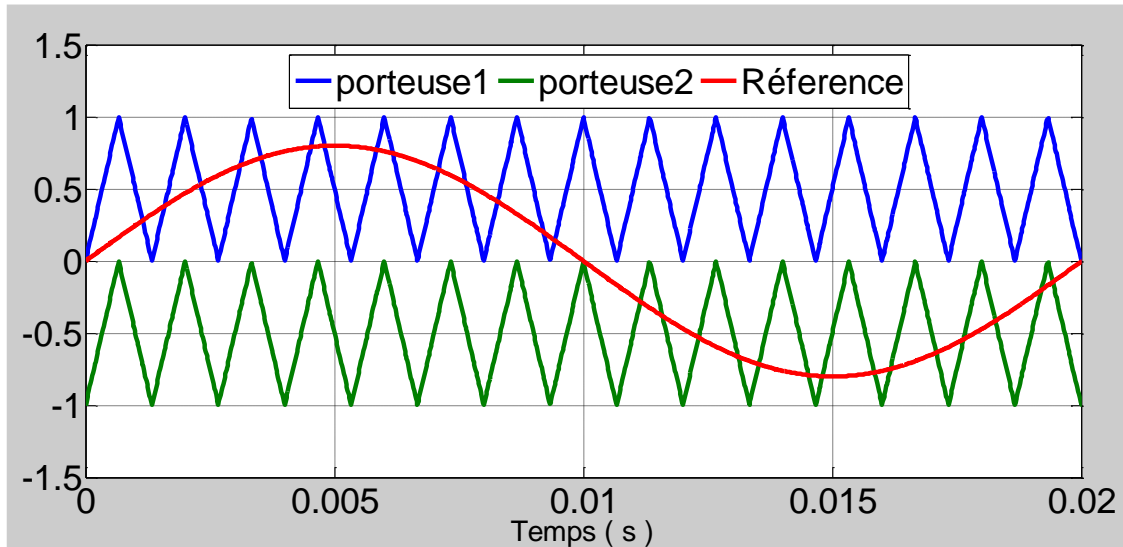


Fig.1.12 Principe de la MLI à 3 niveaux (Exemple: $m = 15$, $r = 0.8$ à 3 niveaux)

Les onduleurs multi-niveaux sont naturellement réversibles. Comme ils peuvent fonctionner en onduleur et transférer l'énergie de la source de tension continue à la source de courant alternatif, ils peuvent aussi fonctionner en redresseurs et assurer le transfert énergétique dans le sens inverse.

La stratégie de commande MLI s'adapte facilement avec les niveaux de tension désirés à la sortie de l'onduleur ou à l'entrée du redresseur multi-niveaux. Il suffit dans ce cas d'augmenter le nombre de porteuse, car celui-ci dépend des niveaux du convertisseur. Si ' n ' est les niveaux de tension délivrés par le convertisseur, donc ' $n-1$ ', est le nombre de porteuse à utiliser avec les tension de référence pour générer les impulsions de commande des interrupteurs, suivant la loi de commande complémentaire.

1.5.4 Modulation par hystérésis en courant [8]

1.5.4.1 Modulation par hystérésis en courant à deux niveaux

La stratégie de commande du courant par hystérésis est la solution la plus convenable pour toutes les applications de contrôle du courant des redresseurs ou les besoins en performance sont de plus en plus recherchés en particulier pour le cas des redresseurs de courant (onduleur de tension

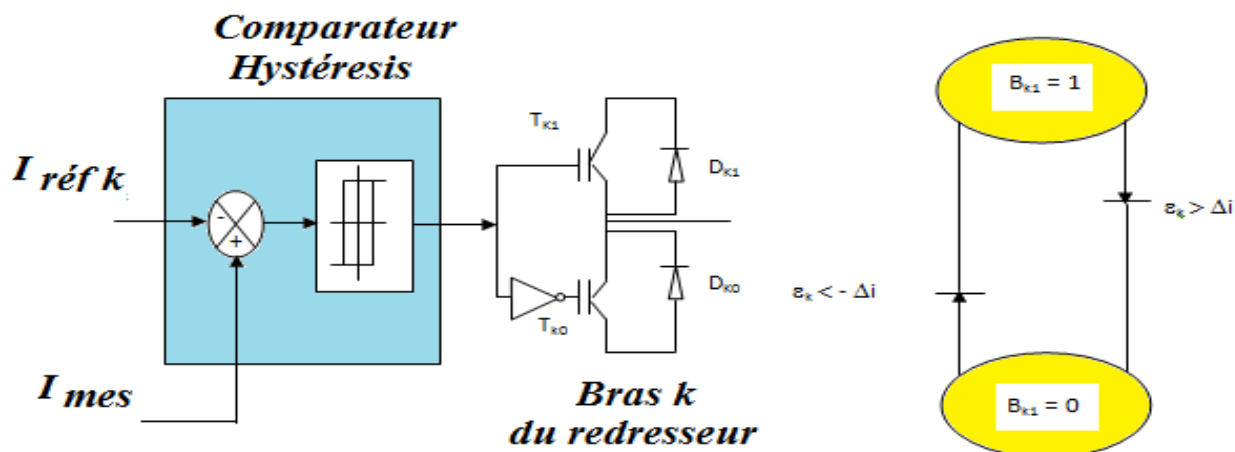


Fig.1.13 Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant à deux niveaux

Comme il est bien connu, cette technique de contrôle du courant la plus directe que l'on puisse imaginer, est qualifiée d'avoir une bonne précision.

Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence I_{ref} au courant réel, et à partir de l'écart entre ces deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur, le cas des figures (1.13 et 1.14).

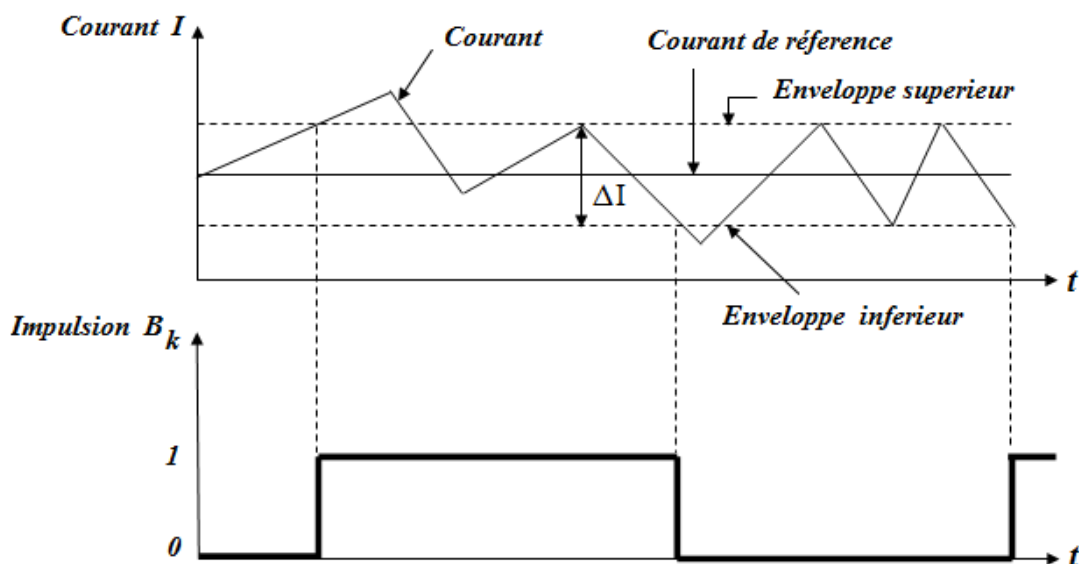


Fig. I.14 Principe de contrôle par hystérésis en courant.

Le principe du contrôle par hystérésis, consiste à maintenir le courant à l'intérieur d'une bande en cadrant sa référence. La différence entre le courant et sa référence est comparée à une bande fixe de largeur Δi appelée bande ou fourchette d'hystérésis. Chaque

violation de cette bande entraîne un ordre de commutation des interrupteurs comme le montre la figure I.14.

Cette méthode permet le contrôle de la fréquence de commutation des interrupteurs par action sur la largeur Δi , c'est pourquoi les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur Δi de la bande d'hystérésis.

Pour les redresseurs à deux niveaux, l'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour un bras k du redresseur par le système (I.8) ci-dessous.

Soit ε_k l'écart entre le courant de référence et réel défini par $\varepsilon_k = I_k - I_{refk}$. Les ordres de commande B_{ks} des interrupteurs sont déterminés alors comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } \varepsilon_k \geq \Delta i \text{ alors } B_{k1} = 0 \text{ (ou faux).} \\ \text{Si } \varepsilon_k \leq -\Delta i \text{ alors } B_{k1} = 1 \text{ (ou vrai)} \end{array} \right. \quad (I.8)$$

Si non la commande des semi- conducteurs reste inchangée.

La fig. I.13, montre le schéma synoptique de la stratégie. Les courants triphasés de références pour les convertisseurs à deux et multi-niveaux sont toujours définis par le système d'équation (I.9).

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ref1}(t) = I_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t) \\ I_{ref2}(t) = I_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{ref3}(t) = I_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right. \quad (I.9)$$

Pour les convertisseurs à deux niveaux, on a deux états de commande possibles pour un bras, et donc on utilise un régulateur à hystérésis à deux positions.

1.5.4.1 Modulation par hystérésis en courant à deux niveaux

Pour les convertisseurs à trois niveaux, trois états de commande sont possibles pour un bras k . C'est pour quoi on a besoin d'un régulateur à hystérésis à trois positions.

L'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour un bras k du convertisseur à trois niveaux par le système (I.10).

$$\left\{ \begin{array}{l} [(\varepsilon_k \geq \Delta i) \text{ et } [(\varepsilon_k \leq 2\Delta i)] \text{ ou } [(\varepsilon_k \leq -\Delta i) \text{ et } [(\varepsilon_k \geq -2\Delta i)]] \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0. \\ (\varepsilon_k > 2\Delta i) \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0. \\ (\varepsilon_k < -2\Delta i) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1. \end{array} \right. \quad (I.10)$$

I.6 Avantage et inconvénient de la modulation MLI et hystérésis en courant [9][10][11]**I.6.1 Avantages et inconvénients de la modulation MLI**

A- Les avantages : Parmi les avantages on peut citer :

Robustesse, Facilité de commande, grande fiabilité, facilite le filtrage en écartant les harmoniques les plus gênantes vers les fréquences élevées.

B- Les inconvénients : Malgré la grande habilité à éliminer les harmoniques désirés, la M.L.I est imparfaite. Elle présente quelques inconvénients, à savoir :

Pertes par commutation dues à la haute fréquence de commutation, bruit pour des paramètres les systèmes variables, entraîne des pertes fer dans les transformateurs, pertes Joule et pertes par courants de Foucault., elle génère des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques dans les machines tournantes des oscillations de couple, déstabilise le système à cause de l'injection du bruit sur la commande.

I.6.2 Avantages et Inconvénients de la modulation hystérésis en courant [12]

A- Les avantages : Parmi les avantages on peut citer :

Simplicité de mise en œuvre, assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système, temps de réponse par hystérésis est plus court, contrairement a la M.L.I, l'hystérésis donne un meilleure THD du courant et de tension que la M.L.I.

B- les inconvénients :

Malgré sa grande robustesse, sa rapidité et la simplicité de son implantation dans les systèmes, la commande par hystérésis présente certains inconvénients. En effet, la génération d'une fréquence de commutation variable rend difficile la localisation des fréquences harmoniques que l'on souhaite éliminer. Outre ce fonctionnement à fréquence libre est susceptible d'introduire des nuisances sonores et de bruyantes interférences entre les phases surtout dans le cas des systèmes triphasés à point neutre isolé.

I.7. Modulation vectorielle**I.7.1 Technique de Modulation Vectorielle [13][14][15]**

La technique de modulation vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée Est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion qui se base sur la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe.

La modulation vectorielle (SVM) consiste à reconstituer le vecteur tension de référence \vec{V}_s pendant une période d'échantillonnage par les vecteurs tensions adjacentes correspondant aux huit états possibles de l'onduleur

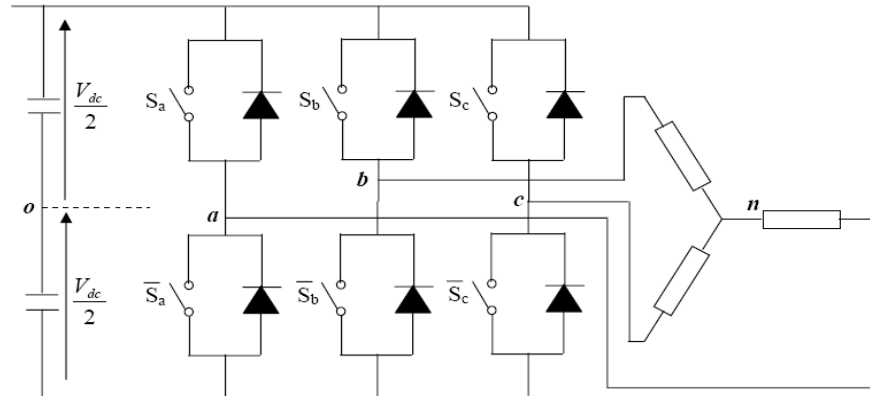


Fig.I.15 Schéma équivalent de l'onduleur de tension

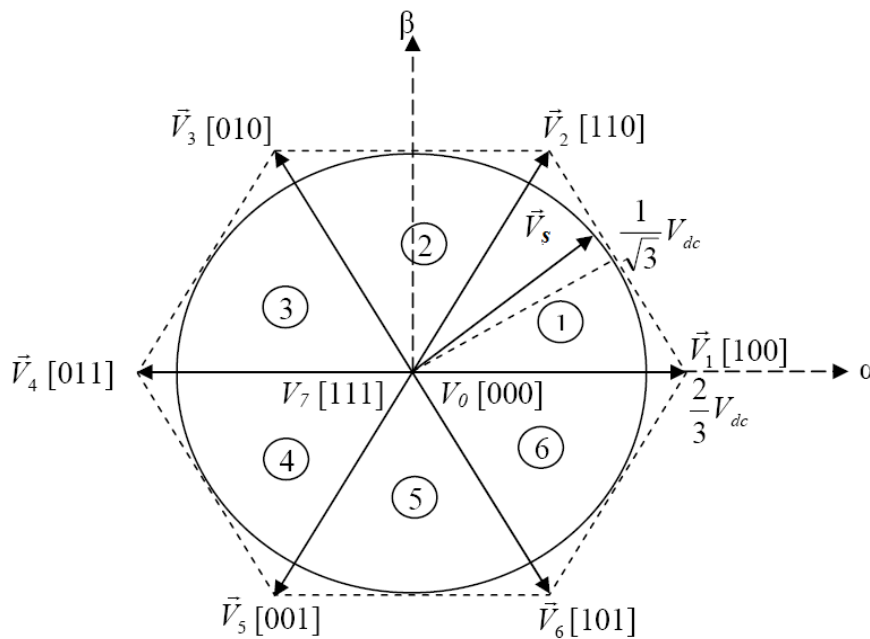


Fig.I.16 Vecteur d'espace \vec{V}_s de l'onduleur de tension dans le repère $\alpha\beta$, et différents secteurs

La symétrie du système triphasé, nous permet de réduire l'étude au cas général d'un secteur de 60 degrés. On se place alors dans le cas où le vecteur de référence \vec{V}_s est situé dans le secteur 1.

Dans ce cas, la tension de référence \vec{V}_s dans le repère est reconstituée en faisant une moyenne temporelle des tensions $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_0$ et \vec{V}_7 figure (I.16).

Après, il suffit de déterminer la position du vecteur de référence \vec{V}_s dans le repère α, β et le secteur i dans lequel il se trouve. Pour une fréquence de commutation T_s suffisamment élevée le vecteur d'espace de référence \vec{V}_s est considéré constant pendant un cycle de commutation.

Tenant compte que \vec{V}_1 et \vec{V}_2 sont constants et $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0$, il s'en suit pour un cycle de commutation. On peut écrire :

$$T_s \vec{V}_s = T_1 \vec{V}_1 + T_2 \vec{V}_2 + T_0 \vec{V}_0 + T_0 \vec{V}_7 \quad (I.11)$$

Avec:

T_1 : Temps alloué au vecteur \vec{V}_1

T_2 : Temps alloué au vecteur \vec{V}_2

T_0 : Temps partagé entre les 2 vecteurs nuls \vec{V}_0 et \vec{V}_7

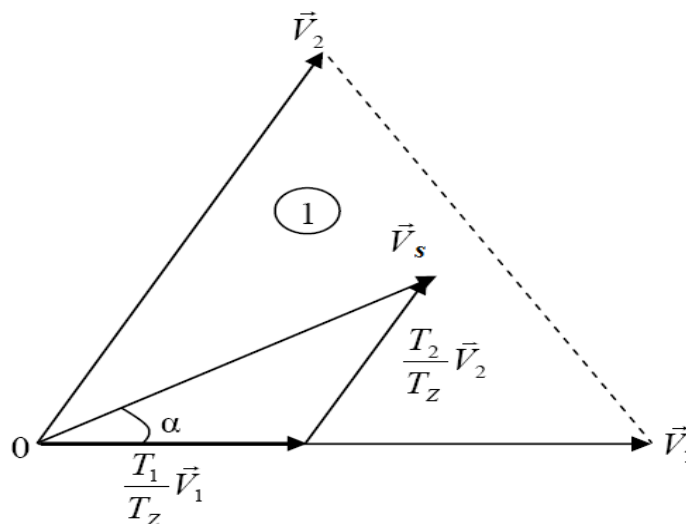


Fig.I.17 Principe de construction du vecteur de tension \vec{V}_s dans le secteur 1

La résolution de cette équation, après décomposition sur les deux axes du plan complexe (α, β) donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_1 = \frac{\sqrt{2}V_3}{E} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \quad (I.12) \\ T_2 = \frac{\sqrt{2}V_3}{E} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (I.13) \\ T_0 = \frac{1}{2}(T_s - T_1 - T_2) \quad (I.14) \end{array} \right.$$

Avec : $0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{3}$

La valeur efficace maximale correspond au cas où $|\vec{V}_s|^2$ atteint le cercle inscrit à

l'hexagone (tracé en rouge) et de rayon $r = \frac{\sqrt{3}}{2} E \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{E}{\sqrt{2}}$

Si en compare à la MLI à intersection, la tension phase neutre maximale possible est $V_a = \frac{E}{2\sqrt{2}}$

La tension entre phase sera $U = \frac{E\sqrt{3}}{2\sqrt{2}}$.

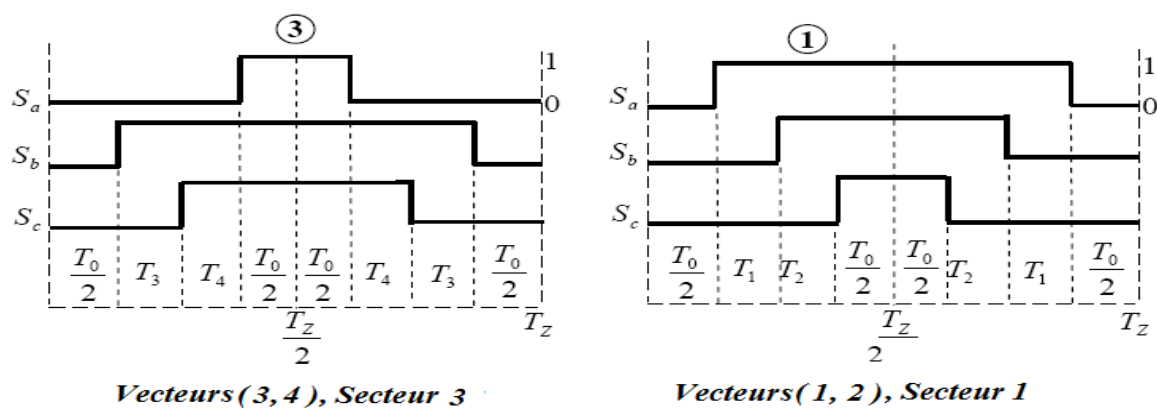
Le rapport entre les deux types de MLI sera donc :

$$\frac{\text{MLI Vectorielle}}{\text{MLI a Inter section}} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.1547$$

Pour équilibrer les commandes. Ainsi on réduit au minimum le nombre de commutations réalisées pour chaque composant, ce qui encore un autre avantage de la MLI vectorielle. Chaque zone (1 à 6) impose un ordre précis de conduction des interrupteurs de l'onduleur.

On doit avoir une impulsion unique et centrée sur l'intervalle permet un écart minimum par rapport au cercle de référence déterminé par la succession des Vecteurs \vec{V}_i , une diminution de la non linéarité due à la forme de l'impulsion et une diminution du taux d'harmonique.

Sur la figure (I.18), on observe deux combinaisons possibles pour le centrage de l'impulsion lorsque le vecteur de commande est placé dans la zone 1 et 3 limitée respectivement par l'ensemble des vecteurs de tension (\vec{V}_1, \vec{V}_2) Et (\vec{V}_3, \vec{V}_4).



FigI.18: Séquence des vecteurs (\vec{V}_1, \vec{V}_2) et (\vec{V}_3, \vec{V}_4) dans les secteurs 1 et 3.

➤ Le calcul des largeurs d'impulsion est donné par le système suivant (I.15):

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ \tau_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{1i} & C_{1i+1} & 1/2 \\ C_{2i} & C_{2i+1} & 1/2 \\ C_{3i} & C_{3i+1} & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

Secteur 1 $0 \leq \varphi < \frac{\pi}{3}$	Secteur 2 $\frac{\pi}{3} \leq \varphi < \frac{2\pi}{3}$	Secteur 3 $\frac{2\pi}{3} \leq \varphi \leq \pi$
$\tau_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{\sqrt{2}V_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \tau_1$	$\tau_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{\sqrt{2}V_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \tau_1$	$\tau_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{\sqrt{2}V_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \tau_1$
$\tau_1 = \frac{T_2}{T_s} = \frac{\sqrt{2}V_s}{E} \sin(\varphi)$	$\tau_1 = \frac{T_2}{T_s} = \frac{\sqrt{2}V_s}{E} \sin(\varphi)$	$\tau_1 = \frac{T_2}{T_s} = \frac{\sqrt{2}V_s}{E} \sin(\varphi)$
$\tau_0 = \frac{T_0}{T_s} = \frac{T_s - (T_1 + T_2)}{2T_2}$	$\tau_0 = \frac{T_0}{T_s} = \frac{T_s - (T_1 + T_2)}{2T_2}$	$\tau_0 = \frac{T_0}{T_s} = \frac{T_s - (T_1 + T_2)}{2T_2}$
Secteur 4 $\pi \leq \varphi \leq \frac{4\pi}{3}$	Secteur 5 $\frac{4\pi}{3} \leq \varphi \leq \frac{5\pi}{3}$	Secteur 6 $\frac{5\pi}{3} \leq \varphi \leq 2\pi$
$\tau_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{\sqrt{2}V_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \tau_1$	$\tau_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{\sqrt{2}V_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \tau_1$	$\tau_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{\sqrt{2}V_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \tau_1$
$\tau_2 = \frac{T_2}{T_s} = \frac{\sqrt{2}V_s}{E} \sin(\varphi)$	$\tau_2 = \frac{T_2}{T_s} = \frac{\sqrt{2}V_s}{E} \sin(\varphi)$	$\tau_2 = \frac{T_2}{T_s} = \frac{\sqrt{2}V_s}{E} \sin(\varphi)$
$\tau_0 = \frac{T_0}{T_s} = \frac{T_s - (T_1 + T_2)}{2T_2}$	$\tau_0 = \frac{T_0}{T_s} = \frac{T_s - (T_1 + T_2)}{2T_2}$	$\tau_0 = \frac{T_0}{T_s} = \frac{T_s - (T_1 + T_2)}{2T_2}$

Tableau.I.1 Durée des états des commutateurs dans chaque secteur

I.8. Model de l'onduleur à trois niveaux

Le model de l'onduleur à trois niveaux est générer selon le système d'équation (1.16), tel que les tensions simples à l'entrée du redresseur(ou à la sortie de l'onduleur), sont données par les fonctions de connexion de demi- bras.

$$\begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (1.16)$$

On note à la fin, que la structure globale à trois niveaux de notre convertisseur AC/DC/AC est illustrée sur la figure (I.19).

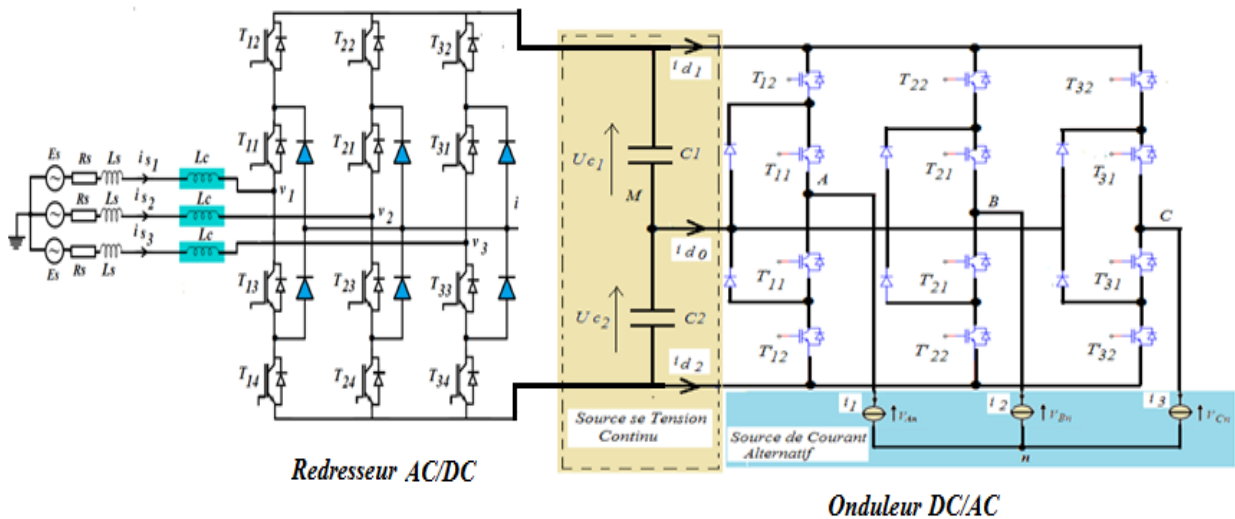


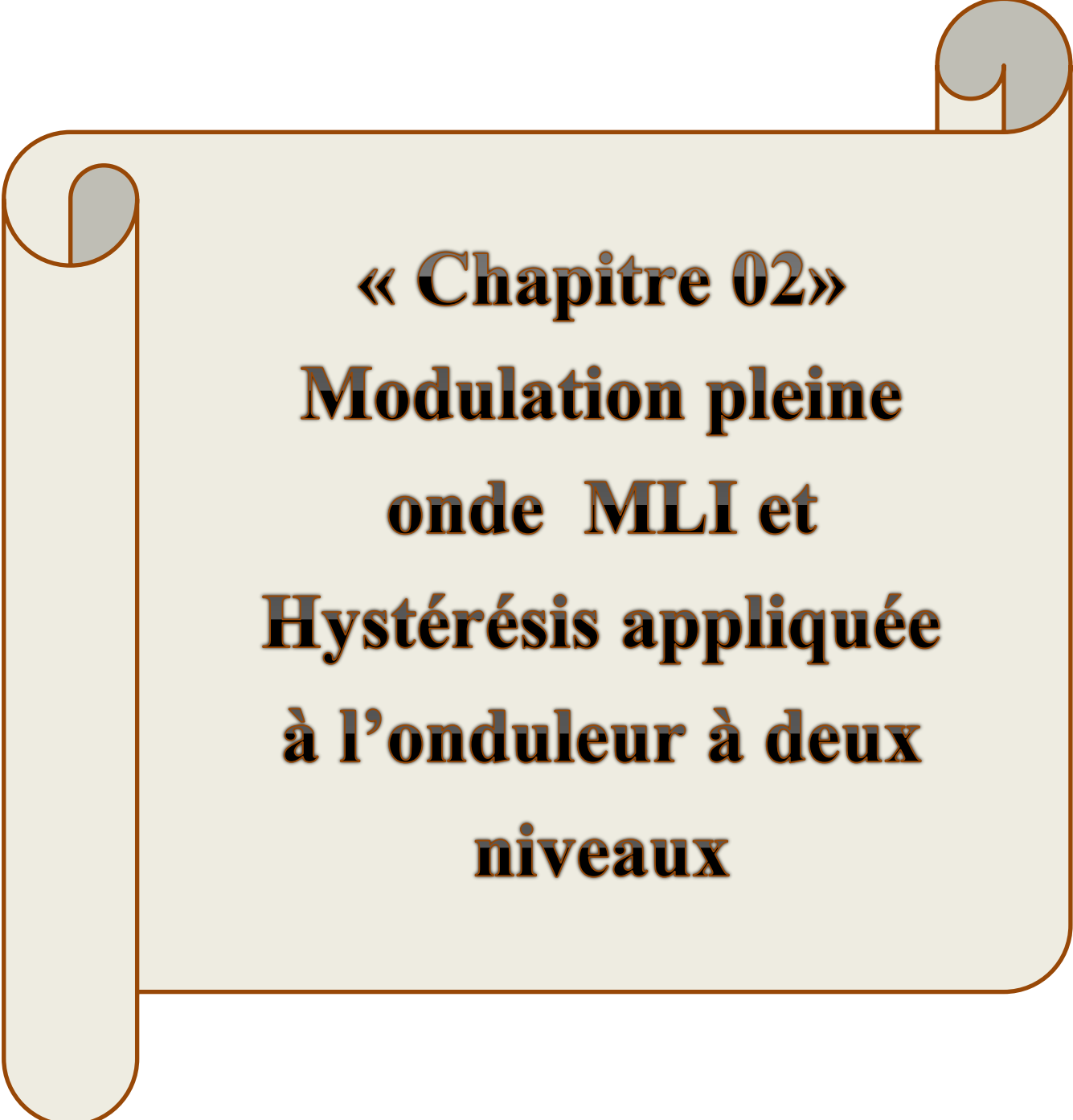
Fig. I.19 Structure du convertisseur AC/DC/AC à trois niveaux

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une analyse théorique sur les différents types de modulation couramment utilisés à savoir :

La modulation MLI à deux et multi-niveaux ainsi que la modulation à hystérésis en courant à deux et trois niveaux. On a fait aussi, un passage sur les commandes pleine onde 180° et décalée 120° et on a finalisé ce chapitre, par une analyse de fonctionnement de la modulation vectorielle SVPWM.

Ainsi on a présenté la structure du convertisseur AC/DC/AC à trois niveaux, qui fera l'objet des prochains chapitres.



« Chapitre 02 »
Modulation pleine
onde MLI et
Hystérésis appliquée
à l'onduleur à deux
niveaux

II.1. Introduction

Après avoir fait la modélisation des redresseurs triphasés à deux et à trois niveaux, nous allons maintenant nous intéresser à la commande des interrupteurs supposés idéals (temps de commutation nul, pertes négligeables).

Plusieurs auteurs ont proposé des différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion (MLI) chacune d'elles doit obéir à un algorithme bien défini, mais toutes sont conçues pour générer une source de tension la plus sinusoïdale possible à l'entrées des redresseurs. On distingue pour le convertisseur à deux niveaux les stratégies suivantes :

- Triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel (MLI-PWM).
- Commande par hystérésis en courant.
- Commande pleine onde 180°
- Commande décalée 120°

L'idée est de mettre en évidence ces stratégies de commande pour piloter les convertisseurs à deux et trois niveaux et voir leurs comportements avec les différentes modulations proposées dans ce modeste travail. Les résultats obtenus sont exposés et critiqués.

II.2. Modélisation et commande de l'onduleur MLI de tension à deux niveaux

La structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux est donnée par la fig.II.1. Les interrupteurs sont commandés en respectant la loi de commande complémentaire définie suivant la relation (2.1).

