

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED SEDDIK BENYAHIA JIJEL

Faculté des sciences et de la technologie

Département d'électrotechnique

N° :...../2024

## **MEMOIRE DE MASTER**

**DOMAINE: Sciences et Technologies**

**FILIERE : ELECTROTECHNIQUE**

**SPECIALITE : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE**

### **Thème**

*Modélisation et commande d'un convertisseur double  
triphase à Z-source*

Présenté Par : *ALIOUA Khadidja*

Encadré Par : *B. MAKHLOUF*

Date de soutenance : 22 / 06 / 2024

#### **Jury de Soutenance**

Président : **N. BOUDJERDA**

Grade : Professeur

Univ MSB Jijel

Encadreur : **B. MAKHLOUF**

Grade : Maître de conférence

Univ MSB Jijel

Examineur : **D. LALILI**

Grade : Professeur

Univ MSB Jijel

**Promotion : 2023 /2024**

# Remerciements

*Tout d'abord je tiens à remercier **ALLAH** le tout puissant de m'avoir donné la santé, la volonté, le courage et la patience pour mener à terme ma formation et pourvoir réaliser ce travail.*

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon encadrant « **Mr. Badr Makhlouf** », pour la qualité de son encadrement, son esprit scientifique et ses aides précieuses. Je le remercie également pour sa disponibilité totale, sa patience et sa confiance tout au long de ce travail de recherche.*

*J'adresse mes sincères remerciements aux **membres du jury** pour l'honneur qu'ils m'ont fait d'avoir accepté d'évaluer ce travail.*

*Enfin, je voudrais exprimer ma reconnaissance envers tous **mes enseignants** de l'option électrotechnique industrielle qui ont contribué à ma formation durant mes études.*

# *Dédicace*

*À la personne la plus chère et la plus idéale qui fut dans ce monde.*

*À celle qui a été mon roc dans les moments sombres et ma joie dans les moments heureux,  
À ma mère bien-aimée, qui a toujours été ma source d'inspiration et de réconfort. C'est vrai  
qu'elle n'est pas avec moi pour récolter le fruit de ses sacrifices, mais, elle reste toujours là,  
plus présente. Ton absence laisse un vide immense, mais ton amour continuera à me guider.*

*À l'âme de ma mère*

*À mon très cher père*

*À mes sœurs et mes frères pour leur soutien indéfectible et pour avoir toujours cru en moi.*

*À mes petits princes Fahoudi, Yazen et la petite princesse Judi*

*À toute ma famille*

*À mes chères amies*

*Et*

*Toutes les personnes qui m'ont soutenu pendant mes études.*

# *Sommaire*

---

*Introduction générale*... .. 1

*Chapitre I : Onduleur triphasé à deux niveaux*

*Introduction* ... .. 3

*I.1/ Onduleur triphasé à deux niveaux*... .. 3

*I.2/ Techniques de commande*... .. 4

*I.2.1/ Commande en pleine onde* ... .. 4

*I.2.2/ MLI triangulo-sinusoidale* ... .. 7

*I.2.3/ MLI triangulo-sinusoidale avec injection de l'harmonique d'ordre trois*... .. 9

*I.2.4/ MLI vectorielle* ... .. 10

*I.2.5/ MLI discontinue* ... .. 16

*I.2.5\_a/ MLID\_Min et MLID\_Max* ... .. 17

*I.2.5\_b/ MLID\_0, MLID\_1, MLID\_2* ... .. 18

*I.2.5\_c/ MLID\_3* ... .. 21

*I.2.5\_d/ Résultats de simulation* ... .. 23

*Conclusion*... .. 29

*Chapitre II : Onduleur à source impédante*

*Introduction*... .. 31

*II.1/ Intérêt de l' onduleur à source impédante* ... .. 31

*II.2/ Structure de l'onduleur à source impédante* ... .. 31

*II.3/ Modélisation de l'onduleur à source impédante* ... .. 34

*II.4/ Techniques de commande*... .. 36

*II.4.1/ Stratégie 1*... .. 37

*II.4.2/ Stratégie 2*... .. 42

*II.4.3/ Stratégie 3*... .. 44

*II.5/ Comparaison entre les différentes techniques*... .. 47

*Conclusion*... .. 47

*Chapitre III : Onduleur double triphasé à Z-source*

*Introduction*... .. 49

*III.1/ Structure de l'onduleur à neuf interrupteurs*... .. 49

*III.2/ Techniques de commande* ... .. 50

*III.2.1/ Fonctionnement avec des fréquences différentes* ..... 51

*III.2.1\_a/ Stratégie 1*... .. 51

*III.2.1\_b/ Stratégie 2*... .. 55

*III.2.1\_c/ Stratégie 3*... .. 57

## *Sommaire*

---

---

<i>III.2.1_d/ Stratégie 4</i> .....	59
<i>III.2.2/ Fonctionnement avec des fréquences identiques</i> .....	61
<i>III.3/ Commande de la cascade Z-Source onduleur à neuf interrupteurs</i> .....	66
<i>Conclusion</i> .....	70
<i>Conclusion générale</i> .....	71
<i>Références bibliographiques</i> .....	73

# *Introduction générale*

---

Depuis de nombreuses années nous assistons à une évolution croissante des convertisseurs de l'électronique de puissance, grâce aux énormes progrès effectués dans le domaine d'électronique de puissance [Berkati\_08]. Le développement de ce domaine est divisé en deux axes, le premier vise l'amélioration des performances des composants, ce qui permet d'autoriser le passage de forts courants et un fonctionnement à une fréquence de commutation plus élevée. Tandis que l'objectif du deuxième est de chercher de nouvelles topologies des convertisseurs [Martine\_08].

Nous nous intéressons au convertisseur continu/alternatif, appelé aussi l'onduleur. La topologie classique d'un onduleur triphasé à deux niveaux est constituée de six composants de puissance. Cependant, il y a beaucoup de processus de fabrication dans l'industrie qui exigent des systèmes multi-charges/multi-onduleurs. De ce fait, des efforts de recherches ont été faits pour optimiser le nombre de composants de puissance ; afin de réduire le volume et par conséquent le coût global. Une nouvelle topologie développée ces dernières années est nommée l'onduleur à neuf commutateurs (Nine switch inverter). Cette structure est équivalente à deux onduleurs triphasés à deux niveaux, et donc offre trois composants de puissance [Martin\_08], ce qui demande une tension élevée du bus continu.

Dans le but d'augmenter la tension du bus continu, un étage d'adaptation, doit être ajouté par exemple, un hacheur élévateur. Une autre solution plus récente est de remplacer le hacheur par un réseau d'impédance bien spécifique entre le bus continu et l'onduleur. Cette topologie est apparue dans la littérature scientifique dans les années 2000 à travers les travaux du professeur Fang Zheng Peng. Cette topologie permet l'ajout de l'état de court-circuit du bras de l'onduleur. Cette situation se produit lorsque les interrupteurs haut et bas d'un même bras, sont fermés simultanément. Ces états supplémentaires sont nécessaires pour élever le niveau de la tension du bus continu [Battiston\_14].

Le contenu de ce mémoire est structuré en trois chapitres présentés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présentons d'abord, un état de l'art sur les différentes techniques par modulation de largeurs d'impulsions (MLI) appliquées à l'onduleur triphasé à deux niveaux : triangulo-sinusoidale (ST) (Dans le cas continu et discontinu) et vectorielle. Ensuite, des simulations de ces techniques sont effectuées sous l'environnement Simulink de Matlab et une comparaison entre elles sera abordée.



Le deuxième chapitre, est dédié à l'étude de l'onduleur à source impédante, dont le plus célèbre est l'onduleur à Z-source. La modélisation mathématique de ce dernier est indispensable pour déterminer son facteur de survoltage. Par la suite, nous appliquons les techniques de MLI développées particulièrement pour l'onduleur à Z-source.

La commande de la cascade Z-source\_onduleur double triphasé fait l'objet du troisième chapitre. Dans la première partie, nous adaptons et appliquons les techniques de MLI détaillées au premier chapitre sur l'onduleur à neuf interrupteurs. Ensuite, une configuration particulière sera appliquée pour générer les états de court-circuit de l'onduleur à neuf interrupteurs. Et on achève le chapitre par des simulations de la cascade Z-source\_onduleur double triphasé.

Nous terminons par une conclusion générale qui évaluera l'ensemble des résultats obtenus et nous proposons des perspectives à ce travail.

# *Chapitre I*

## *Onduleur triphasé à deux niveaux*

---

### Introduction

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques assurant la conversion de la tension continue en tension alternatif avec amplitude et fréquence variable. Ils sont présents dans plusieurs domaines d'application, dont le plus connu sans doute est celui de la variation de vitesse des moteurs asynchrones. L'évolution des onduleurs est due, d'une part, au développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides et d'autre part, au progrès dans le domaine de la microinformatique se traduisant par la création d'une génération des calculateurs numériques plus puissants et rapides, ce qui permet la facilité de l'implémentation des différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion [Makhlouf\_15], [Zaamouche\_18].

La qualité de la tension de sortie d'un onduleur dépend fortement de la technique de commande utilisée. De nombreuses stratégies de commande ont été proposées pour les onduleurs à deux niveaux [Barkati\_08].

Ce chapitre sera consacré à la présentation de la structure générale de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux et au principe de base de l'ensemble des stratégies MLI.

#### I.1/ Onduleur triphasé à deux niveaux

L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux (Figure. I.1) est constitué de trois bras, chaque bras comporte deux interrupteurs bidirectionnels en série, qui fonctionnent d'une manière complémentaire pour que la source de tension ne soit jamais en court-circuit, d'autre part pour éviter le circuit ouvert de la charge. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montés en tête bêche [Lalili\_09].

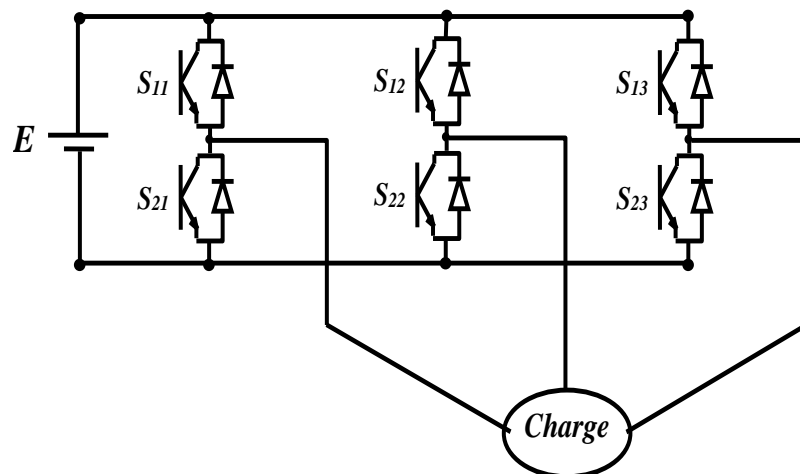


Figure. I.1 : Structure de l'onduleur

Pour chaque interrupteur  $S_{ij}$  ( $i=1,2, j=1,2,3$ ), on définit une fonction de commutation  $F_{ij}$  :

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

La complémentarité entre les deux interrupteurs de chaque bras impose l'équation suivante :

$$F_{2j} = 1 - F_{1j} \rightarrow j = 1-3 \quad (\text{I.2})$$

## I.2/ Techniques de commande

Parmi les stratégies de commande, on peut citer :

- La pleine onde
- La MLI triangulo-sinusoïdale
- La MLI vectorielle
- La MLI discontinue

### I.2.1/ Commande en pleine onde

C'est la stratégie de commande la plus simple à mettre en œuvre, en revanche la tension de sortie est très riche en harmoniques de faible rang et donc de fréquence basse. On trouve dans la littérature deux principaux types de commande en pleine onde [Benslimane\_23] :

#### ✓ 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'une commande de type 180° (Figure. I.2).

Pour le premier bras de l'onduleur, l'interrupteur  $S_{11}$  est fermé pendant une demi-période (180°), et  $S_{21}$  est fermé pendant l'autre demi période. Pour les deux autres bras de l'onduleur on applique la même procédure, mais avec un décalage de  $2\pi/3$  et  $4\pi/3$  respectivement, par rapport au premier bras [Zaamouche\_18].

$S_{11}$		$S_{21}$		$S_{11}$	
$S_{22}$	$S_{12}$		$S_{22}$	$S_{12}$	
$S_{13}$	$S_{23}$		$S_{13}$	$S_{23}$	

Figure. I.2 : État des interrupteurs (  $\square$  Fermé)

Les impulsions de commande des interrupteurs du haut et du bas sont représentées dans la figure. I.3.

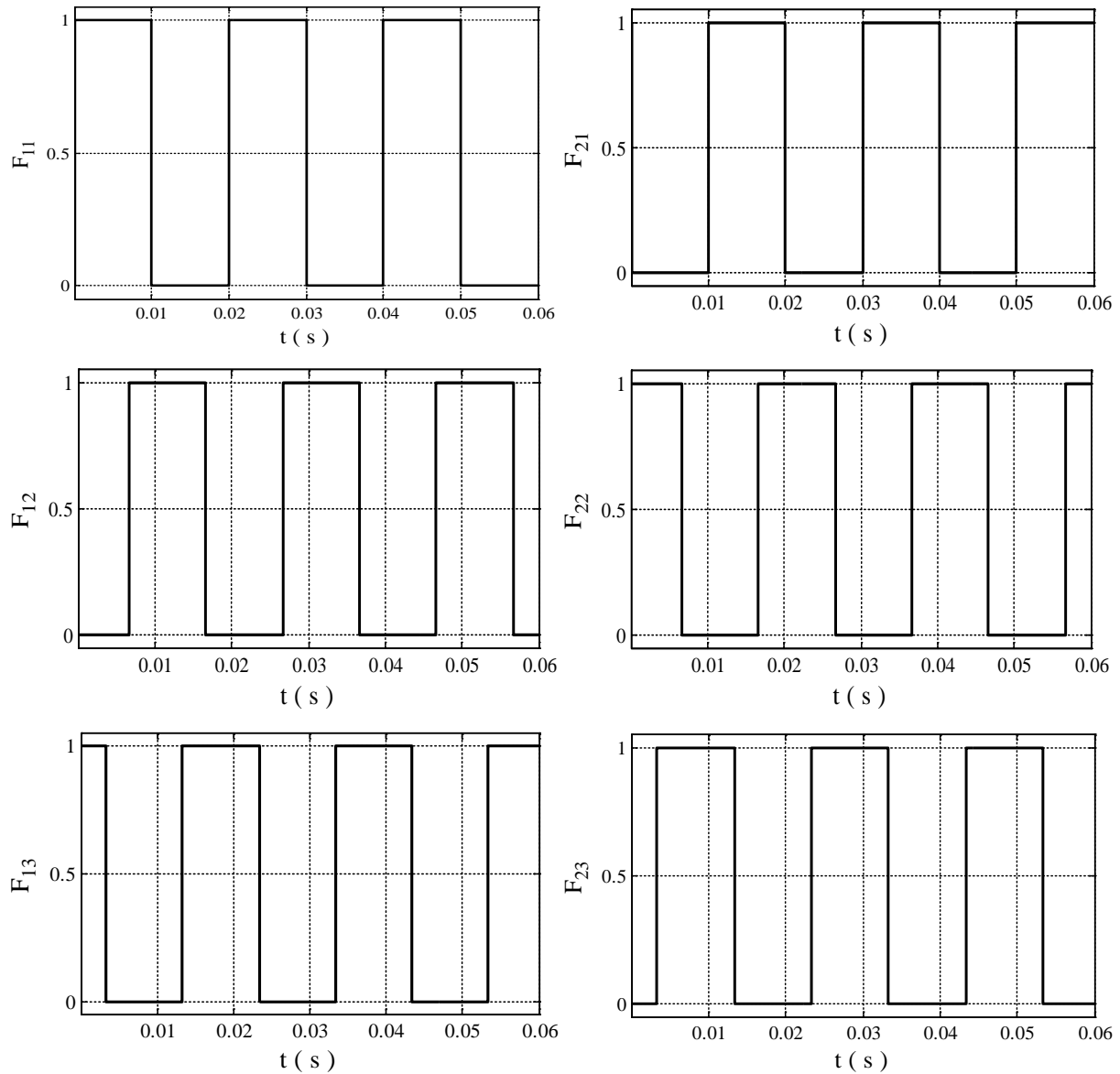


Figure. I.3 : Impulsions de commande des interrupteurs

La figure. I.4 présente la tension de sortie et son spectre d'harmoniques pour une tension du bus continu  $E = 400 \text{ V}$  et une fréquence des tensions de sortie  $f = 50 \text{ Hz}$  :

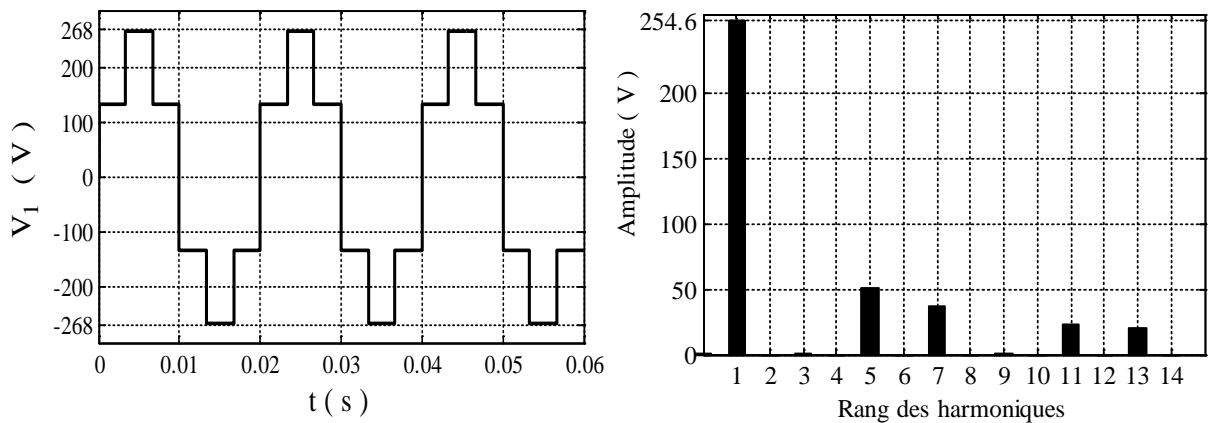


Figure. I.4 : Tension de sortie et son spectre d'harmoniques

✓ *Commande 120°*

Chaque interrupteur est commandé pour une durée d'un tiers de la période. Dans ce cas la fermeture d'un interrupteur ne coïncide pas avec l'ouverture de l'autre interrupteur situé dans le même bras (Figure. I.5). La commande d'un interrupteur par rapport aux autres est décalée d'un angle de 120° [Benslimane\_23].