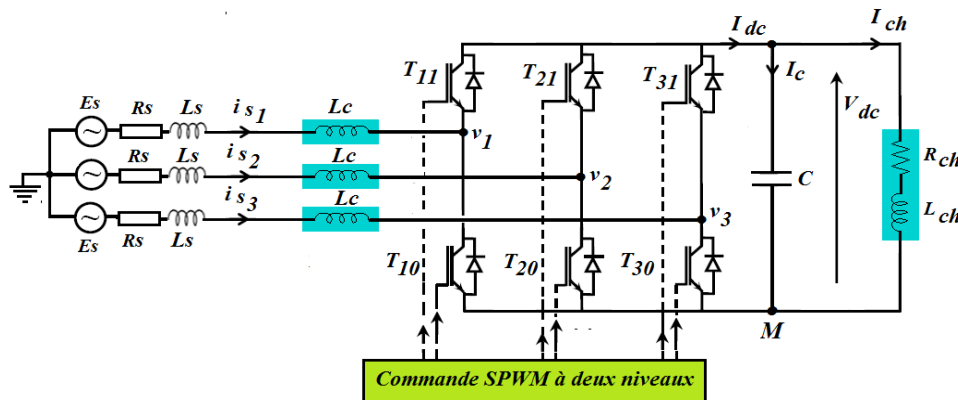


Fig. II.1 Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux

$$\begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k0} \\ F_{k1} = 1 - F_{k0} \end{cases} \quad (II.1)$$



B_{ks} est la commande de base de l'interrupteur T_{ks} , avec k , le numéro du bras et $s=1$, pour le demi bras du haut et $s=0$, pour le demi-bras du bas ($k \in \{1,2,3\}$ et $s \in \{0,1\}$)

On utilisant le principe de la fonction de connexion F_{ks} des interrupteurs T_{ks} , les trois tensions v_{kM} par rapport à la référence M, ont la forme du système d'équation (2.2):

$$v_{kM}=F_{ks}V_{dc} \Rightarrow \begin{cases} v_{1M}=F_{11}V_{dc} \\ v_{2M}=F_{21}V_{dc} \\ v_{3M}=F_{31}V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Les trois tensions simples à l'entrée du redresseur, sont données par le système d'équation (II.3) suivant :

$$\begin{cases} V_{1n} = \frac{1}{3}(2F_{11} - F_{21} - F_{31})V_{dc} \\ V_{2n} = \frac{1}{3}(2F_{21} - F_{11} - F_{31})V_{dc} \\ V_{3n} = \frac{1}{3}(2F_{31} - F_{11} - F_{21})V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

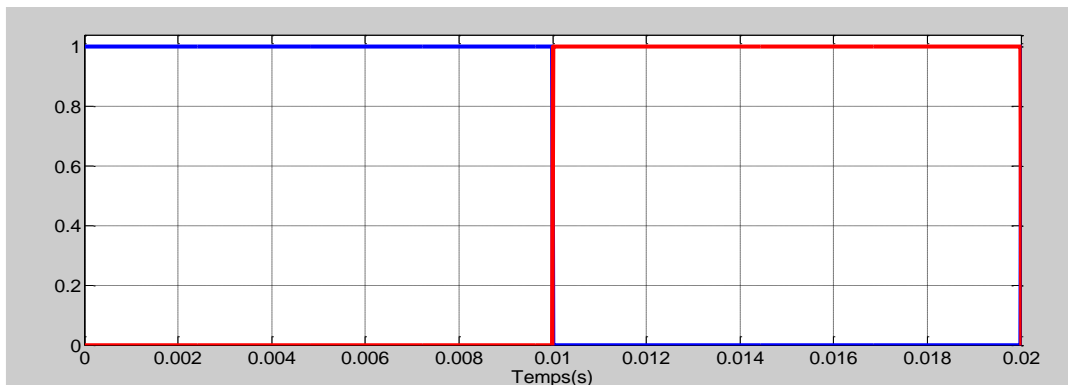
Le courant à la sortie du redresseur en fonction des fonctions de connexion des interrupteurs et les courants de ligne i_1 , i_2 et i_3 , en amont du redresseur, prend la forme de l'équation (II.4)

$$I_{dc}=F_{11}i_1 + F_{21}i_2 + F_{31}i_3 \quad (\text{II.4})$$

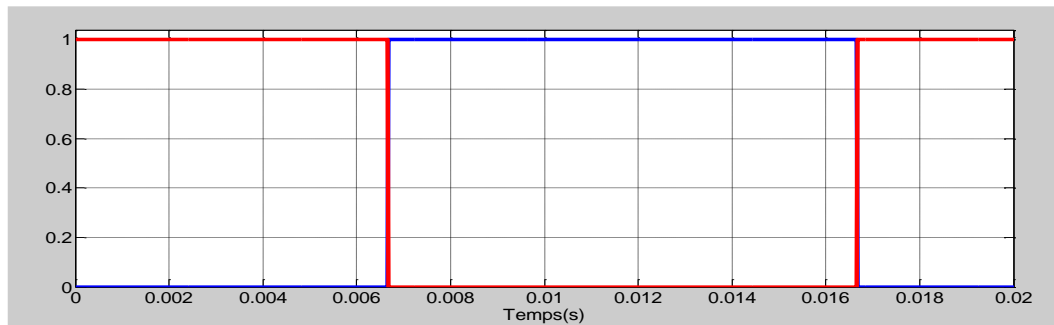
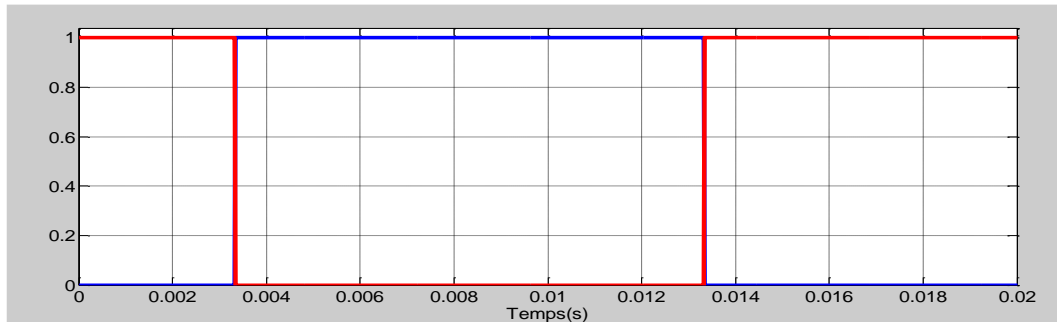
II.3. Modulation et simulation appliqué à l'onduleur à deux niveaux :

II.3.1 Commande pleine onde à deux niveaux :

Pendant une période de fonctionnement du redresseur triphasé à deux niveaux, la commande des interrupteurs est représentée à la figure (II.2)



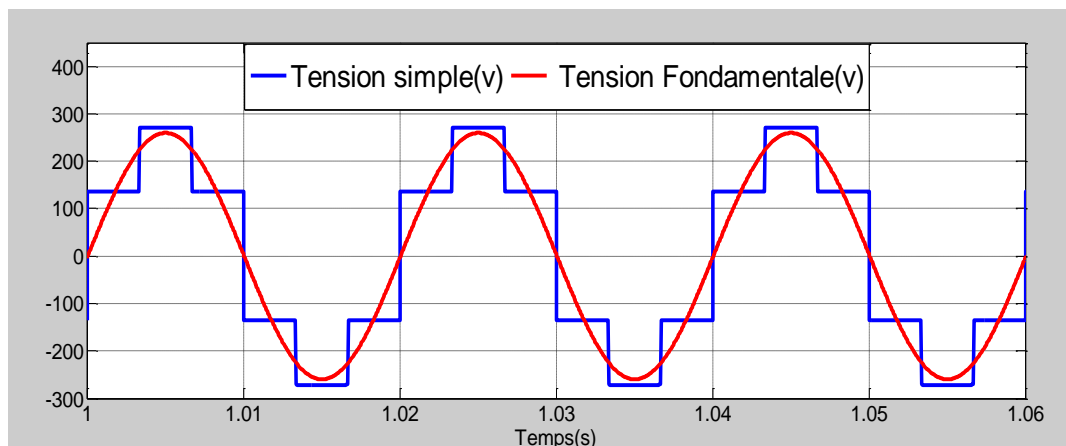
Pulse B₁₁

*Pulse B₂₁**Pulse B₃₁***Fig. II.2** Séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur triphasé à deux niveaux

➤ **Simulation et interprétation :**

La figure (II.3 ,II.4 ,II.5) montre bien l'allure de la tension simple et courant du charge et courant de source à l'entrée du onduleur de la première phase (V_{an} , I_{ch} , I_s)et son spectre harmonique, ce dernier montre que seuls les harmoniques impairs de rang $6k \pm 1$ existent (k entier naturel) et les harmoniques de rang multiple de trois sont pratiquement nuls.

a) Qualité de la tension simple :



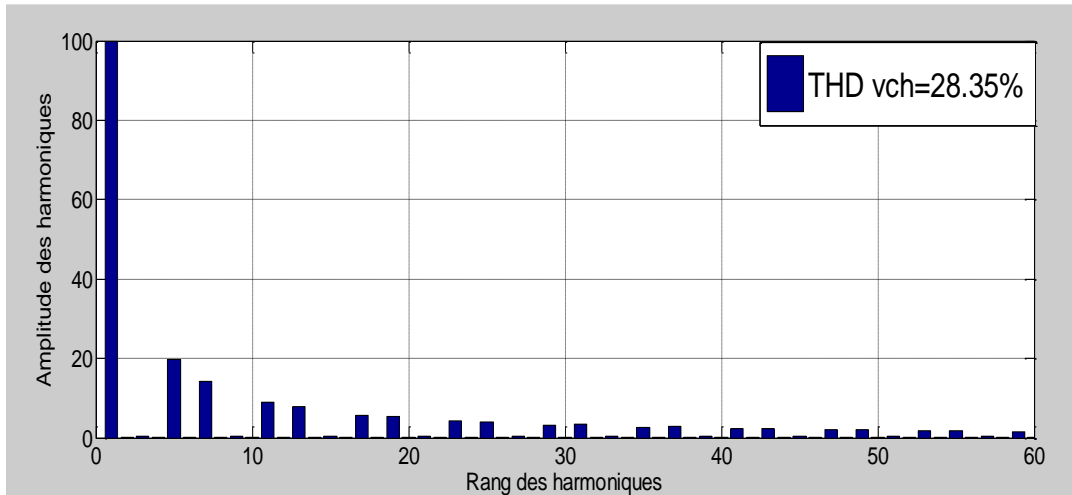


Fig.II.3 Tension simple V_{an} de la phase1 de l'onduleur triphasé à deux Niveaux et son spectre harmonique

b) Qualité du courant dans la charge :

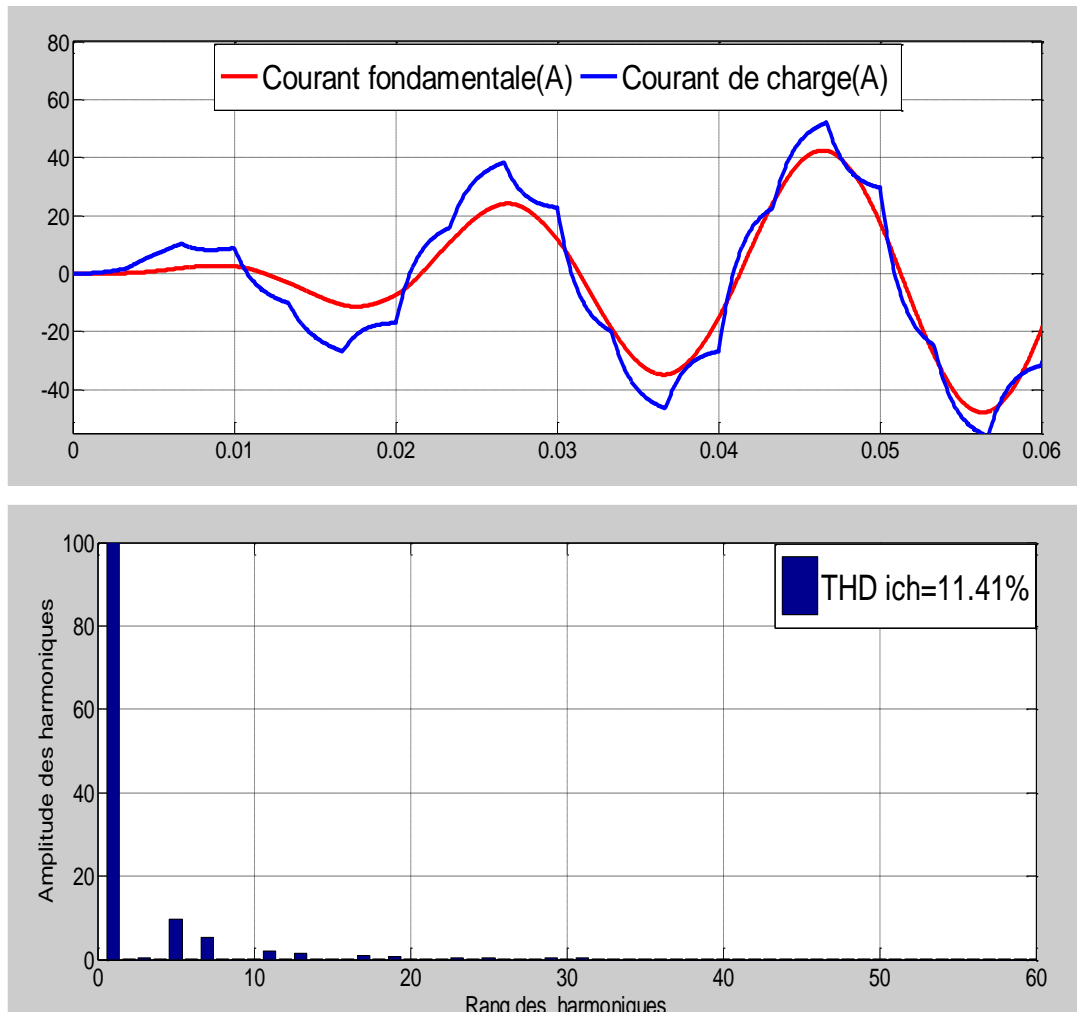


Fig.II.4 Courant de la charge I_{ch} de la phase1 de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique



c) Qualité du courant dans la source :

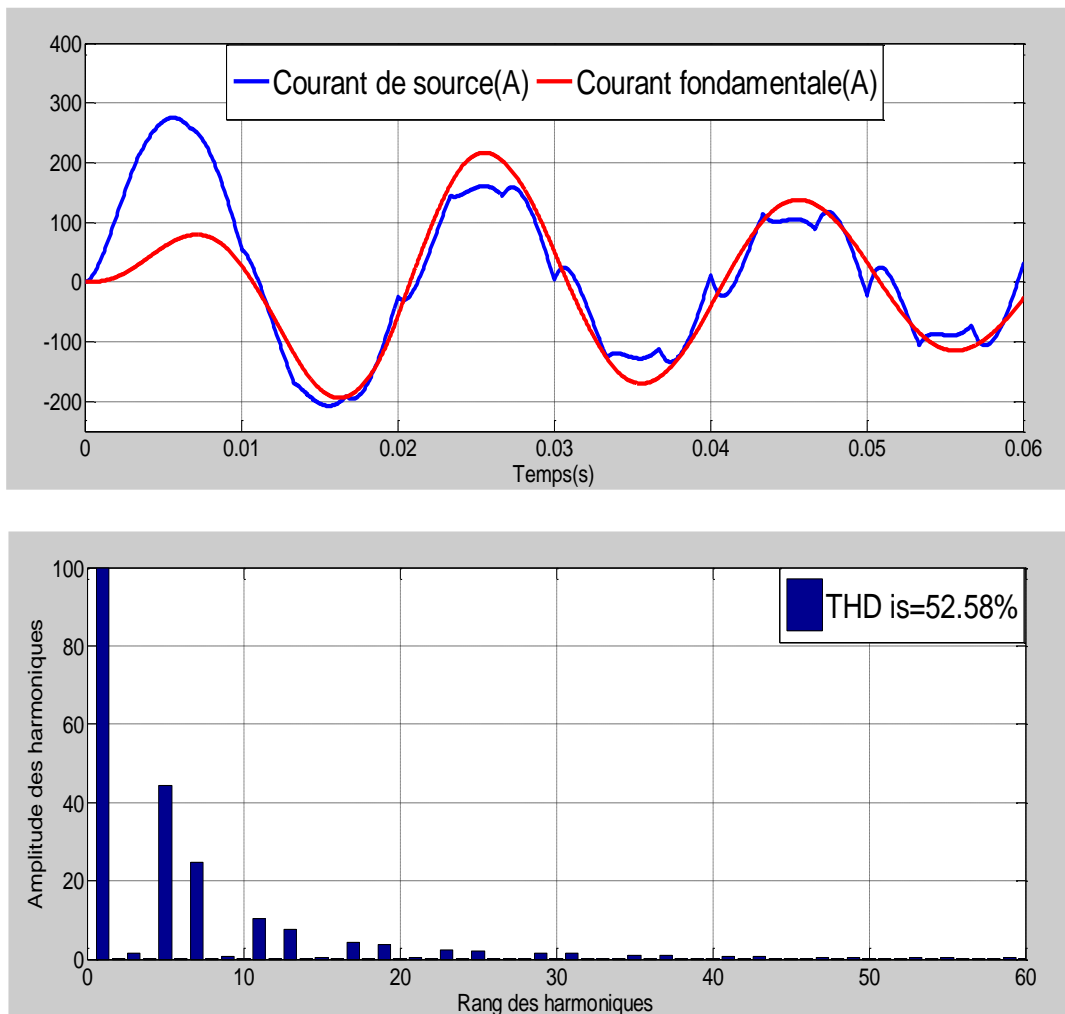


Fig.II.5 Courant de la source I_s de la phase1 de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique

II.3.2 Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel (STPWM-MLI) :

Cette stratégie est très connue pour les onduleurs à deux niveaux. Dans cette partie on rappellera le principe de la stratégie pour le deux niveaux, et on donnera l'algorithme correspondant à l'onduleur à deux niveaux. Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire. (II.6):

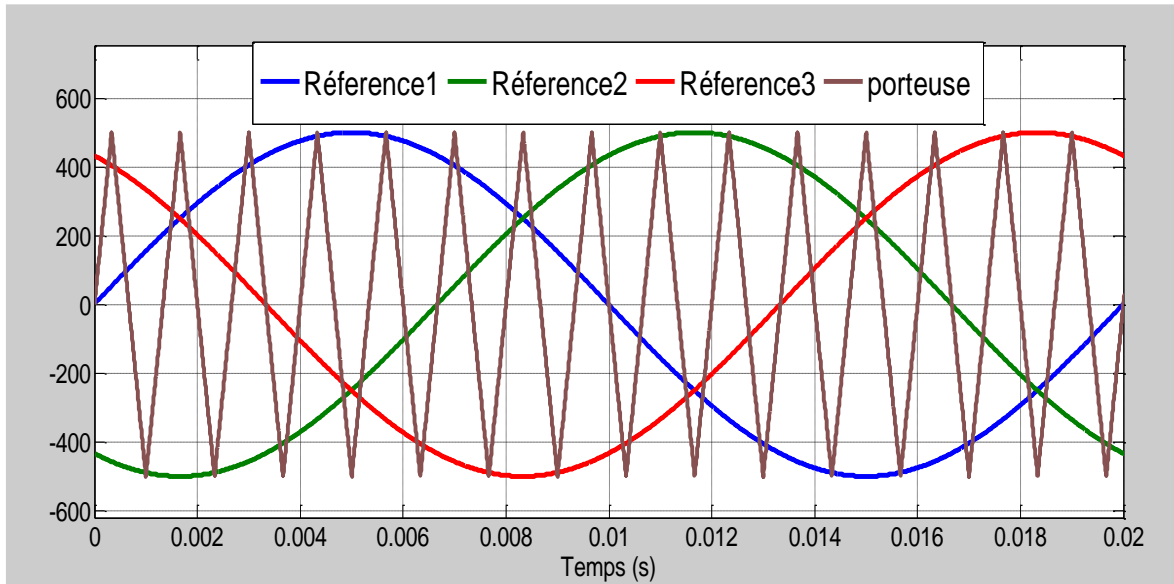


Fig.II.6 Comparaison d'une porteuse et trois tensions de référence pour ($m=15, f_p=750\text{Hz}$ et $r =0.8$)

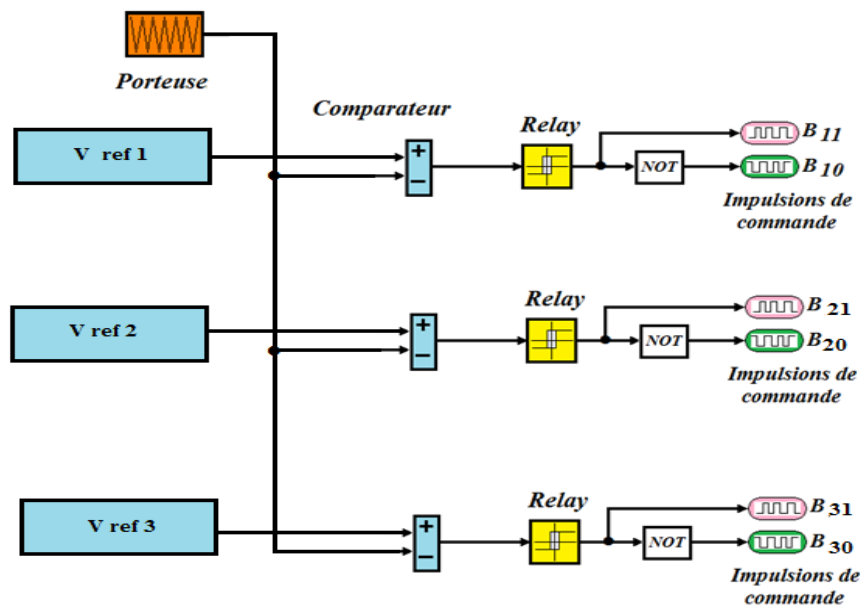


Fig. II.7 Algorithme de commande de l'onduleur triphasé à MLI à deux niveaux sous Matlab/Simulink

Elle se traduit par l'algorithme de commande suivant :

$$\begin{cases} \text{Si } v_{réf} \geq V_p \Rightarrow B_{11} = 1, & B_{10} = 0 \\ \text{Si } v_{réf} \leq V_p \Rightarrow B_{11} = 0, & B_{10} = 1 \end{cases} \quad (\text{II.5})$$



➤ **Simulation et interprétation :**

Paramètres de simulations :

Tension continue : 640V, Charge RL : $R=4\Omega$, $L=5\text{ mH}$, $V_{pm}=500V$, $V_{réfm}=400V$.

Les impulsions de commande générées par la technique MLI à partir de l'algorithme ci-dessus, via les interrupteurs de l'onduleur, sont illustrées par la figure fig. II.8

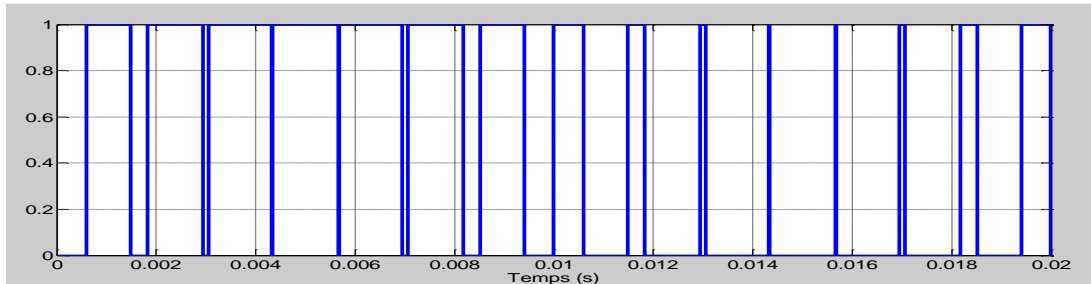


Fig.II.8. Pulse B_{11} ($m=15$, $f_p=750\text{Hz}$)

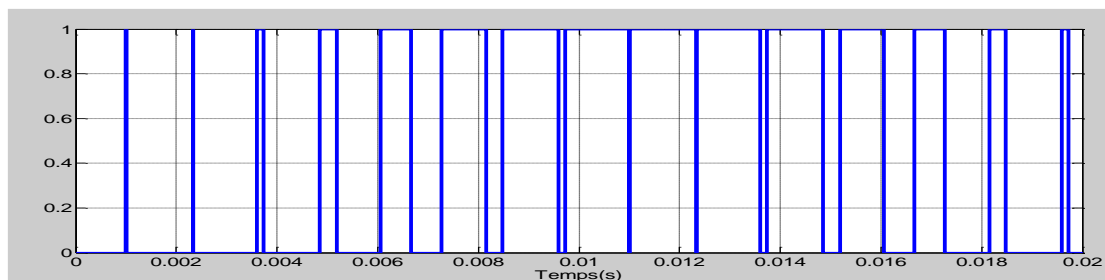


Fig.II.9 Pulse B_{21} ($m=15$, $f_p=750\text{Hz}$)

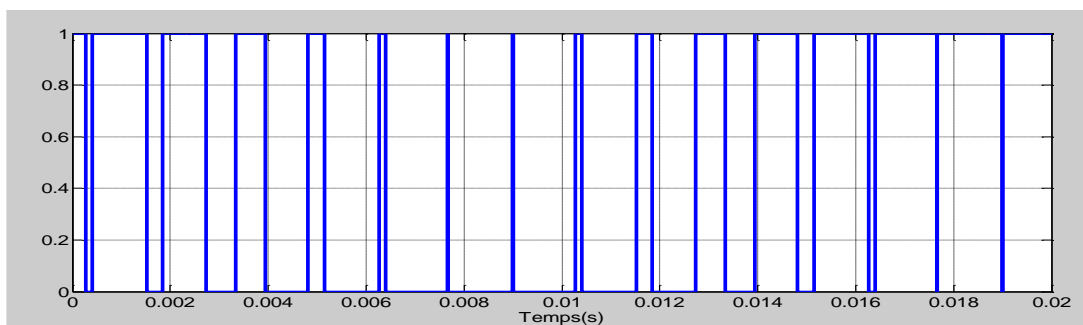


Fig.II.10 Pulse B_{31} ($m=15$, $f_p=750\text{Hz}$)

a) **Qualité de la tension simple :**

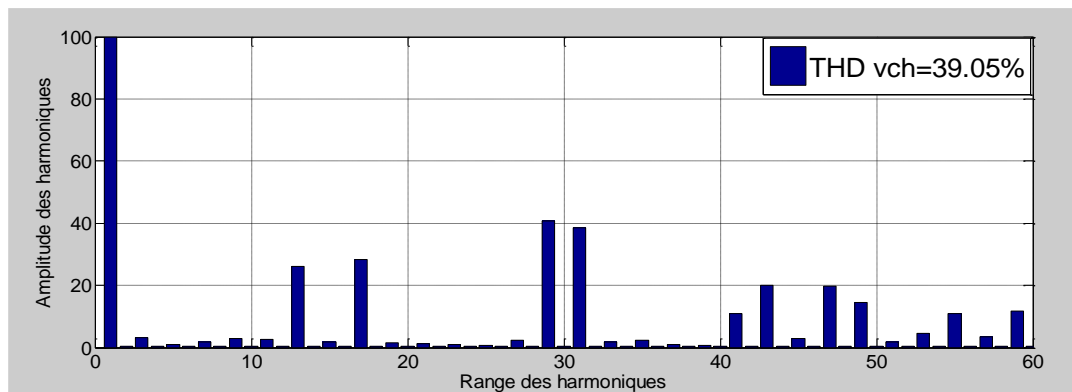
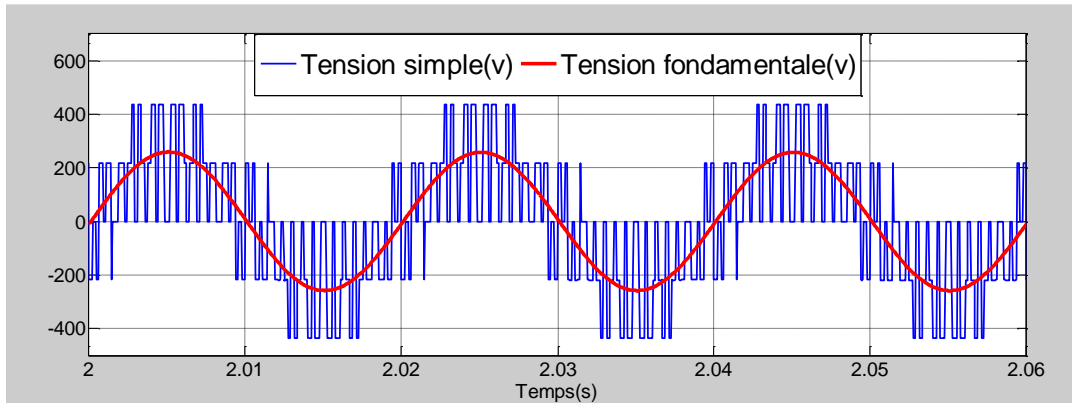


Fig.II.11.a Tension simple avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=15$ et $f_p=750\text{Hz}$)

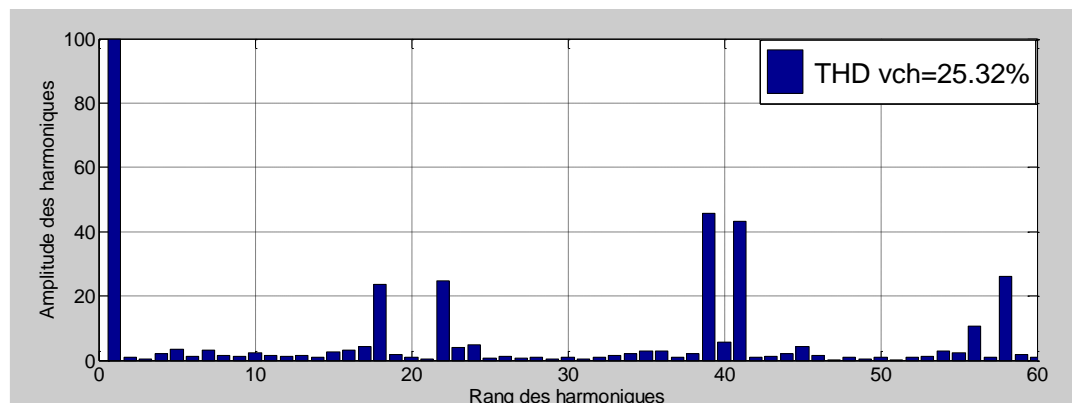
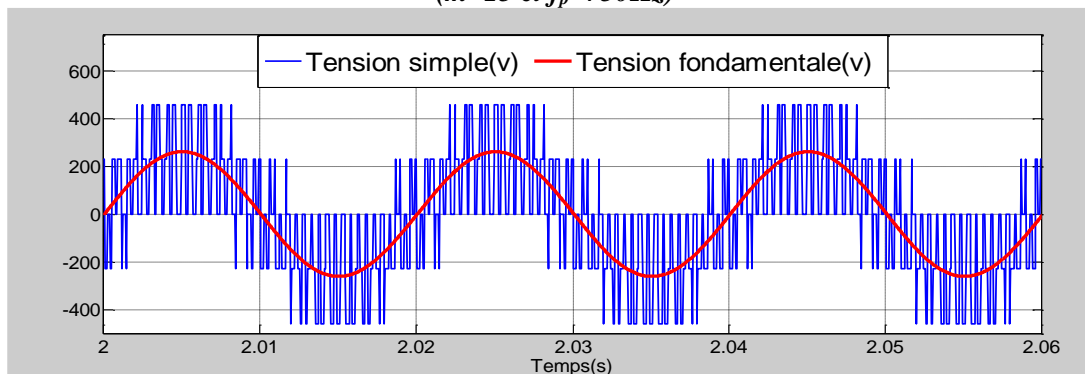


Fig.II.11.b Tension simple avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=20$ et $f_p=2\text{kHz}$)

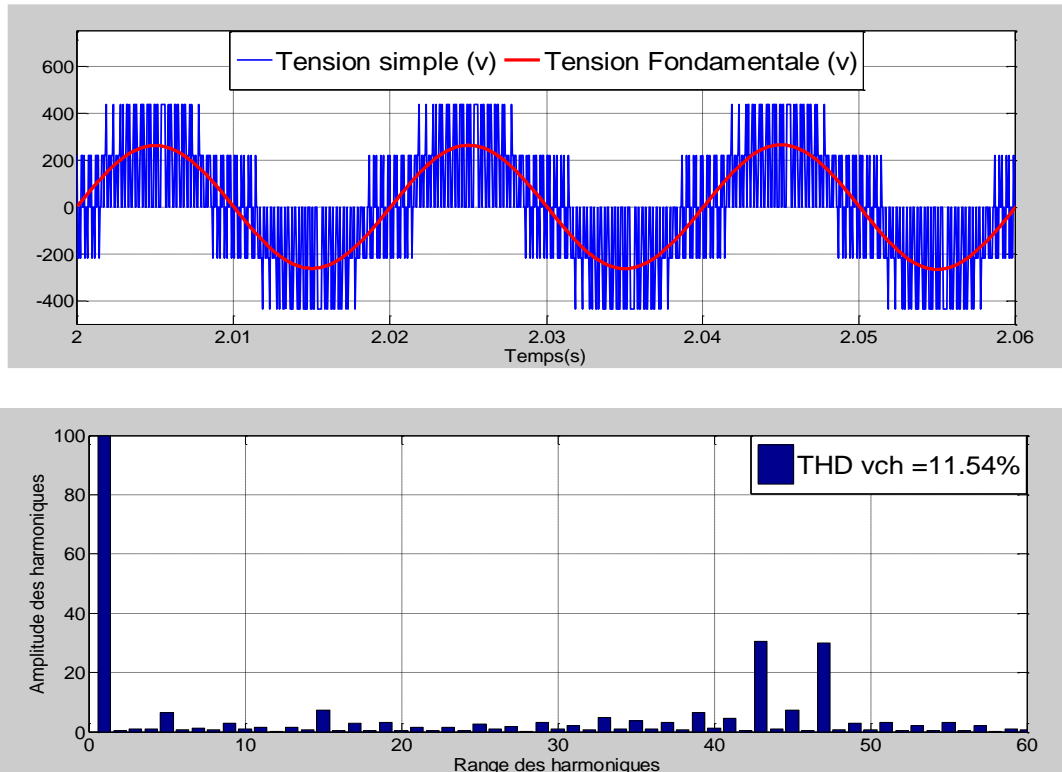


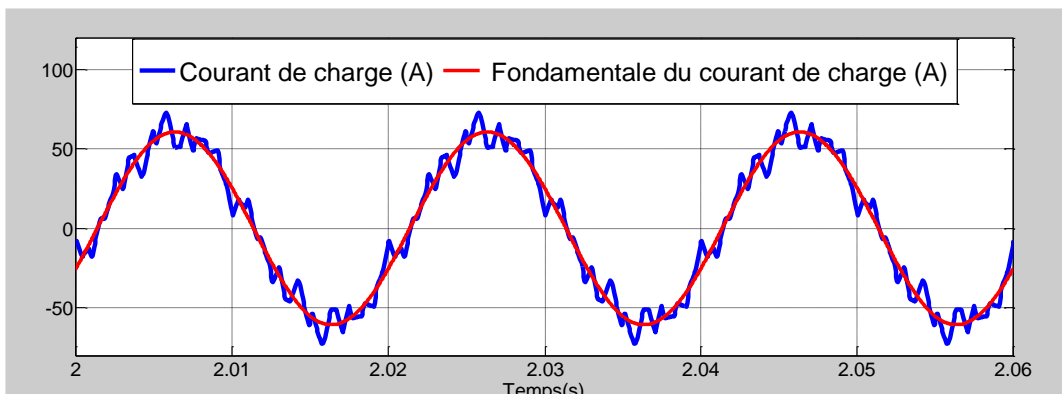
Fig.II.11.c Tension simple avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=45$ et $f_p=2250\text{Hz}$)

➤ **Remarque :**

On constate dans les trois cas de la figure (II.11), que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celles de la porteuse $f_p = m \cdot f_r$. La première famille centrée autour de la fréquence $m \cdot f_r$ est la plus importante du point de vue amplitude [8].

- H_{13} et h_{17} lorsque $m=15$ et $f_p = 15 \cdot f_r$, le taux de distorsion $THD v = 39.05\%$
- H_{18} et h_{22} lorsque $m=20$ et $f_p = 20 \cdot f_r$, le taux de distorsion $THD v = 25.32\%$
- H_{43} et h_{47} lorsque $m=45$ et $f_p = 45 \cdot f_r$, le taux de distorsion $THD v = 11.54\%$

b) Qualité du courant dans la charge :



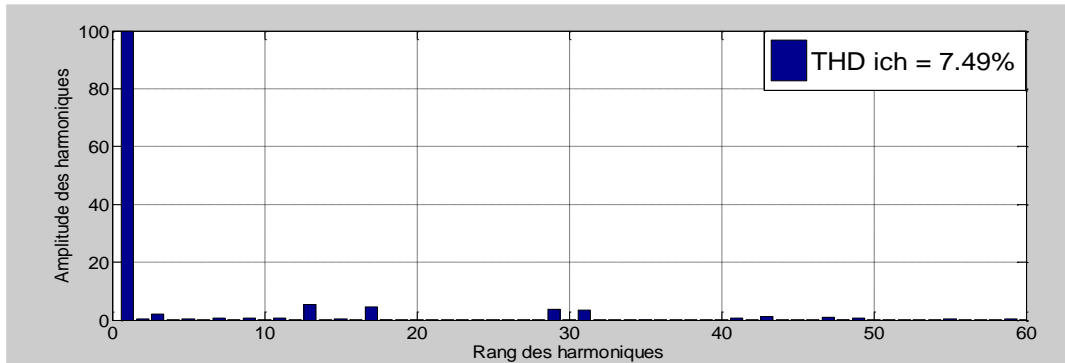


Fig.II.12.a Courant de la charge avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=15$ et $f_p=750\text{Hz}$)

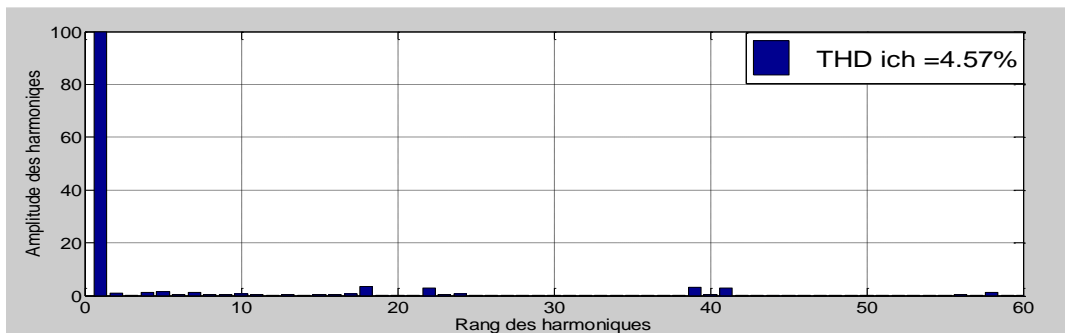
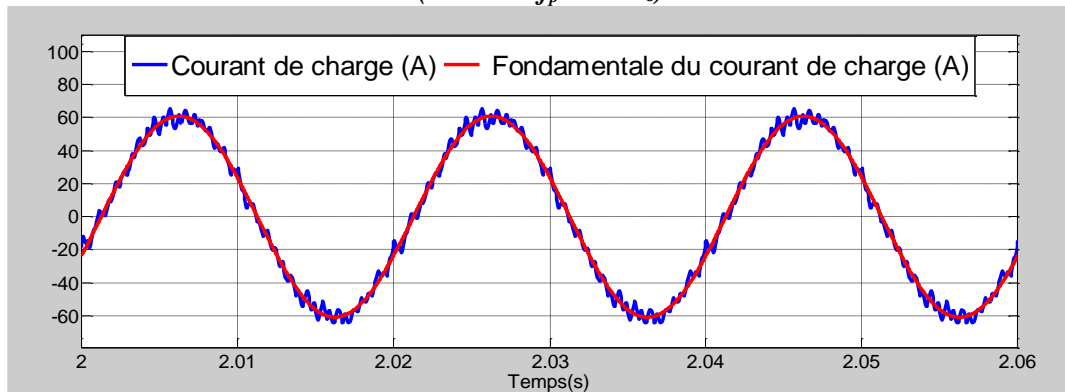
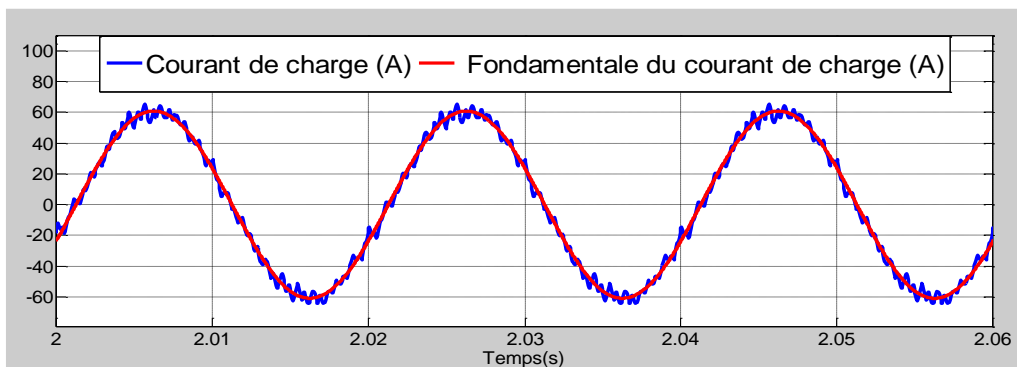


Fig.II.12.b Courant de la charge avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=20$ et $f_p=2\text{kHz}$)



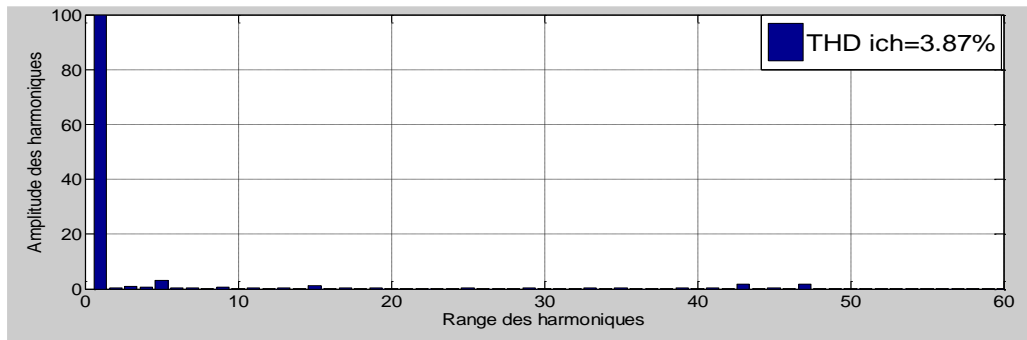


Fig.II.12.c Courant de la charge avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=45$ et $f_p=2250$ Hz)

➤ Remarque:

On constate dans les trois cas de la figure (II.12), que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celles de la porteuse $f_p = m \cdot f_r$

- H_{13} et h_{17} lorsque $m=15$ et $f_p = 15 \cdot f_r$, le taux de distorsion $THD_{ich} = 7.49\%$
- H_{18} et h_{22} lorsque $m=20$ et $f_p = 20 \cdot f_r$, le taux de distorsion $THD_{ich} = 4.57\%$
- H_{43} et h_{47} lorsque $m=45$ et $f_p = 45 \cdot f_r$, le taux de distorsion $THD_{ich} = 3.87\%$

c) Qualité du courant dans la source :

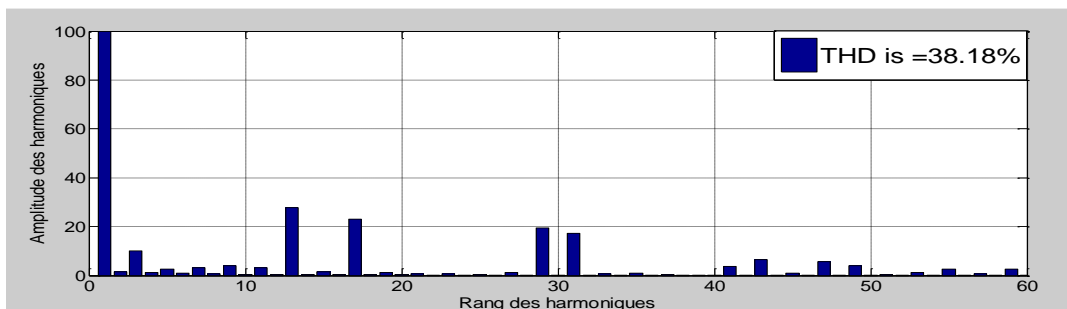
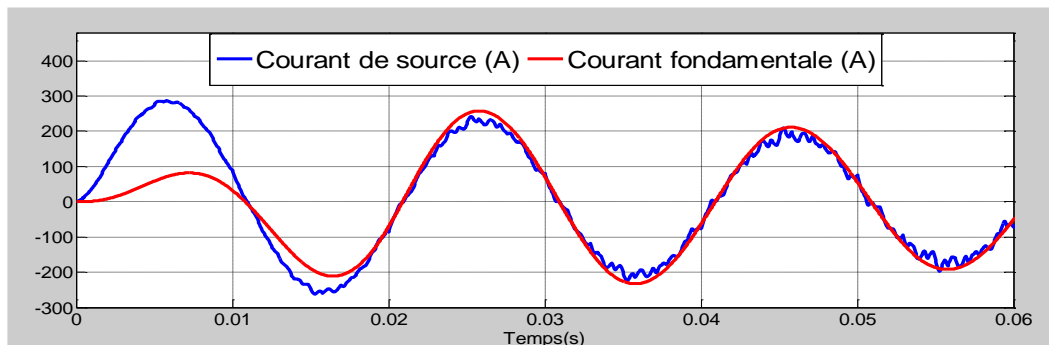


Fig.II.13.a Courant de la source avec sa fondamentale et spectre correspondant

($m=15$ et $f_p=750$ Hz)

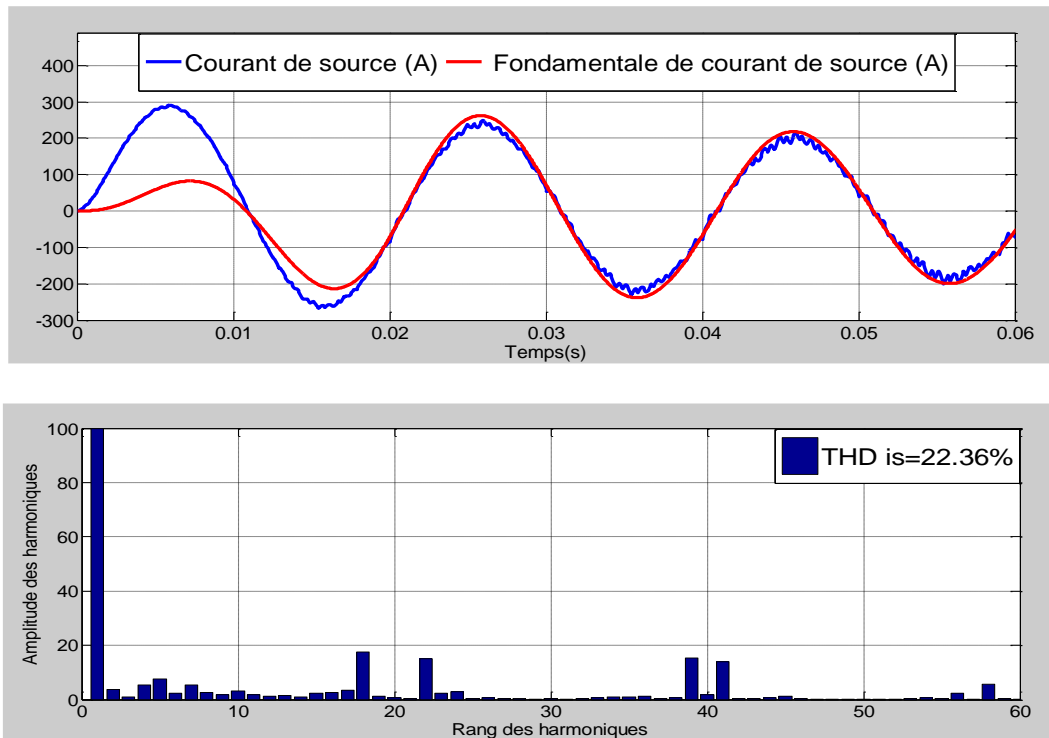


Fig.II.13.b Courant de la source avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=20$ et $f_p=2kHz$)

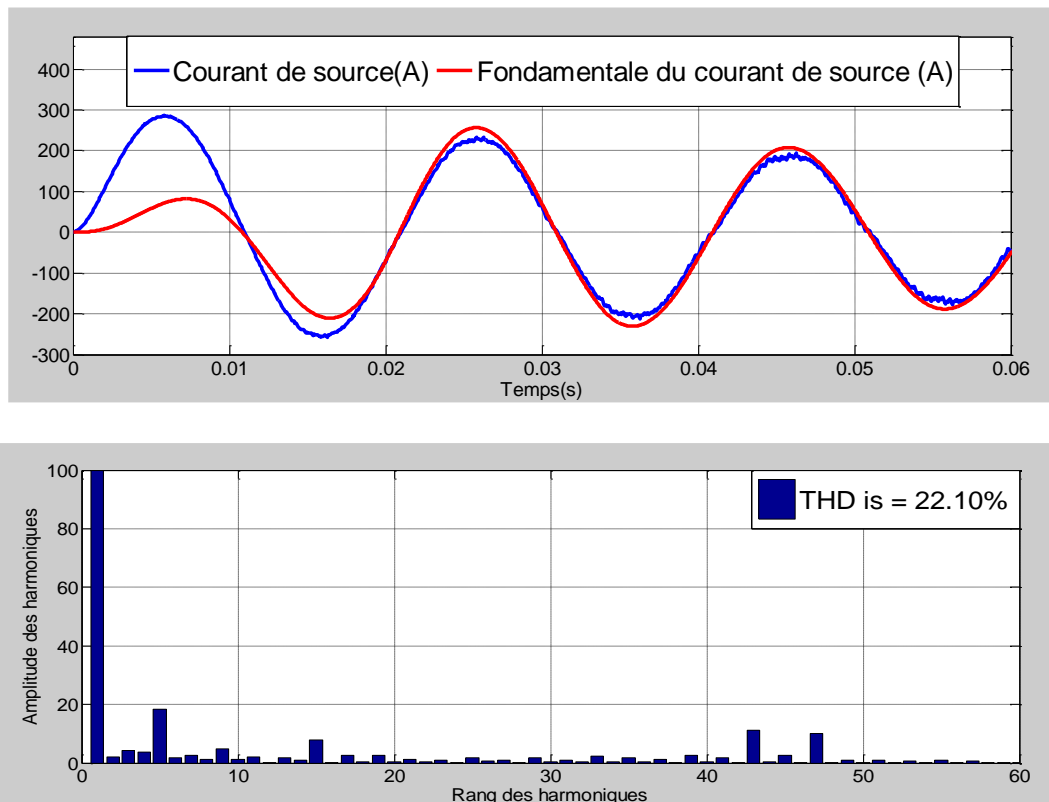


Fig.II.13.c Courant de la source avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=45$ et $f_p=2250Hz$)



➤ **Remarque:**

On constate dans les quatre cas de la figure (II.13), que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celles de la porteuse $f_p = m \cdot f_r$.

- H_{13} et h_{17} lorsque $m=15$ et $f_p = 15 \cdot f_r$, le taux de distorsion $THD_{is} = 38.18\%$
- H_{18} et h_{22} lorsque $m=20$ et $f_p = 20 \cdot f_r$, le taux de distorsion $THD_{is} = 22.36\%$
- H_{43} et h_{47} lorsque $m=45$ et $f_p = 45 \cdot f_r$, le taux de distorsion $THD_{is} = 22.10\%$

✚ **Interprétations des résultats**

On observe bien d'après les figures (II.11 et II.12 et II.13), les points suivants :

- En modulation synchrone, si m est impair ($m=15,45$), on trouve dans le spectre de la tension uniquement des harmoniques impairs (cas des Fig. II.11.a, Fig. II.11.c, Fig. II.12.a, Fig. II.12.c et Fig. II.13.a, Fig. II.13.c)
- Dans le cas de m pair ($m=20$), on trouve des harmoniques pairs et impairs (cas des Fig. II.11.b, Fig. II.12.b et Fig. II.13.b) et une valeur moyenne non nulle (signal non symétrique). C'est pourquoi, on choisit des indices de modulation impairs.
- En triphasé, les harmoniques de rang multiple de trois des tensions ou des courants sont nuls.
- Ainsi, afin d'annuler les raies de fréquence $m \cdot f$, $3m \cdot f$, $5m \cdot f$, ...etc., on choisit pour le triphasé des indices de modulation impairs et multiples de trois (cas des Fig. II.11.a, Fig. II.11.c, Fig. II.12.a, Fig. II.12.c et Fig. II.13.a, Fig. II.13.c)

On montre qu'avec cette technique l'augmentation de m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées, facilitant ainsi le filtrage (voir Fig. II.11.c et Fig. II.12.c, Fig. II.13.c). Cependant m est limitée par les temps de commutation des interrupteurs et donc par la largeur minimale des impulsions. Si m est assez grand ($m > 6$), la valeur efficace V_1 du fondamental de la tension d'entrée du redresseur V_{an} est pratiquement égale à l'onde de référence [1] pour $r = 1$.

$$V_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} r \frac{U_c}{2} \quad (II.6)$$

Donc par action sur (r) on peut théoriquement accroître l'amplitude du fondamental de 0 jusqu'au maximum, suivant la relation (2.II).

En augmentant la fréquence de la modulation f_p , la technique MLI offre la possibilité de pousser les harmoniques nuisibles, surtout ceux qui se trouvent plus proche de la fondamentale, vers les hautes fréquences, facilitant ainsi l'opération de filtrage. Ceci est clairement illustré sur les figures (II.11.c, II.12.c, II.13.c), où on constate l'amélioration du THD à chaque fois qu'on augmente la valeur de m .

A la fin, on peut déduire la liaison entre la fréquence de la porteuse ($f_p = m * f_r$) et le taux de distorsion harmonique (THD) par un graphe, illustré sur la Figure(II.14)

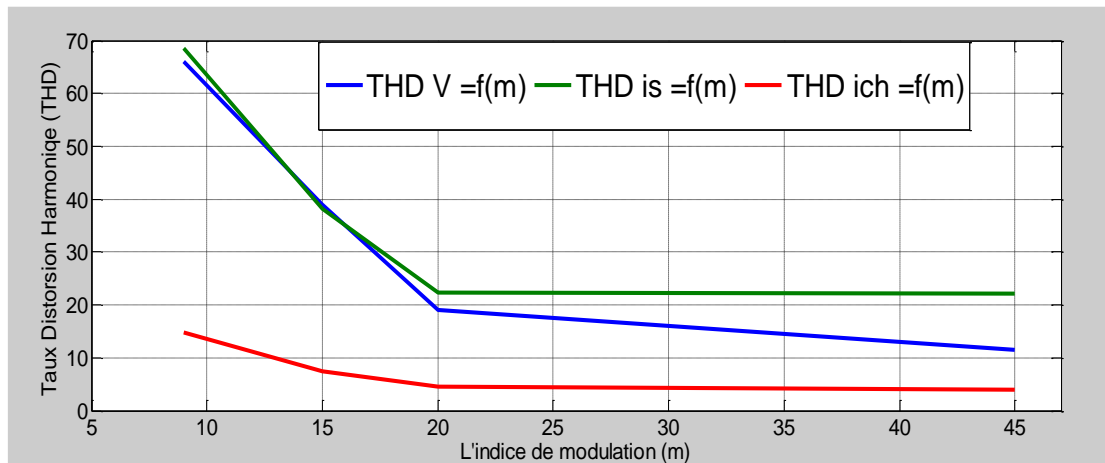


Fig. II.14 la relation entre la fréquence de la porteuse et le taux de distorsion

On observe bien, d'après le graphe de la figure (II.14), que la relation est inversement proportionnelle entre les deux paramètres (m et THD). Plus en augmente la valeur de m plus en plus le THD diminue.

II.3.3 Commande par hystérésis en courant à deux niveaux :

➤ Simulation et interprétation

Les figures (fig. II.15 , fig. II.16 , fig. II.17) montrent la tension simple V_{an} et le courants de charge et source de la première phase du redresseur triphasé à deux niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant pour $\Delta i = 2A$ et son spectre harmonique.

On remarque que :

- Le taux d'harmonique de la tension est relativement grand, mais les harmoniques les plus importantes en amplitude sont ceux de rang élevé et donc facilement filtrés et les harmoniques de rang multiple de trois sont nuls.



- Les courants de source suivent d'autant bien leurs références que l'hystérésis Δi est faible, l'allure des courants approximativement sinusoïdale et le déphasage est nul (facteur de puissance égale à l'unité), voir fig. II.18. Mais plus Δi est faible, plus les pertes par commutations des interrupteurs sont importantes.

D'où la nécessité de trouver un compromis entre les pertes par commutations (fréquence de commutation) et la largeur Δi de la bande d'hystérésis [8].

a) Qualité de la tension simple :

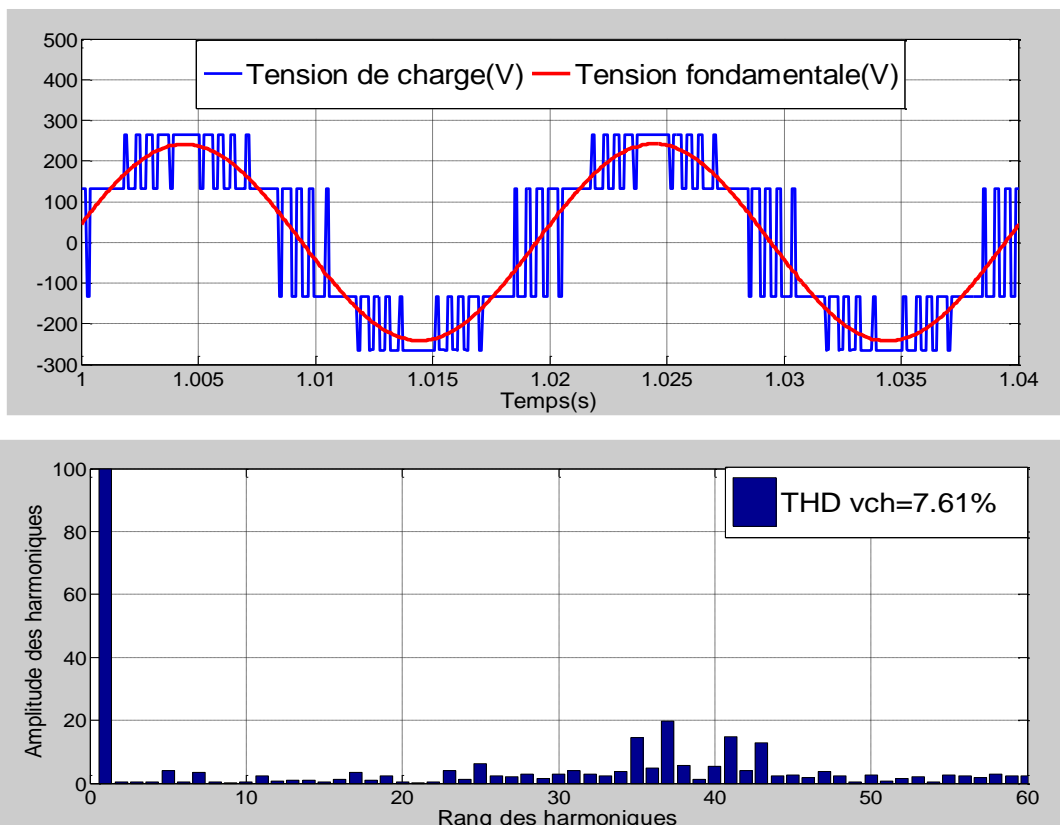
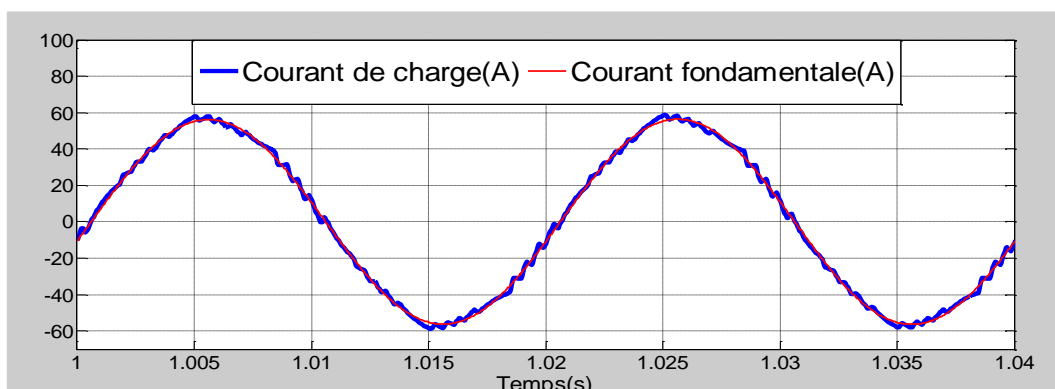


Fig. II.15 Tension simple avec sa fondamentale et spectre correspondant commande par hystérésis en courant ($\Delta i = 2A$)

b) Qualité du courant dans la charge :



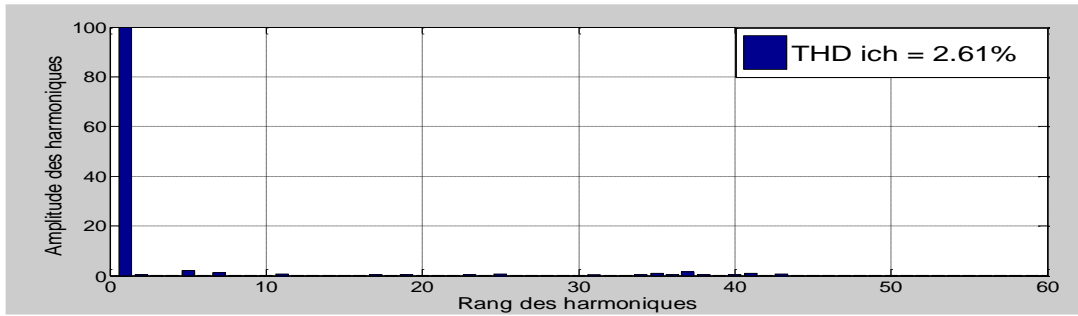


Fig.II.16 Courant de la charge avec sa fondamentale et spectre correspondant commande par hystérésis en courant($\Delta i = 2A$)

c) Qualité du courant dans la source :

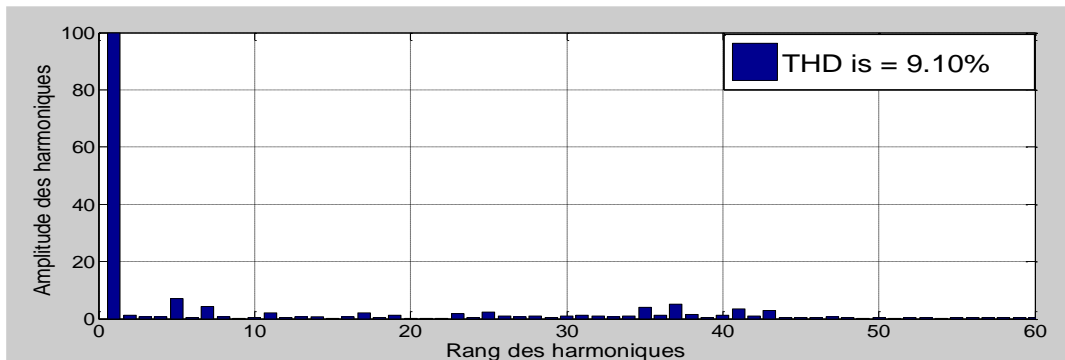
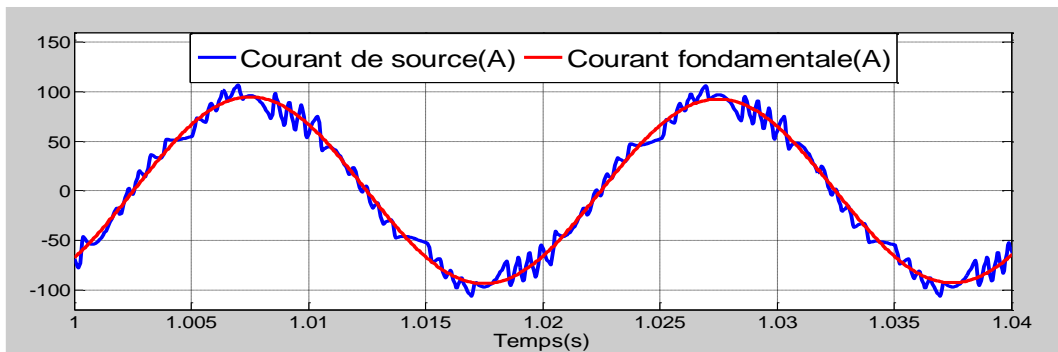


Fig.II.17 Courant de la source avec sa fondamentale et spectre correspondant commande par hystérésis en courant($\Delta i = 2A$)

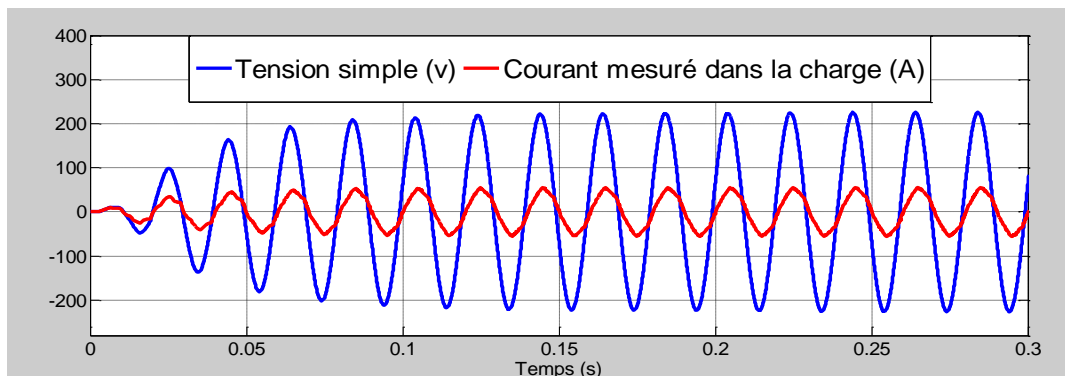


Fig.II.18 Courant de référence et réel du redresseur triphasé à deux niveaux Commandé par hystérésis en courant ($\Delta i = 2A$) et tension du réseau V_{res1}



A la fin, on peut déduire la liaison ente la fréquence de la bande d'hystérésis et le taux de distorsion harmonique (THD) par un graphe, illustré sur la Figure (II.19)

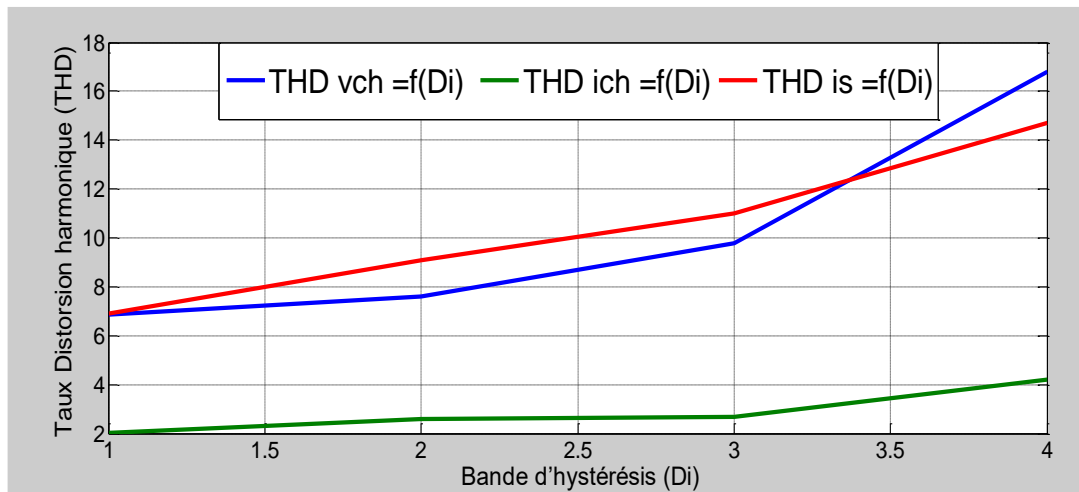


Fig.II.19 la relation entre la bande d'hystérésis et le taux de distorsion à deux niveaux

On observe bien, d'après le graphe de la figure (II.19), que la relation est inversement proportionnelle entre les deux paramètres (Δi et THD). Plus en augmente la valeur de Δi plus en plus le THD prend des valeurs importante.

II.4. Tableaux récapitulatif des techniques de modulation utilisés à deux niveaux

Le tableau ci-dessous (Tableau.II.1), résume les types de modulations appliquées à la commande de l'onduleur à deux niveaux.