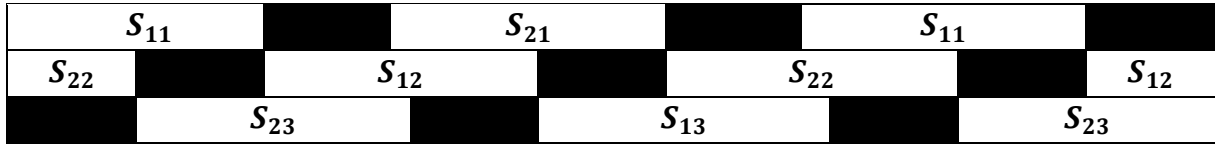


Figure. I.5 : État des interrupteurs (□ Fermé ■ Ouvert)

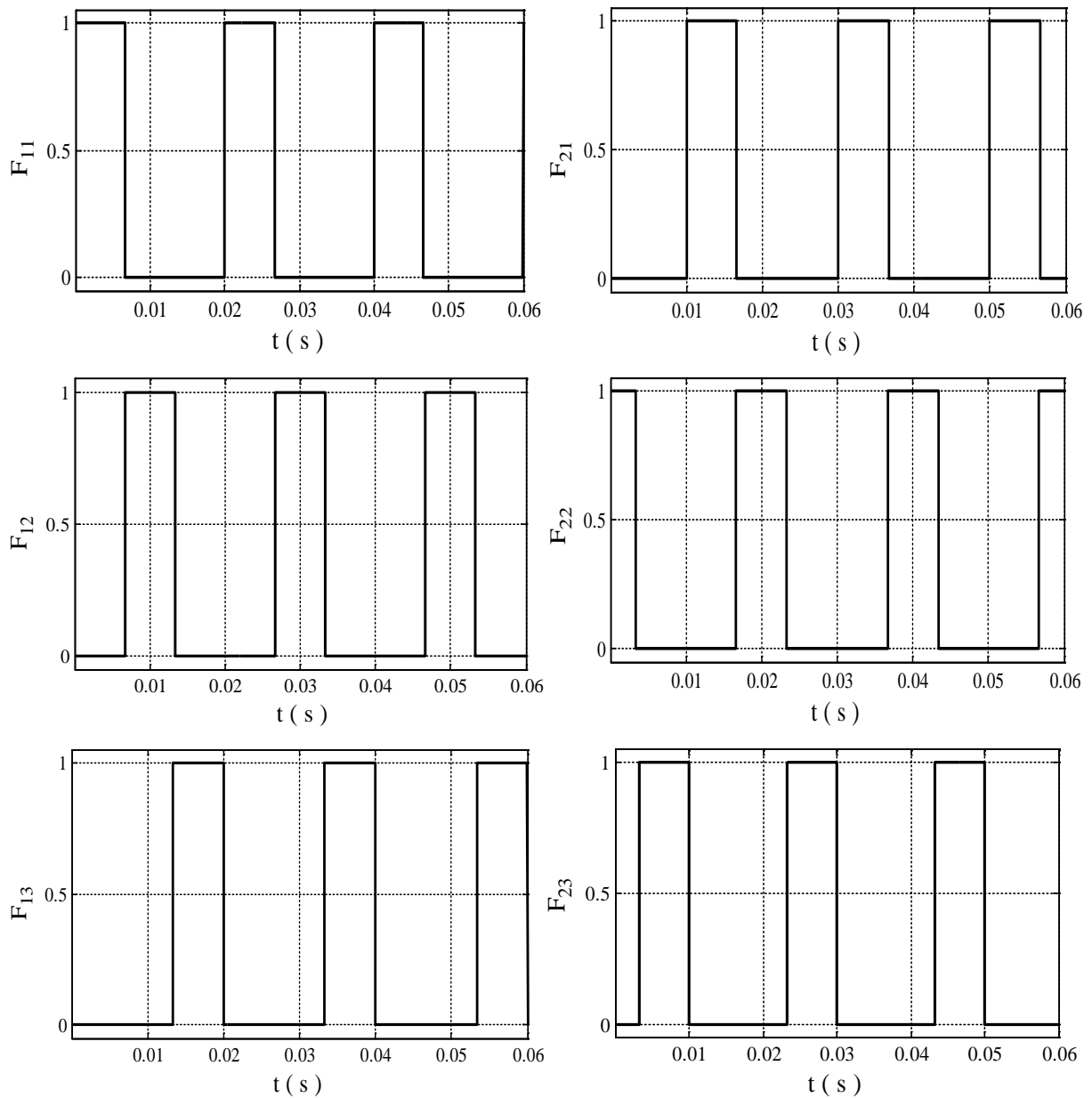


Figure. I.6 : Impulsions de commande des interrupteurs

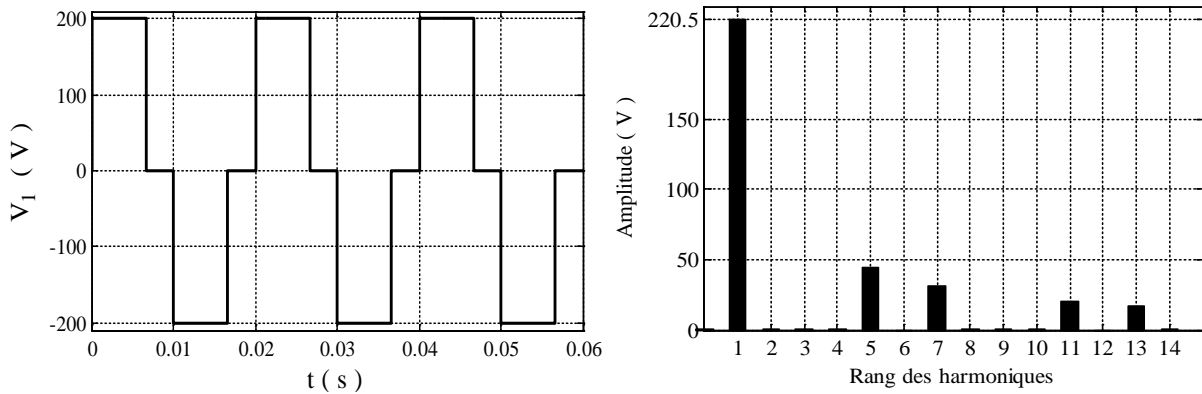


Figure. I.7 : Tension de sortie et son spectre d'harmoniques

Les résultats obtenus, indiquent clairement que l'amplitude du fondamental de la tension avec la commande à  $180^\circ$  est supérieure à celle à  $120^\circ$  environ de 15%. De plus, les spectres des tensions montrent bien l'apparition des harmoniques de rang 5,7,11,13..., tandis que les harmoniques pairs et ceux multiples de trois disparaissent (Figure. I.4 et I.7).

### I.2.2/ MLI triangulo-sinusoidale

Le principe de cette technique repose sur la comparaison de deux ondes : la première sinusoidale appelée, signal de référence, d'amplitude variable et de fréquence qui détermine la fréquence de la tension de sortie, la deuxième triangulaire, appelée porteuse, d'amplitude fixe et de fréquence élevée (Figure. I.8). Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection de ces deux signaux [Boukaroura\_09].

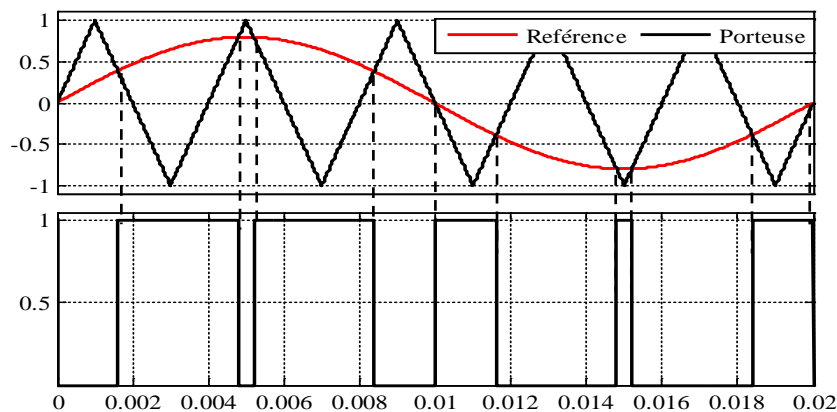


Figure. I.8 : Signaux de la stratégie

Deux paramètres essentiels caractérisent cette technique [Ghorzi\_19] :

- L'indice de modulation ( $m$ ) : défini comme étant le rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse à la fréquence  $f$  de la tension de référence :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (I.3)$$

- Le taux de modulation ( $r$ ) ou coefficient de réglage de tension est donné par :

$$r = \frac{2.V_m}{E} ; r \in [0 \ 1] \tag{I.4}$$

$V_m$  : tension (Simple) maximale désirée à la sortie de l'onduleur

$E$  : tension du bus continu

Les tensions de référence sinusoïdales sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ref\ 1} = r \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \\ V_{ref\ 2} = r \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t - 2\pi/3) \\ V_{ref\ 3} = r \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t + 2\pi/3) \end{cases} \tag{I.5}$$

Les paramètres de simulations sont donnés dans le tableau suivant :

Tension du bus continu ( $E$ )	<b>400 V</b>
Fréquence de la tension de référence ( $f$ )	<b>50 Hz</b>
Fréquence de la porteuse ( $f_p$ )	<b>5 kHz</b>
Taux de modulation ( $r$ )	<b>0.8</b>

Tableau. I.1 : Paramètres de simulation

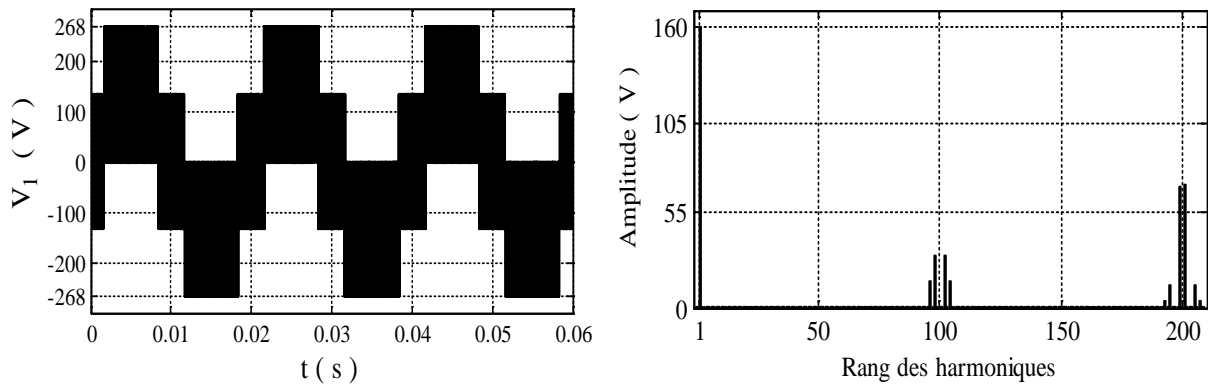


Figure. I.9 : Tension de sortie et son spectre d'harmoniques

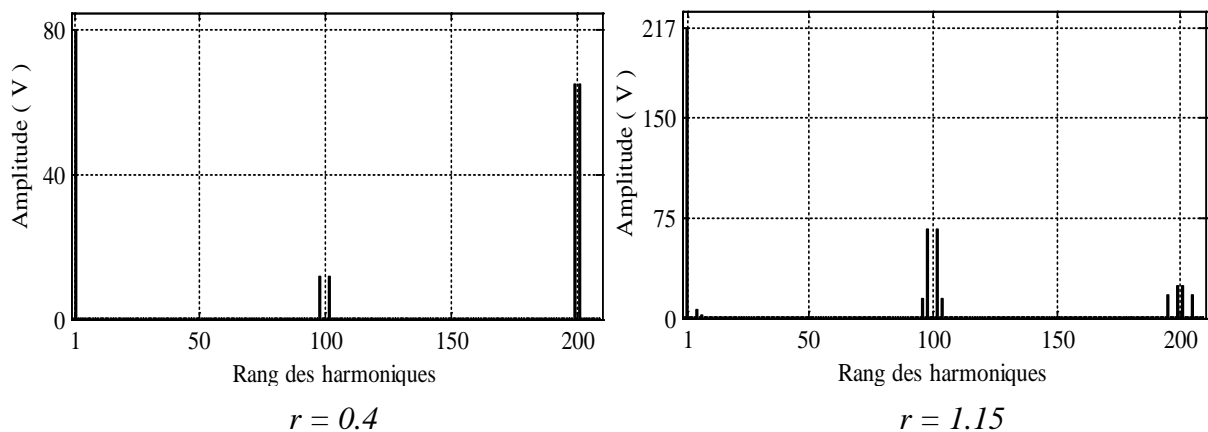


Figure. I.10 : Spectres d'harmoniques pour différentes valeurs de  $r$



D'après les figures I.9 et I.10 on constate que :

- L'amplitude du fondamental, est proportionnelle au taux de modulation et donnée par :  $r.E/2$ , par contre pour  $r = 1.15$  l'amplitude du fondamental est égal à  $217 V$  au lieu de  $230 V (r.E/2)$ .
- Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse.

### I.2.3/ MLI triangulo-sinusoidale avec injection de l'harmonique d'ordre trois

Cette stratégie permet d'élargir la zone linéaire de réglage c.à.d. d'augmenter le taux de modulation par un pourcentage de 15.5%, en injectant l'harmonique d'ordre trois dans les tensions de référence [Barkati\_08], [Mohana\_20]. Le système (I.5) devient :

$$\begin{cases} V_{ref\ 1} = r.\sin(2.\pi.f.t) + \frac{r}{6}.\sin(2.\pi.3.f.t) \\ V_{ref\ 2} = r.\sin(2.\pi.f.t - 2.\pi/3) + \frac{r}{6}.\sin(2.\pi.3.f.t) \\ V_{ref\ 3} = r.\sin(2.\pi.f.t + 2.\pi/3) + \frac{r}{6}.\sin(2.\pi.3.f.t) \end{cases} \quad (I.6)$$

La nouvelle forme des tensions de références est représentée sur la figure. I.11.

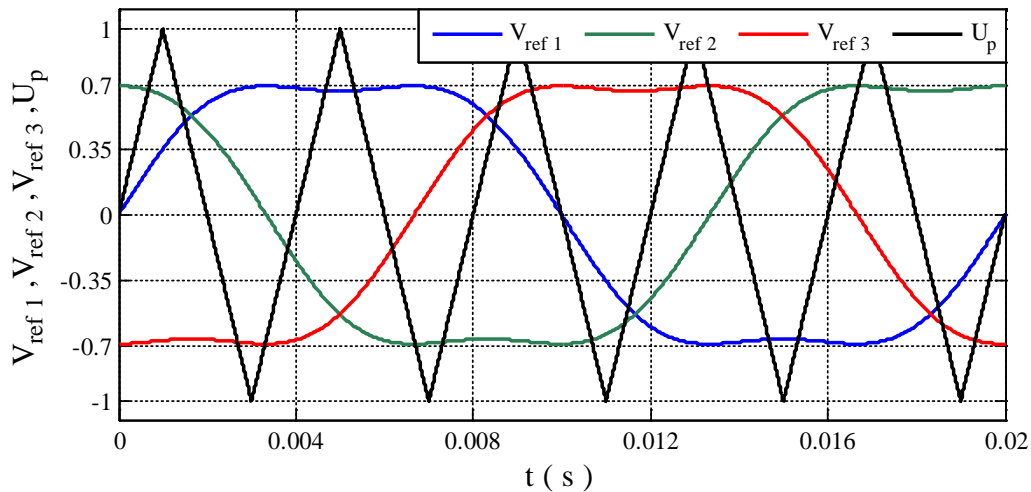


Figure. I.11 : Signaux de références

Pour les simulations effectuées par la suite, on utilise les mêmes valeurs indiquées dans le tableau. I.1.