➤ Résumé de résultats des techniques de commande utilisés à deux niveaux : (Tableau.2.1)

	Technique de commande	Indice de modulation m	Coefficient de réglage r	Taux de distorsion en tension THD_{Ich} (%)	Taux de distorsion en tension THD_{Van} (%)	Taux de distorsion en tension THD_{Source} (%)	La fréquence centrale de la première famille d'harmonique	Nombre d'impulsion Par alternance P	Observation
Onduleurs Triphasé à Deux Niveaux	Pleine onde			11.41	28.35	52.58			
	PWM 'MLI'	$m=9$	0.8	14.85	65.98	68.53	$m*f_r$	$P=m$	
		$m=15$		7.43	39.05	38.18	$m*f_r$	$P=m$	
		$m=20$		4.57	25.32	22.36	$m*f_r$	$P=m$	
		$m=45$		3.87	11.54	22.10	$m*f_r$	$P=m$	
	Hystérésis	$\Delta i =1A$	0.8	2.01	6.87	6.89		$P=m$	
		$\Delta i =2A$		2.61	7.61	9.10		$P=m$	
		$\Delta i =3A$		2.69	9.79	11.01		$P=m$	
		$\Delta i =4A$		4.21	16.81	14.69		$P=m$	

**Conclusion :**

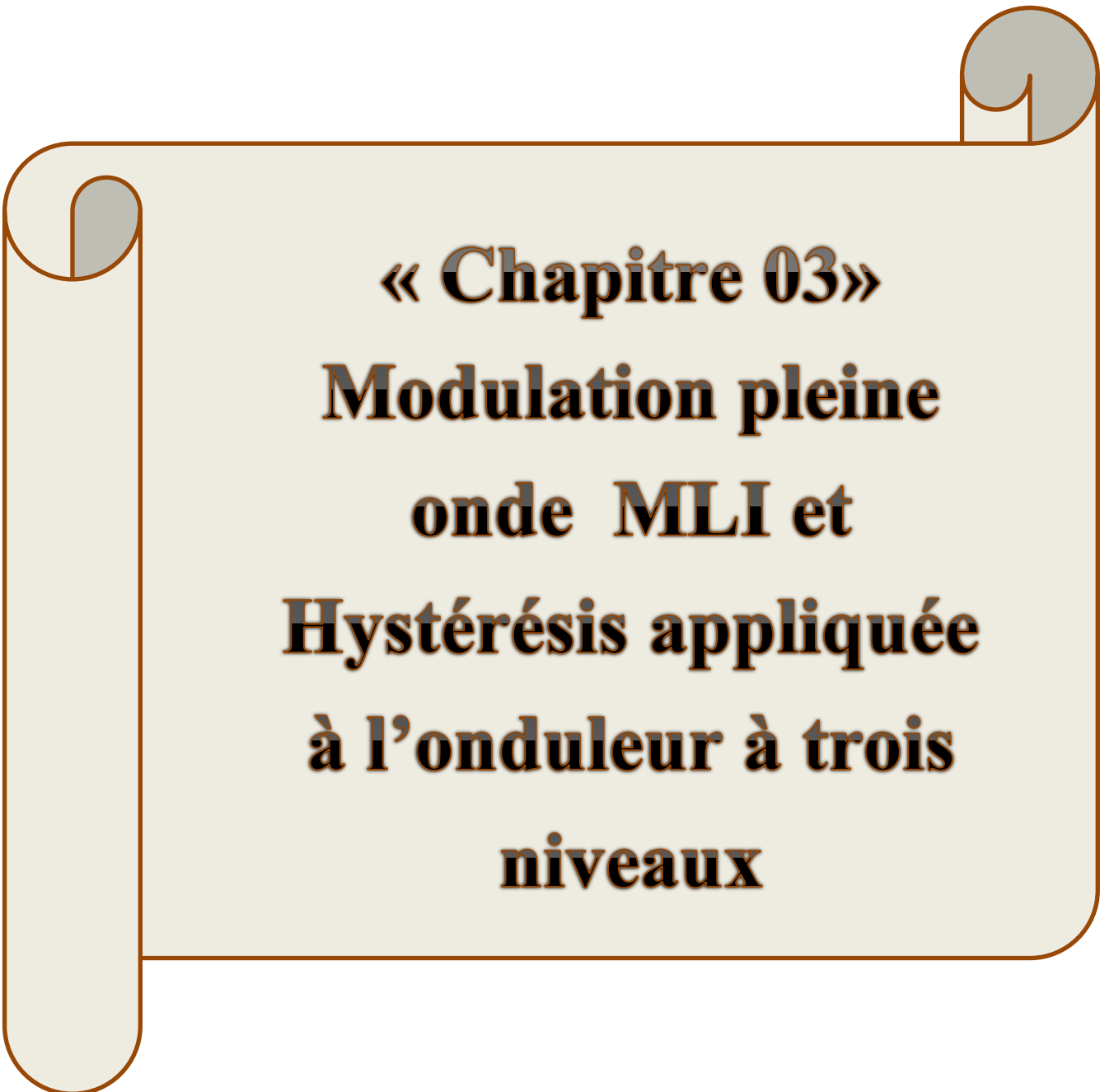
Dans ce deuxième chapitre on s'est intéressé d'une manière explicite aux stratégies de commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux. Plus particulièrement la stratégie triangulo-sinusoïdale et la commande par hystérésis en courant.

On a conclu qu'on peut améliorer l'allure des tensions d'entrées des redresseurs ainsi que le taux d'harmoniques en agissant sur la valeur de l'indice de modulation m et on a déduit que ce dernier en augmentant sa valeur facilite le filtrage et améliore le taux d'harmoniques.

Par la suite on a montré qu'en utilisant la stratégie triangulo-sinusoïdale on peut générer une source de tension à l'entrée du redresseur la plus sinusoïdale possible sans se préoccuper de l'allure du courant ou des tensions de sortie.

Tandis que la commande par hystérésis en courant donne des résultats meilleurs surtout qu'elle assure un courant de forme sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau.

Le prochain chapitre est consacré à l'application des trois stratégies de commande traitée ci-dessus, pour commander le convertisseur à trois niveaux.



« Chapitre 03 »
Modulation pleine
onde MLI et
Hystérésis appliquée
à l'onduleur à trois
niveaux

III.1 Introduction :

Les récents développements dans l'industrie de l'électronique de puissance ont conduit à une considérable croissance de la puissance pouvant être manipulée par les dispositifs semi-conducteurs. Cependant la tension maximale supportée par ces dispositifs demeure le majeur obstacle dans les applications hautes et moyennes tension. Afin de remédier aux limitations des interrupteurs plusieurs nouvelles techniques et topologies ont été élaborées. En particulier les onduleurs multiniveaux reçoivent une croissante attention.

Ces convertisseurs sont convenables pour les applications en haute tension et en forte puissance, habilités à synthétiser les formes d'ondes avec de meilleurs spectres harmoniques.

Ce chapitre expose la modulation pleine onde, MLI et hystérésis appliquée à l'onduleur à trois niveaux à structure NPC. Les résultats obtenus sont exposés et commentés.

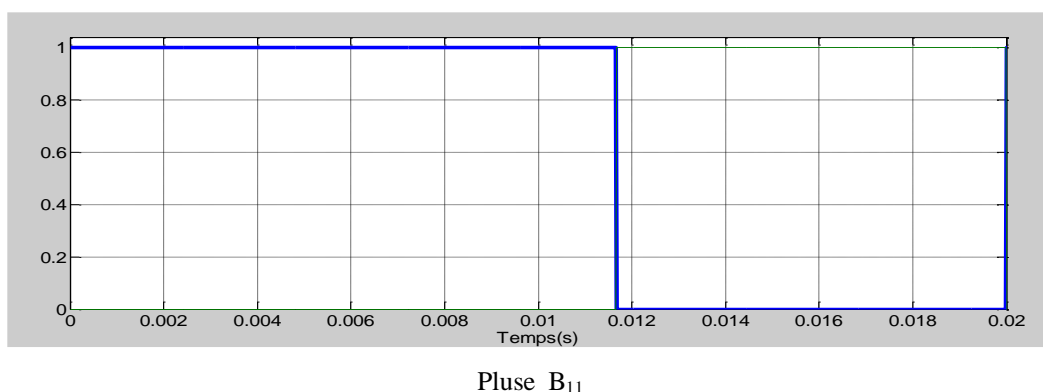
III.2. Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux

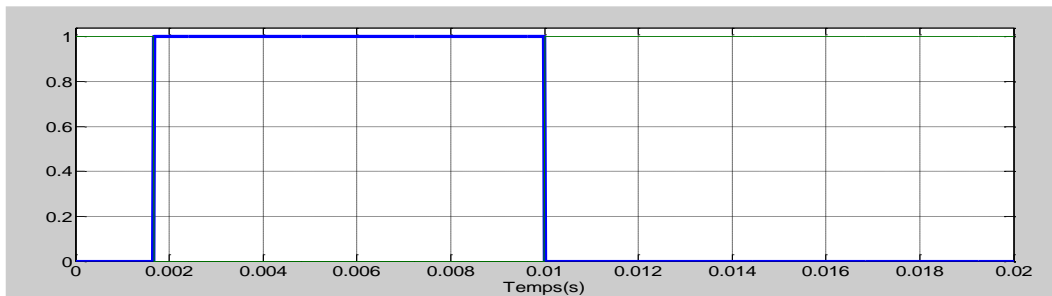
Le model de l'onduleur de tension à trois niveaux est déjà signaler et présenter à la fin du premier chapitre à travers la figure (I.16), où on a exposé le système d'équation qui gère le fonctionnement des tensions simple à la sortie de l'onduleur à base des fonctions de connexion de demi- bras.

III.3. Modulation et simulation appliqué à l'onduleur à trois niveaux :

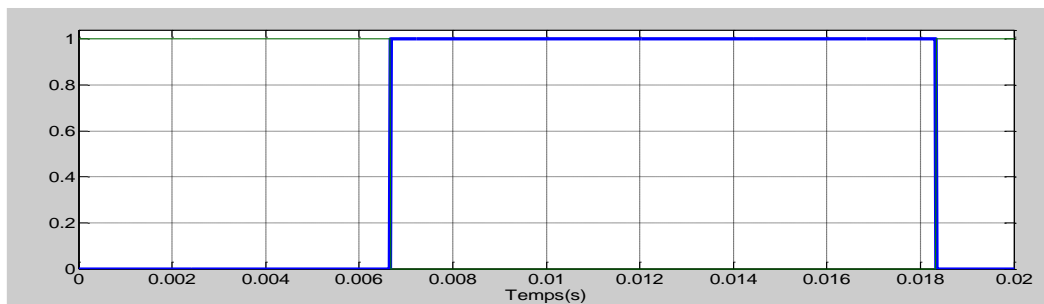
III.3.1 Commande pleine onde à trois niveaux :

Pendant une période de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux, la commande des interrupteurs est représentée à la figure (III.1)

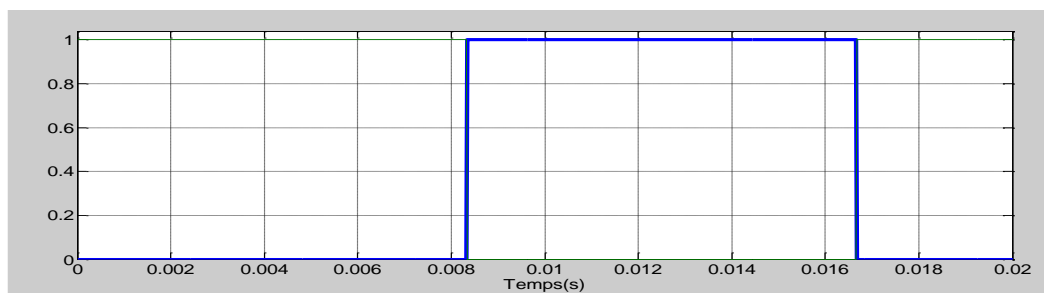




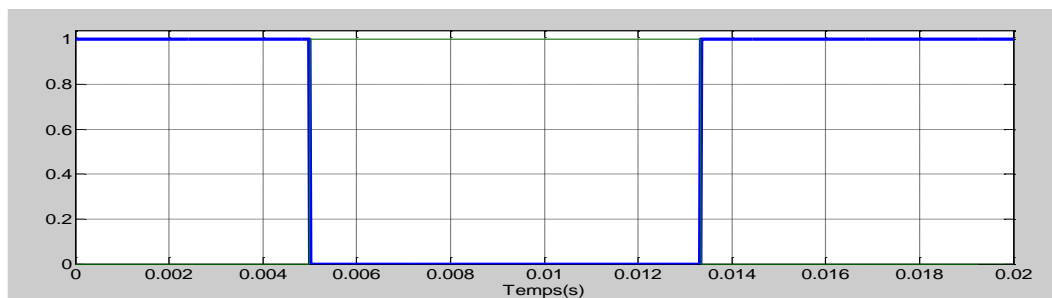
Pluse_B12



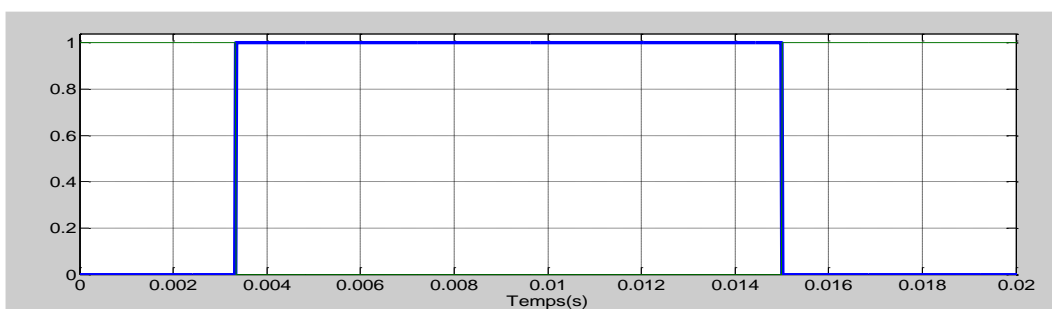
Pluse_B21



Pluse_B22



Pluse_B31



Pluse_B32

Fig.III.1 Séquence de commande pleine onde des interrupteurs de l'onduleur triphasé à trois niveaux

➤ **Simulations et interprétations**

On observe bien d'après les figures en bas, les points suivants :

- ✓ Avec cette commande, on génère un système de trois tensions dont les fondamentaux constituent un système triphasé équilibré.
- ✓ Les figures (III.2, III.3, III.4, III.5, III.6 et III.7) montrent bien l'allure de la tension simple, courant de charge et courant de source à l'entrée de onduleur de la première phase (V_{an} , I_{ch} , I_s) et son spectre harmonique, ce dernier montre que seuls les harmoniques impairs de rang $6k \pm 1$ existent (k entier naturel) et sont très faibles en comparaison avec le redresseur triphasé à deux niveaux.
- ✓ A travers les figures suivantes (III.2 et III.5), il apparaît clairement à travers les simulations, que l'inductance a un effet sur la forme de la tension simple (tension de la charge). Plus sa valeur est faible, la forme de la tension simple s'améliore.
- ✓ On peut conclure de cette étude de la commandes pleine onde de onduleur à deux et trois niveaux, que les harmoniques des tensions d'entrée, et donc des courants, sont plus faibles avec la structure à trois niveaux

✚ **Pour une charge R : $R=4\Omega$**

a) **Qualité de la tension simple :**

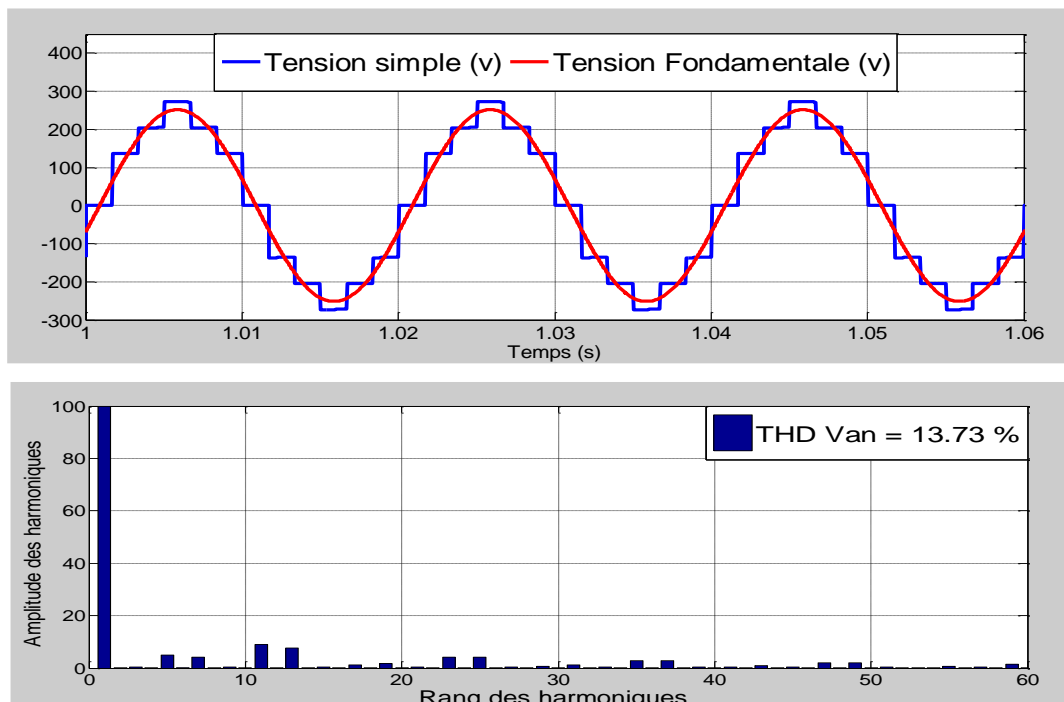


Fig.III.2_Tension simple V_{an} de la phase 1 de l'onduleur triphasé à trois Niveaux et son spectre harmonique pour ($R=4\Omega$)

b) Qualité du courant dans la charge :

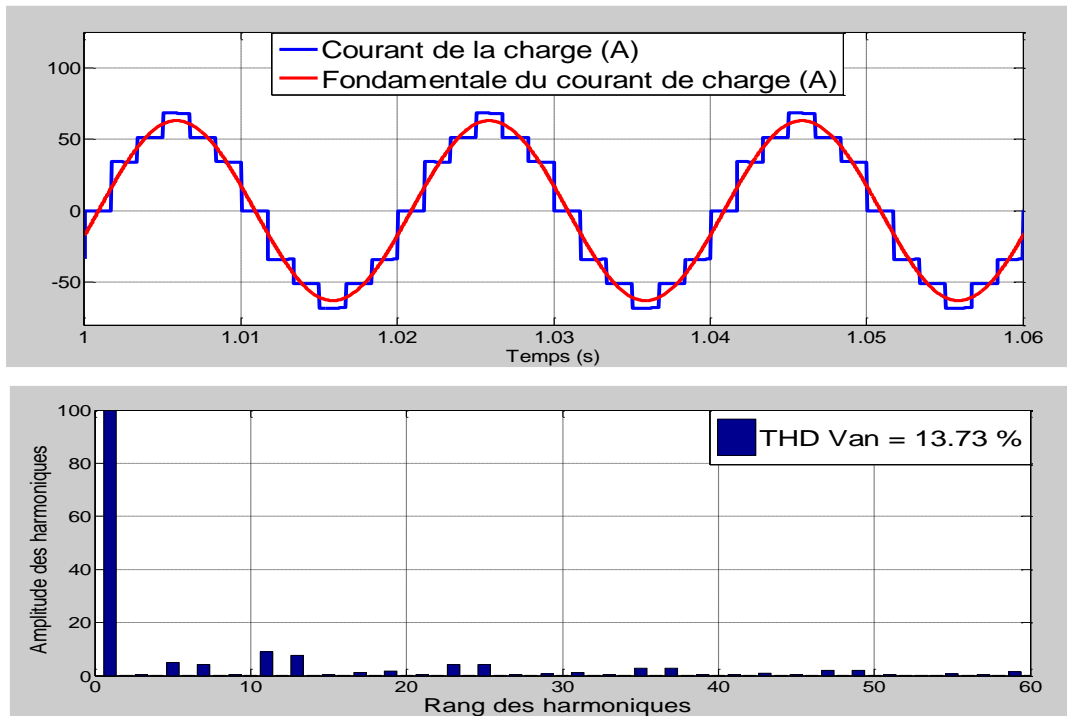


Fig.III.3 Courant de la charge I_{ch} de la phase 1 de l'onduleur triphasé à trois niveaux Et son spectre harmonique pour ($R=4\Omega$)

C) Qualité du courant dans la source :

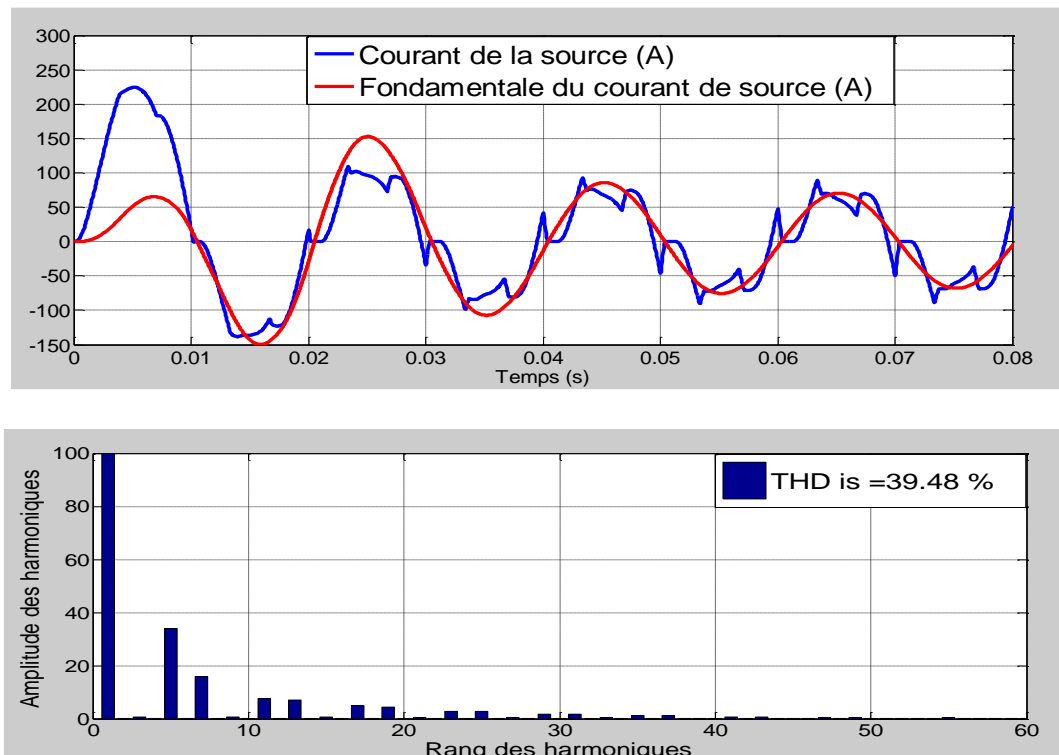


Fig.III.4 Courant de la source I_s de la phase 1 de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre harmonique pour ($R=4\Omega$)

✚ Pour une charge RL : $R=4\Omega$, $L=5mH$

a) Qualité de la tension simple :

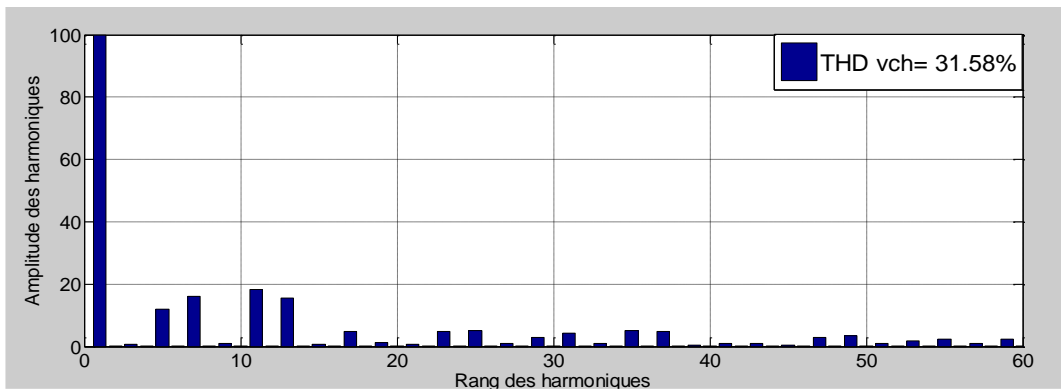
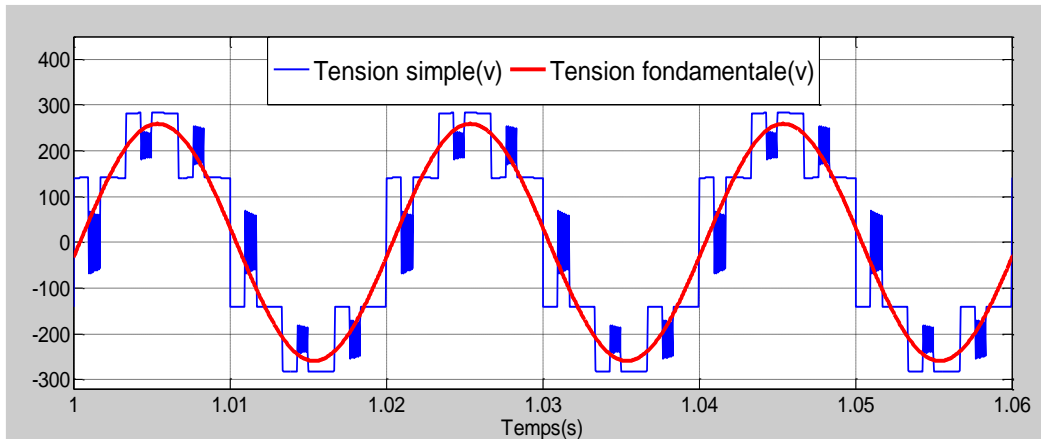
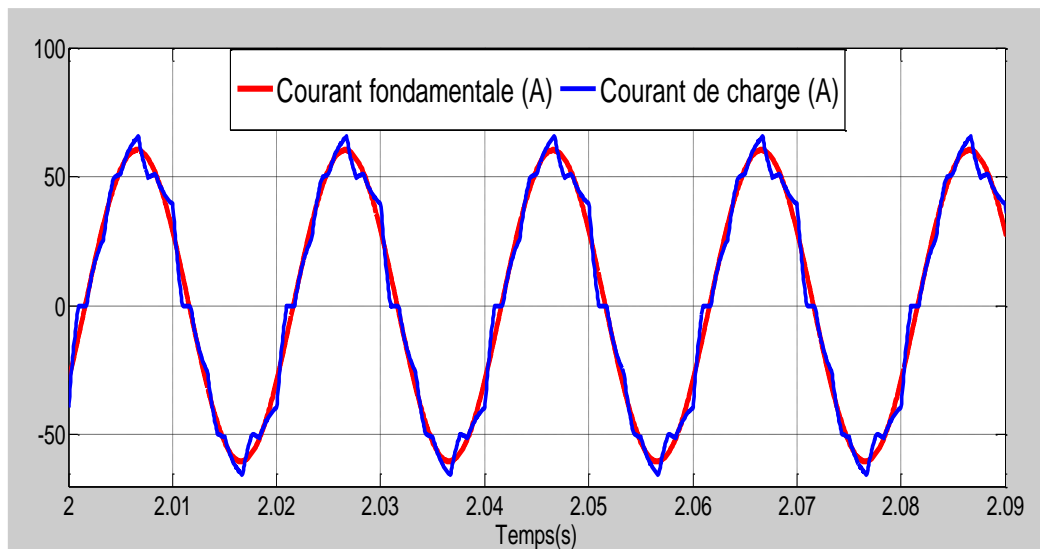


Fig.III.5 Tension simple V_{an} de la phase 1 de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre harmonique ($R=4\Omega$, $L=5mH$)

B) Qualité du courant dans la charge :



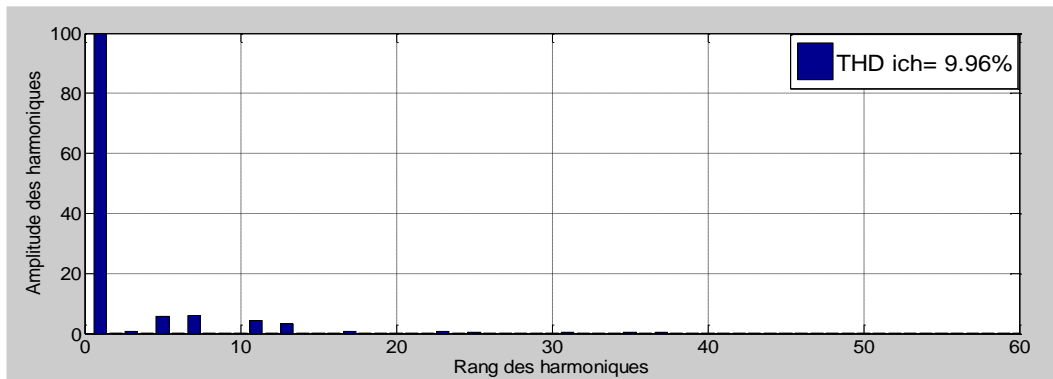


Fig.III.6 Courant de la charge I_{ch} de la phase1 de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre harmonique ($R=4\Omega$, $L=5mH$)

C) Qualité du courant dans la source :

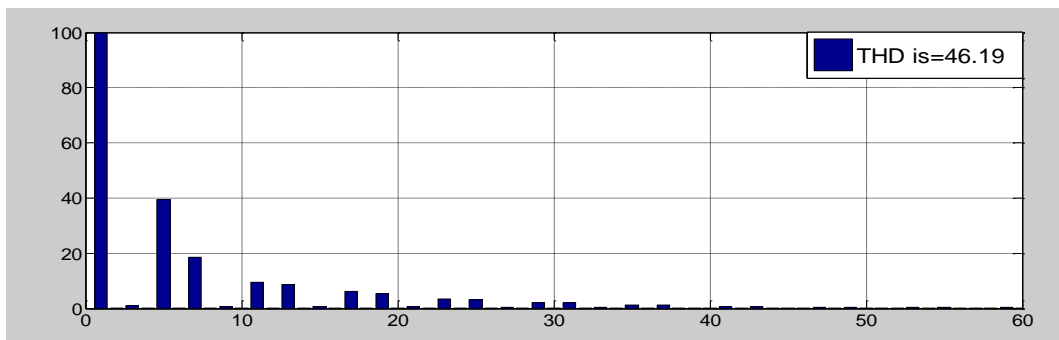
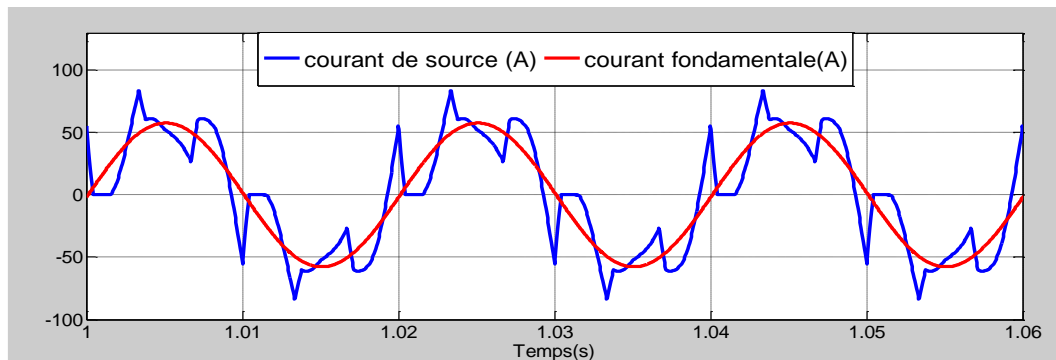


Fig.III.7 Courant de la source I_s de la phase1 de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre harmonique ($R=4\Omega$, $L=5mH$)

III.3.2 Commande MLI (STPWM) à trois niveaux

Cette stratégie est très connue pour les onduleurs à trois niveaux. Dans cette partie on rappellera le principe de la stratégie MLI à trois niveaux, et on donnera l'algorithme correspondant à l'onduleur à trois niveaux. Son principe général est de comparer une tension de référence à deux porteuses triangulaires (voir Fig.III.8)

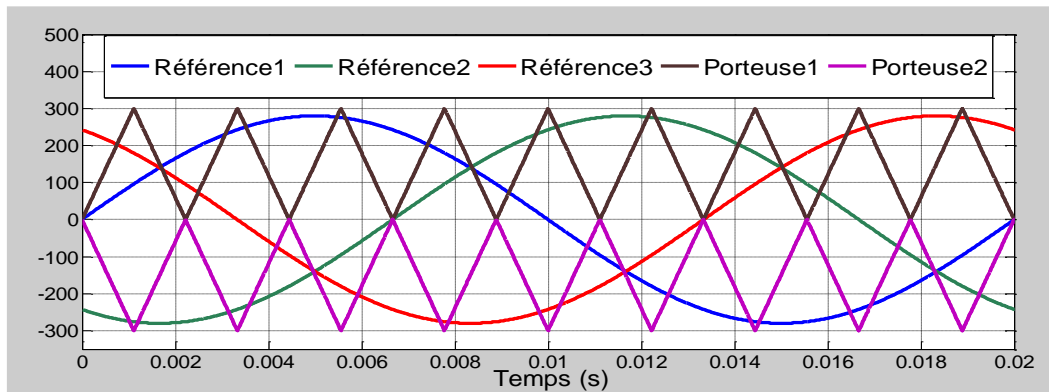


Fig.III.8 Comparaison deux porteuse avec trois tensions de références pour ($m=9$ $f_p=450\text{Hz}$ et $r=0.8$)

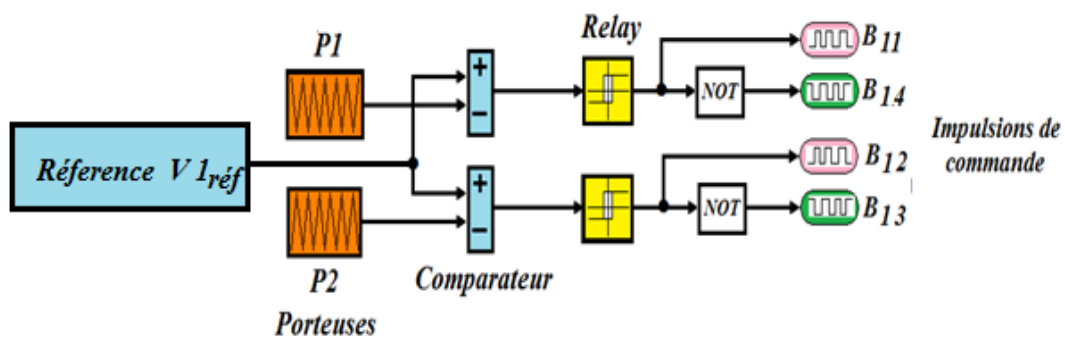


Fig.III.9 Algorithme de commande de l'onduleur triphasé à MLI à trois niveaux pour un seul bras sous Matlab/Simulink

Elle se traduit par l'algorithme de commande (III.1) suivant :

$$\begin{cases} \text{Si } v_{réf} \geq V_{p1} \Rightarrow B_{11} = 1, B_{14} = 0 \\ \text{Si } v_{réf} \leq V_{p1} \Rightarrow B_{11} = 0, B_{14} = 1 \\ \text{Si } v_{réf} \geq V_{p2} \Rightarrow B_{12} = 1, B_{13} = 0 \\ \text{Si } v_{réf} \leq V_{p2} \Rightarrow B_{12} = 0, B_{13} = 1 \end{cases} \quad (III.1)$$

➤ **Simulations et interprétations :**

▪ **Paramètres de simulations :**

Tension continue : 645V Charge RL : R=4Ω, L= 5mH, $V_{pm}=500\text{V}$, $V_{réfm}=400\text{V}$.

Les impulsions de commande générées par la technique MLI à partir de l'algorithme ci-dessus, via les interrupteurs de l'onduleur, sont illustrées par la figure (III.10).

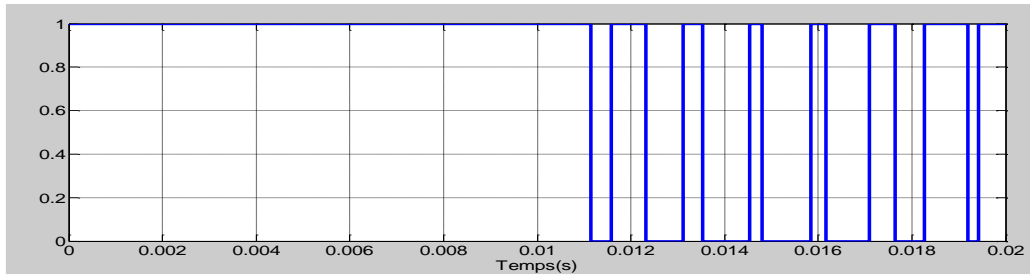
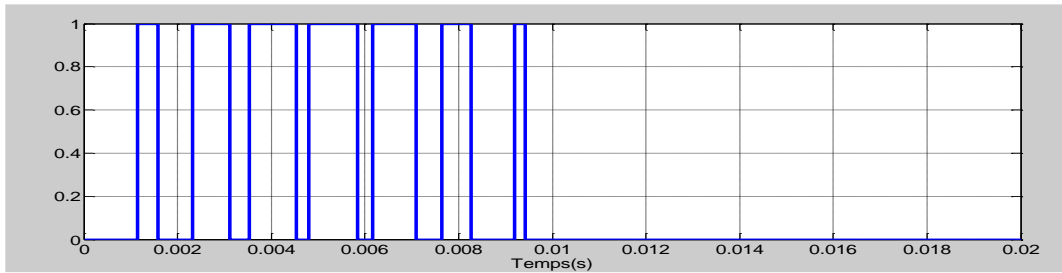


Fig.III.10 Pulse B_{11}, B_{12} du premier bras ($m=15, f_p=750\text{Hz}$)

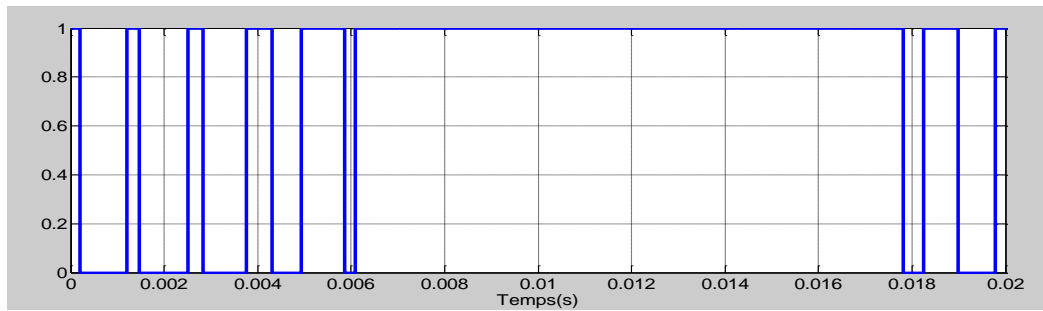
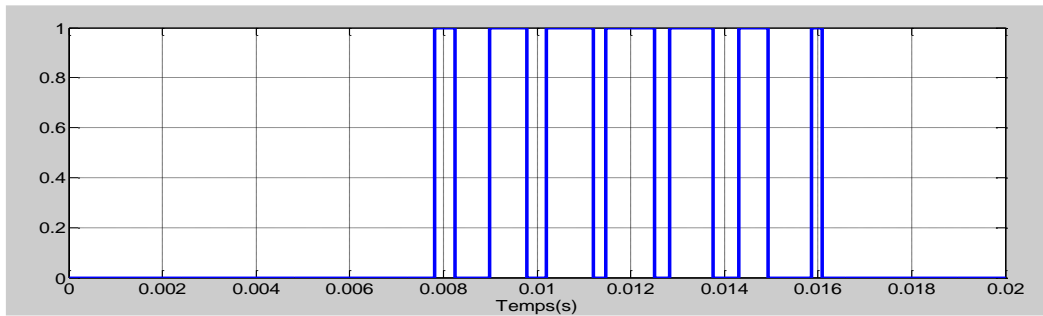
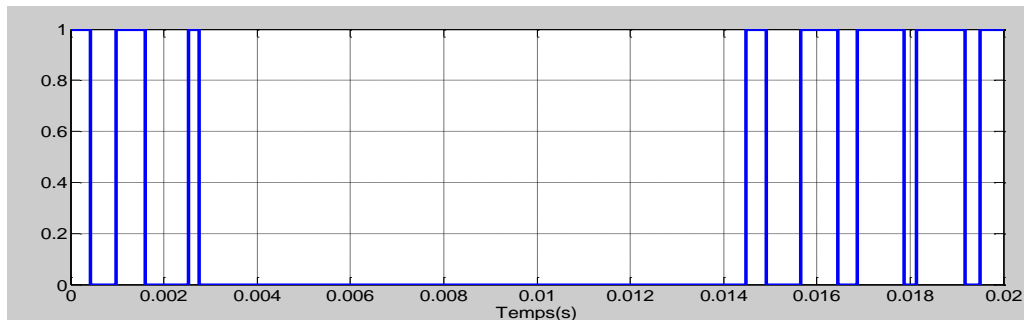


fig. III.10 Pulse B_{21}, B_{22} du deuxième bras ($m=15, f_p=750\text{Hz}$)



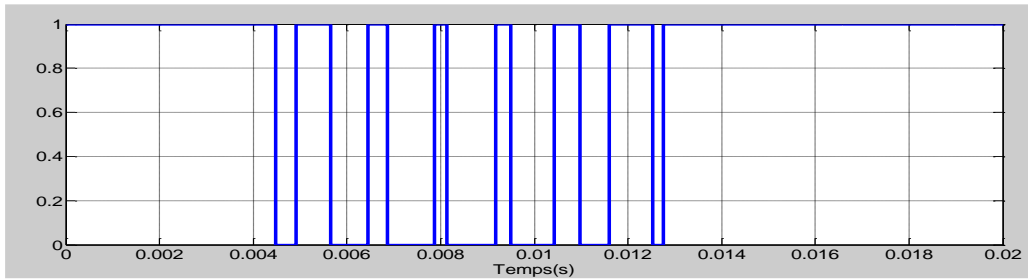


Fig.III.10 Pulse B_{31} , B_{32} du troisièmes bras ($m=15$, $f_p=750\text{Hz}$)

b) Qualité de la tension simple :

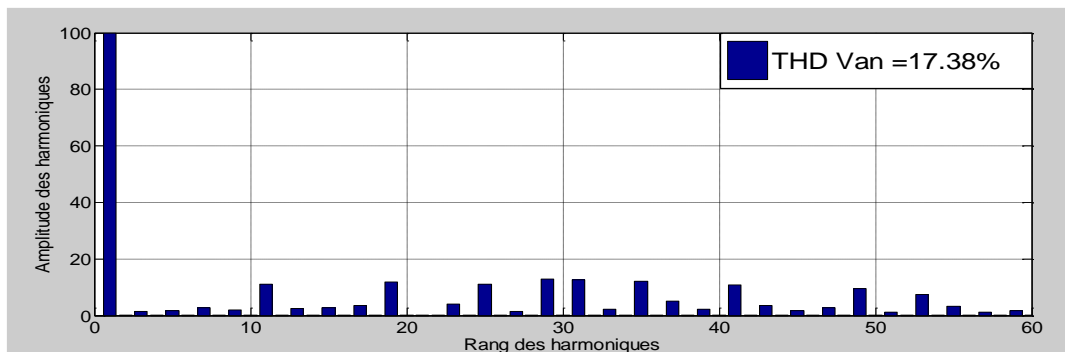
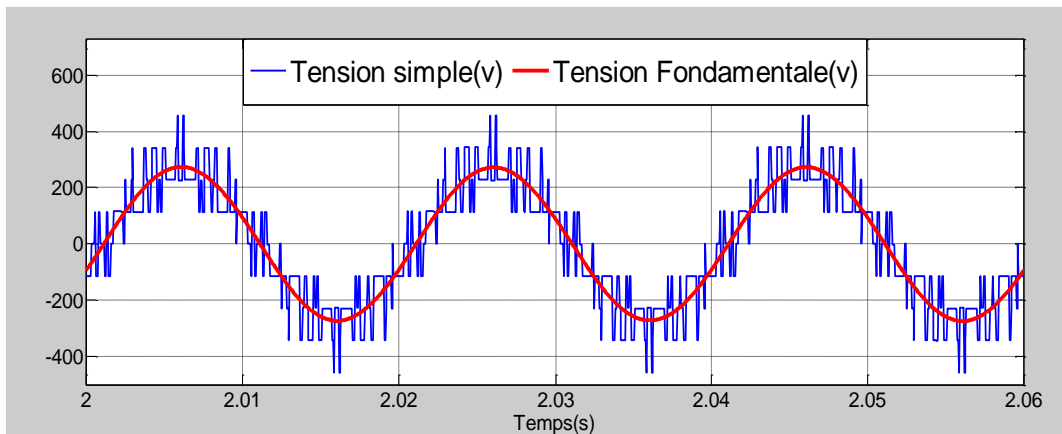
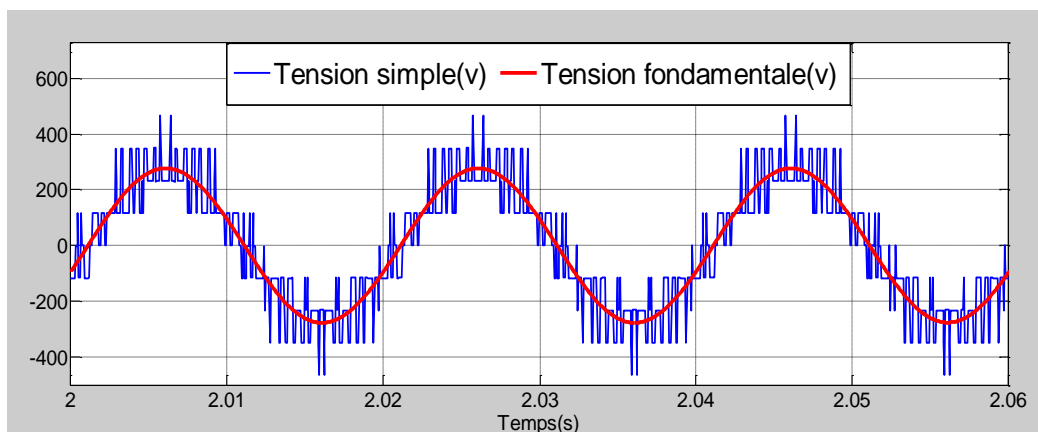


Fig.III.11a Tension simple avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=15$ et $f_p=750\text{Hz}$)



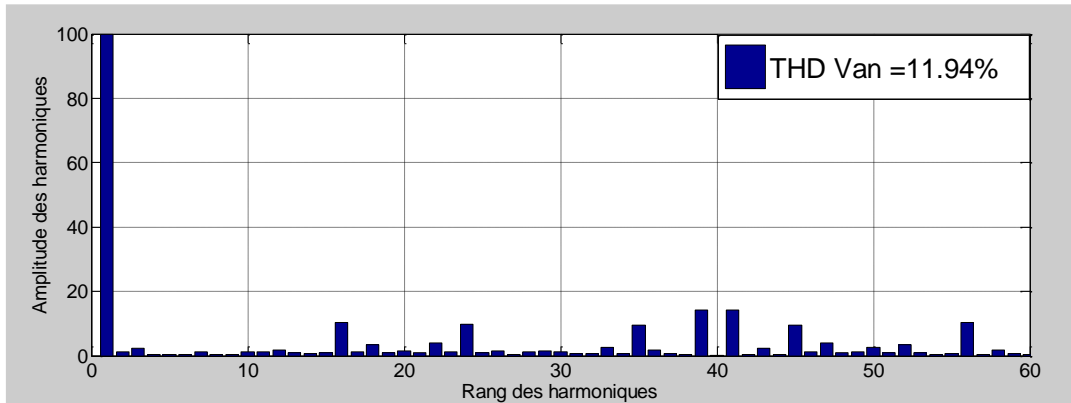


Fig.III.11.b Tension simple avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=20$ et $f_p=2kHz$)

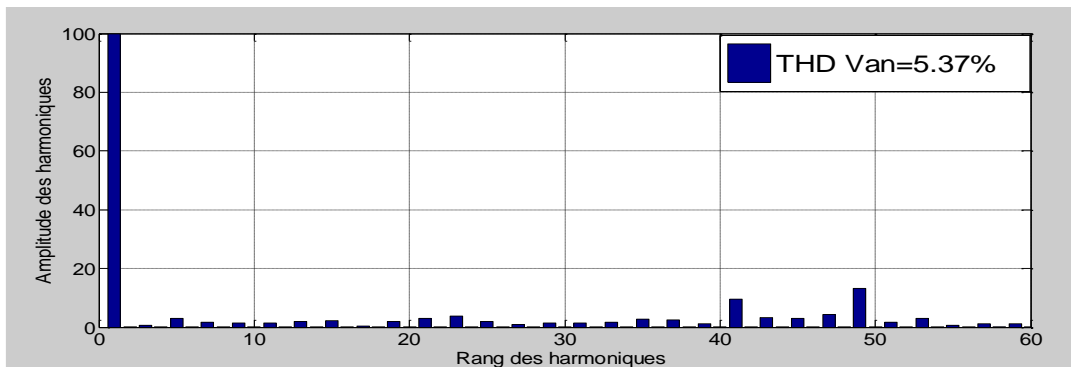
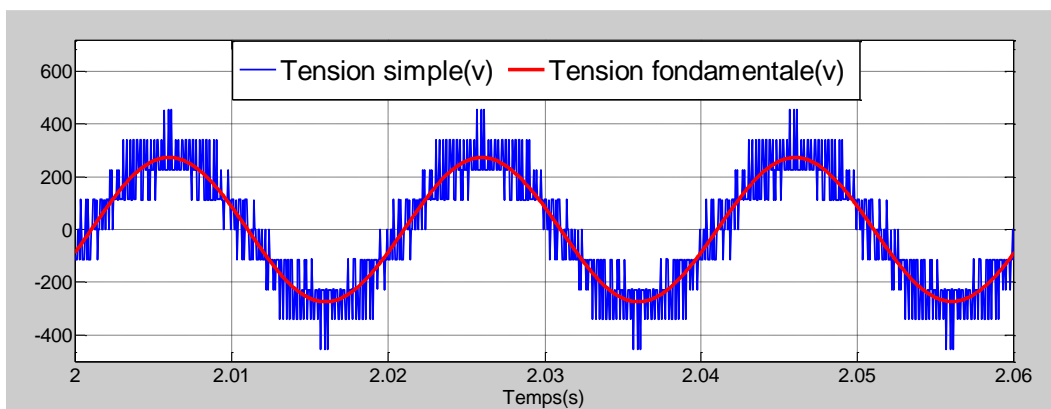


Fig.III.11.c Tension simple avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=45$ et $f_p=2250Hz$)

➤ **Remarques**

On constate dans les quatre cas de la figure (III.11), que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celles de la porteuse $f_p = 2m \cdot f_r$. La première famille centrée autour de la fréquence $2m \cdot f_r$ est la plus importante du point de vue amplitude.

- H_{13} et h_{17} lorsque $m=15$ et $f_p=2*15*f_r$, le taux de distorsion $THD_v = 17.38\%$
- H_{18} et h_{22} lorsque $m=20$ et $f_p=2*20*f_r$, le taux de distorsion $THD_v = 11.94\%$
- H_{43} et h_{47} lorsque $m=45$ et $f_p=2*45*f_r$, le taux de distorsion $THD_v = 5.37\%$

B) Qualité de courant dans la charge

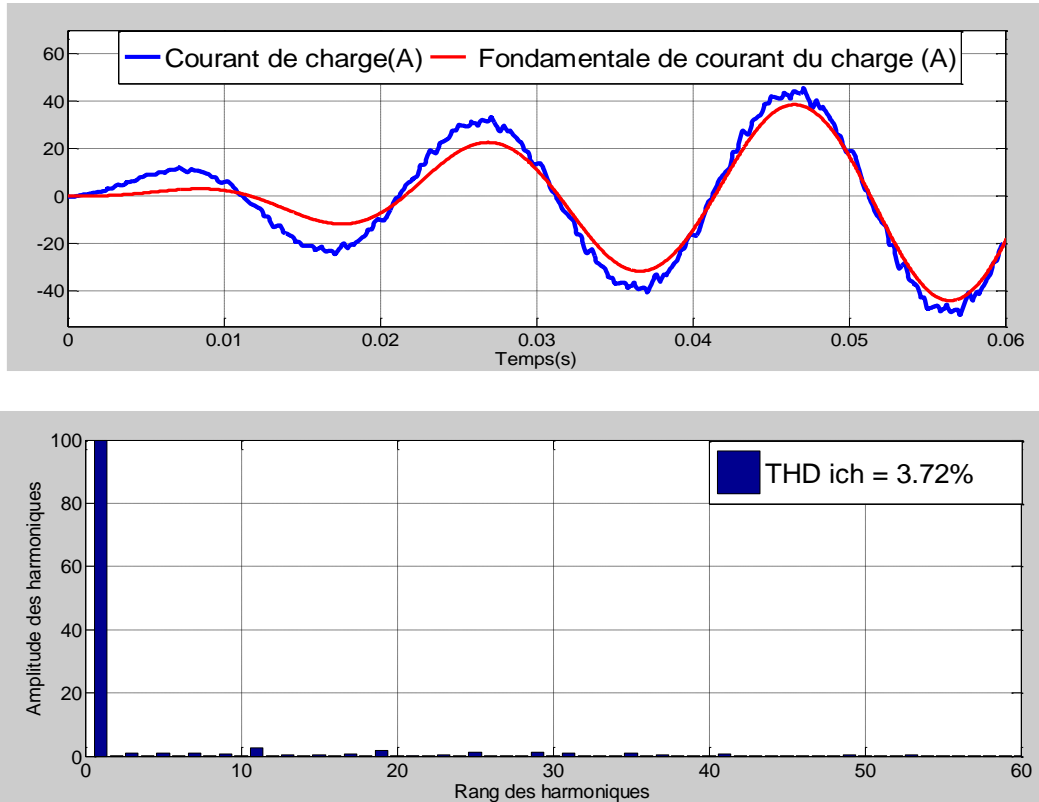
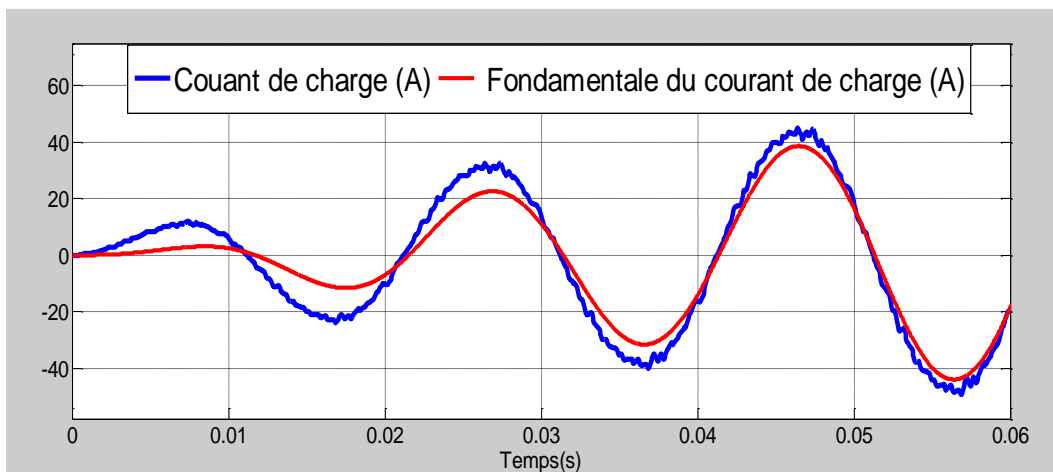


Fig.III.12.a_Courant de la charge avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=15$ et $f_p=750Hz$)



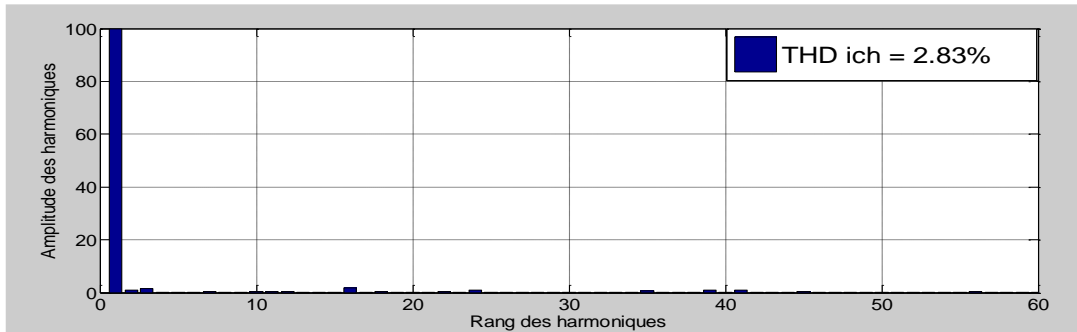


Fig.III.12.b_Courant de la charge avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=20$ et $f_p=2\text{kHz}$)

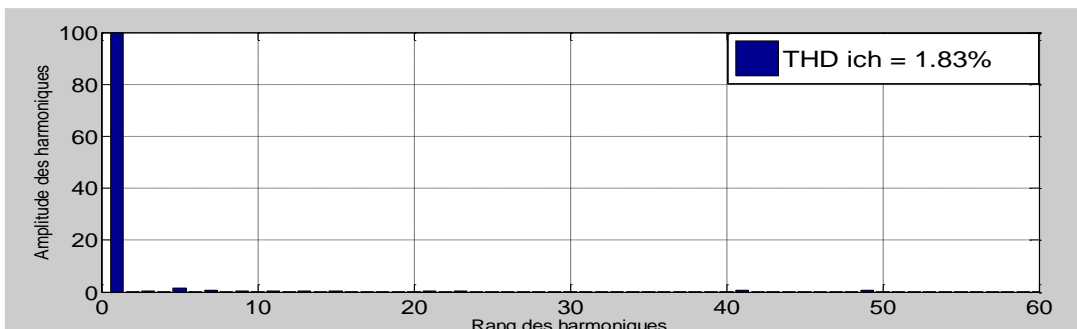
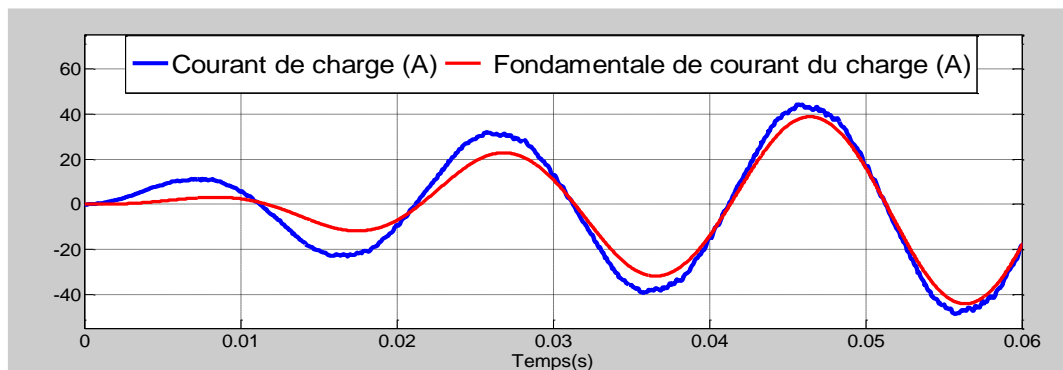


Fig.III.12.c_Courant de la charge avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=45$ et $f_p=2250\text{ Hz}$)

➤ Remarques

On constate aussi que, les quatre cas de la figure (III.12), les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celles de la porteuse $f_p = 2m \cdot f_r$. La première famille centrée autour de la fréquence $2m \cdot f_r$ est la plus importante du point de vue amplitude.

- H_{13} et h_{17} lorsque $m=15$ et $f_p = 2 \cdot 15 \cdot f_r$ le taux de distorsion $\text{THD}_{ich} = 3.72\%$
- H_{18} et h_{22} lorsque $m=20$ et $f_p = 2 \cdot 20 \cdot f_r$ le taux de distorsion $\text{THD}_{ich} = 2.83\%$
- H_{43} et h_{47} lorsque $m=45$ et $f_p = 2 \cdot 45 \cdot f_r$ le taux de distorsion $\text{THD}_{ich} = 1.83\%$

C) Qualité de courant dans la source

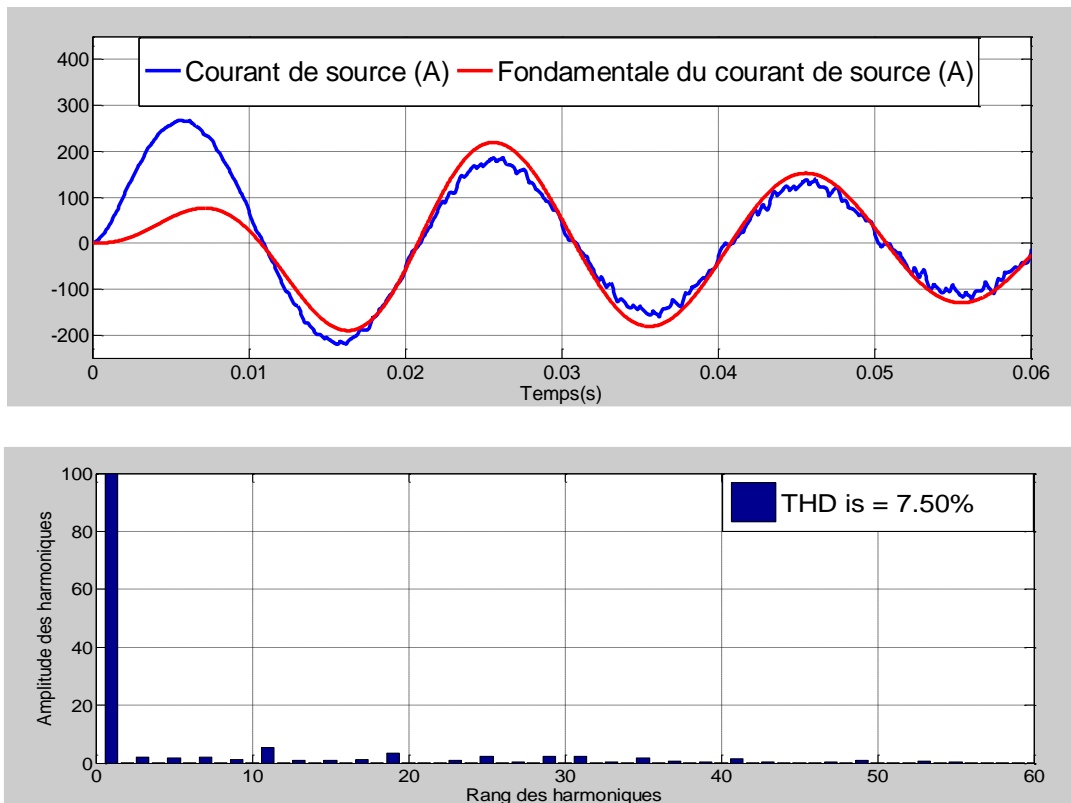


Fig.III.13.a Courant de la source avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=15$ et $f_p=750\text{Hz}$)

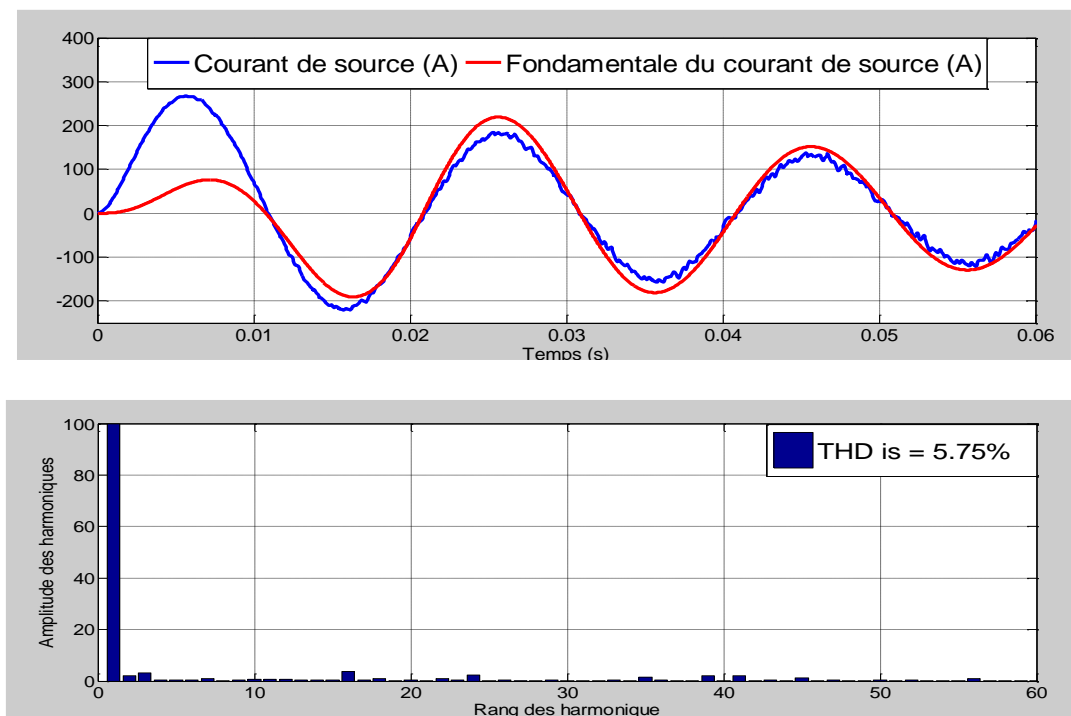


Fig.III.13.b Courant de la source avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=20$ et $f_p=2\text{kHz}$)

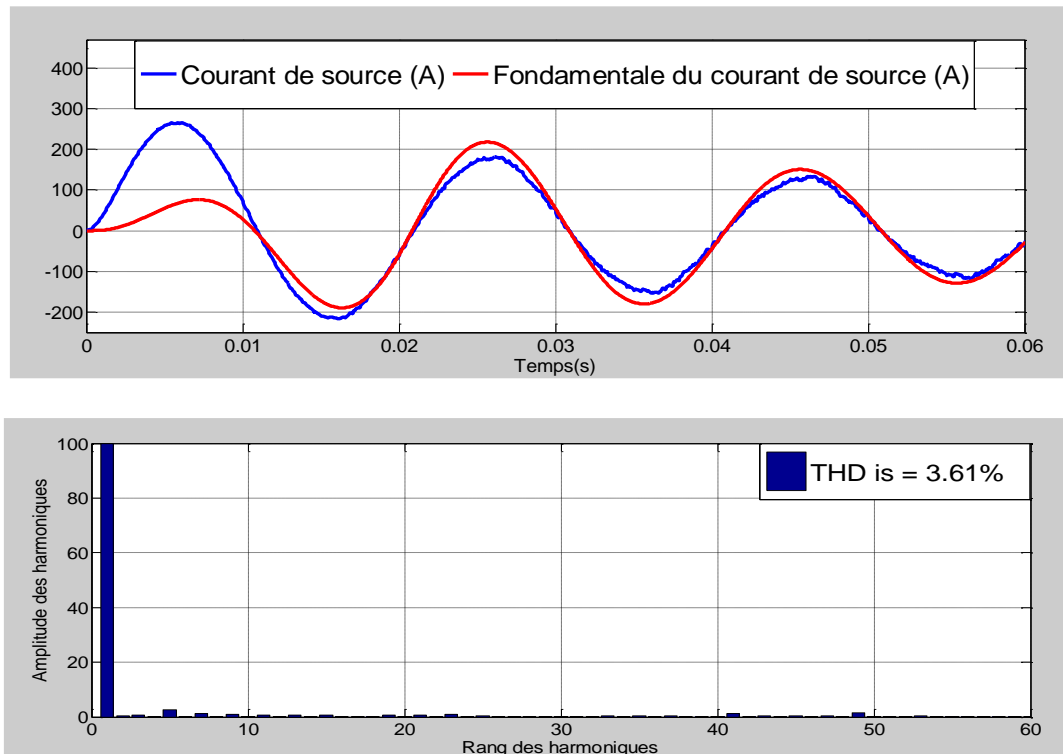


Fig.III.13.c Courant de la source avec sa fondamentale et spectre correspondant ($m=45$ et $f_p=2250\text{Hz}$)

➤ **Remarque :**

On remarque dans les quatre cas de la figure (III.13), que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celles de la porteuse $f_p = 2m \cdot f_r$. La première famille centrée autour de la fréquence $2m \cdot f_r$ est la plus importante du point de vue amplitude.