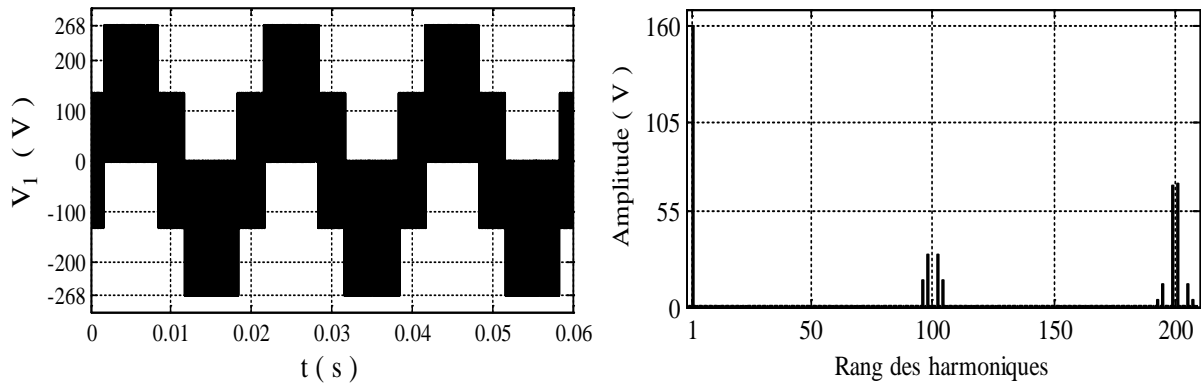


Figure. I.12 : Tension de sortie et son spectre d'harmoniques

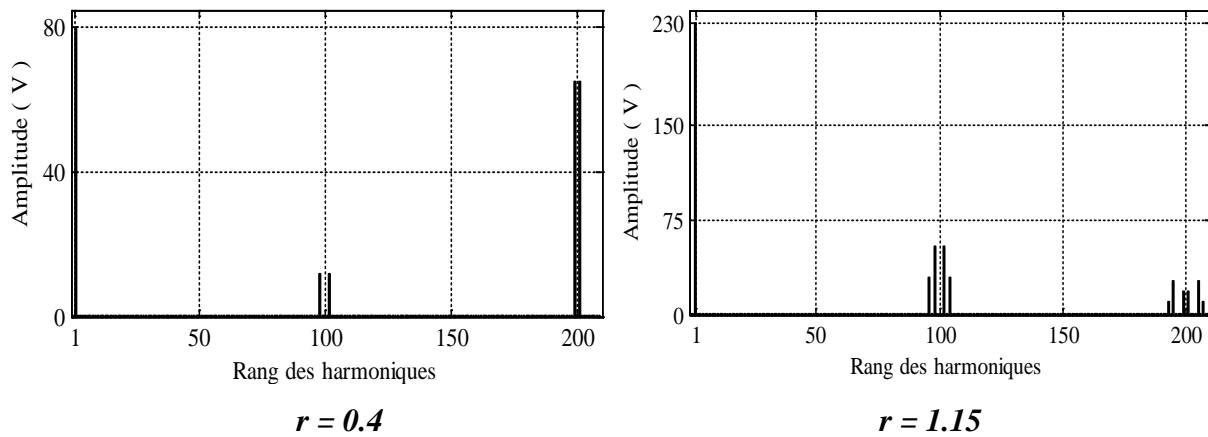


Figure. I.13 : Spectres d'harmoniques pour différentes valeurs de  $r$

Les figures. I.12 et I.13 montrent que l'injection de l'harmonique trois n'affecte pas la qualité de la tension de sortie. Nous constatons aussi l'absence des harmoniques pairs et ceux impairs de rang multiple de trois. Les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse. Nous remarquons que cette technique permet d'élargir l'intervalle de variation de  $r$  jusqu'à 1.15 et l'amplitude du fondamental coïncide avec la relation  $r.E/2$ .

#### I.2.4/ MLI vectorielle

Son principe est basé sur la notion du vecteur de tension  $V_{ref}$ , qui est un vecteur calculé à partir du système de tensions triphasés.

Étant donné que l'onduleur a trois bras, et chaque bras a deux états possibles, l'onduleur entier possède  $2^3 = 8$  états : 111, 110, 100, 101, 000, 001, 011 et 010. Chaque état correspond à une configuration donnée des bras de l'onduleur comme il est indiqué dans la figure. I.14 [Lalili\_22] :

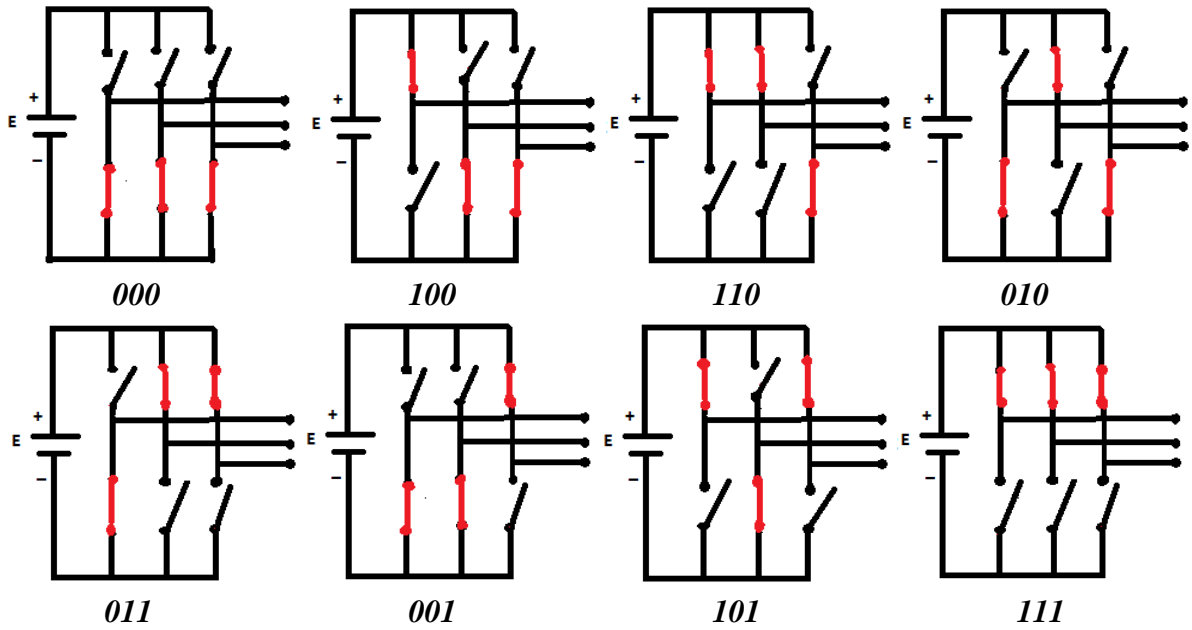


Figure. I.14 : Huit états de l'onduleur

Chacun des huit états de l'onduleur provoque une combinaison donnée des tensions  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$ , obtenue en remplaçant  $F_{11}$ ,  $F_{12}$  et  $F_{13}$  par leurs valeurs. Les tensions de sortie de l'onduleur sont exprimées par [Lalili\_22] :

$$\begin{cases} V_1 = \left( \frac{2}{3} F_{11} - \frac{1}{3} F_{12} - \frac{1}{3} F_{13} \right) \cdot E \\ V_2 = \left( -\frac{1}{3} F_{11} + \frac{2}{3} F_{12} - \frac{1}{3} F_{13} \right) \cdot E \\ V_3 = \left( -\frac{1}{3} F_{11} - \frac{1}{3} F_{12} + \frac{2}{3} F_{13} \right) \cdot E \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

Les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur dépendent de la position du vecteur de référence ( $V_{ref}$ ) dans le repère  $dq$  et le secteur dans lequel il se trouve. Le vecteur  $V_{ref}$  a huit positions discrètes résultant de huit états de l'onduleur et qui correspondent aux tensions de sortie. Ces huit positions sont obtenues en remplaçant les tensions  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$  par leurs expressions dans la formule suivante :

$$V_{ref} = \frac{2}{3} (V_1 + \alpha \cdot V_2 + \alpha^2 \cdot V_3) \quad , \quad \alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos \frac{2\pi}{3} + j \sin \frac{2\pi}{3} = \frac{-1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{I.8})$$

Le tableau. I.2 indique les tensions de sortie correspondantes aux huit états de l'onduleur, ainsi que le vecteur de référence :

États des interrupteurs	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$\theta$	Secteur	Vecteur de référence
<b>000</b>	0	0	0	0	<b>0</b>	$\vec{V}_0$
<b>100</b>	$\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$0 \leq \theta < \pi/3$	<b>I</b>	$\vec{V}_1$
<b>110</b>	$\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$\pi/3 \leq \theta < 2\pi/3$	<b>II</b>	$\vec{V}_2$
<b>010</b>	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$2\pi/3 \leq \theta < \pi$	<b>III</b>	$\vec{V}_3$
<b>011</b>	$-\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\pi \leq \theta < 4\pi/3$	<b>IV</b>	$\vec{V}_4$
<b>001</b>	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$4\pi/3 \leq \theta < 5\pi/3$	<b>V</b>	$\vec{V}_5$
<b>101</b>	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$5\pi/3 \leq \theta < 2\pi$	<b>VI</b>	$\vec{V}_6$
<b>111</b>	0	0	0	0	<b>0</b>	$\vec{V}_7$

Tableau. I.2 : Tensions de sortie correspondantes aux états de l'onduleur

La figure. I.15 illustre la représentation des positions des huit vecteurs dans le plan  $dq$ . Ce dernier est divisé en six secteurs triangulaires (*I, II, III, IV, V, VI*) de même largeur  $60^\circ$  par les six vecteurs non nuls ( $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ ) qui ont le même module, et leurs extrémités définissent les sommets d'un hexagone. Les deux vecteurs nuls ( $V_0$  et  $V_7$ ) sont positionnés à l'origine de cet hexagone.

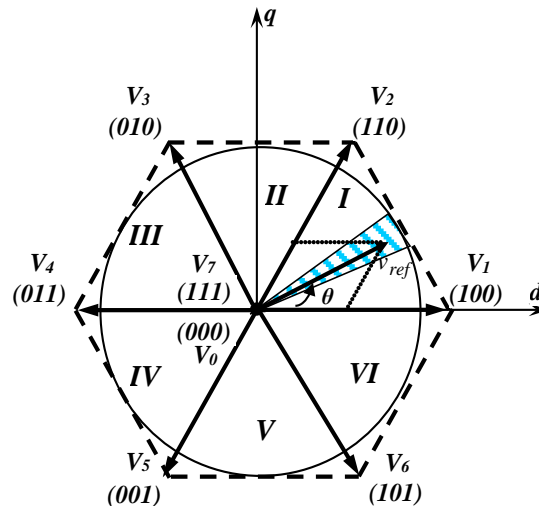


Figure. I.15 : Diagramme vectoriel

Dans le schéma de la figure suivante, une position arbitraire du vecteur  $V_{ref}$  a été représentée avec l'angle  $\theta$  correspondant à cette position. A partir de l'angle  $\theta$ , on déduit le secteur triangulaire contenant ce vecteur [Lalili\_09] :

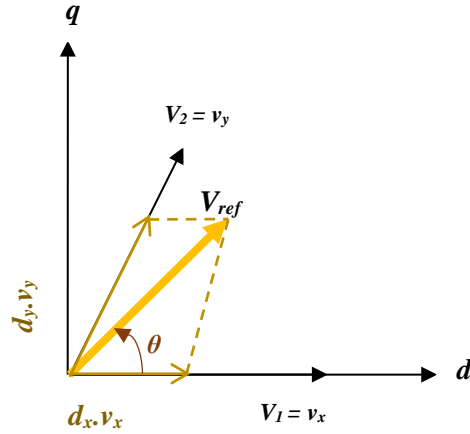


Figure. I.16 : Tension de référence dans le secteur I

Le vecteur  $V_{ref}$  est obtenu en combinant les deux vecteurs  $v_x, v_y$  qui restreignent le secteur à cet intervalle, ainsi qu'un vecteur à tension nulle  $v_z$  :

$$\vec{V}_{ref} = d_x.v_x + d_y.v_y + d_z.v_z \quad (\text{I.9})$$

On a :

$$d_x = \frac{T_x}{T_e} ; d_y = \frac{T_y}{T_e} ; d_z = \frac{T_z}{T_e}$$

Avec :

$T_e$  : période d'échantillonnage

$T_x, T_y, T_z$  durées d'application des vecteurs  $v_x, v_y, v_z$

$$T_e = T_x + T_y + T_z \text{ et } d_x + d_y + d_z = 1 \quad (\text{I.10})$$

Les rapports  $d_x, d_y$  et  $d_z$  sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} d_x = r \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ d_y = r \cdot \sin(\theta) \\ d_z = 1 - d_x - d_y \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

La période d'échantillonnage représente une fraction minime de la période des tensions de référence. Elle correspond à un intervalle de largeur  $(T_e / T) \cdot 2\pi$  sur le diagramme vectoriel, appelé intervalle d'échantillonnage (Partie hachurée de la figure. I.15).

Les vecteurs  $v_x, v_y$  et  $v_z$  utilisés pour décomposer le vecteur de sortie dépendent de la position du vecteur  $V_{ref}$  dans le plan  $dq$ .

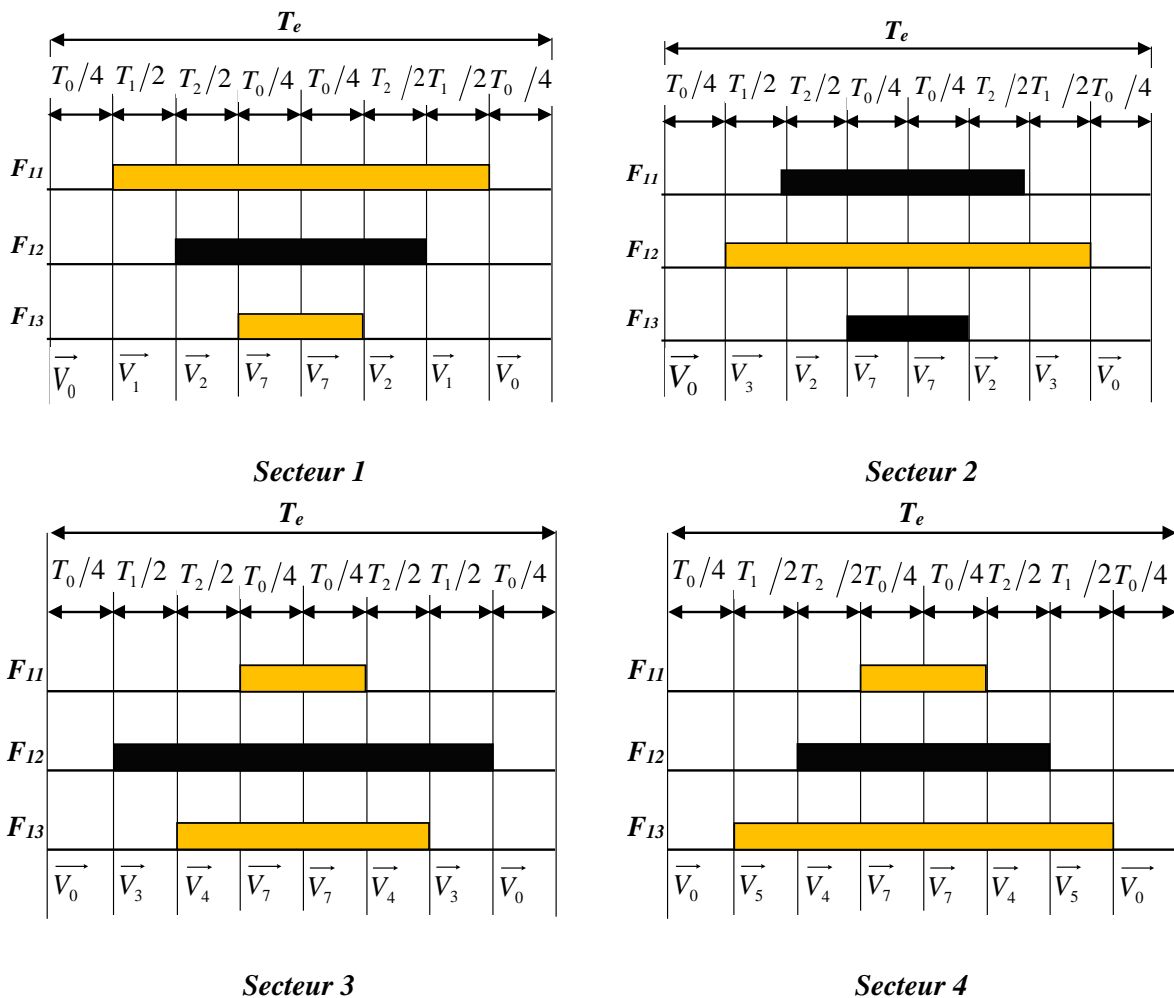
Par exemple, pour le cas représenté à la figure. I.16, le vecteur  $V_{ref}$  est contenu dans le premier secteur ce qui signifie que le vecteur  $v_x$  est celui généré par l'état 100 (Appelé alors

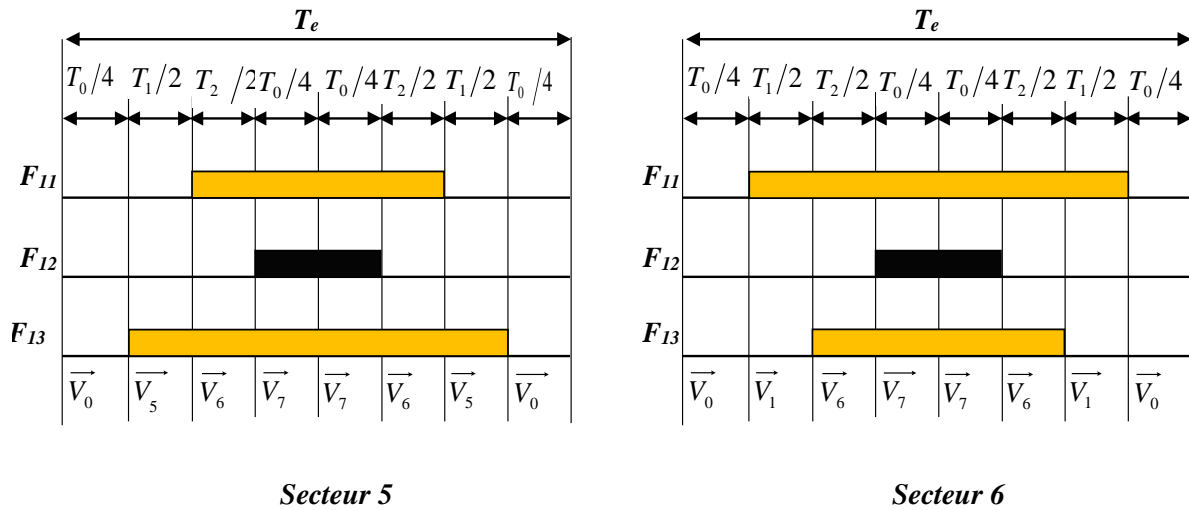
état X), le vecteur  $v_y$  est celui généré par l'état 110 (Appelé état Y) et le vecteur  $v_z$  est celui généré par l'état 111 ou l'état 000 (Appelé état Z).

Un critère qui permet de minimiser le nombre des interruptions par période et d'améliorer la forme de la tension de sortie, implique la séquence suivante des vecteurs durant chaque période d'échantillonnage [Lalili\_09] :

- Appliquer les trois états dans un ordre donné durant la demi période, puis dans l'ordre inverse durant le reste de la période.
- Utiliser le même état au début et à la fin de la période d'échantillonnage.
- Inverser l'ordre des états X et Y par alternance entre les six secteurs.