- H_{13} et h_{17} lorsque $m=15$ et $f_p = 2 \cdot 15 \cdot f_r$ le taux de distorsion $THD_{is} = 7.56\%$
- H_{18} et h_{22} lorsque $m=20$ et $f_p = 2 \cdot 20 \cdot f_r$ le taux de distorsion $THD_{is} = 5.75\%$
- H_{43} et h_{47} lorsque $m=45$ et $f_p = 2 \cdot 45 \cdot f_r$ le taux de distorsion $THD_{is} = 3.61\%$

✚ **Interprétations des résultats**

On observe bien, d'après les figures (III.11, III.12 et III.13), les points suivants :

- représentent les tensions, les courants de charge et courants de source de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmonique respectivement pour $m = 15, 20$ et 45 avec $r = 0,8$ et $f = 50\text{Hz}$.
- Les figures montrent que pour toutes les valeurs de l'indice de modulation « m », il y a une symétrie dans la tension simple V_{an} par rapport au quart de sa période, donc seuls les harmoniques impairs existent et se regroupent en

familles centrées autour des fréquences multiples de $2mf$. La première famille centrée autour de $2mf$ est la plus importante du point de vue amplitude.

- L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de pousser les harmoniques les plus gênantes vers des fréquences élevées et donc facilement filtrés.

A la fin, on peut déduire la liaison ente la fréquence de la porteuse ($f_p=2m*f_r$) et le taux de distorsion harmonique (THD) par un graphe, illustré sur la figure(III.14)

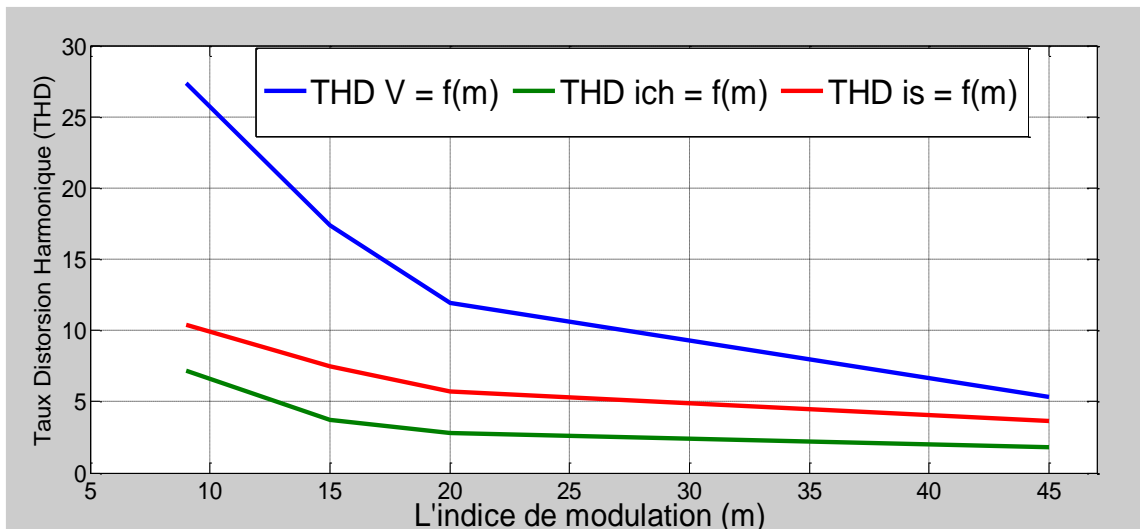


Fig.III.14. Relation entre la fréquence de la porteuse et le taux de distorsion

On observe bien, d'après le graphe de la figure (III.14), que la relation est inversement proportionnelle entre les deux paramètres (m et THD). Plus en augmente la valeur de m plus en plus le THD diminue.

III.3.3 Commande par hystérésis en courant à trois niveaux

➤ Simulations et interprétations

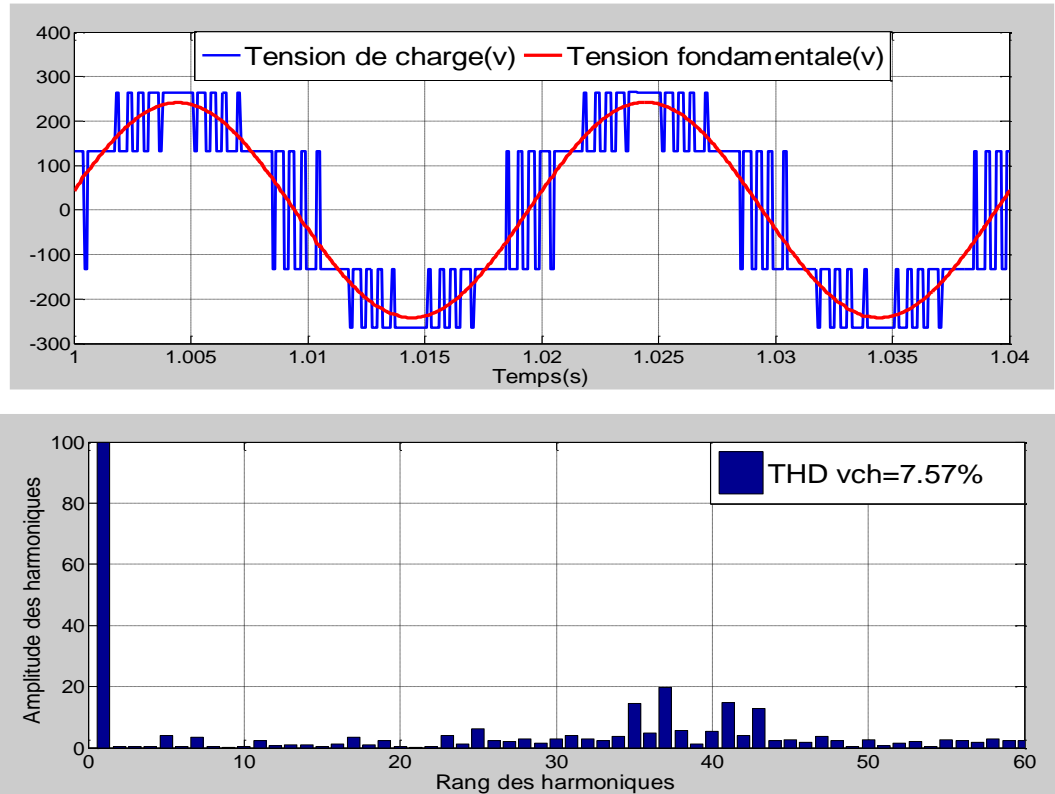
Les figures (fig. III.15 , fig.III.16 et fig. III.17) montrent la tension simple V_{an} , le courant de charge et courant de source à l'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant avec $\Delta i = 2A$ avec le spectre harmonique correspondant.

On remarque que :

- ✓ Le taux d'harmonique de la tension est faible et les harmoniques sont tous pratiquement négligeables par rapport au fondamental.
- ✓ C'est l'un des points positifs de l'onduleur à trois niveaux par rapport à ceux à deux niveaux.

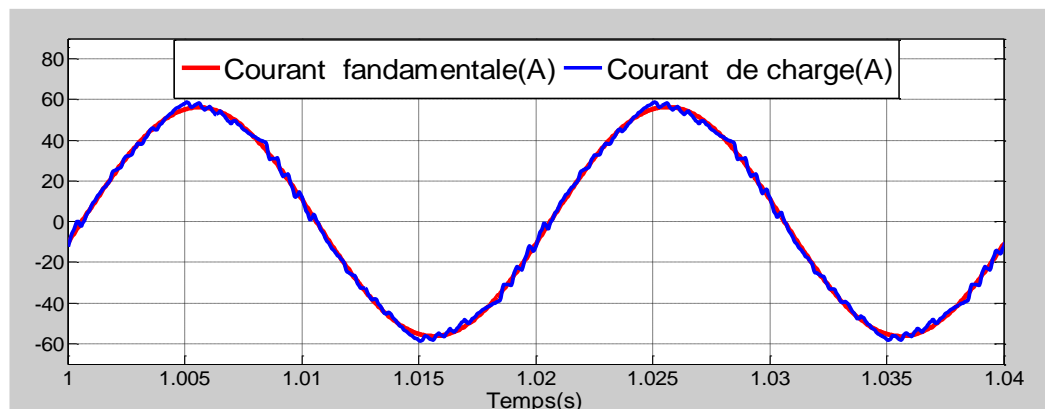
- ✓ La figure (III.18) illustre bien, que les courants de source sont approximativement sinusoïdaux et suivent bien leur référence avec un facteur de puissance égale à l'unité.

a) Qualité de la tension simple :



*Fig. III.15 Tension simple avec sa fondamentale et spectre correspondant
Commande par hystérésis en courant ($\Delta i = 2A$)*

b) Qualité du courant dans la charge :



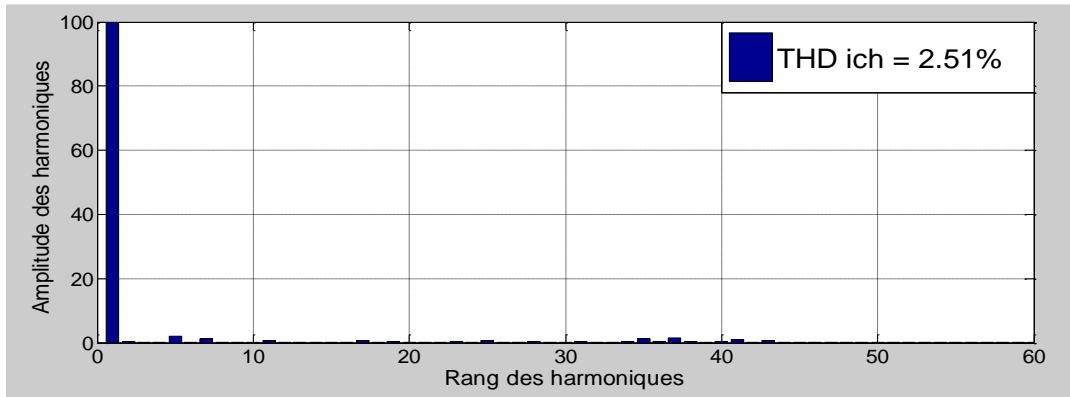


Fig.III.16 Courant de la charge avec sa fondamentale et spectre correspondant
Commande par hystérésis en courant ($\Delta i = 2A$)

C) Qualité du courant dans la source :

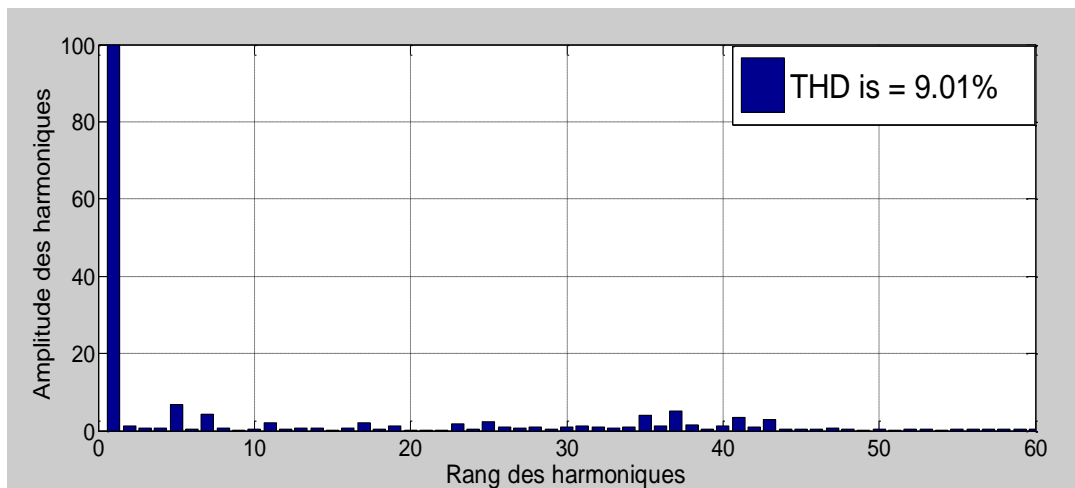
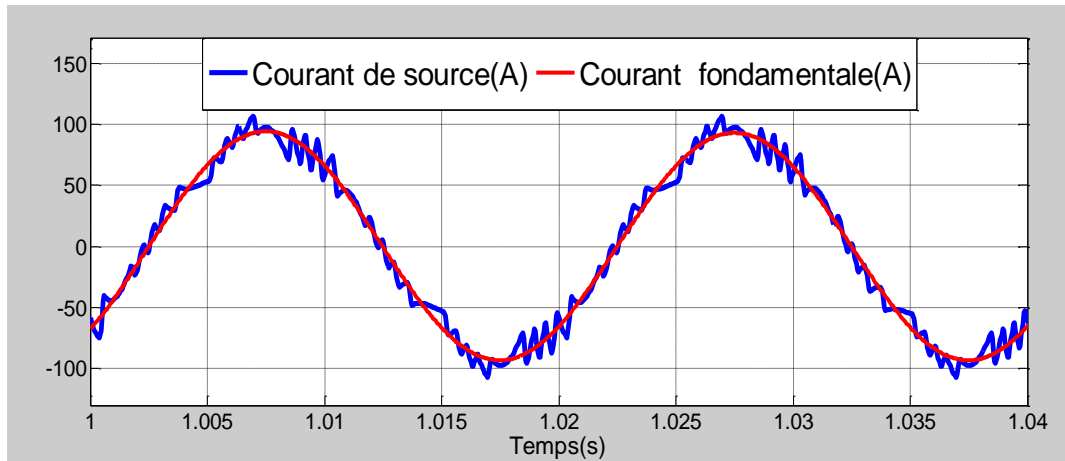


Fig. III.17 Courant de la source avec sa fondamentale et spectre correspondant
Commande par hystérésis en courant ($\Delta i = 2A$)

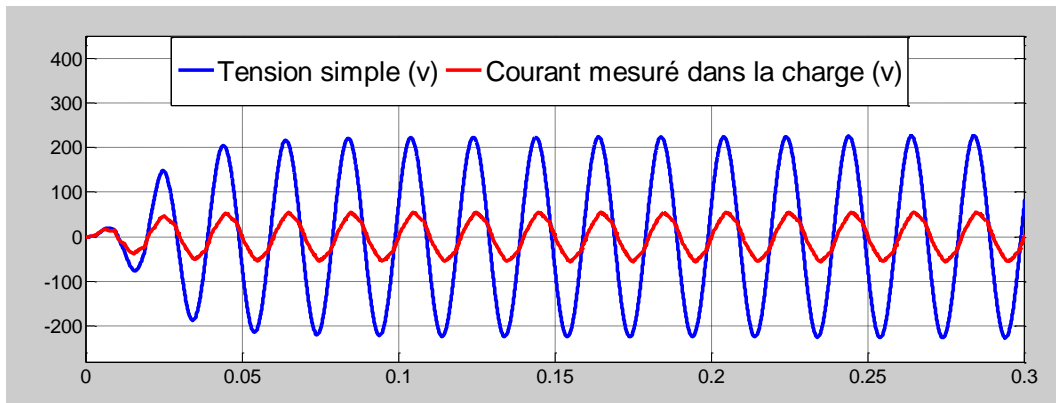


Fig.III.18 Courant mesuré en amont du redresseur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant ($\Delta i = 2A$) et tension des réseaux V_{res1}

A la fin, on peut déduire la liaison ente la fréquence de la bande d'hystérésis et le taux de distorsion harmonique (THD) par un graphe, illustré sur la Figure (III.19).

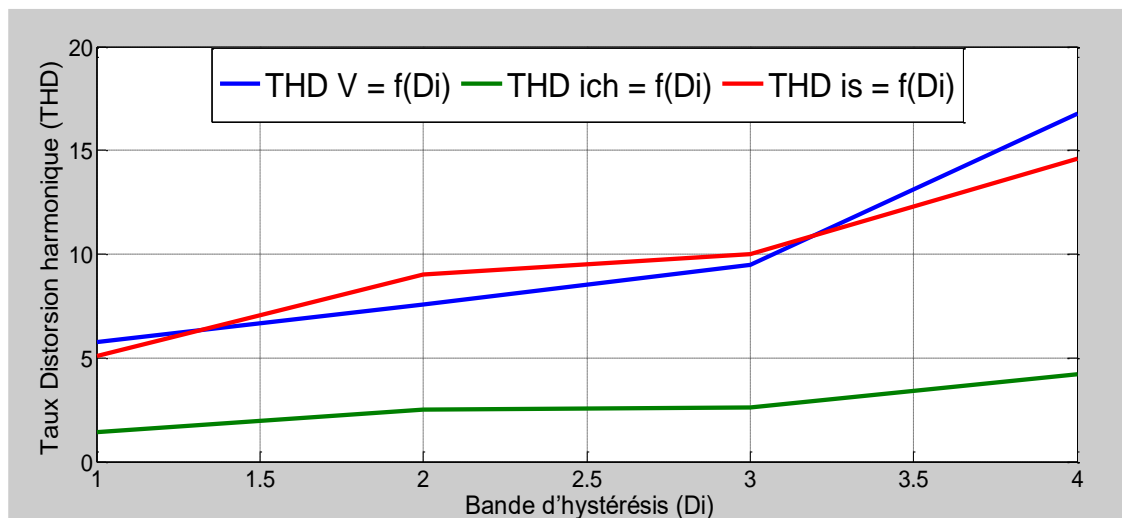


Fig.III.19 Relation entre la bande d'hystérésis et le taux de distorsion harmonique à trois niveaux

On observe bien, d'après le graphe de la figure (III.19), que la relation est inversement proportionnelle entre les deux paramètres (Δi et THD). Plus en augmente la valeur de Δi plus en plus le THD, prend des valeurs importantes.

III.4 Analyse comparative entre la modulation à deux et trois niveaux

Les figures (III.20.a et III.20.b) montrent bien l'amélioration de l'allure du courant absorbé par le redresseur à trois niveaux par rapport au courant absorbé par le redresseur à deux niveaux. En revanche les deux redresseurs consomment de la puissance réactive, ce qui explique le déphasage entre le courant et la tension du réseau.

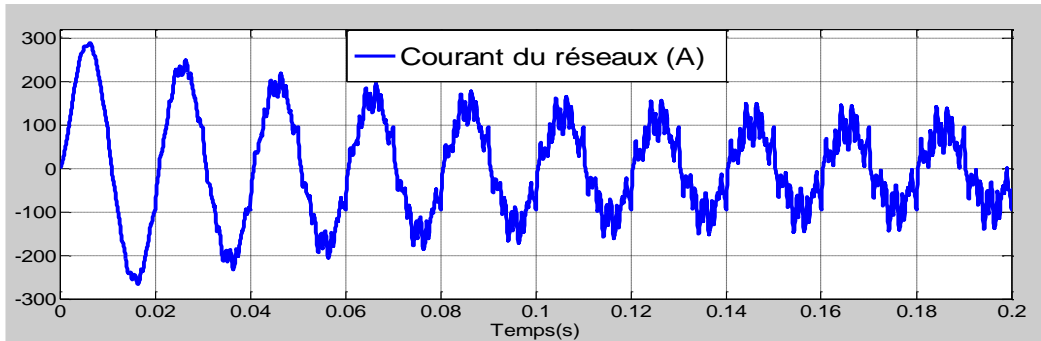
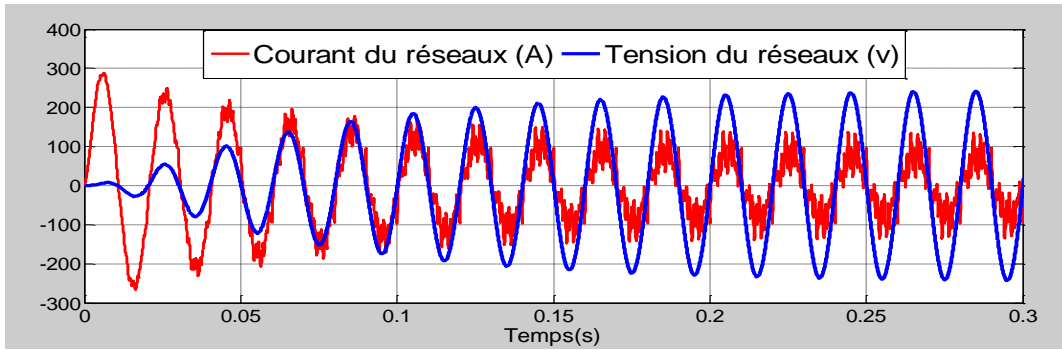


Fig.III.20.a Courant et tension du réseau pour le redresseur triphasé à deux niveaux ($m=15, r=0.8$)

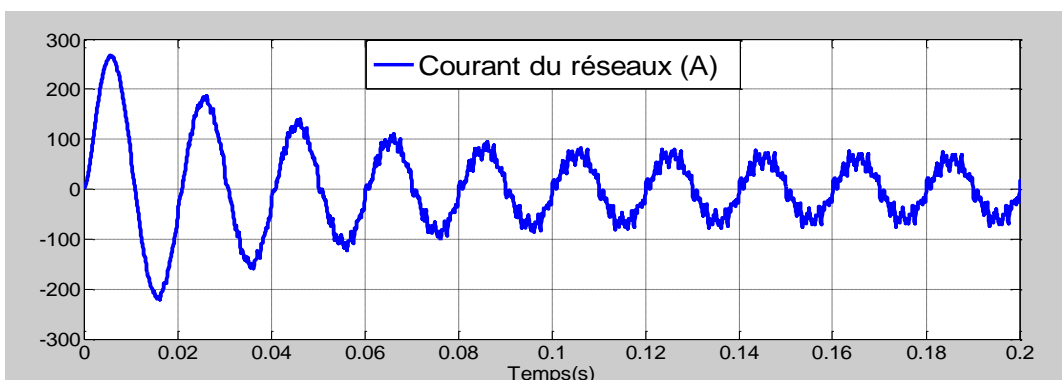
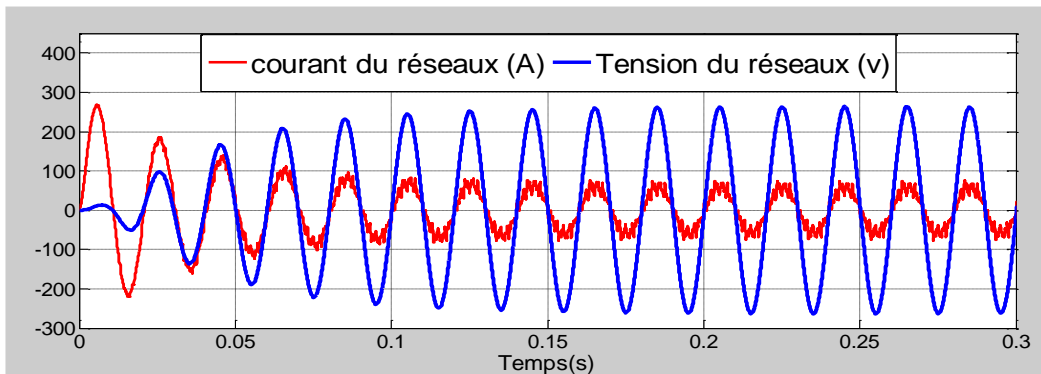
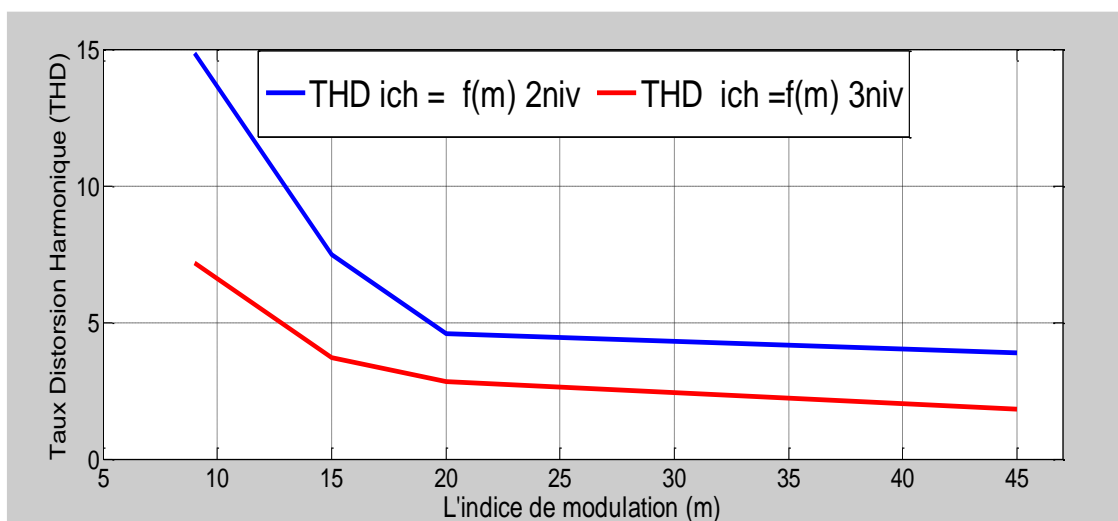
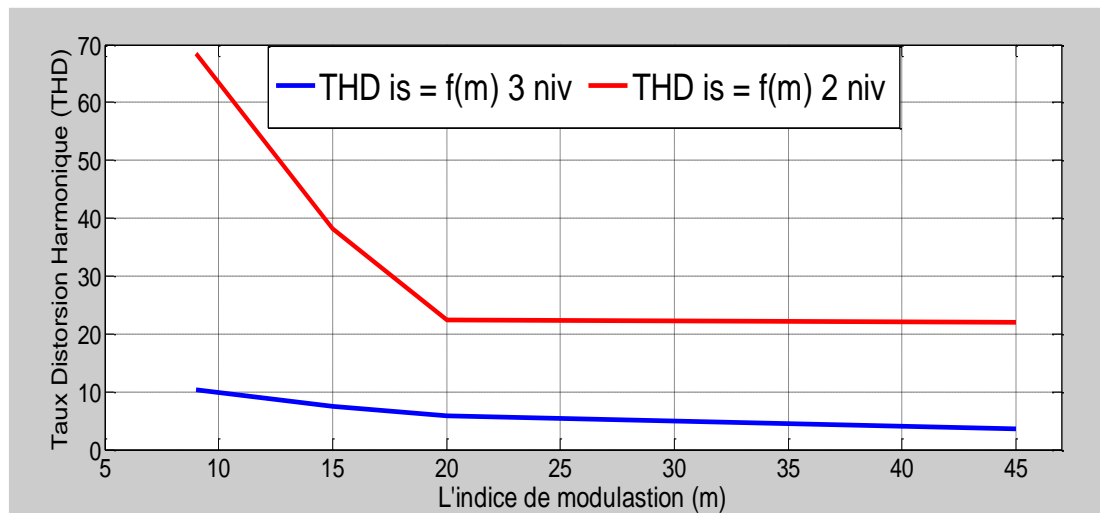
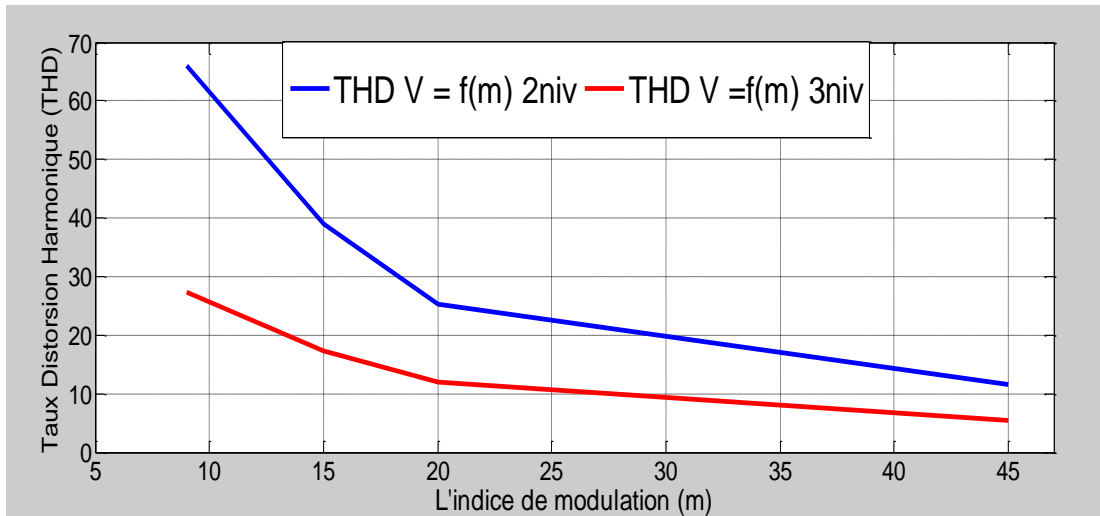


Fig.III.20.b Courant et tension du réseau pour le redresseur triphasé à trois niveaux ($m=15, r=0.8$)

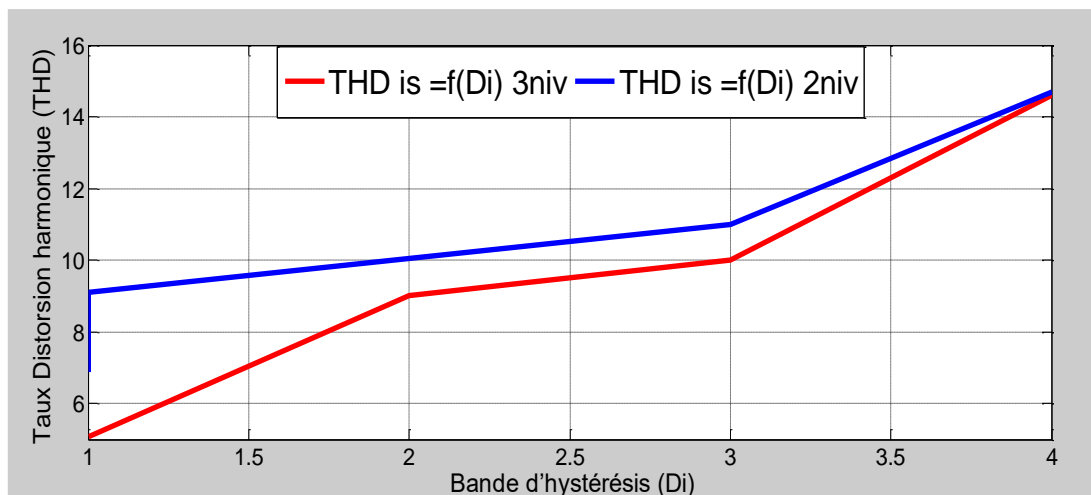
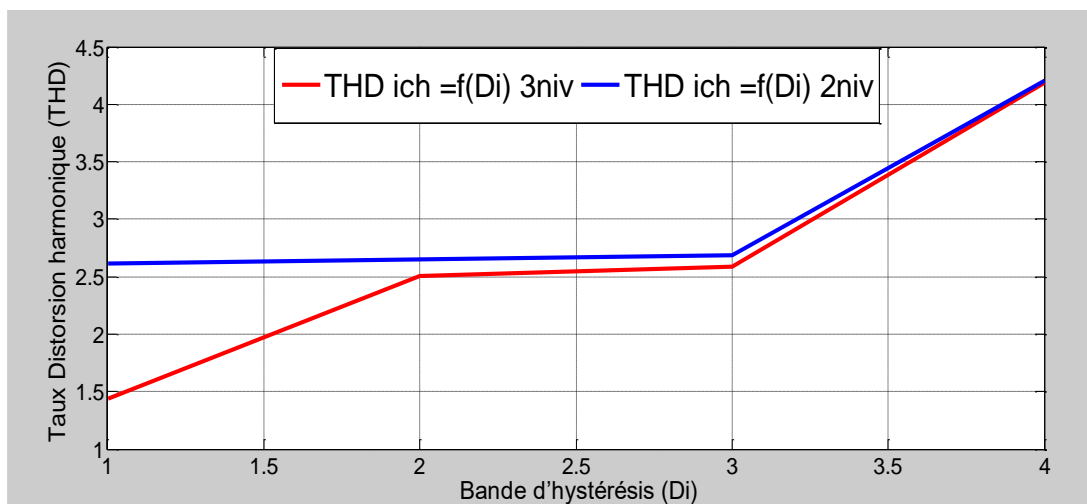
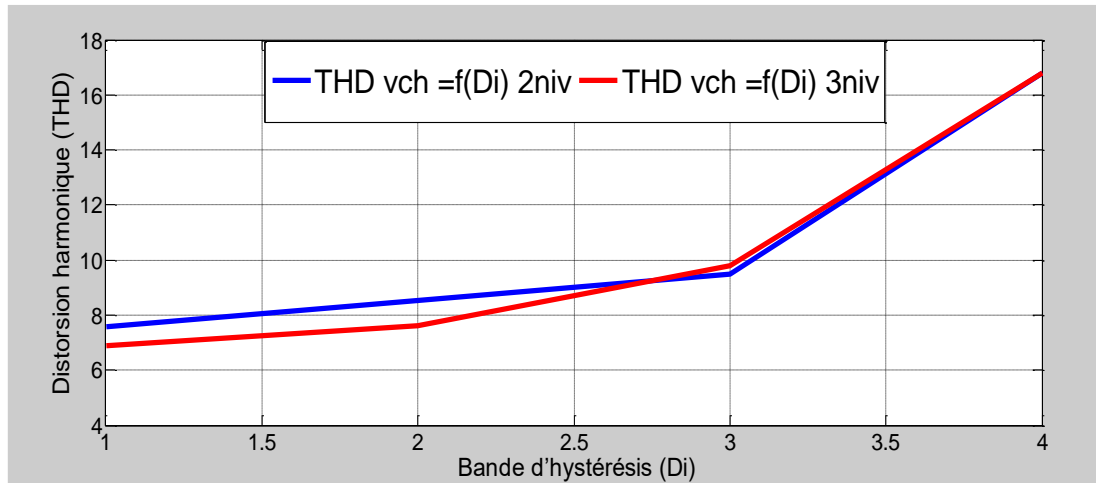


II.4.1 Relation entre l'indice de modulation (m) et le taux de distorsion (THD) à deux et à trois niveaux





III.4.2 Relation entre la bande d'hystérésis Δi et le taux de distorsion (THD) à deux et trois niveaux



Les résultats des trois types de modulations à trois niveaux sont mentionnés dans le tableau ci-dessous (Tableaux.III.1).

Technique de commande	Indice de modulation m	Coefficient de réglage r	Taux de distorsion en tension THD_{Ich} (%)	Taux de distorsion en tension THD_{Van} (%)	Taux de distorsion en tension $THD_{Isource}$ (%)	La fréquence centrale de la première famille d'harmonique	Nombre d'impulsion Par alternance P	Observation
Onduleurs Triphasé à trois Niveaux	Pleine onde	Valeur de la charge	$R=4\Omega$	13.73	13.73	39.480		
			$R=4\Omega ; L=5\eta H$	13.739	13.74	39.482		
			$R=4\Omega ; L=5\eta H$	13.750	13.759	39.89		
			$R=4\Omega ; L=5mH$	9.96	31.58	46.19		
	PWM 'MLI'	$m=9$	0.8	7.19	27.36	10.37	$2m*f_r$	$P=m-1$
		$m=15$		3.72	17.38	7.50	$2m*f_r$	$P=m-1$
		$m=20$		2.83	11.94	5.75	$2m*f_r$	$P=m-1$
		$m=45$		1.83	5.37	3.61	$2m*f_r$	$P=m-1$
	Hystérésis	$\Delta i = 1A$	0.8	1.44	5.75	5.07		
		$\Delta i = 2A$		2.51	7.57	9.01		
		$\Delta i = 3A$		2.59	9.50	8.94		
		$\Delta i = 4A$		4.19	16.78	14.59		

Tableau.III.1 Résumé des trois modulations à trois niveaux



III.5. Conclusion

Dans ce troisième chapitre on s'est intéressé d'une manière explicite aux techniques de commande, pleine onde, MLI et hystérésis appliquée à l'onduleur triphasé de tension à trois niveaux (redresseur de courant à trois niveaux).

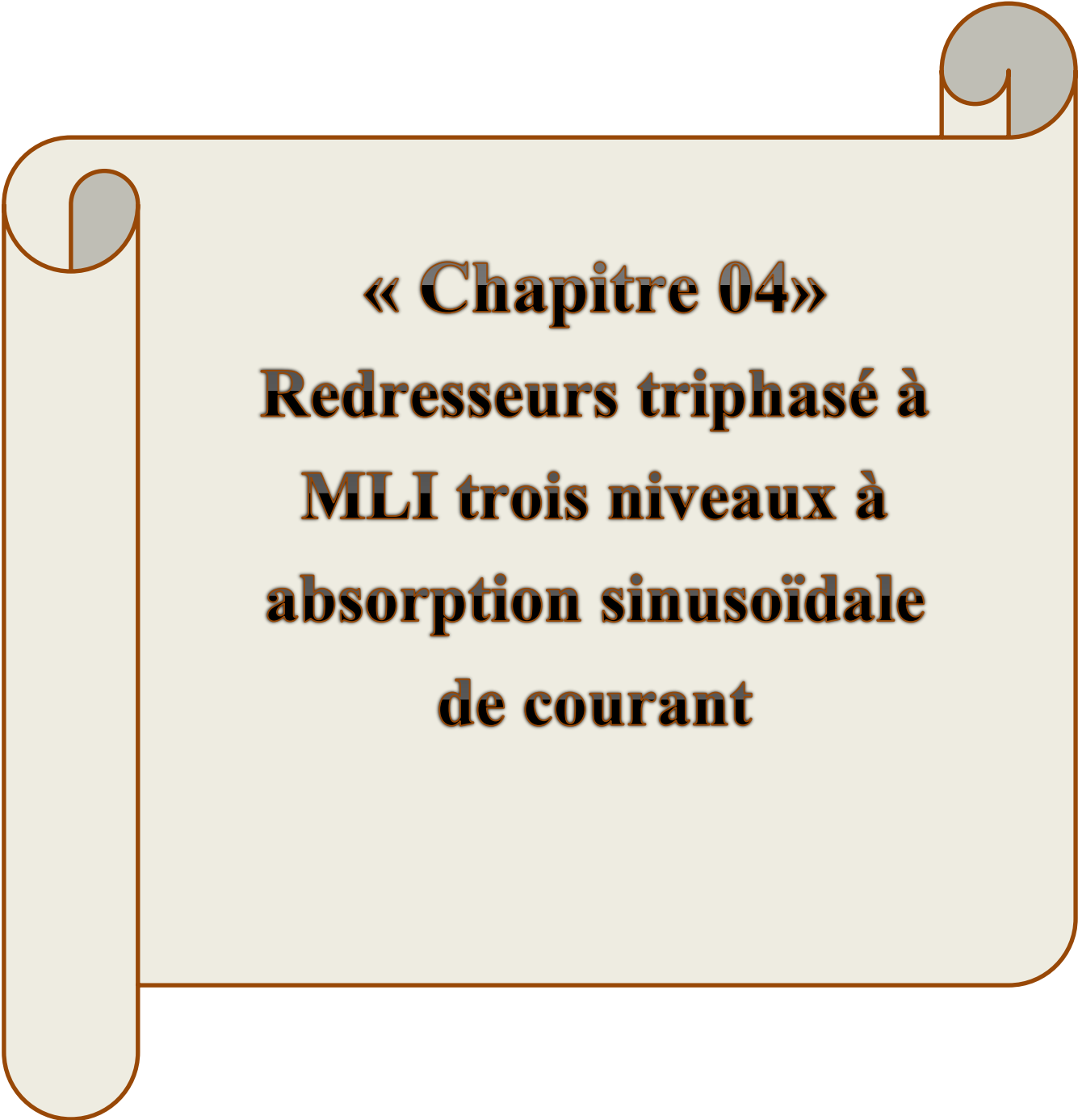
On a conclu qu'on peut améliorer l'allure des signaux courants /tensions, ainsi que leurs taux d'harmoniques en agissant sur :

- La structure à trois niveaux. Puisque les résultats obtenus par cette dernière est beaucoup meilleurs par rapport à la structure deux niveaux.
- Valeur de l'indice de modulation(m). On augmentant sa valeur, il facilite le filtrage et améliore le taux d'harmoniques.

Par la suite on a constaté qu'en utilisant la commande par hystérésis en assure :

- Un courant en phase avec la tension du réseau.
- Un THD plus faible par rapport à celui de la MLI.
- A la fin on a conclu à travers une étude comparative entre les modulations associées à leurs structures à deux et trois niveaux, ce qui suit :
- La modulation appliquée sur un convertisseur à trois niveaux, donne des résultats meilleurs par rapport à la modulation à deux niveaux (bonnes allures des signaux, qui se rapprochent à des sinusoides, des THD très acceptables et qui restent dans la gamme des normes imposés).

Le prochain et dernier chapitre est consacré à l'application du redresseur à trois niveaux à MLI en vue de prélevé un courant sinusoïdale à l'entrée de celui-ci.



« Chapitre 04 »
Redresseurs triphasé à
MLI trois niveaux à
absorption sinusoidale
de courant



IV.1. Introduction

Dans le souci de fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les redresseurs à MLI sont proposés comme solution avancé de dépollution des réseaux électriques [16]. En effet, les redresseurs à MLI peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur.

Les redresseurs à MLI sont commandés par la modulation de largeur d'impulsion (MLI-STPWM), permet aussi de minimiser les harmoniques générés, de régler les échanges de puissances active et réactive avec le réseau [17].

Il peut se comporter, vis à vis du réseau, quasiment comme une charge résistive (courant sinusoïdal et en phase avec la tension). Le facteur de puissance est alors proche de l'unité et les amplitudes des courants harmoniques sont faibles et en accord avec ce que la norme autorise (CEI 61000-3-2) [18].

Ce présent chapitre expose la mise en œuvre d'un redresseur triphasé à trois niveaux à structure NPC, commandé par la technique MLI, lorsque celui-ci alimente une charge R-L. Le comportement du redresseur est analysé suivant une série de simulation. Les résultats obtenus sont exposés et critiqués.

IV.2. Redresseurs à MLI multi-niveaux

Pour améliorer la forme de l'onde courant /tension, on peut agir sur la structure interne du convertisseur ou sur sa méthode de commande. Plusieurs topologies de convertisseurs sont proposées dans la littérature, parmi ces convertisseurs, on distingue les convertisseurs multi-niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping) ou à diode flottante [8, 19,20] qui permettent d'augmenter la tension délivrée à la charge grâce à leur topologie. Ainsi, ils permettent de générer une tension la plus sinusoïdale possible et d'améliorer le taux d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tension offert par ce convertisseur.

IV.3 Modélisation et Commande du redresseur de courant à trois niveaux

IV.3.1 Modélisation du redresseur MLI à trois niveaux [8]

La structure du redresseur de tension triphasé à trois niveaux à NPC, est donnée par la figure (IV.1).

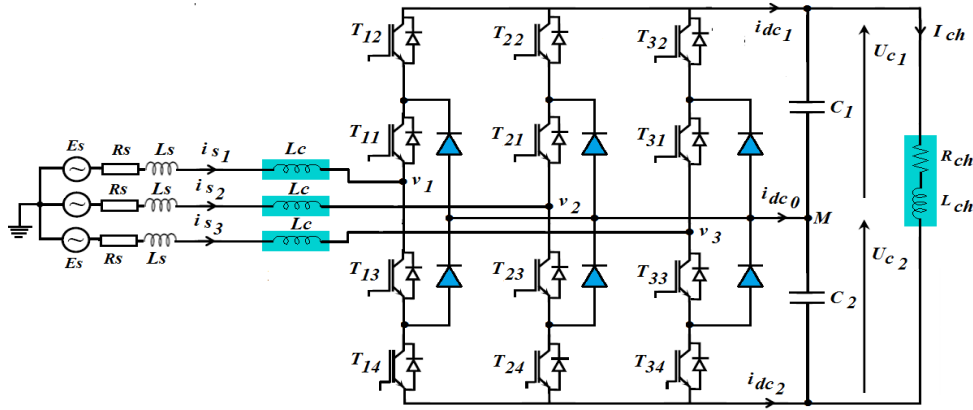


Fig.IV.1. Structure du redresseur de courant à trois niveaux à NPC

La commande complémentaire associée à un bras k de ce redresseur est donnée par les relations (IV.1).

$$\begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (IV.1)$$

Pour un bras k, les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{aligned} F_{k1}^b &= F_{k1} F_{k2} \\ F_{k0}^b &= F_{k3} F_{k4} \end{aligned} \quad (IV.2)$$

Les tensions v_{kM} de l'onduleur triphasé à trois niveaux à diodes flottantes par rapport au point milieu M est donné par l'équation (IV.3):

$$v_{kM} = F_{k1} F_{k2} U_{C1} - F_{k3} F_{k4} U_{C2} = F_{k1}^b U_{C1} - F_{k0}^b U_{C2} \quad (IV.3)$$

Les tensions simples à l'entrée du redresseur sont données par les fonctions de connexion de demi-bras selon le système (IV.4) suivant:

$$\begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (IV.4)$$

Les courants de sortie du redresseur s'expriment en fonction des courants d'entrée i_1, i_2, i_3 et au moyen des fonctions de connexion des demi-bras par les relations (IV.5) suivantes:

$$\begin{cases} i_{dc1} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{dc2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \\ i_{dc0} = -(i_{dc1} + i_{dc2}) \end{cases} \quad (IV.5)$$

IV.3.2 Commande par la stratégie MLI (STPWM) du redresseur à trois niveaux

L’algorithme de commande qui gère le fonctionnement des interrupteurs du redresseur à trois niveaux est illustré sur la figure (IV.2).

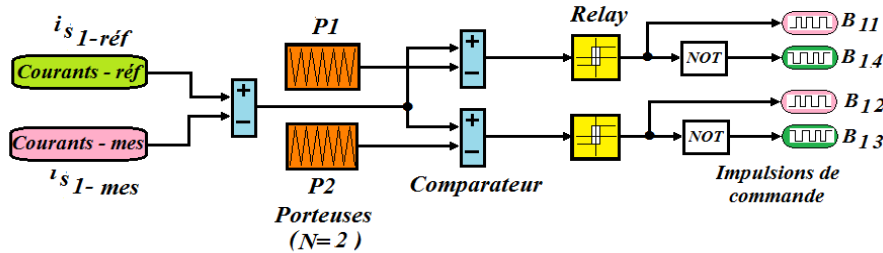
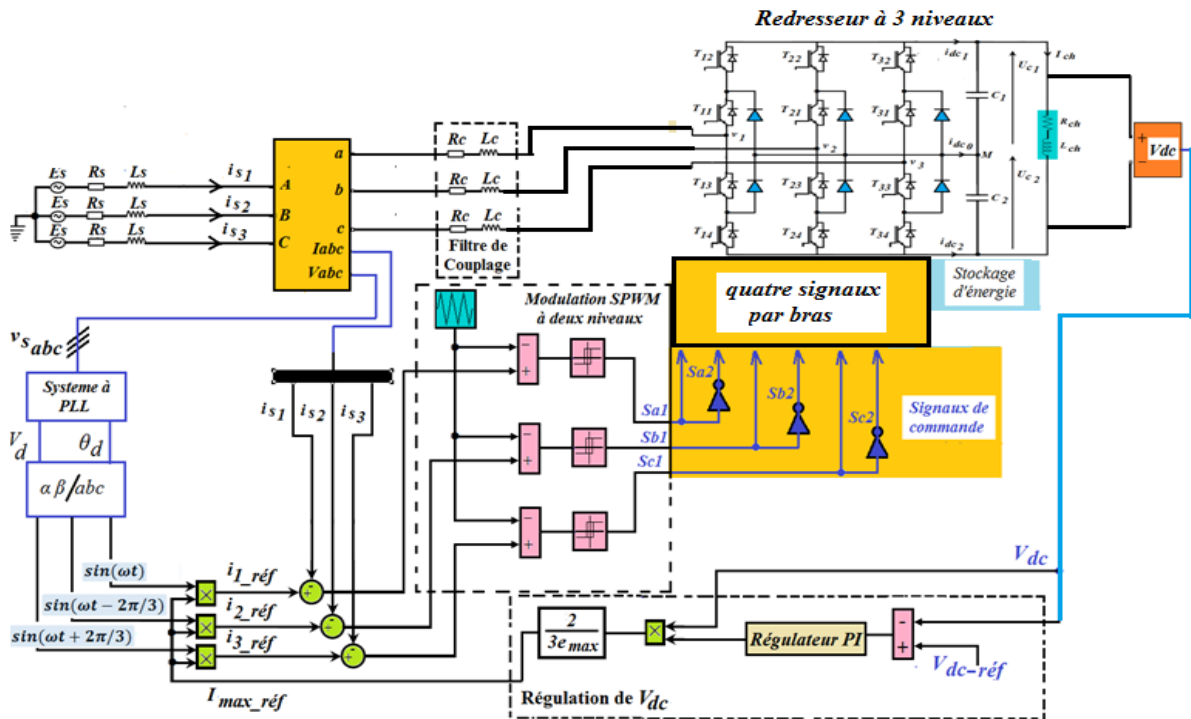


Fig.IV.2 Algorithme de la technique MLI à trois niveaux sous Matlab/Simulink

IV.4. Contrôle en courant du redresseur à MLI à trois niveaux

IV.4.1 Structure globale du contrôle en courant par la stratégie STPWM(MLI)

La structure globale du contrôle par la stratégie SPWM à échantillonnage naturelle des courants prélevés sur le réseau, par un pont redresseur MLI triphasé à trois niveaux est représentée sur la fig.IV.3, [21,22].



FigIV.3 Schéma de principe du contrôle direct des courants prélevés sur le réseau



Pour que le redresseur MLI puisse garantir un facteur de puissance unitaire au côté réseau et une tension parfaitement continue au côté de la charge, on doit utiliser une boucle de régulation de la tension de sortie V_{dc} par le biais d'un régulateur PI, celui-ci génère l'amplitude des trois courants de référence I_{max} .

Le système PLL (Phase Locked Loop ou Système de Boucle à verrouillage de phase), consiste à extraire l'amplitude fondamentale V_{sd} et la phase $\hat{\theta}$ de la tension d'alimentation, est mis en service dans le but de fournir trois sinus unitaires à partir des trois tensions du réseau.

En effet la multiplication de l'amplitude I_{max} par les trois sinus unitaires délivrés par le module PLL permet d'obtenir les trois courants de référence sinusoïdaux, synchronisés avec le réseau d'alimentation.

Ensuite la comparaison entre les courants de référence et ceux prélevés du réseau est envoyée aux comparateurs de la modulation STPWM. L'ensemble des trois sorties du bloc de modulation détermine les ordres de commande des interrupteurs constituant le pont redresseur à trois niveaux.

IV.4.2 Régulation de la tension du bus continu des redresseurs à MLI à N niveaux

Parmi les objectifs du redresseur MLI est d'obtenir une tension continue contrôlée. Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur.

La variation de V_{dc} est due principalement aux pertes dans les interrupteurs du redresseur, dans les inductances de couplage et à la variation de la charge connectée au bus continu.

La régulation de cette tension s'effectue par ajustement de l'amplitude des références des courants prélevés pour contrôler la transition de la puissance active entre le réseau et le bus continu [23,24].

IV.5. Simulation et interprétation

Le redresseur MLI est soumis en amont à une source de tension triphasée de 230/400V,50Hz . A la sortie on branche une charge R-L de valeur $R=500\Omega$, $L=50mH$. Le circuit du bus continu est doté de deux condensateur en parallèle de 20 m F, associé à une boucle de régulation de la tension de sortie V_{dc} par l'intermédiaire d'un régulateur PI dont les paramètres $k_p=400$ et $k_i= 0.5$.

La fréquence d'échantillonnage est de 33kHz, la stratégie MLI est caractérisée par la fréquence de la porteuse de 20kHz et un coefficient de réglage de 0.8. Le couplage du



redresseur avec le réseau est assuré par une bobine de coulage caractérisé par l'inductance de 2mH et une résistance interne de 8Ω .

La tension de référence ($V_{dc_réf}$) du bus continu est le double de celle à deux niveaux, puisque la structure à trois niveaux possède deux interrupteurs par demi-bras. Donc la tension de référence appliquée à l'entrée de la boucle de régulation est $V_{dc_réf} = 2 \cdot 563 \text{ V} = 1126 \text{ V}$, celle ci figure bien sur la fig.IV.8.

Ce raisonnement est appliqué suivant la relation (IV.6), qui lié la tension du bus continu avec le niveau du redresseur, comme suit [1]:

$$V_{dc_n} = (n-1) V_{dc_2niv}. \quad (IV.6)$$

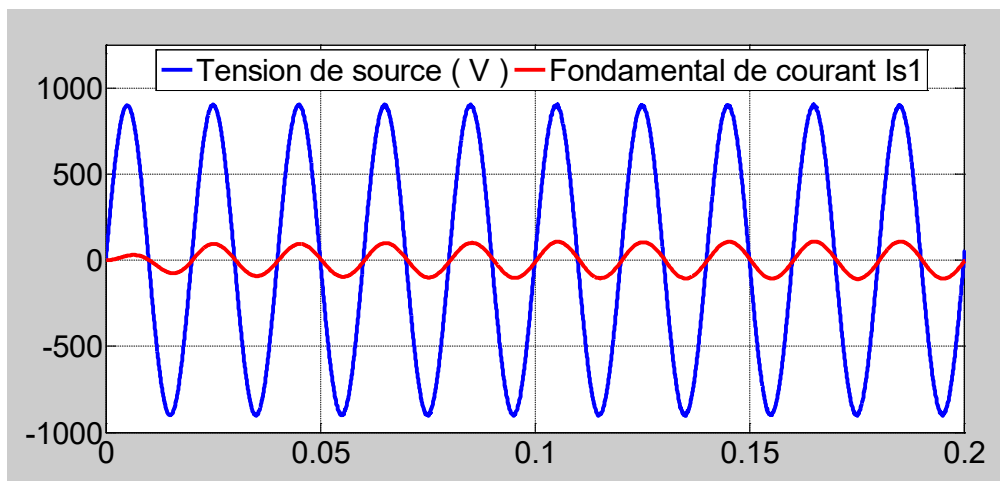


Fig.IV.4 Courant et tension d'alimentation prélevée sur le réseau

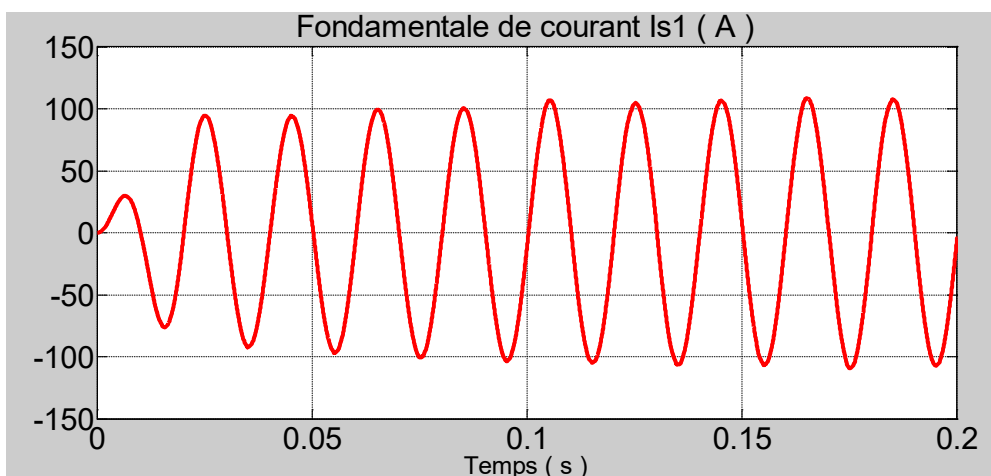


Fig.IV.5 Fondamentale de courant de source

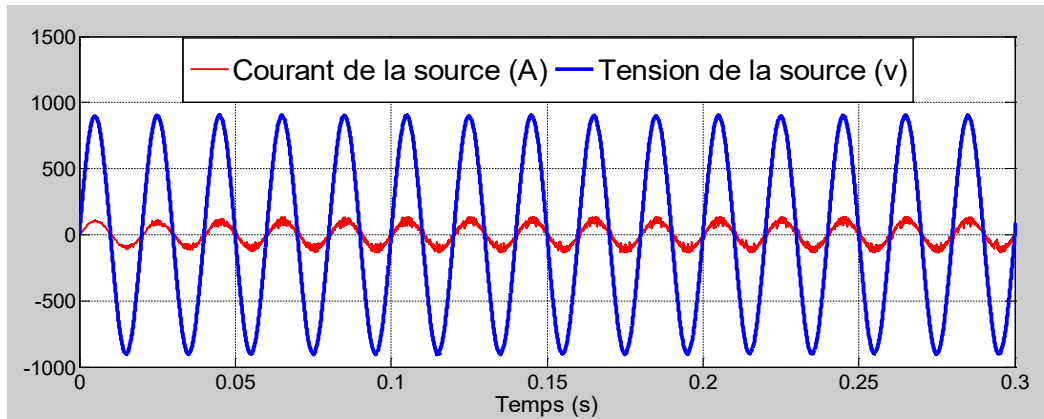


Fig. IV. 6 Courant de source prélevée sur le réseau avec la tension d'alimentation

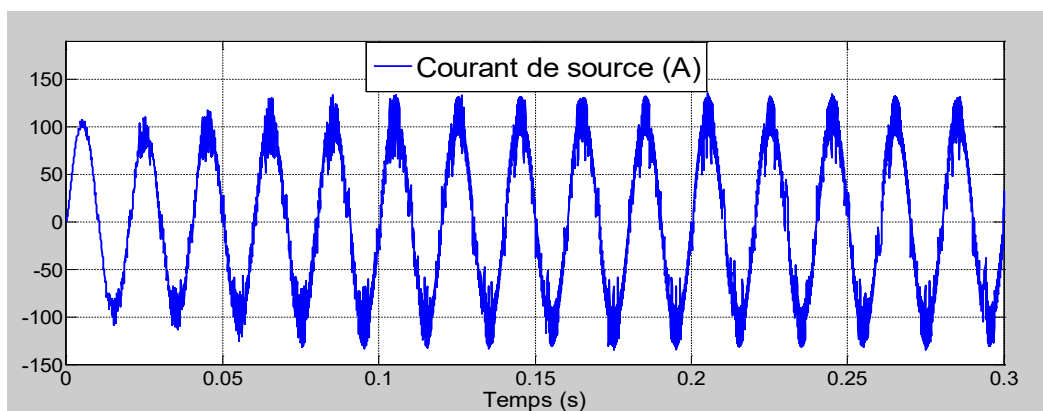


Fig.IV.7 Courant de source prélevée sur le réseau

Interprétation des résultats :

D'après la figure (IV.4) jusqu'à la figure (IV.12), on constate ce qui suit :

- Le courant de la source est sinusoïdal et en phase avec sa tension du réseau (figures (IV.4) et(IV.6).
- d'où le facteur de puissance est quasiment unitaire (figure (IV.9))
- Les trois niveaux de tension à l'entrée du redresseur V_{aM} , ainsi que la tension simple V_{an} illustrées sur les figures (IV.10 et IV.11).
- La figure (IV.8) montre l'allure de la tension du bus continu V_{dc} qui suit correctement sa référence. Maintenu constante le long du régime statique.
- L'allure du courant I_{s1} de source (Fig.IV.7), présente un hachage due à la modulation MLI, en revanche il est presque sinusoïdale et en phase avec sa tension d'alimentation (voir fig.IV.6).

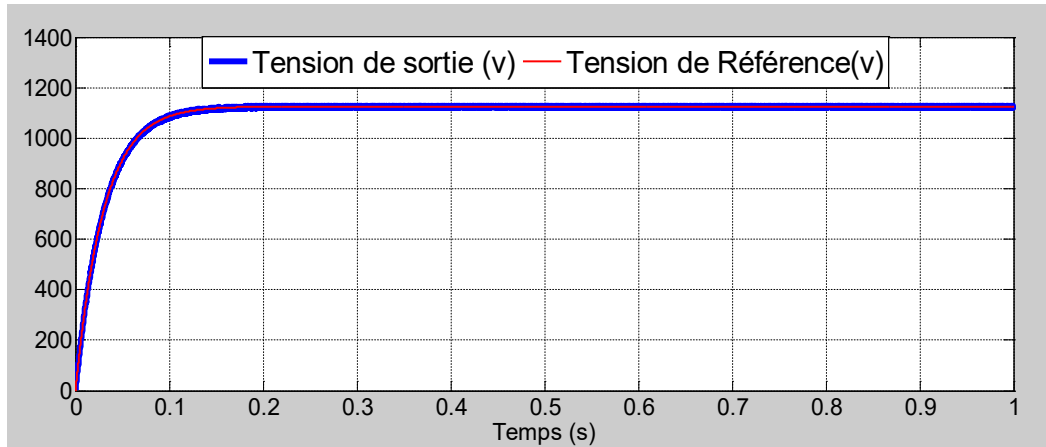


Fig.IV.8 Tension du bus continu à la sortie du redresseur et sa référence

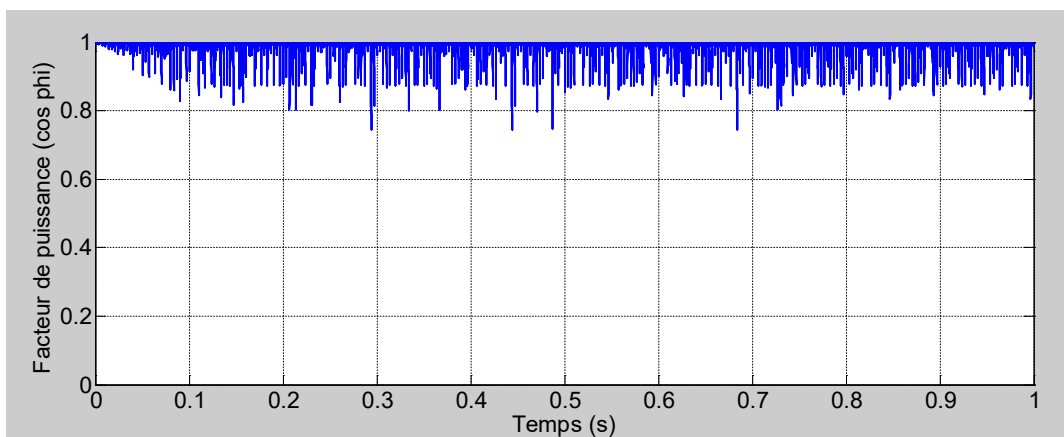


Fig.IV.9 Allure du facteur de puissance

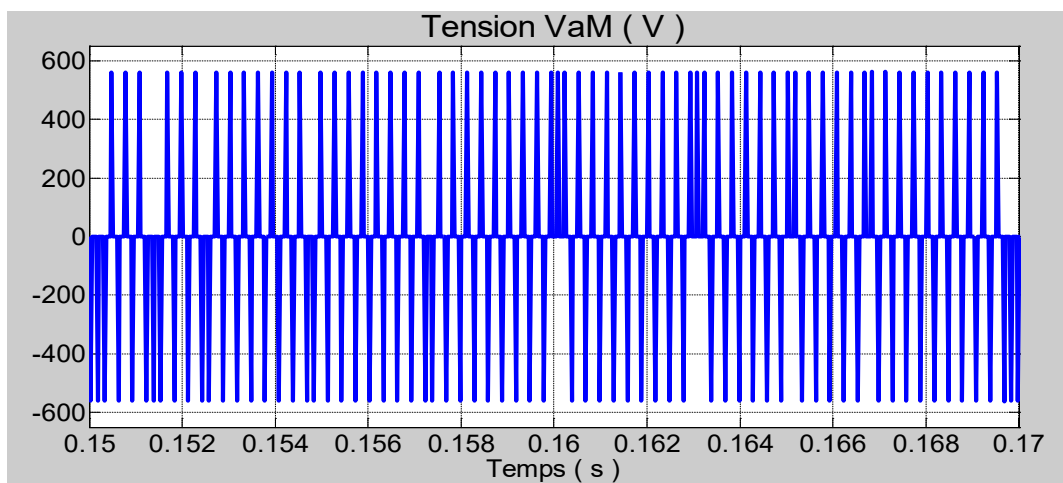


Fig.IV.10 Les trois niveaux de tension en amont du redresseur

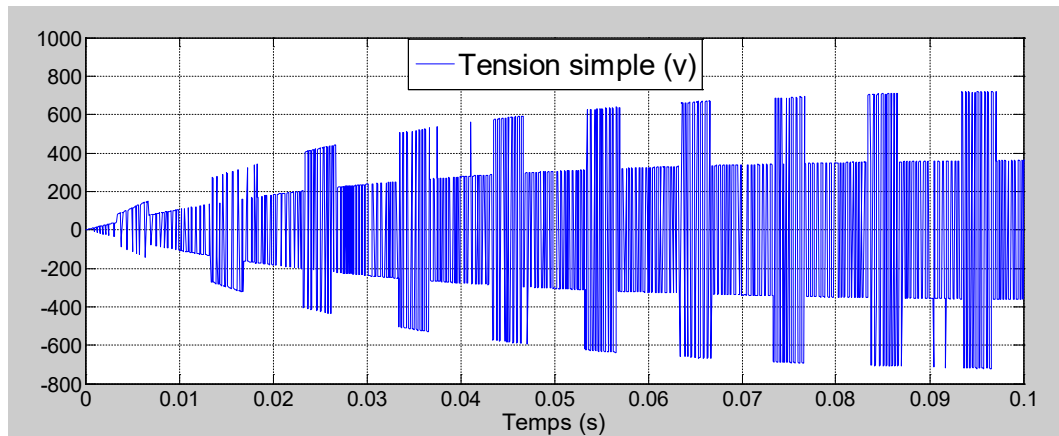


Fig.IV.11 Tension simple en amont du redresseur

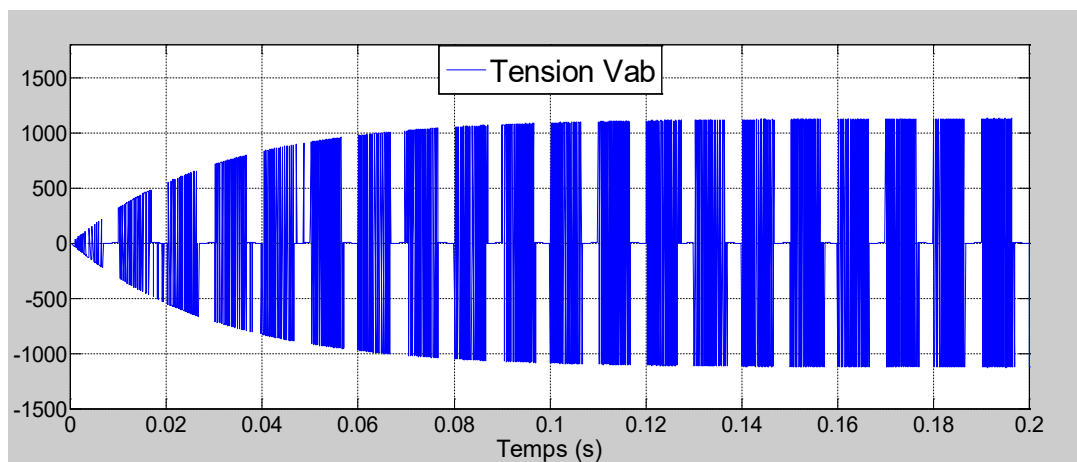


Fig.IV.12 Tension composé en amont du redresseur

- On note ici que le taux de distorsion harmonique est calculé pour un temps de simulation de 0.5sec et pour les vingt premier harmoniques

On note aussi la qualité meilleure de la forme de courants absorbés par les redresseurs

IV.6. Conclusion

Le redresseur à trois niveaux contribue efficacement à l'amélioration de la qualité des signaux, assure une absorption sinusoïdale en courant avec un facteur de puissance presque unitaire.

Ce ci, est due d'une part à la stabilité de la tension du bus continu et d'autre part à la segmentation de la même tension à chaque fois que la structure prend un niveau supérieur.



Conclusion générale



Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est une étude des différentes stratégies de modulations et de commande d'un convertisseur statique triphasé à deux et trois niveaux, où l'objectif est de trouver la stratégie qui donne les meilleures performances (de point de vue qualité du signal et taux de distorsion harmoniques THD).

Une étude comparative entre les trois techniques de commande à deux et trois niveaux a fait l'objet primordiale de ce travail, on mettant en œuvre les convertisseurs à travers la commande pleine onde, la technique MLI puis l'hystérésis en courant.

Afin d'aborder cette étude on a commencé par présenter des généralités sur les différents types de modulation rapprochés, appliquées aux convertisseurs statiques à deux et multi-niveaux (structures, fonctionnements et algorithmes).