A partir de cette séquence des états, on déduit les fonctions logiques associées aux interrupteurs. Leurs formes sur une période d'échantillonnage sont indiquées sur la figure suivante :





Secteur 5 Secteur 6  
 Figure. I.17 : Forme des fonctions logiques  $F_{ij}$  pour les six secteurs

Pour les simulations réalisées par la suite, on admet que :

Tension du bus continu :  $E = 400 \text{ V}$

Fréquence de la tension de référence :  $f = 50 \text{ Hz}$

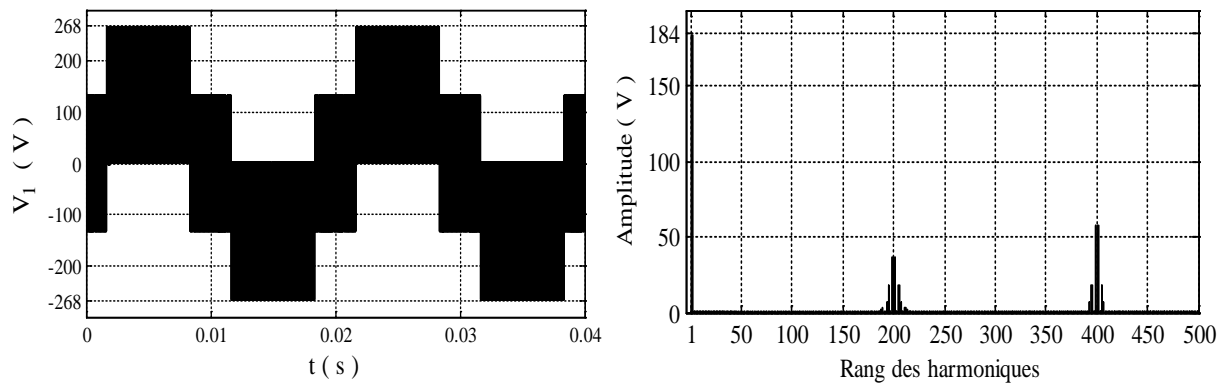
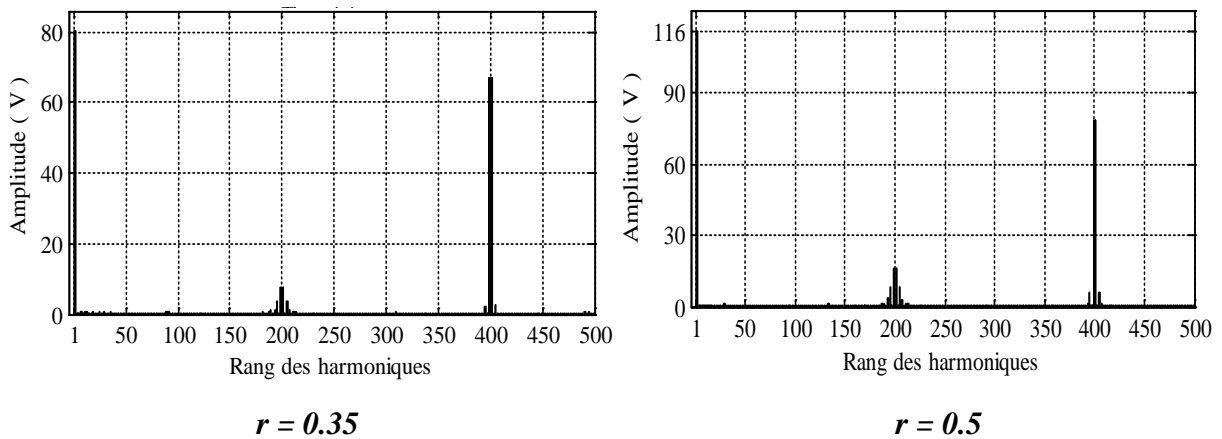


Figure. I.18 : Tension de sortie et son spectre d'harmoniques pour  $r = 0.8$  ;  $T_e = 10^{-4} \text{ s}$

La période des tensions de sortie étant  $0.02 \text{ s}$ , on déduit que le nombre d'intervalles d'échantillonnage par période est  $N = 0.02/10^{-4} = 200$  intervalles.



$r = 0.35$   $r = 0.5$   
 Figure. I.9 : Spectre d'harmoniques pour différentes valeurs de  $r$  ( $N = 200$ )

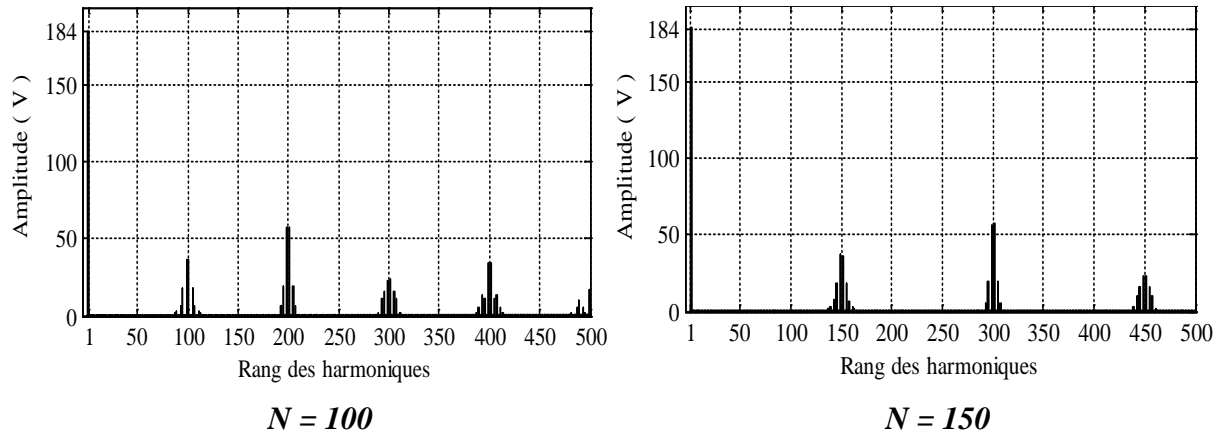


Figure. I.20 : Spectre d'harmoniques pour différentes valeurs de  $N$  ( $r = 0.8$ )

Les spectres d'harmoniques, montrent que l'amplitude du fondamental est proportionnelle au taux de modulation, et coïncide avec la relation  $r \cdot E / \sqrt{3}$ . Pour la même valeur  $r$ , la variation de la période d'échantillonnage n'a pas d'impact sur l'amplitude du fondamental de la tension. Les harmoniques sont rangés sous forme de familles centrées autour des fréquences multiples du rapport  $N$ . Plus ce dernier est grand, plus les harmoniques sont poussés vers des ordres élevés (Figure. I.18...20).

### I.2.5/ MLI discontinue (MLID)

Son principe est basé sur la saturation de la tension de référence pendant  $120^\circ$  d'une période de  $360^\circ$ , ce qui permet de maintenir un bras sans commutation pendant ce temps. On obtient une discontinuité de commutation, d'où le nom MLI discontinue. Ceci, permet de réduire le nombre de commutation d'où la réduction des pertes par commutation. Comme nous ne pouvons utiliser que  $120^\circ$  de la période pour saturer un bras d'onduleur, la différence entre les variantes de cette MLI consiste dans le choix de la position de cet horizon de saturation [Capitaneanu\_02], [Marouani\_10].

Le système des tensions de références (I.5) devient :

$$\begin{cases} V_a^* = V_{ref1} + U_0 \\ V_b^* = V_{ref2} + U_0 \\ V_c^* = V_{ref3} + U_0 \end{cases} \quad (\text{I.12})$$



**I.2.5\_a/ MLID\_Min et MLID\_Max**

N'utilisent qu'une seule saturation pendant 120°, ce qui permettent de maintenir la tension de référence à la valeur minimale (égale à -1) et à la valeur maximale (égale à +1) respectivement, dans lequel il n'y aura plus de commutation (Figure. I.21 et I.22).

La composante homopolaire qu'on doit ajouter à chacune des tensions de référence est donnée par [Capitaneanu\_02], [Marouani\_10] :

$$U_0 = \begin{cases} -(V_{\min} + 1) & \text{Pour } MLID\_Min \\ -(V_{\max} - 1) & \text{Pour } MLID\_Max \end{cases} \quad (I.13)$$

$V_{\min}$  et  $V_{\max}$  sont le minimum et le maximum respectivement, des tensions de référence.

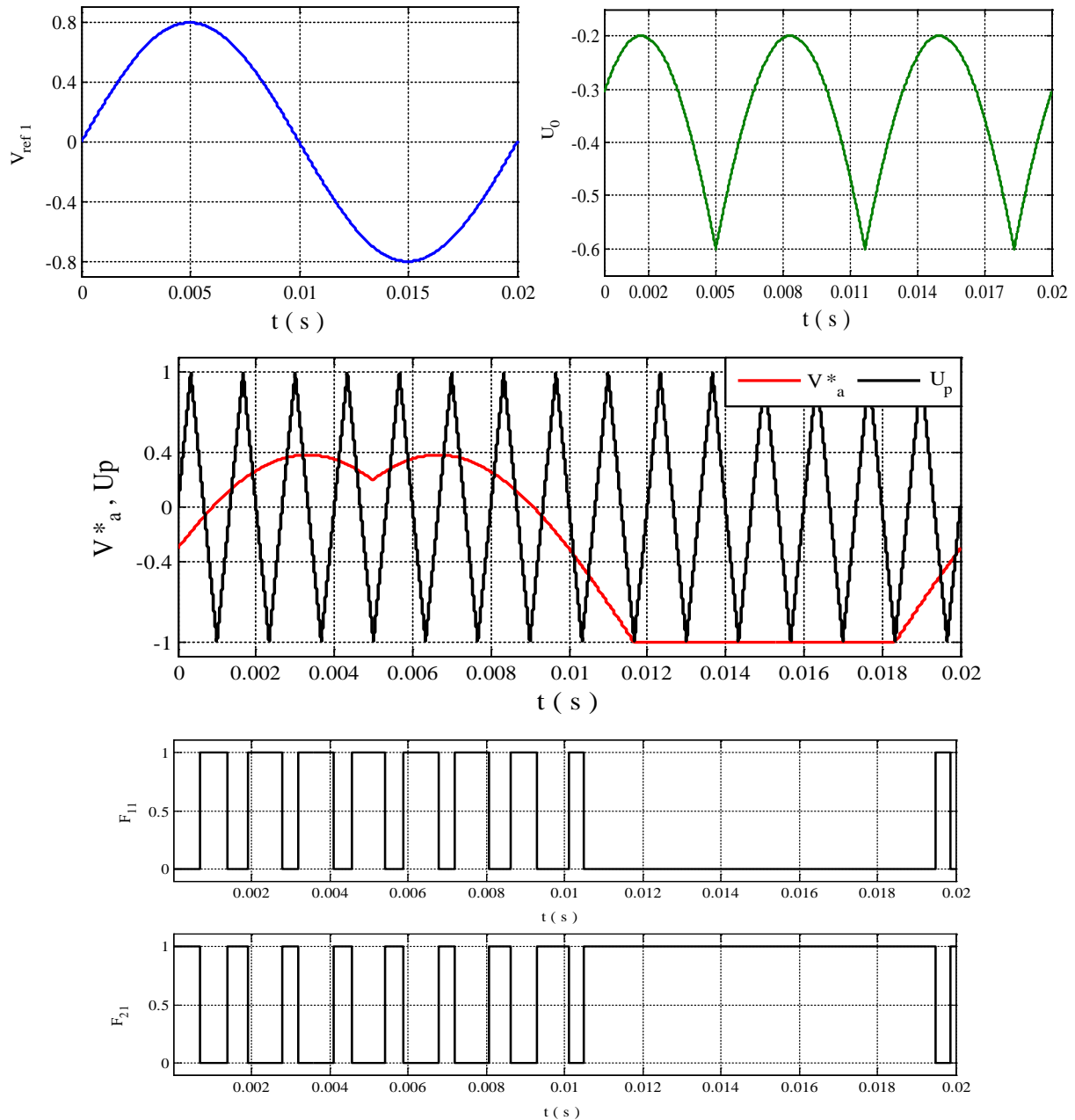


Figure. I.21 : Différents signaux de la MLID\_MIN

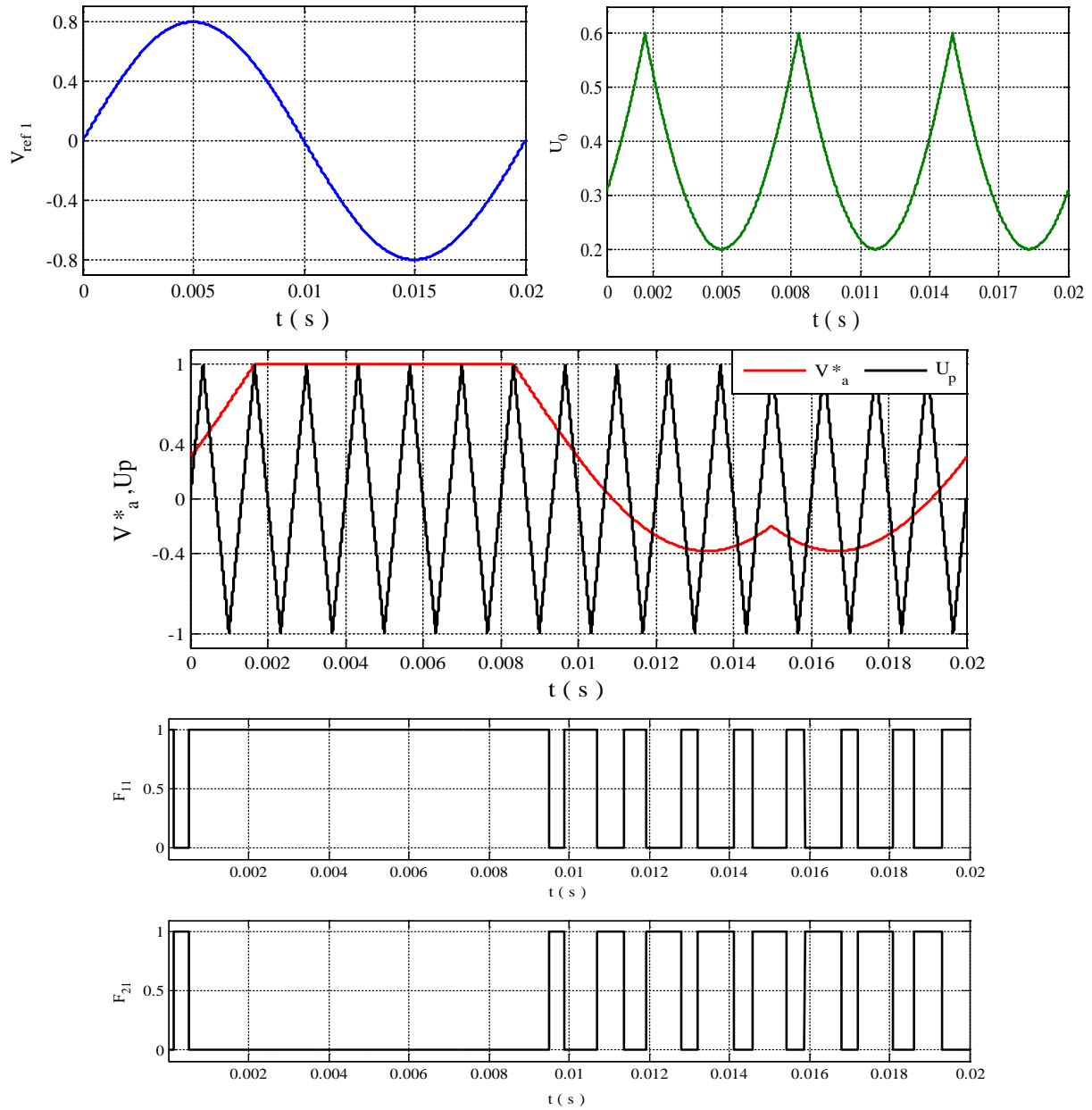


Figure. I.22 : Différents signaux de la MLID\_MAX

### I.2.5\_b/ MLID\_0, MLID\_1, MLID\_2

L'utilisation d'une seule saturation de  $120^\circ$  par période pose le problème de la distribution non uniforme des pertes par commutations entre les deux interrupteurs du même bras, ce qui provoque des contraintes thermiques. Pour équilibrer les pertes, on divise la saturation en deux, c.à.d. de manière à bloquer chaque bras du pont pendant  $60^\circ$  à l'état bas et  $60^\circ$  à l'état haut, mais à des angles  $\varphi$  différentes par rapport à la tension de référence [Capitaneanu\_02], [Marouani\_10] :

$$\begin{cases} \varphi = -\frac{\pi}{6} & \Rightarrow MLID\_0 \\ \varphi = 0 & \Rightarrow MLID\_1 \\ \varphi = \frac{\pi}{6} & \Rightarrow MLID\_2 \end{cases} \quad (I.14)$$

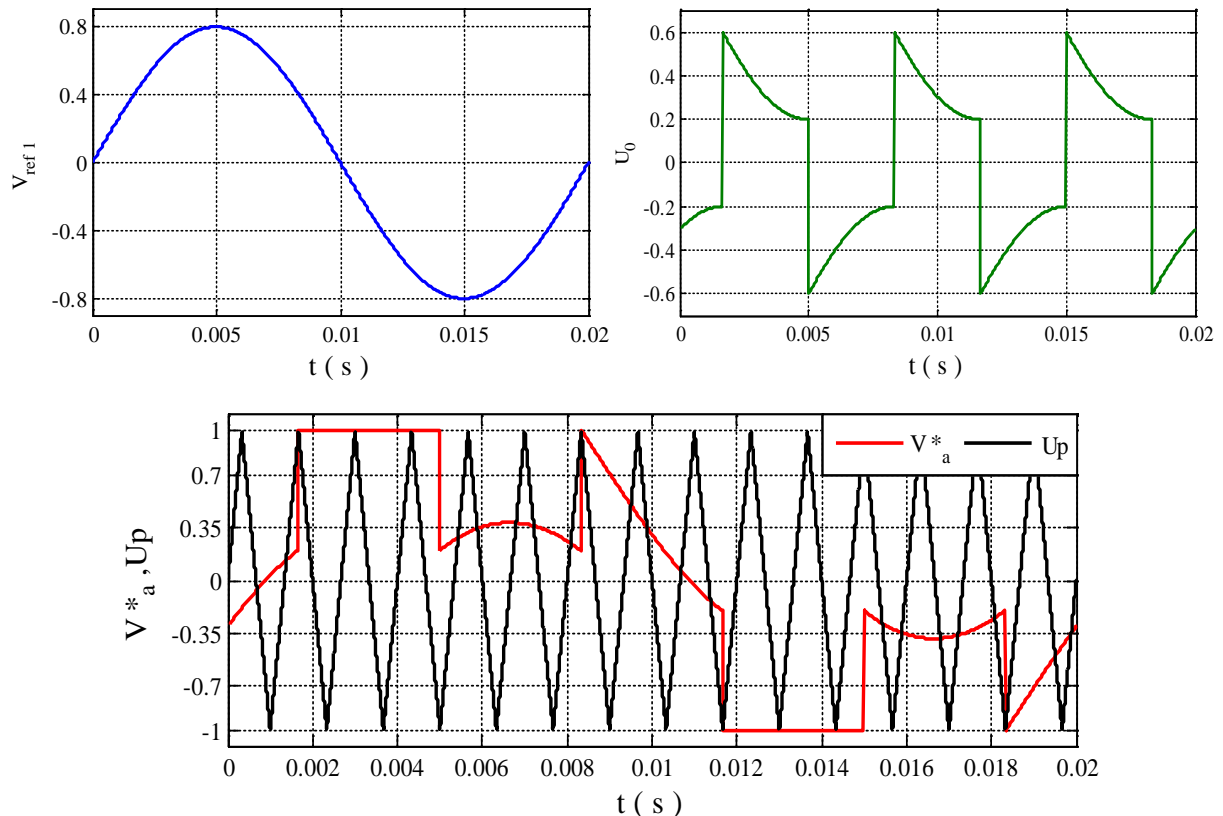
Le système des tensions de références (I.5) devient :

$$\begin{cases} V_a^* = r \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi) + U_0 \\ V_b^* = r \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t - 2\pi/3 + \varphi) + U_0 \\ V_c^* = r \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t + 2\pi/3 + \varphi) + U_0 \end{cases} \quad (I.15)$$

L'algorithme de génération de la composante homopolaire est le suivant [Marouani\_10] :

$$\begin{cases} Si (|V_{ref1}| \geq |V_{ref2}| \text{ et } |V_{ref1}| \geq |V_{ref3}|), \text{ alors } : U_0 = Sign(V_{ref1}) - V_{ref1} \\ Si (|V_{ref2}| \geq |V_{ref1}| \text{ et } |V_{ref2}| \geq |V_{ref3}|), \text{ alors } : U_0 = Sign(V_{ref2}) - V_{ref2} \\ Si (|V_{ref3}| \geq |V_{ref1}| \text{ et } |V_{ref3}| \geq |V_{ref2}|), \text{ alors } : U_0 = Sign(V_{ref3}) - V_{ref3} \end{cases} \quad (I.16)$$

Les différents signaux de la *MLID\_0*, *MLID\_1* et *MLID\_2* sont représentées respectivement par les figures. I.23, I.24 et I.25.



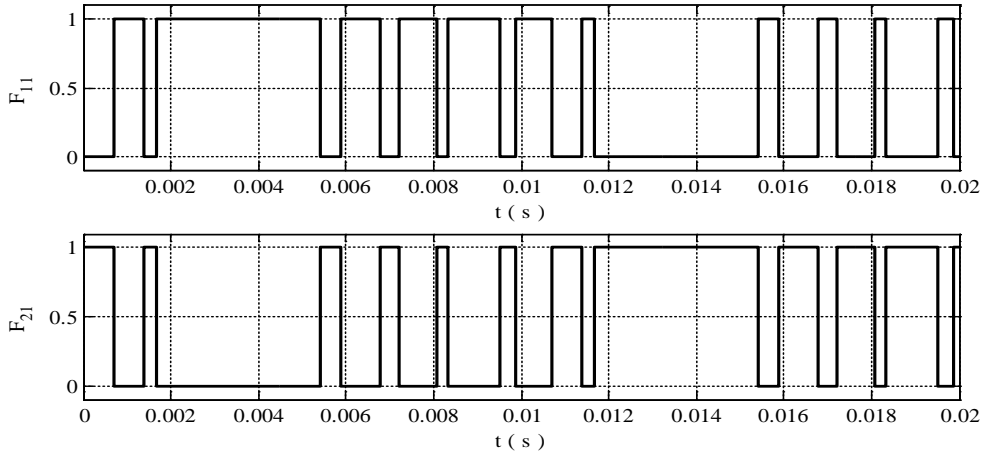


Figure. I.23 : Différents signaux de la MLID\_0

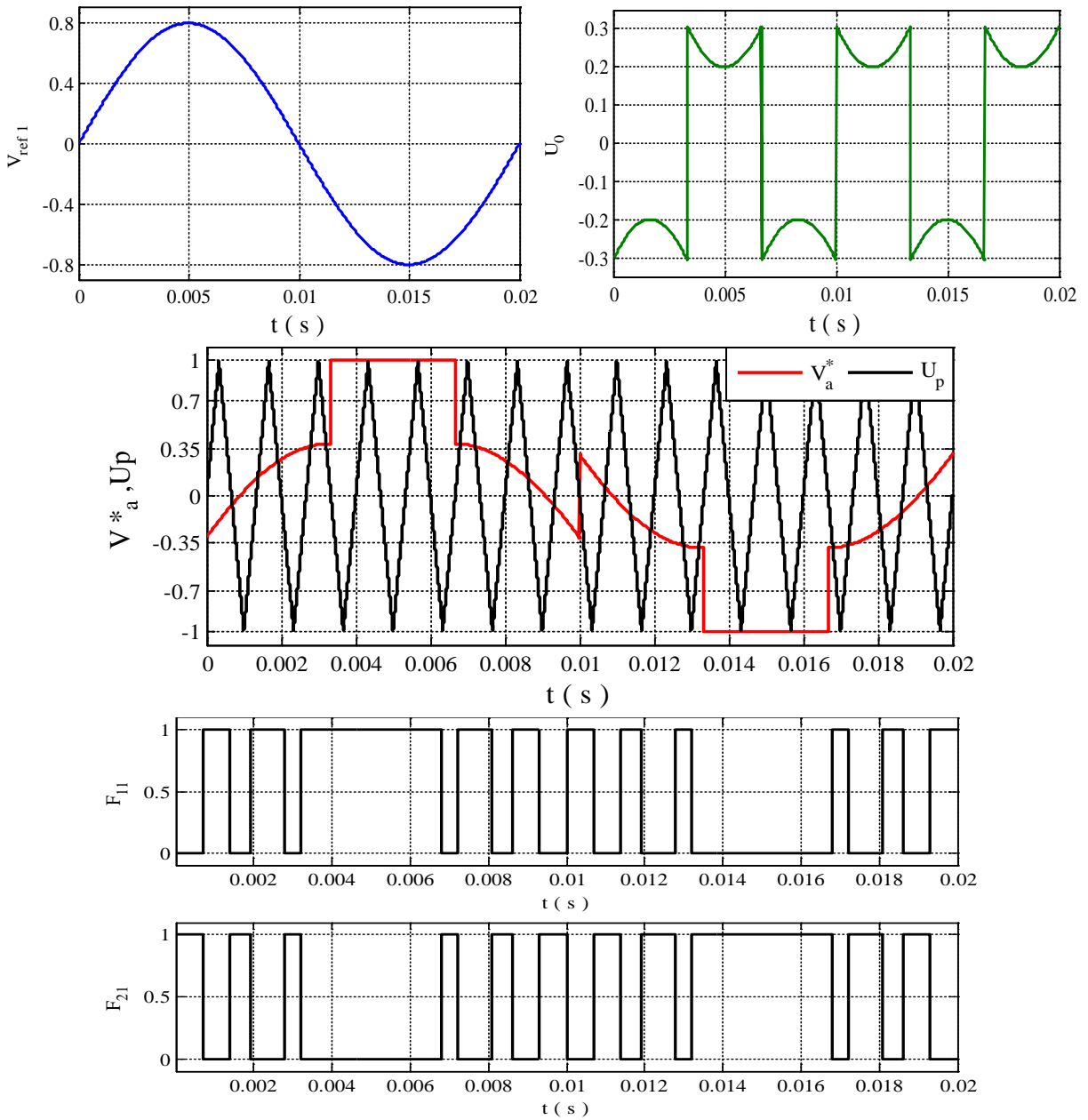


Figure. I.24 : Différents signaux de la MLID\_1

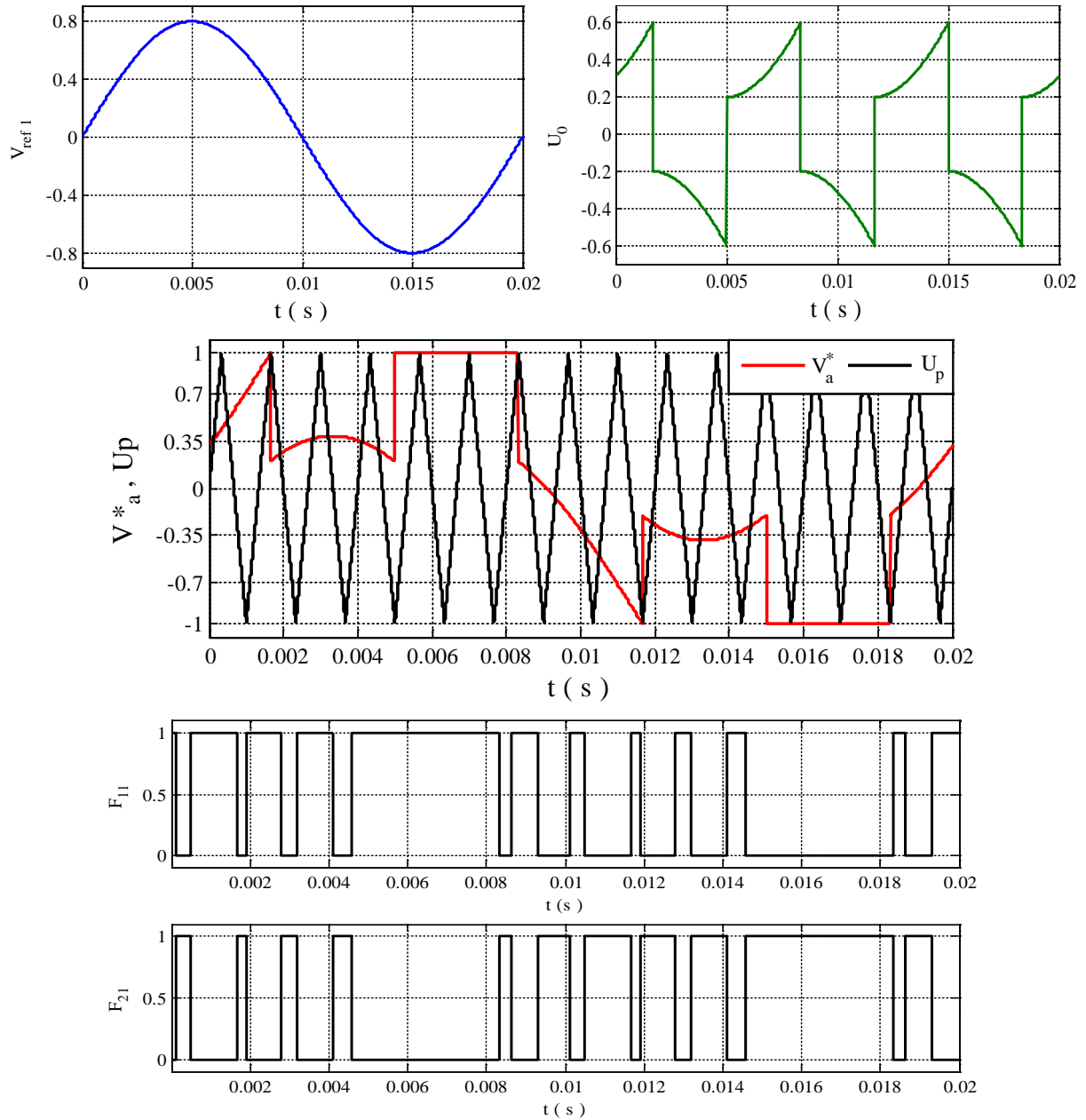


Figure. 1.25: Différents signaux de la MLID\_2

### 1.2.5\_c/ MLID\_3

La *MLID\_3* divise l'horizon de saturation en quatre morceaux égaux de  $30^\circ$  (Figure. I.26). Avec cette division, le placement des saturations dans la période de la modulante est imposé et il n'est pas possible de les mettre ailleurs quel que soit le taux de modulation.

L'algorithme de génération de la tension homopolaire est donné par [Marouani\_10] :

$$\begin{cases} \text{Si } (V_{ref3} \geq V_{ref1} \text{ ou } V_{ref2} \geq V_{ref1}), \text{ alors : } U_0 = V_{ref1} \\ \text{Si } (V_{ref1} \geq V_{ref2} \text{ ou } V_{ref3} \geq V_{ref2}), \text{ alors : } U_0 = V_{ref2} \\ \text{Si } (V_{ref1} \geq V_{ref3} \text{ ou } V_{ref2} \geq V_{ref3}), \text{ alors : } U_0 = V_{ref3} \end{cases} \quad (I.17)$$

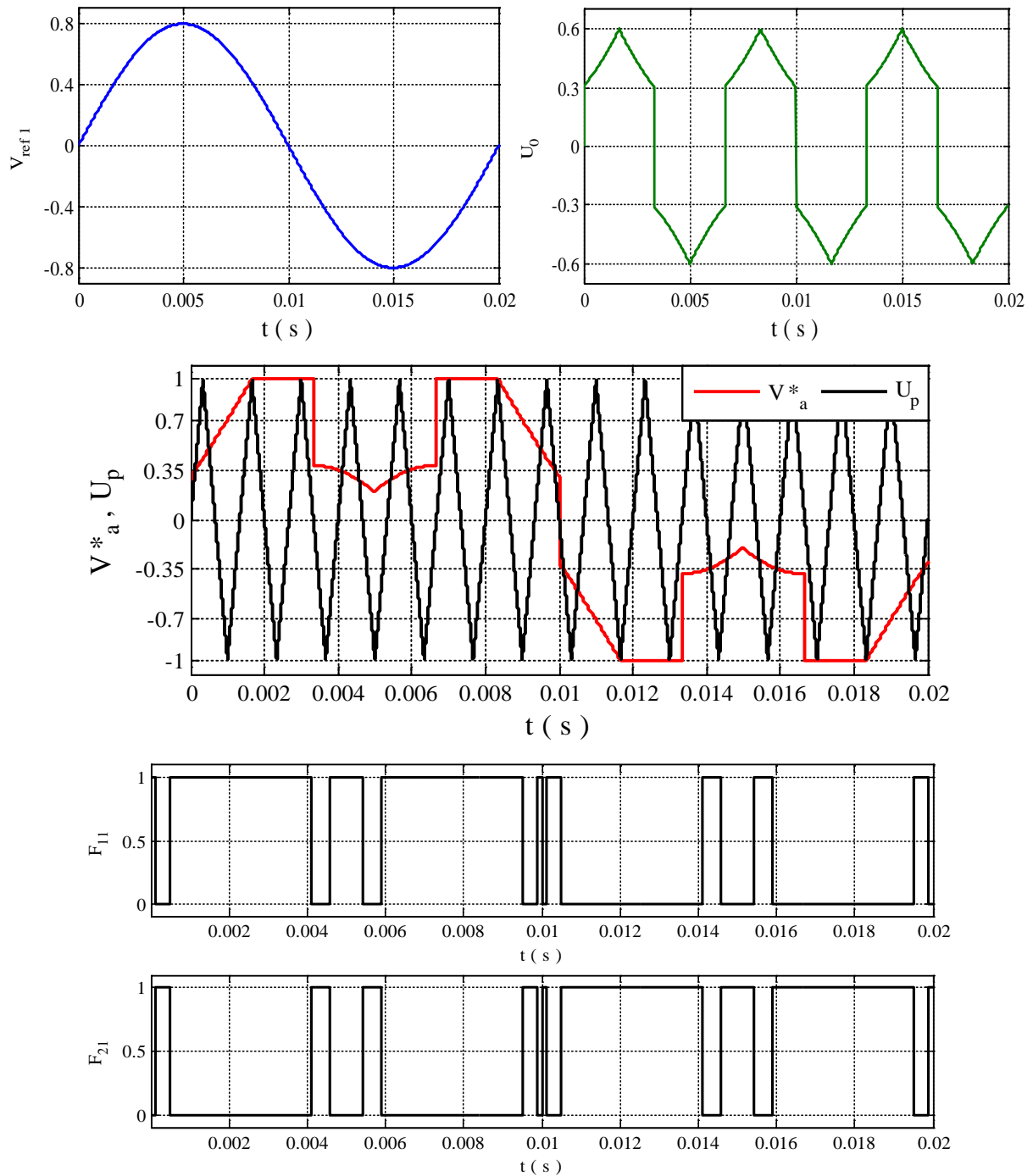
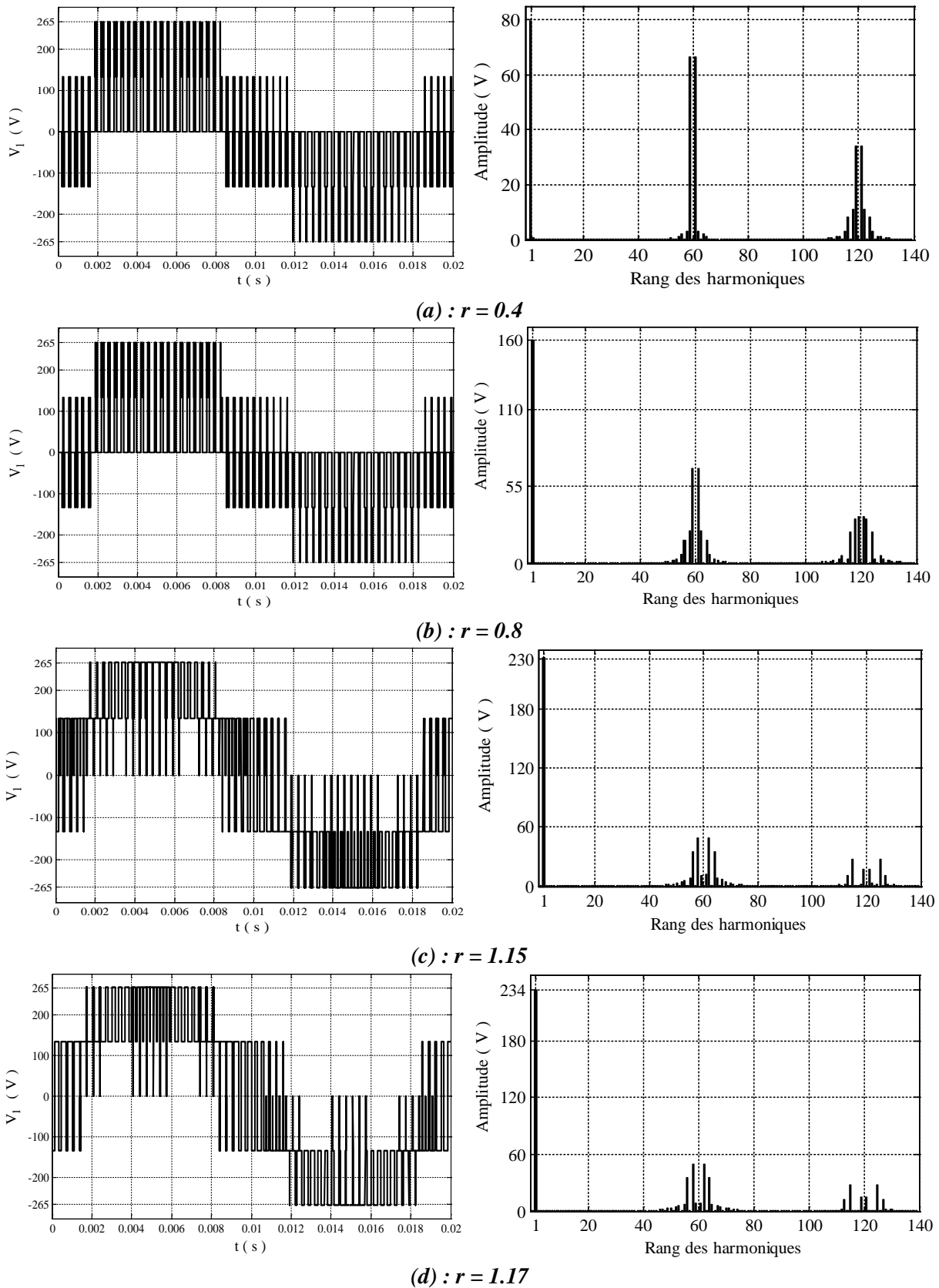