Ensuite, la modélisation de fonctionnement des onduleurs triphasés à deux et trois niveaux et leurs algorithmes de commande rapprochée, ont fait successivement l'objet du deuxième et troisième chapitre, à savoir : La commande pleine onde (180° décalée 120°), la commande MLI et la commande par hystérésis.

Pour chacune de ces techniques, on a donné les signaux des courants/ tensions avec leurs analyses spectrales correspondants. On note ici, que la technique à hystérésis présente des taux de distorsion très faibles et des signaux qui se rapproche à la forme d'une sinusoïde.

En revanche aussi, la MLI a donné des résultats très satisfaisantes, point de vue signal et THD, surtout lorsque en augment dans la valeur de l'indice de modulation(m). Tandis que la technique pleine onde, reste la méthode la plus conventionnelle et la moins utilisée, vue les taux de distorsion harmoniques qui reste plus élevés par rapport aux autres techniques.

On signale ici, que les allures des signaux courants /tensions et les taux de distorsions harmoniques de la modulation à trois niveaux sont beaucoup meilleurs par rapport à la modulation à deux niveaux, pour les différentes modulations appliquées.

Par la suite, on a présenté le redresseur à MLI à trois niveaux à absorption sinusoïdale de courant, comme une des solutions les plus élaborées de la dépollution des réseaux électriques. Où on a conclu, qu'il offre la possibilité d'améliorer la qualité des signaux, assure une absorption sinusoïdale en courant avec un facteur de puissance unitaire. Il maintient aussi la stabilité de la tension du bus continu aux bornes du filtre capacitif.

On notera que ce convertisseur est utilisé en traction ferroviaire, sous 50 Hz, où la minimisation des perturbations générées par la caténaire sur l'environnement (signalisations, communications...) est particulièrement recherchée [25].



ملخص

من أجل تحسين الإشارات الكهربائية (الفولتية والتيارات) ، المنبع أو المصب للمحول ثنائي المستوى أو ثلاثي المستويات فإنه يستخدم تقنيات التحكم ، التي تم تحليلها ومعالجتها ، وهي الموجة الكاملة و التخلفية أولاً ، قدمنا معلومات عامة حول تقنيات التحكم هذه ، والتعديل على مستويين وثلاثة مستويات ، وهياكل محولات التيار والجهد ثنائية وثلاثية المستويات ثانياً ، قمنا بتشغيل محول التيار المتردد / التيار المستمر / التيار المتردد على مستويين ، ثم على ثلاثة مستويات يتم التحكم فيها من خلال التقنيات المذكورة أعلاه كانت النتائج التي تم الحصول عليها واعدة للغاية ، من وجهة نظر جودة الإشارة ، حيث لاحظنا أن التعديل على ثلاثة مستويات وأفضل مقارنة بمستويين في النهاية ، اقترحنا مقوم تعديل عرض النبضة كواحد من الحلول المتقدمة والمستخدم على نطاق واسع لتحسين جودة الطاقة الكهربائية يساهم مقوم ثلاثي المستويات بشكل فعال في تحسين جودة الإشارات ، ويوفر امتصاص التيار الجيبي مع عامل طاقة واحد تقريباً الكلمات الرئيسية: تعديل عرض النبض ، معدل التشويه التوافقي ، التباطؤ ، الموجة الكاملة ، محول التيار المتردد / التيار المستمر / التيار المتردد ، تعديل ناقل الفضاء

Abstract:

In order to improve the electrical signals (voltages and currents), upstream or downstream of the two- or three-level converter, it uses control techniques, which have been analyzed and processed, namely, full wave, PWM, hysteresis and Vector PWM.

First, we provided general information about these control techniques, two- and three-level modulation, and the structures of two- and three-level current and voltage converters.

Then secondly, we switched on the AC/DC/AC converter at two levels, then at three levels controlled by the techniques mentioned above.

The results obtained are very promising, signal quality point of view, where we noticed that the modulation at three levels and better compared to two levels.

At the end we proposed the pulse width modulation (PWM) rectifier as one of the advanced and widely used solutions to improve the quality of electric power.

The three-level PWM rectifier effectively contributes to improving signal quality, provides sinusoidal current absorption with almost unity power factor.

Keywords: Pulse Width Modulation (PWM), Harmonic Distortion Rate (THD), Hysteresis, Full Wave, AC / DC / AC Converter, Space Vector Modulation (SVM).



Résumé:

Afin d'améliorer les signaux électriques (tensions et courants), en amont ou en aval du convertisseur à deux ou à trois niveaux, en utilise des techniques de commande, qui ont été analysé et traités à savoir, pleine onde, MLI, hystérésis et MLI vectoriel.

Dans un premier temps, nous avons fourni des informations générales sur ces techniques de contrôle, la modulation à deux et trois niveaux, ainsi que les structures des convertisseurs de courant et de tension à deux et trois niveaux.

Ensuite en deuxième lieu, nous avons mis en marche le convertisseur AC/DC/AC à deux niveaux, puis à trois commandé par les techniques cité, ci-dessus.

Les résultats obtenus sont très prometteuses, point de vue qualité du signal, où nous avons remarqué que la modulation à trois niveaux est meilleur par rapport à deux niveaux.

A la fin nous avons proposé le redresseur à modulation de largeur d'impulsion (PWM) comme l'une des solutions avancées et largement utilisées pour améliorer la qualité de l'énergie électrique.

Le redresseur à MLI à trois niveaux contribue efficacement à l'amélioration de la qualité des signaux, assure une absorption sinusoïdale en courant avec un facteur de puissance presque unitaire.

Mots-clés : Pulse Width Modulation(PWM), Taux de distorsion Harmonique(THD), Hystérésis, Pleine onde, Convertisseur AC /DC/ AC, Space Vector Modulation (SVM).



Bibliographies

- [1] : Guy Séguier « Electronique de puissance : Les fonctions de base et leurs principales applications » 7^{ème} édition Dunod 1999.
- [2] : J.S. Manuelle « Convertisseurs Multi-niveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi-secondaires basse-fréquence: réactions au réseau d'alimentation », Thèse, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, EPFL 2004.
- [3] : Support de cours « Les onduleurs et les redresseurs multi-niveaux à commande MLI », M. S. Djebbar, Université de TEBESSA-Algérie, 2018.
- [4] : BENTOUMI.M, Dr. ZORIG.A, MEZAACHE.A ; « Commande et implémentation d'un Onduleur De tension triphasé » mémoire master ; Université Mohamed Boudiaf - M'sila 2018/2019.
- [5] : HIDRI Imed. Cour d'électronique de puissance les convertisseurs DC-DC et DC –AC .Institut supérieur des études technologiques de Nabeul.
- [6] : Amel Terak ; Derradij Belloum ' 'Etude d'une loi de commande En Courant par hystérésis à bande Adaptative pour un onduleur de tension' ' ; mémoire de master, Université Mohamed Khider de Biskra 2018/2019.
- [7] : Mohamed.T.Chebbah “ Etude et simulation d'un convertisseur multiniveaux type PUC ” Maitrise en génie, concentration énergies renouvelables et efficacité énergétique, présenté à l'université du Québec, Montréal, avril 2014.
- [8] : E.M.Berkouk « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multi-niveaux », thèse de doctorat, CNAM, Paris, France 1995.
- [9] : Dong, D. Mödling and Control Design of a Bidirectional PWM Converter for Single-phase Energy System. Mémoire de maîtrise présentée à Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University (Blacksburg, VA, USA). (2009).
- [10] : El Ajjouri Tarik « Méthode avancée de contrôle commande d'un onduleur monophasé pour une réduction de la banque de condensateurs, en vue d'accroître la durée de vie du convertisseur » ,comme exigence partielle de la maîtrise en génie électrique, décembre ,université du Québec à Montréal ; 2018
- [11] : ENSALAH Wassila et BOUTALEB Nour el Houda. « Etude de la commande des redresseurs MLI ». Mémoire de master. Centre Universitaire Belhadj Bouchaïb d'AinTemouchent, 2016.
- [12] : G.Grellet, G.Clerc « Actionneurs électriques : Principes/ Modèles/ Commandes », édition Eyrolles, deuxième tirage 2000.
- [13] : Bimal K. Bose “Modern Power Electronics and AC Drives” Edition Prentice Hall PTR 2002, ISBN 0-13-016743-6.
- [14] : Analog Devices “Implementing Space Vector Modulation with the ADMC33 (AN331-17)” Analog Devices Inc.Jan 2000.
- [15] : Mariusz Malinowski “Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers”, Thèse de Doctorat (Faculty of Electrical Engineering), Warsaw – Pologne, 2001.
- [16] : P.Ladoux, G.Ollé “ Compensation d'harmonique et de puissance réactive ” publication Reselec 2002.



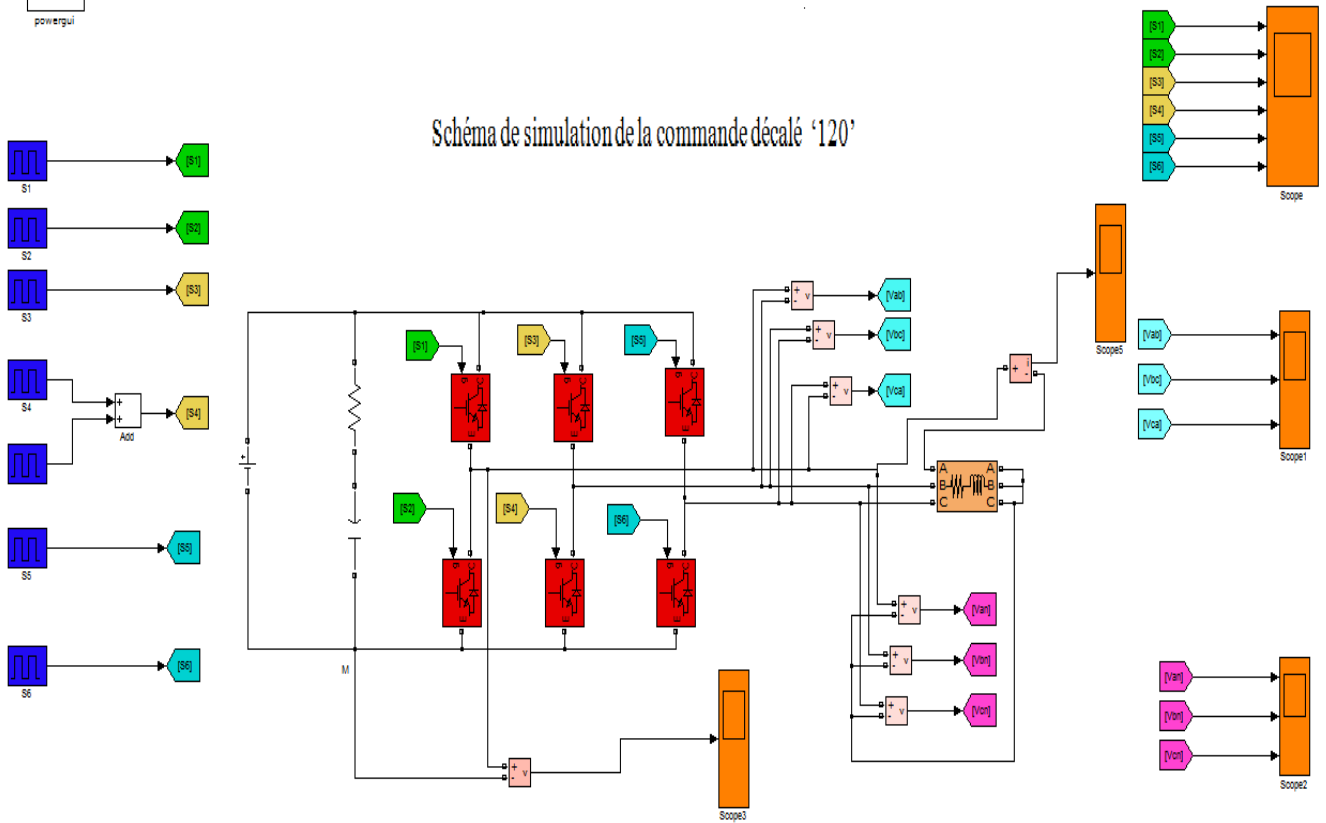
- [17] : Mehdi Messaoudi “ Stratégie de modulation pour la réduction des perturbations conduites générées par un variateur de vitesse à redresseur MLI ”Thèse de Doctorat, Université Lille 1, Sciences et Technologies, Décembre 2015.
- [18] : Ara KOUYOUMDJIAN “La compatibilité électromagnétique” Collection Technique – Groupe Schneider, Février 1996 – ISBN 2-907314-31-9.
- [19] : A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, “A new neutral-point-clamped PWM inverter”, IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol.1A-17, 1981, pp.518-523.
- [20] : M.S, Djebbar and H. Benalla, “ Rectifiers comparative study between two levels and multilevel PWM order ”, International Journal of Electrical and Power Engineering 2(6).pp365-376, 2008
- [21] : F. Bouchafa, “Etude et commande de différentes cascades à onduleur à neuf niveaux à structure NPC. Application à la conduite d’une MSAP”, Thèse de doctorat en Automatique à l’ENP Alger, Février 2006.
- [22] : C. Gombert. “Simulation Temps-Réel des Dispositifs d’Electronique de Puissance Dédiés aux Réseaux d’Energie Electrique”. Thèse de l’Institut Polytechnique de Grenoble, Septembre 2005.
- [23] :A. Bouafia “ Techniques de Commande Prédictive et Floue pour les Systèmes d’Electronique de Puissance : Application aux Redresseurs à MLI ” Thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas – Setif, Octobre 2010.
- [24] :N. Belhaouchet “Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application : Amélioration de la Qualité de l’Energie ” Thèse de doctorat en sciences, université Ferhat Abbas – Setif, octobre, juillet 2011
- [25] :Nicolas Bernard, Bernard multon, Hamid ben ahmed “Le redresseur MLI en absorption sinusoïdale de courant” Ecole Normale Supérieure de Cachan, Antenne de Bretagne Campus de Ker Lann – 35170 BRUZ, nom@bretagne.ens-cachan.fr



Annexes 1

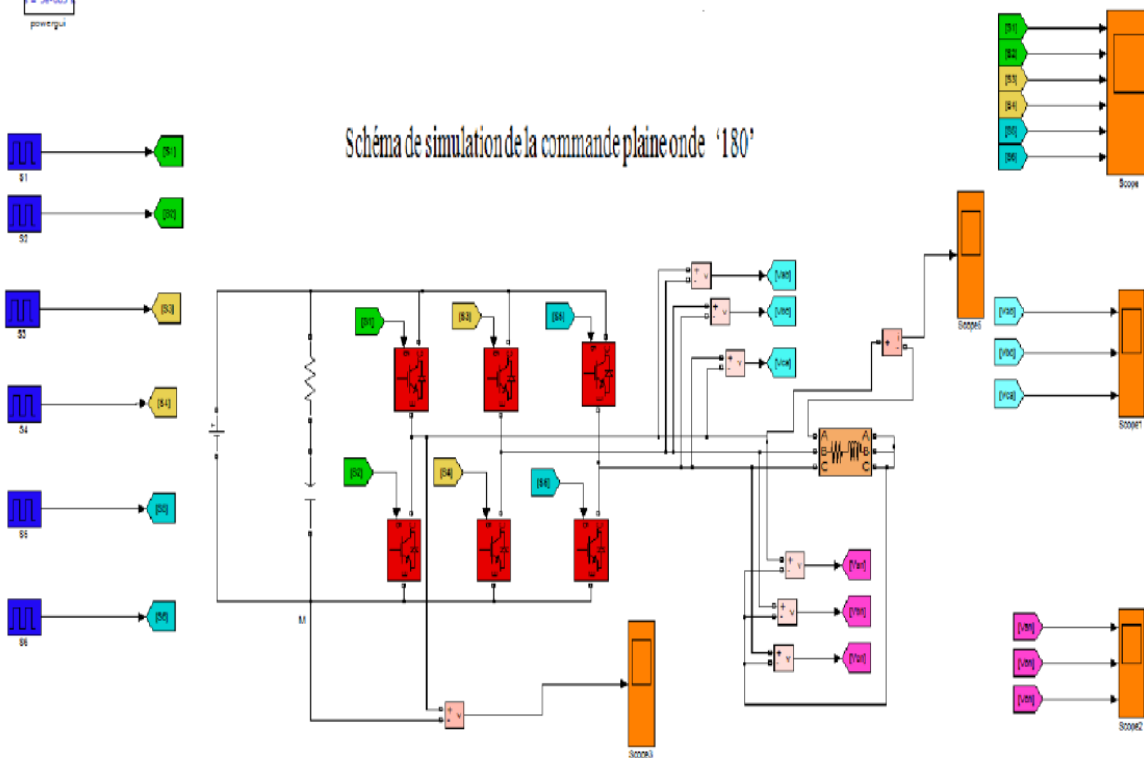
Discrete
t = 5e-005 s
powergui

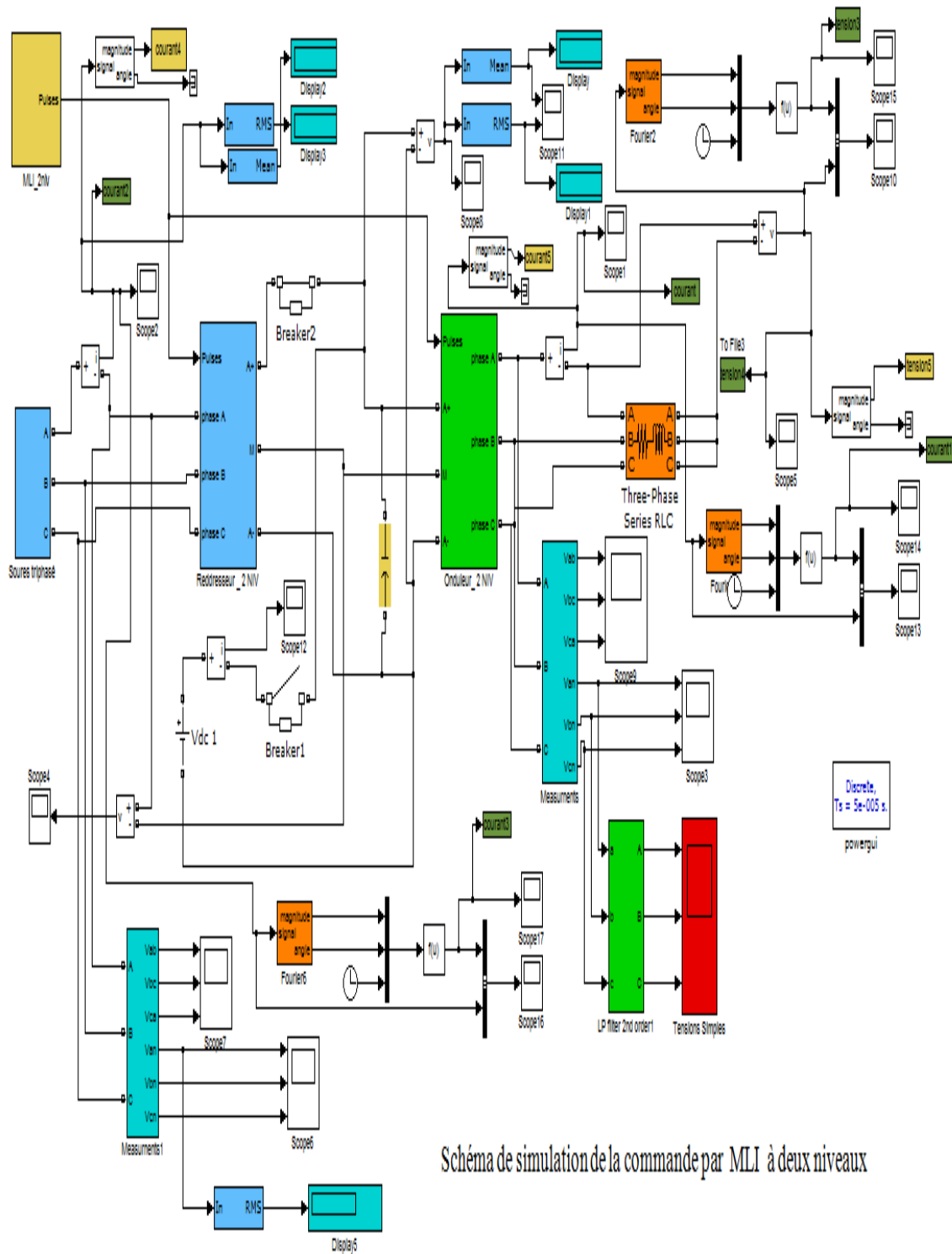
Schéma de simulation de la commande décalé '120'



Discrete
t = 5e-005 s
powergui

Schéma de simulation de la commande pleine onde '180'





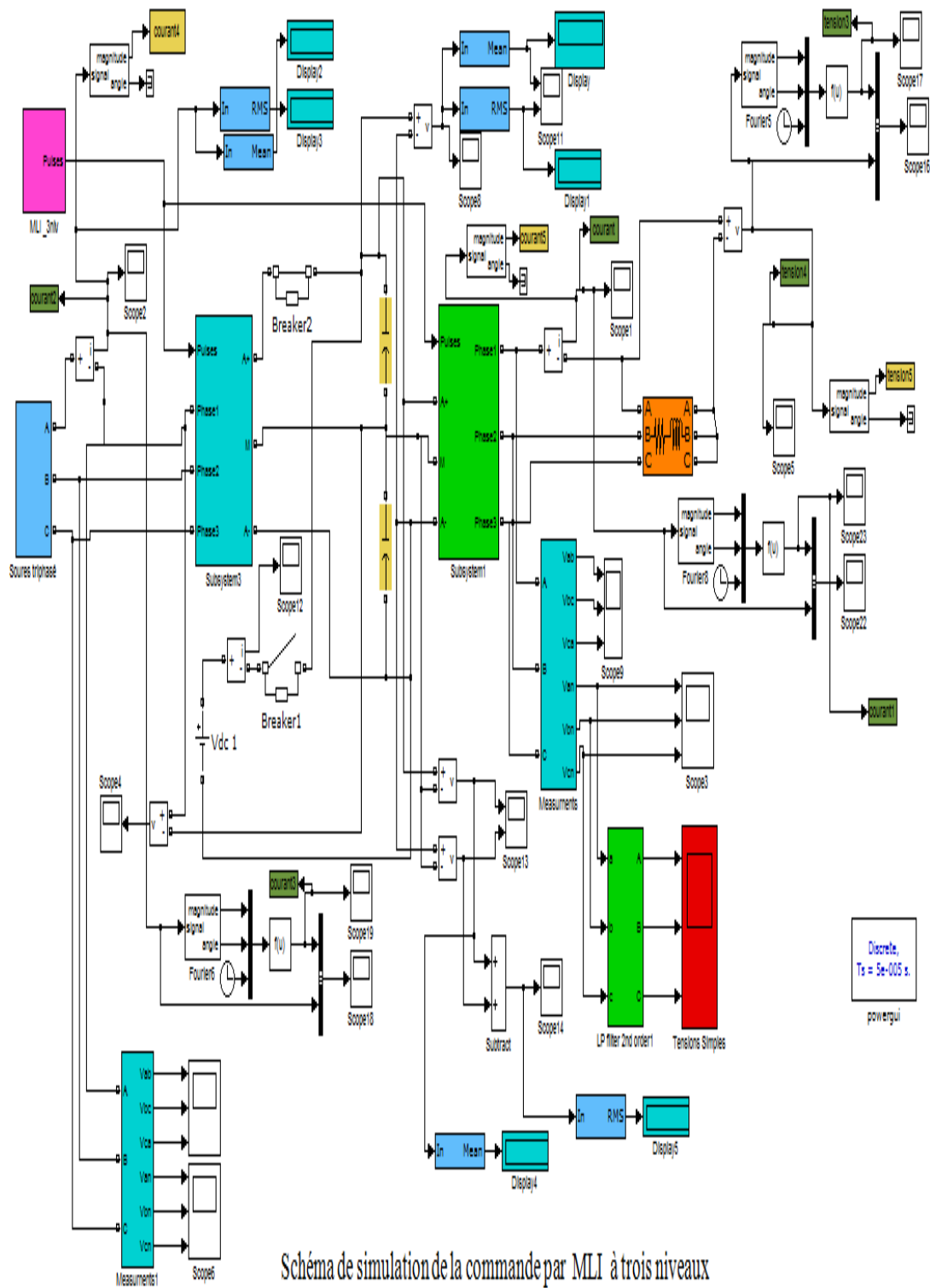


Schéma de simulation de la commande par MLI à trois niveaux

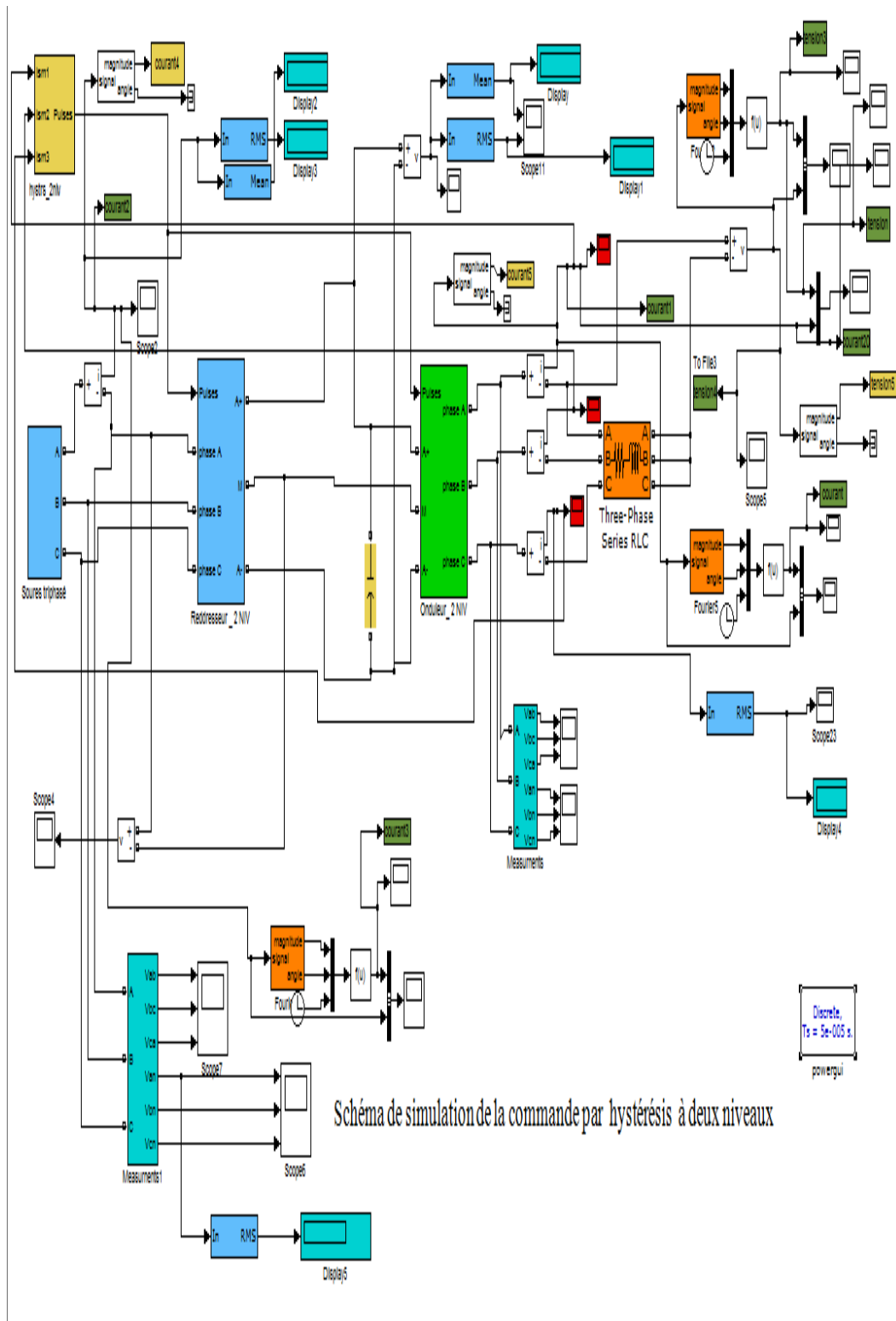


Schéma de simulation de la commande par hystérésis à deux niveaux

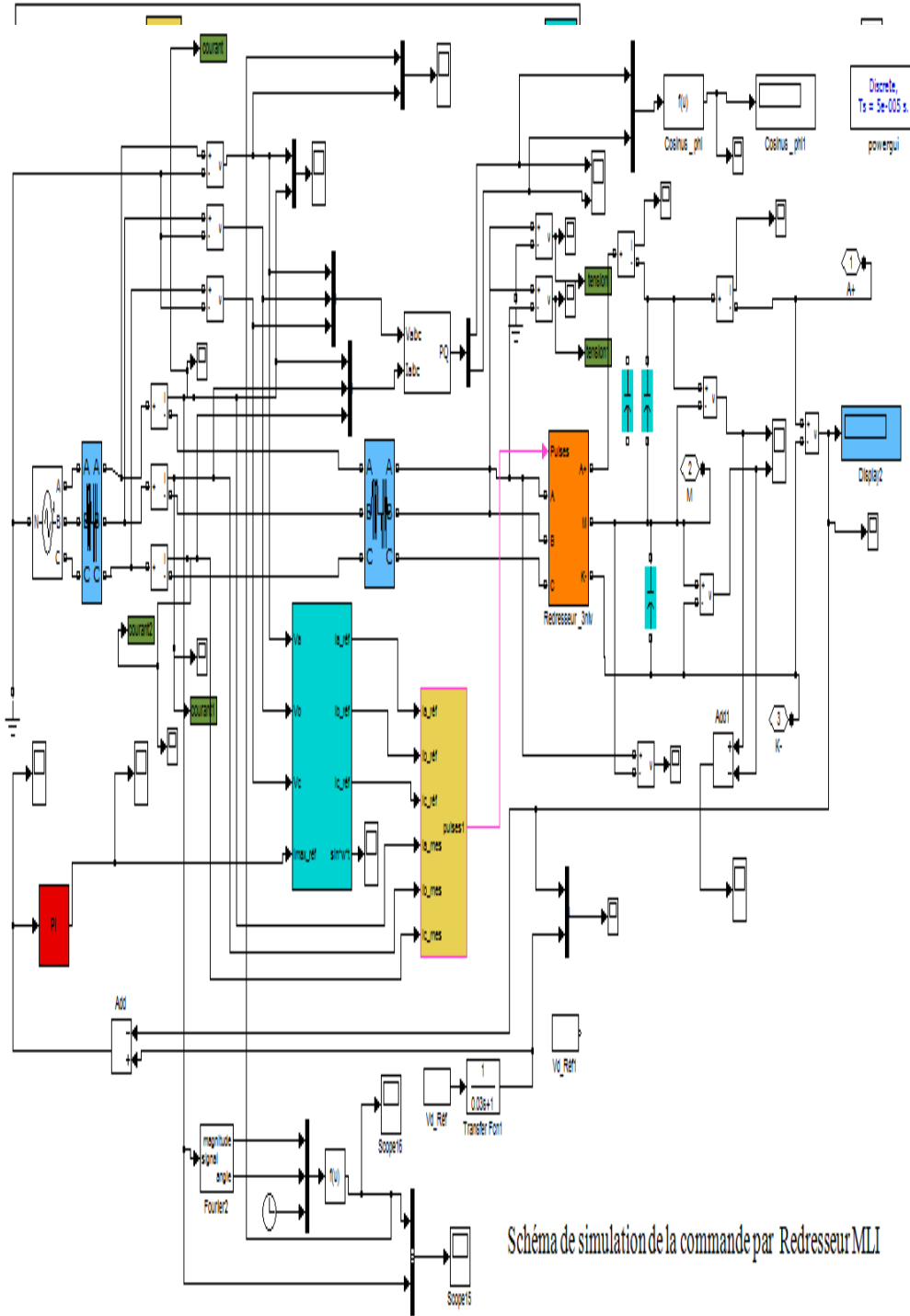


Schéma de simulation de la commande par Redresseur MLI

**Annexes 2****PASSAGES DES REPERES TRIPHASES A DIPHASES****TRANSFORMEES DE CONCORDIA****Transformation de Concordia.**

Pour un système composé de trois grandeurs triphasées dans le repère triphasé a,b,c (x_a, x_b, x_c), il existe plusieurs transformations pour faire correspondre au système triphasé deux grandeurs diphasées dans le repère a-b (x_a, x_b) et une grandeur homopolaire x_h .

Nous noterons :

Pour le repère triphasé le vecteur :

$$\mathbf{X}_{abc} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Pour le repère diphasé le vecteur :

$$\mathbf{X}_{h\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_h \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

Une des plus classique est la transformée de Concordia, définie par une matrice C_{33} , le passage des composantes triphasées X_{abc} à la composante homopolaire et aux coordonnées dans le plan

a-b est donné par la relation matricielle suivante :

$$X_{abh} = k \times C_{33} \times X_{abc}$$

$$\text{Avec } C_{33} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Cette transformation dépend d'un coefficient arbitraire k de normalisation. Les valeurs usuelles prises par k sont :



$k=2/3$: Si l'on désire conserver la norme de X qui pour un moteur seront les courant

$k = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$: Si l'on veut conserver dans la transformation la norme de la puissance

PASSAGES ENTRE LE REPERE TRIPHASE ET LE REPERE DIPHASE

Passage du triphasé vers le repère a-b.

La transformation d'un repère triphasé à un repère diphasé a-b est donné par la relation:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Le coefficient k est arbitraire, usuellement 2 valeurs sont prises $k = 2/3$ et $\sqrt{2}/\sqrt{3}$

Pour illustrer les conséquences pour ces deux valeurs, nous allons dans le cas d'une alimentation sinusoïdale expliciter le calcul.

considérons un system triphasé tel que :

$$\begin{bmatrix} X \cdot \cos(\theta) \\ X \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ X \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

X représentant ici la valeur crête d'une tension, d'un courant, d'un fluxEn utilisant la relation il vient :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X \cdot \cos(\theta) \\ X \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ X \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = k \cdot \frac{3}{2} \cdot X \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix}$$