Figure. I.26 : Différents signaux de la MLID\_3

D'après les figures. I.21 jusqu'à I.26, il est bien clair que les nouvelles tensions de référence ( $V_a^*$ ) ne sont pas sinusoïdales. Par ailleurs, la valeur crête de la nouvelle tension de référence ( $V_a^*$ ) de ces techniques est inférieure à  $V_{ref1}$  pendant la durée de commutation. Par contre, cette tension est maintenue à une valeur minimale (-1) et à une valeur maximale (+1) respectivement, dans lequel il n'y aura plus de commutation.

**I.2.5\_d/ Résultats de simulation**

Après l'analyse théorique de la technique MLI discontinue, nous abordons maintenant la simulation pour quatre zones du taux de modulation. On prend :  $E = 400\text{ V}$  et  $f_p = 3\text{ kHz}$ .



**Figure. I.27 : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques MLID\_Min**

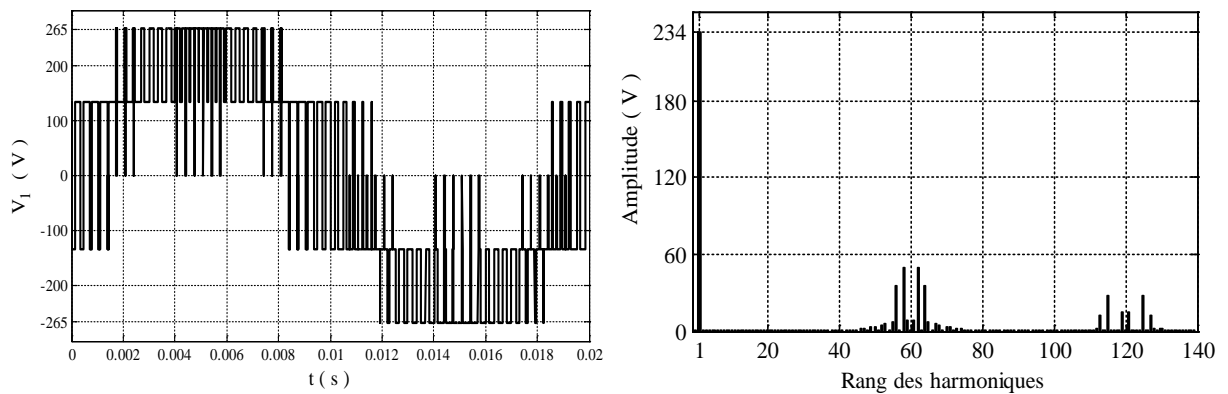
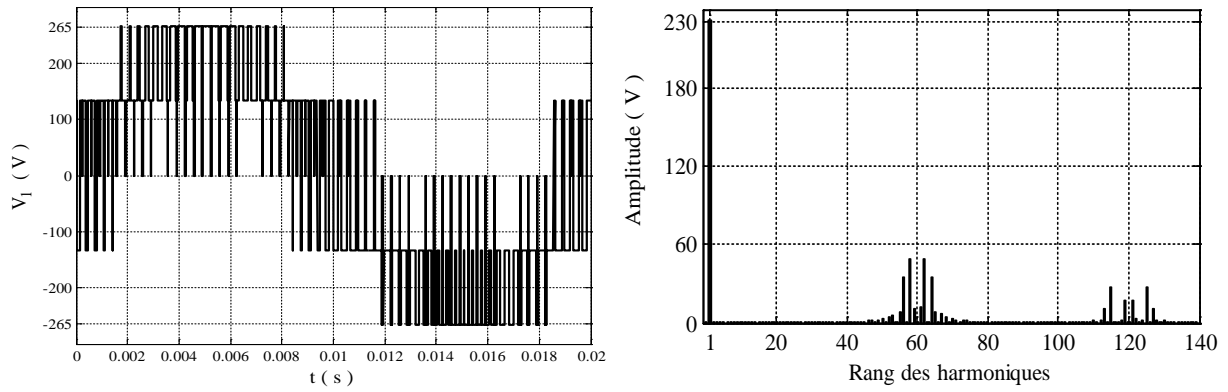
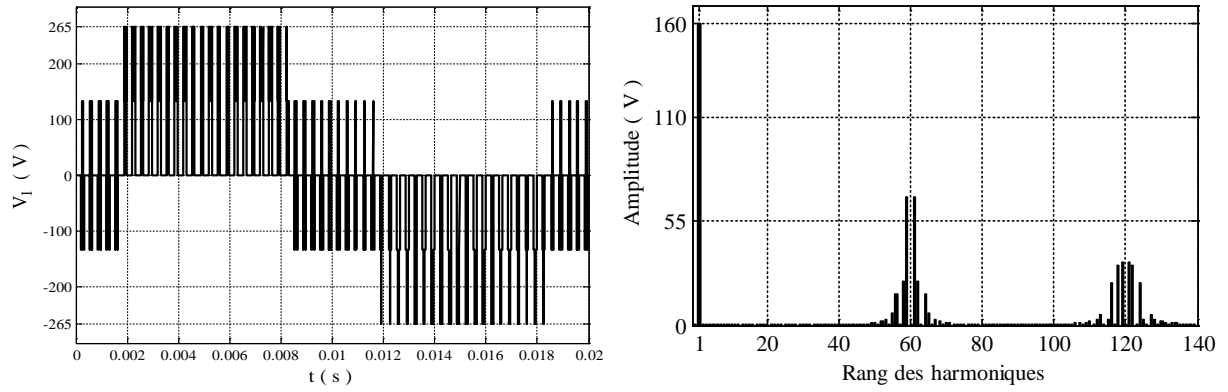
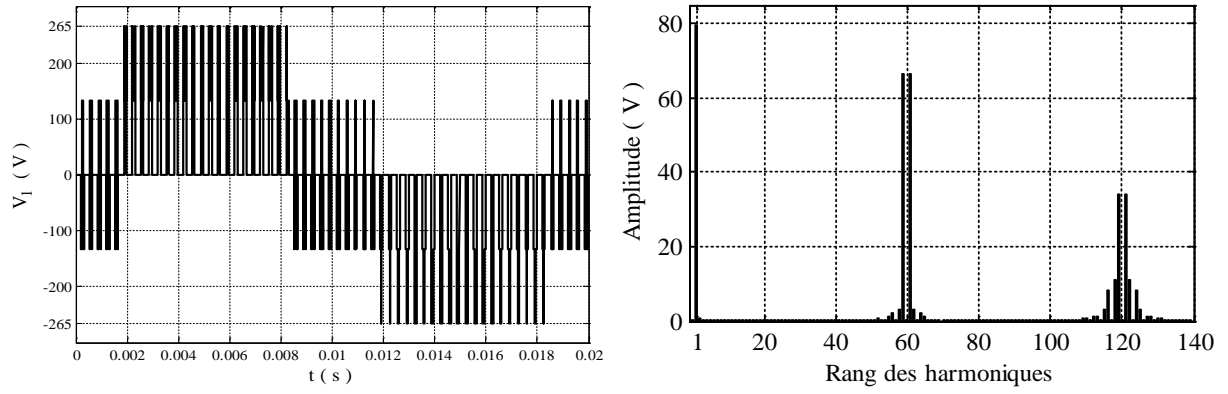
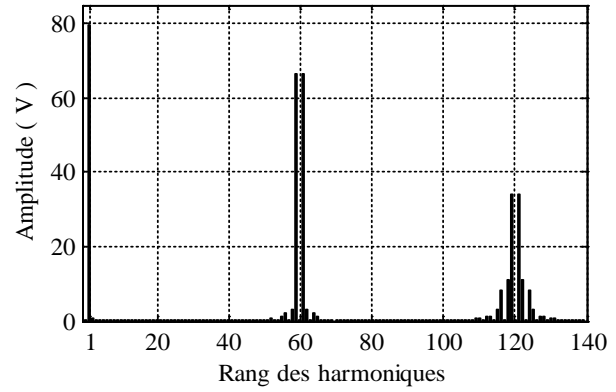
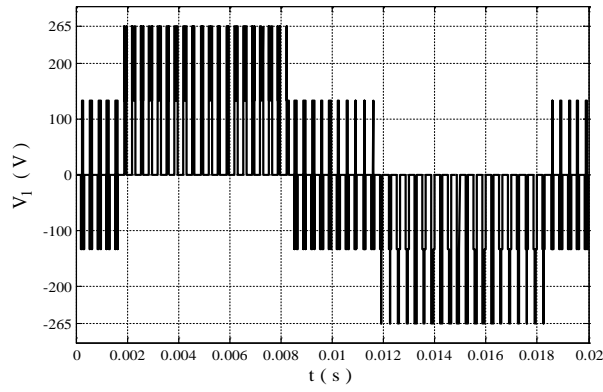
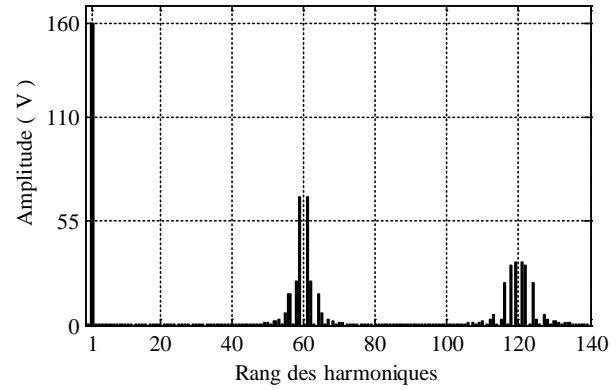
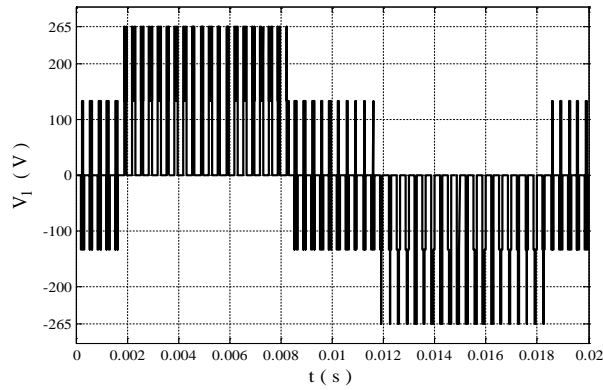


Figure. I.28 : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques MLID\_Max

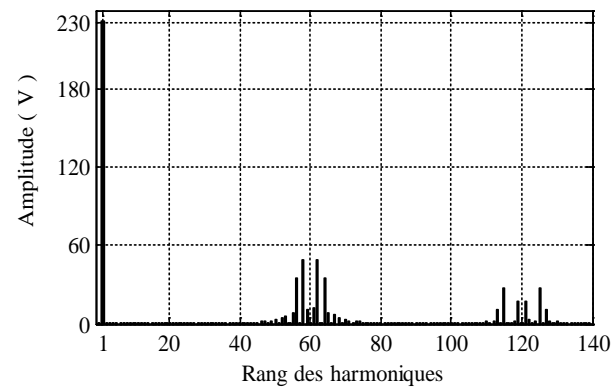
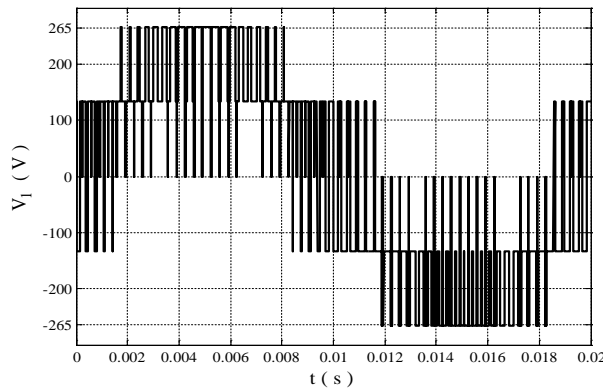




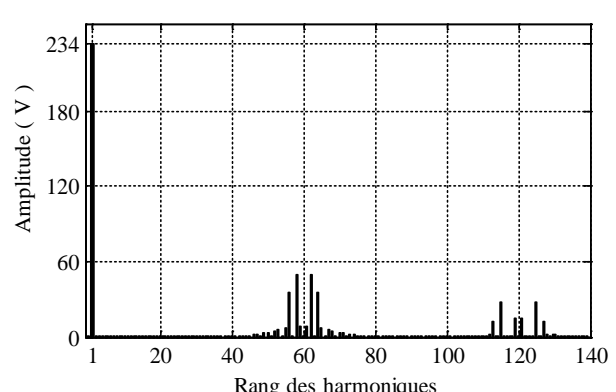
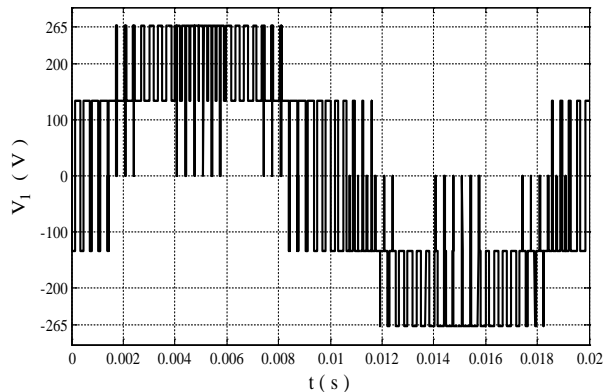
(a) :  $r = 0.4$



(b) :  $r = 0.8$



(c) :  $r = 1.15$



(d) :  $r = 1.17$

Figure. I.29 : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques MLID\_0

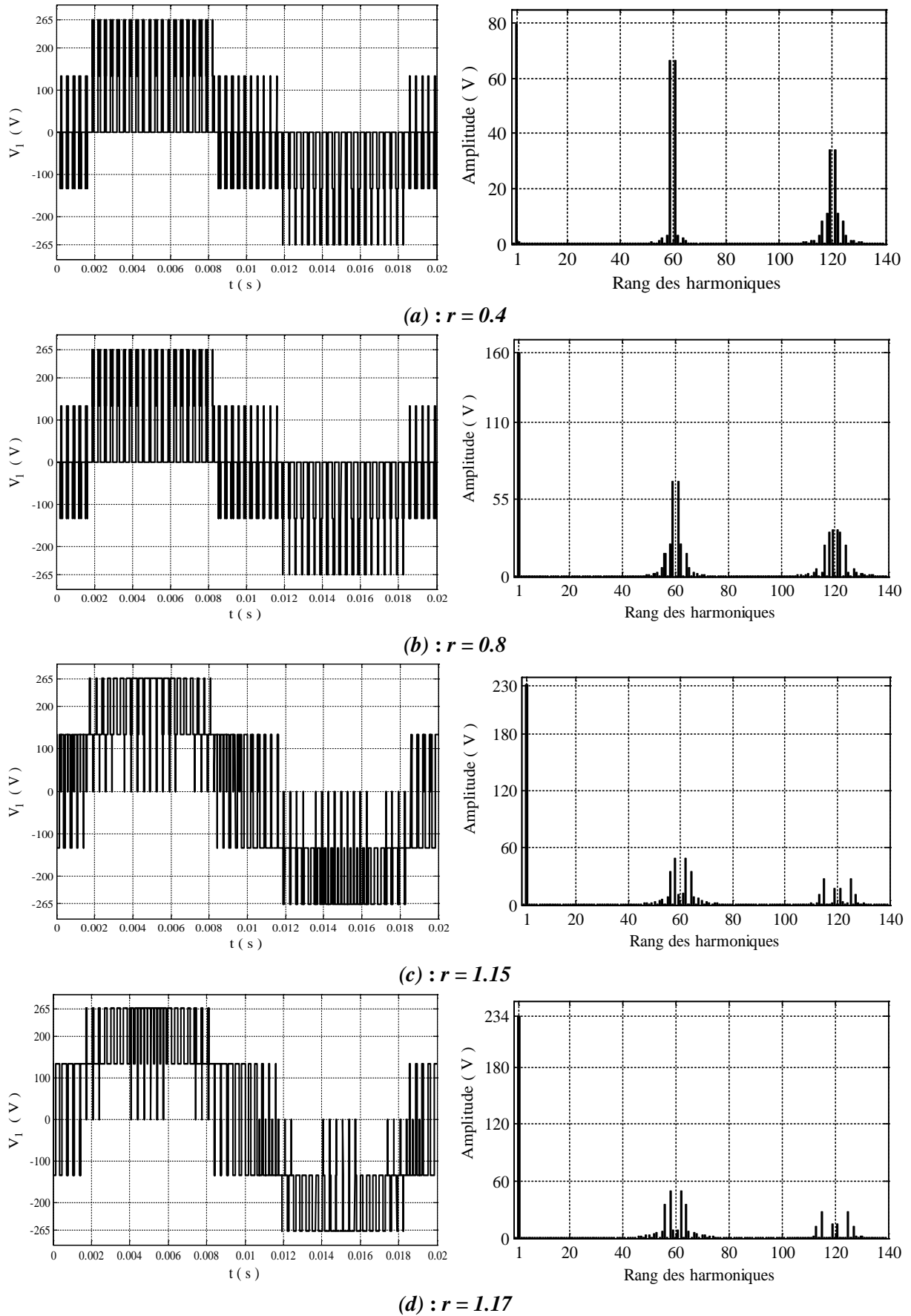
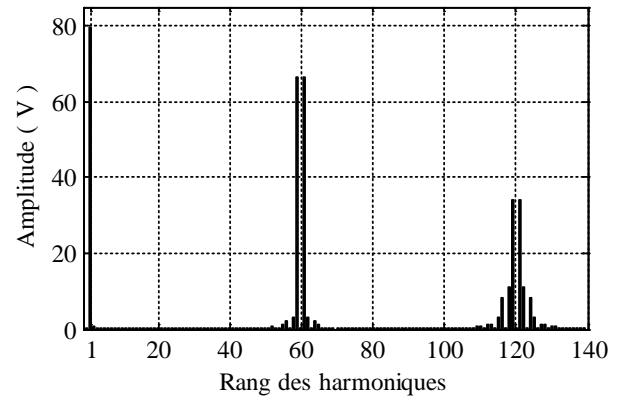
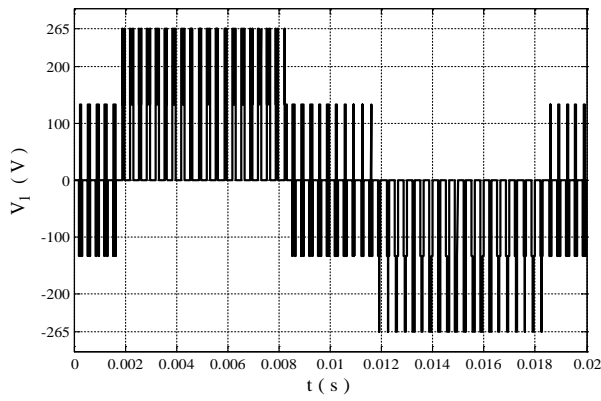
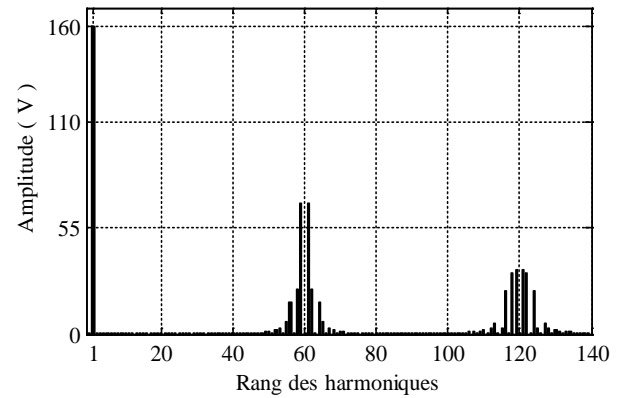
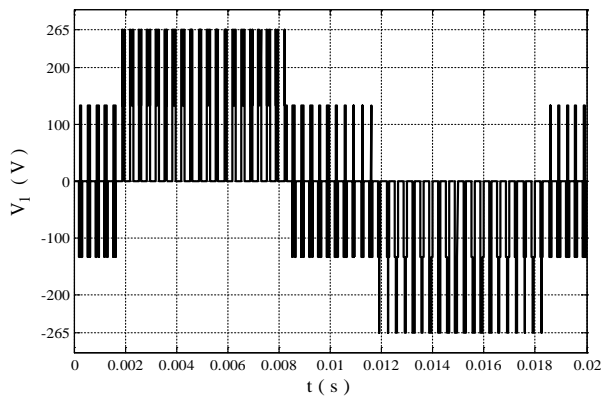


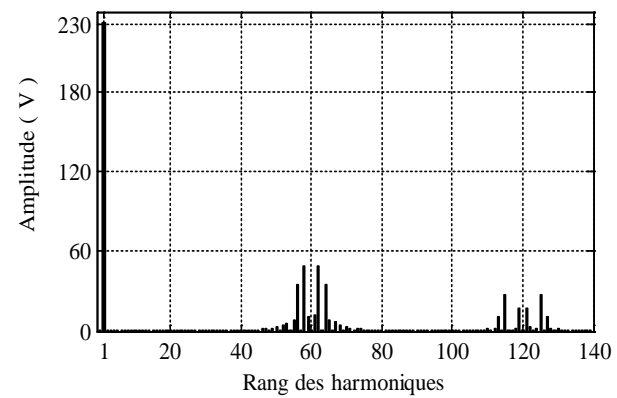
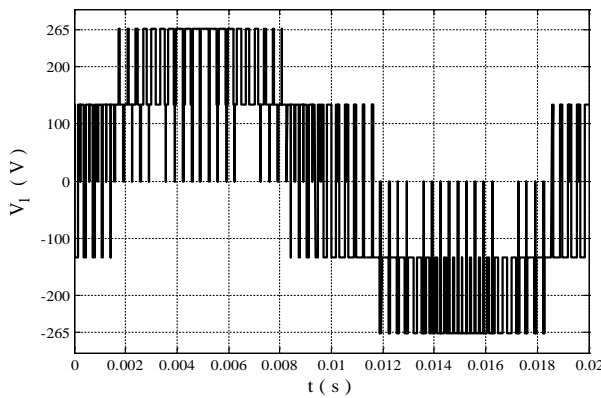
Figure. I.30 : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques MLID\_1



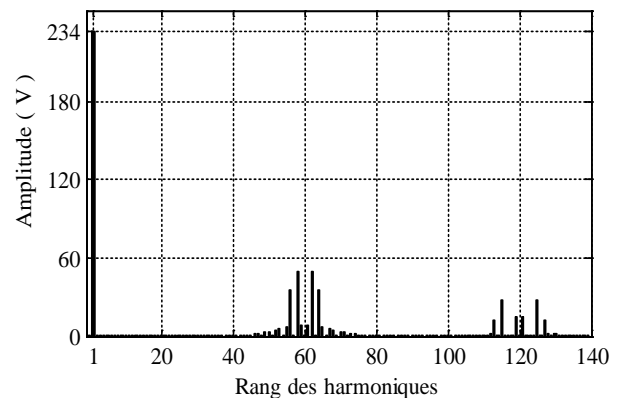
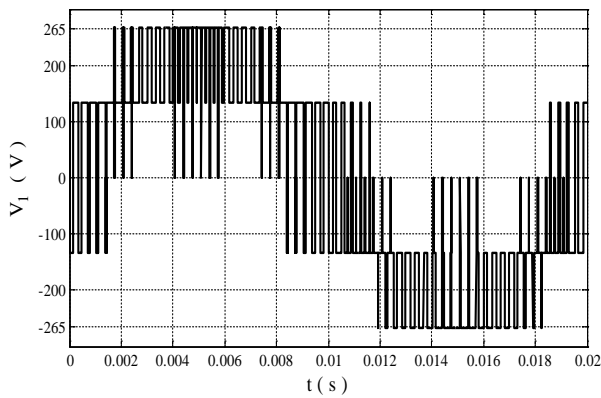
(a) :  $r = 0.4$



(b) :  $r = 0.8$

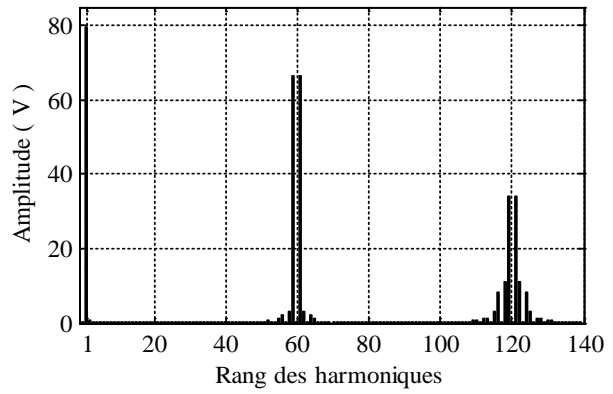
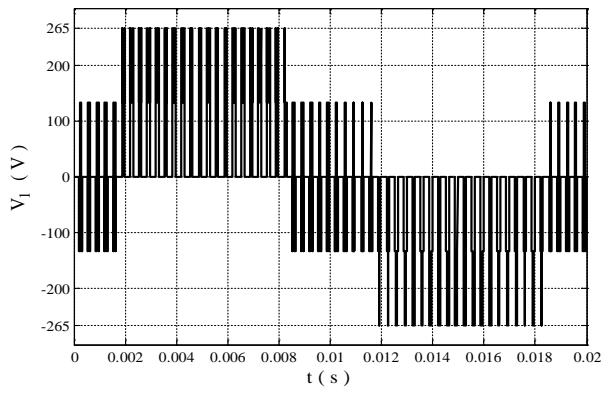


(c) :  $r = 1.15$

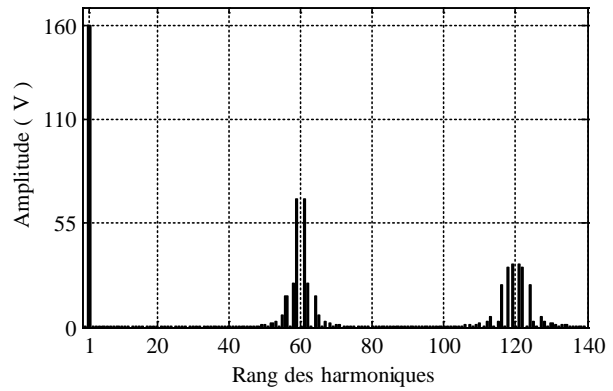
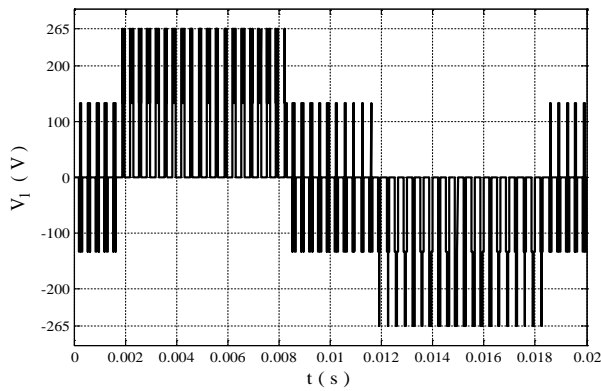


(d) :  $r = 1.17$

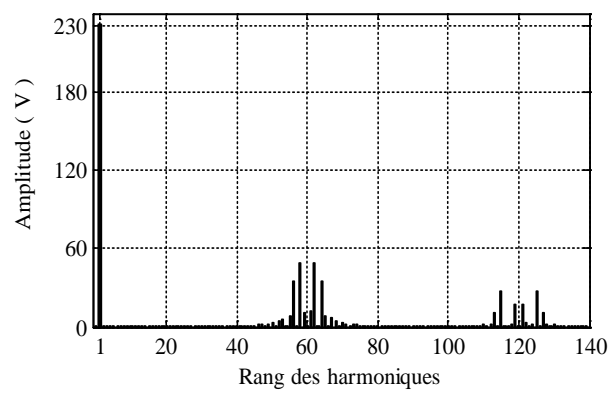
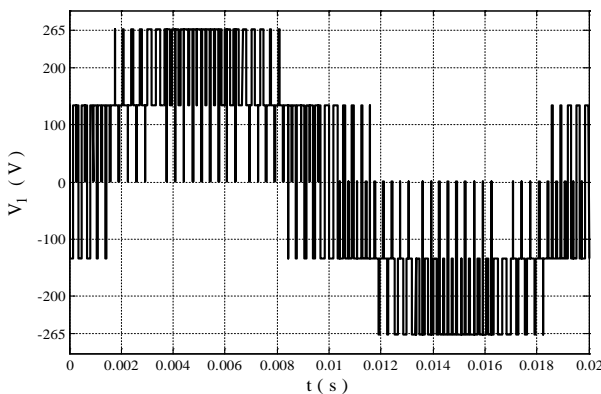
Figure. I.31 : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques MLID\_2



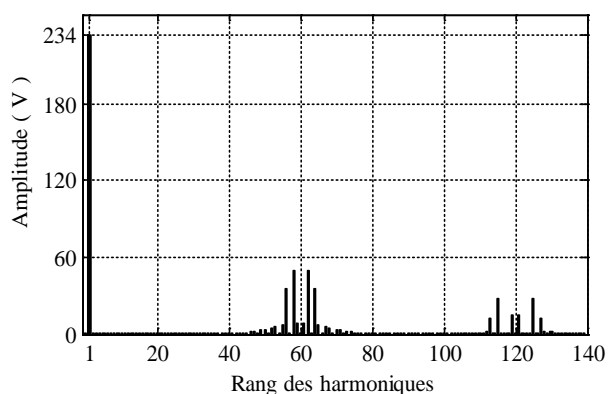
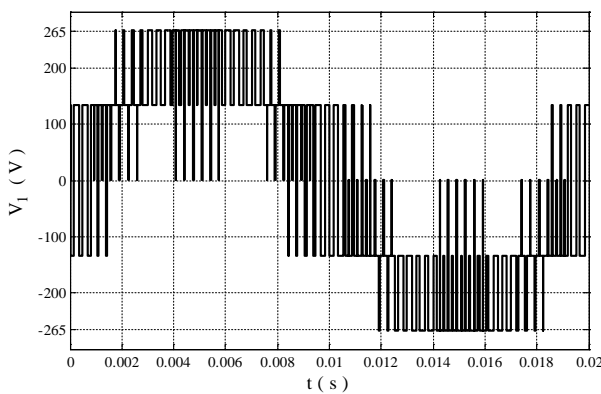
(a) :  $r = 0.4$



(b) :  $r = 0.8$



(c) :  $r = 1.15$



(d) :  $r = 1.17$

Figure. I.32 : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques MLID\_3

Une comparaison, point de vue nombre de commutations par période et le  $TDH$  de la tension de sortie, est résumée dans le tableau. I.3.

Le taux de distorsion harmonique ( $TDH$ ) est calculé par la formule suivante :

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{140} V_{h_n}}}{V_{h_1}} \quad (I.18)$$

$V_{h_n}$  : Amplitude de l'harmonique de rang  $n$

$V_{h_1}$  : Amplitude du fondamental

	$r = 0.8$		$r = 1.15$		$r = 1.17$	
	$NC$	$TDH$	$NC$	$TDH$	$NC$	$TDH$
<b><i>MLI_TS</i></b>	<b>120</b>	<b>67.83</b>	<b>120</b>	<b>48.50</b>		
<b><i>MLID_Min</i></b>	<b>80</b>	<b>79.73</b>	<b>80</b>	<b>43.58</b>	<b>62</b>	<b>42.82</b>
<b><i>MLID_Max</i></b>		<b>79.46</b>		<b>43.53</b>		<b>42.56</b>
<b><i>MLID_0</i></b>		<b>79.42</b>		<b>43.57</b>		<b>42.88</b>
<b><i>MLID_1</i></b>		<b>78.27</b>		<b>43.70</b>		<b>43.08</b>
<b><i>MLID_2</i></b>		<b>79.42</b>		<b>43.57</b>		<b>42.88</b>
<b><i>MLID_3</i></b>		<b>79.64</b>		<b>43.41</b>		<b>42.62</b>

Tableau. I.3 :  $NC$  et  $TDH$  en fonction de  $r$  pour différentes techniques

$NC$  : nombre de commutations par période

- La ***MLID*** permet de réduire le nombre de commutations d'environ 33% par rapport à la ***MLI\_TS***, pour  $r \leq 1.15$ , et environ 50% pour  $1.15 < r \leq 1.17$  et par conséquent une réduction des pertes par commutation dans le même rapport.
- Toutes les techniques de la ***MLID*** ont presque la même valeur de  $TDH$  qui diminue avec l'augmentation du taux de modulation, tout en garantissant la linéarité de l'amplitude du fondamental sur toute la plage de variation de ce dernier.

### Conclusion

L'analyse spectrale de la tension de sortie d'un onduleur commandé en pleine onde montre certaines limites, telles que l'amplitude de fondamental fixe, l'apparition des harmoniques de rang très faible (5, 7, 11, 13...).

L'inconvénient discuté précédemment est traité avec succès par les techniques de modulation de largeurs d'impulsions. Il s'agit de la modulation triangulo-sinusoïdale et la modulation vectorielle qui, en plus de régler l'amplitude du fondamental, elles contrôlent aussi le contenu harmonique de la tension de sortie en repoussant les harmoniques d'ordre faible

vers les fréquences les plus élevées. Cependant, notant que les techniques MLI ont des limites liées à la fréquence de commutation, plus cette fréquence est élevée, plus les pertes dues à la commutation des interrupteurs le sont aussi.

La technique MLI discontinue constitue une solution attractive pour la diminution des pertes par commutation environ 33% avec un *TDH* acceptable.

# *Chapitre II*

## *Onduleur à source impédante*

---

### **Introduction**

Les convertisseurs de puissance à source impédante, sont apparus dans la littérature scientifique dans les années 2000 à travers les travaux du professeur Fang Zheng Peng. À l'origine de ces convertisseurs apparaît l'onduleur à Z-source [Battiston\_14].

Les onduleurs à Z-source utilisent un réseau d'impédance pour coupler l'onduleur à la source de tension continue. Ce réseau est constitué par des condensateurs et des bobines.

Ce chapitre présente des généralités sur l'onduleur à Z-source, son fonctionnement et modélisation, ainsi que ses stratégies de commande.

### **II.1/ Intérêt de l'onduleur à source impédante**

Son intérêt est de pouvoir obtenir une tension alternative à la sortie de l'onduleur plus importante qu'avec un onduleur classique. La commande de l'onduleur est légèrement modifiée, cette modification est liée à la possibilité d'introduire des phases de court-circuit des bras de l'onduleur, en superposition avec la commande classique de l'onduleur [Fang\_02].

D'une autre façon l'onduleur Z-source est un onduleur capable de régler les tensions alternatives de sortie grâce au taux de modulation, mais aussi par modification de la tension d'entrée par le réglage des durées de court-circuit de bras de l'onduleur. L'amplification maximale est obtenue lorsqu'on court-circuite le plus longtemps possible l'étage continu de l'onduleur [Grusonl\_08].

### **II.2/ Structures de l'onduleurs à source impédante**

Un onduleur de tension triphasé à source impédante est un pont triphasé constitué de trois bras reliés à une source de tension continue via un réseau d'impédance.

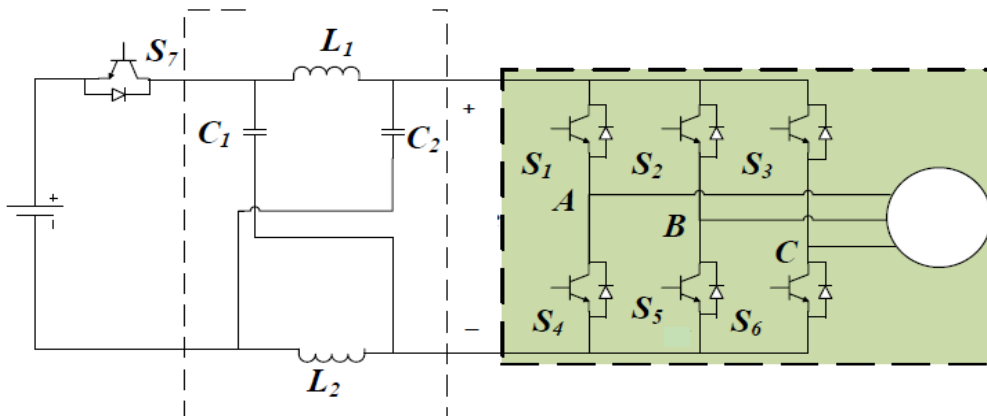
L'insertion d'un réseau d'impédance entre la source continue et l'onduleur triphasé, nous permet de fermer simultanément deux interrupteurs du même bras, ce qui est impossible dans un onduleur traditionnel. Ceci donne lieu à un nouveau mode de fonctionnement nommé état de court-circuit. Cet état de court-circuit sert à contrôler le rapport entre la tension d'entrée de l'onduleur et la tension du bus continu [Fang\_02].

La modification du réseau d'impédance ou le réarrangement des connexions des bobines et des condensateurs permet de [Siwakoti\_15] :

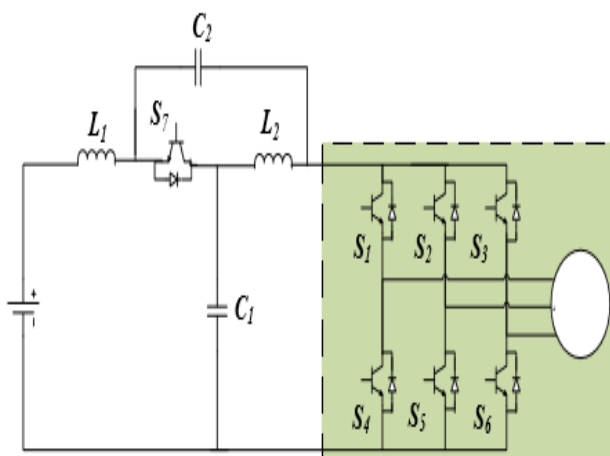
- Réduire le nombre des composants du réseau d'impédance.
- Etendre la plage du gain de tension.
- Améliorer de la fiabilité de l'onduleur.
- Optimiser et améliorer de la tension de sortie.



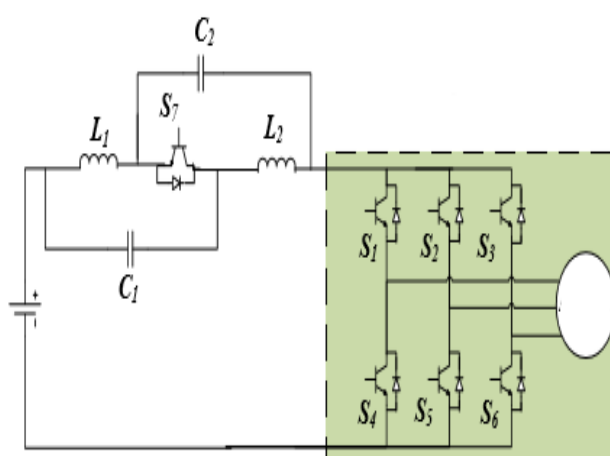
Plusieurs topologies ont été développées et proposées dans la littérature, les plus connues sont [Mande\_23] :



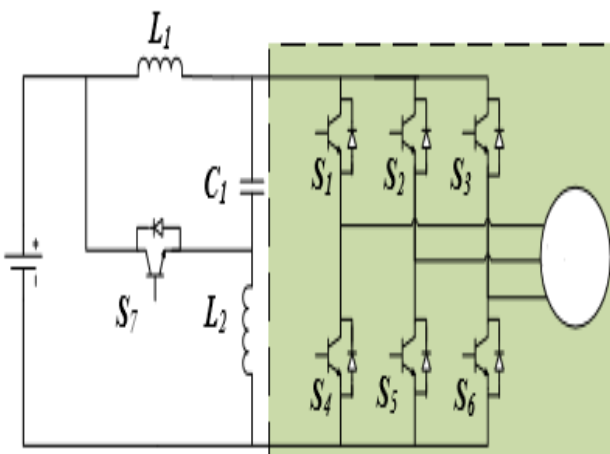
(a) : Z-source



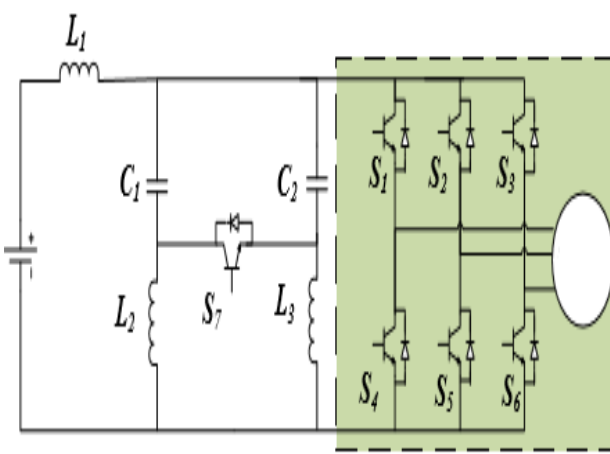
(b) : Quasi Z-source configuration -1-



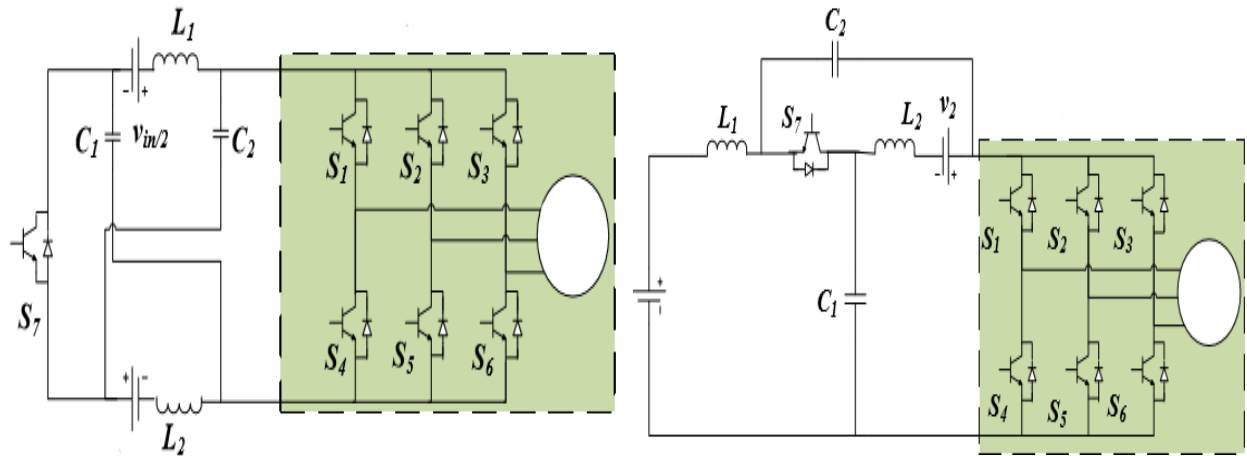
(c) : Quasi Z-source configuration -2-



(d) : Quasi Z-source configuration -3-

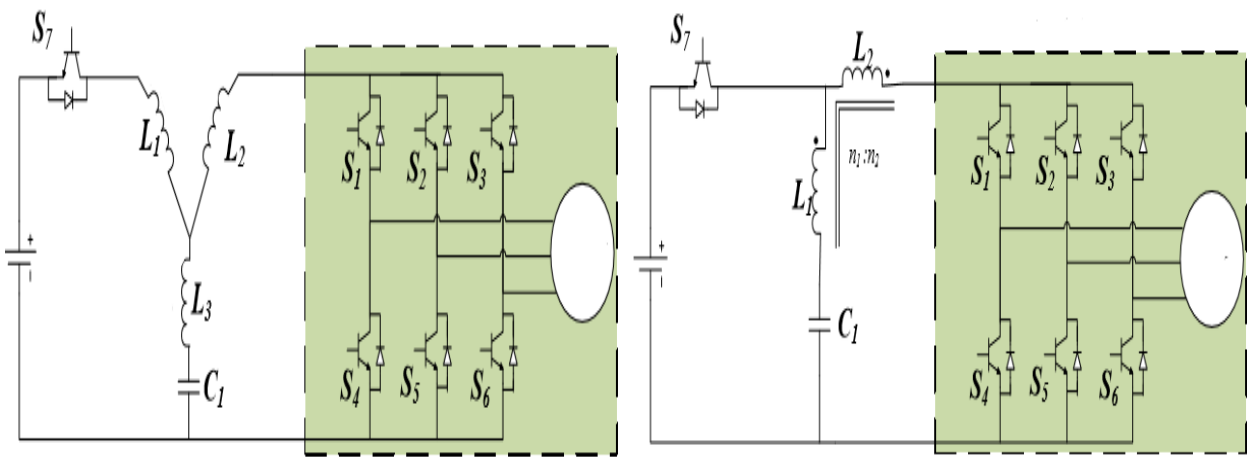


(e) : Quasi Z-source configuration -4-



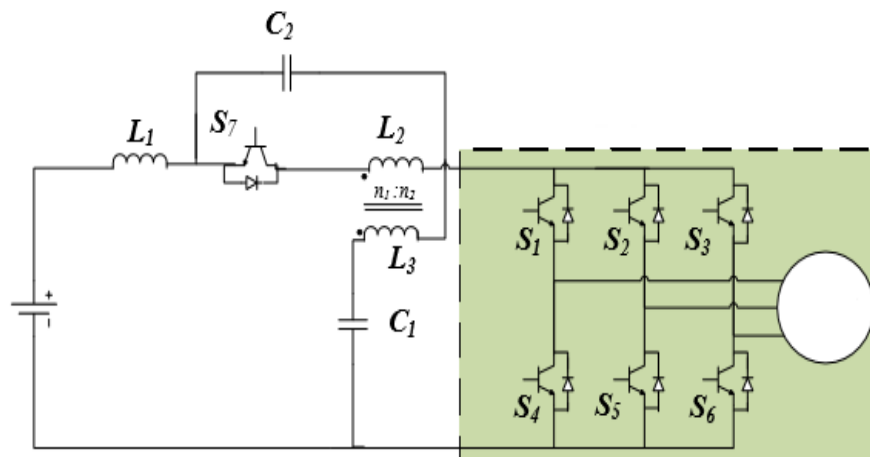
(f) : Z-source avec sources intégrées

(g) : Quasi Z-source avec sources intégrées



(h) : Y-Source

(i) :  $\Gamma$ -Source



(j) : LCCT Z-source

Figure. II.1 : Différentes structures de l'onduleur à source impédante

Dans la suite, on s'intéresse à la topologie Z-source montrée dans la figure. II.2 :

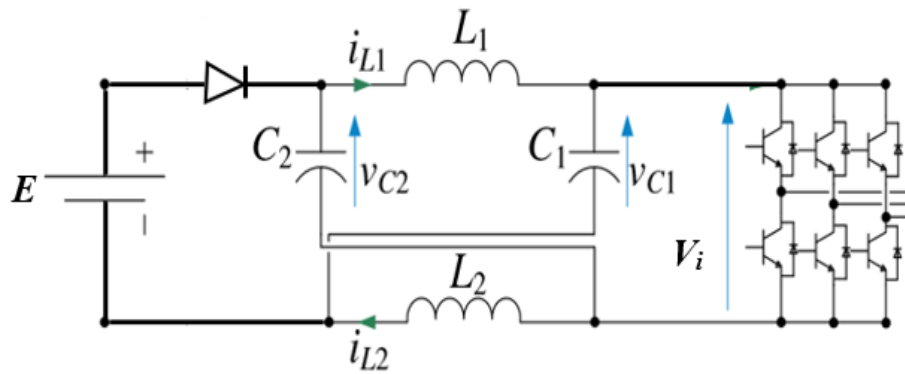


Figure. II.2 : Onduleur triphasé à Z-source

**II.3/ Modélisation de l'onduleur à Z-source**

Soit  $u(t)$  la grandeur de commande logique permettant de repérer l'état de court-circuit ou non de l'onduleur. On distingue deux séquences de fonctionnement données selon la valeur de la commande  $u(t)$  [Battiston\_14] :

$u(t) = 1$  : signifie que l'onduleur est en état de court-circuit, c.à.d. que les interrupteurs haut et bas d'un même bras sont fermés simultanément.

$u(t) = 0$  : signifie qu'il évolue hors de ces états.

✓ **Séquence hors court-circuit de bras d'onduleur ( $u(t) = 0$ )**

Une représentation schématique est donnée en figure. II.3, elle correspond au cas où l'onduleur évolue de manière classique (avec commandes des interrupteurs haut et bas d'un même bras complémentées).

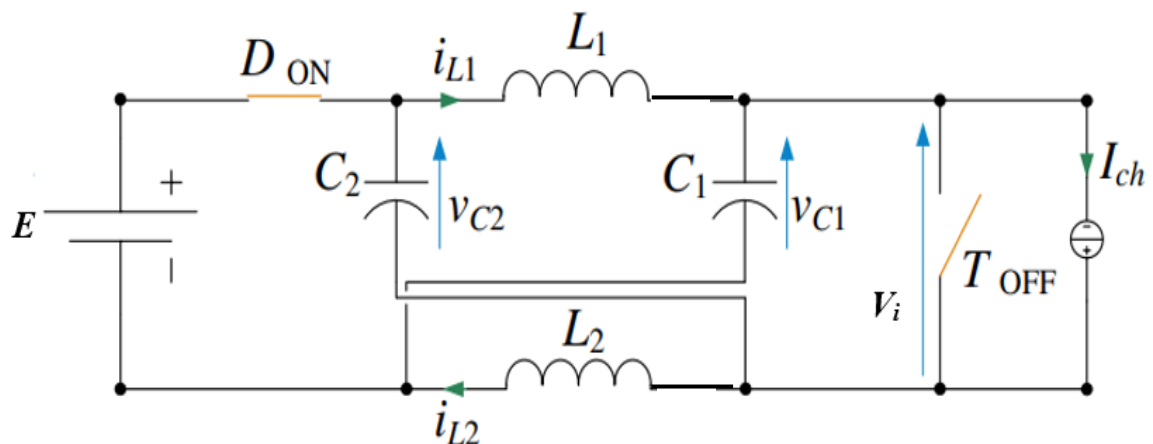


Figure. II.3 : Circuit équivalent

Pendant cette séquence, la diode devient passante, donc les condensateurs se chargent. Le système d'équations régissant cette séquence est donné par :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_i - v_{C1}(t) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_i - v_{C2}(t) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1}(t) - I_{ch}(t) \\ C_2 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L2}(t) + I_{ch}(t) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

✓ *Séquence de court-circuit de bras d'onduleur (u(t) = 1)*

Une illustration de cette séquence est fournie à figure. II.4. Elle correspond à une séquence de court-circuit pour laquelle un ou plusieurs bras ont leurs interrupteurs haut et bas fermés simultanément.

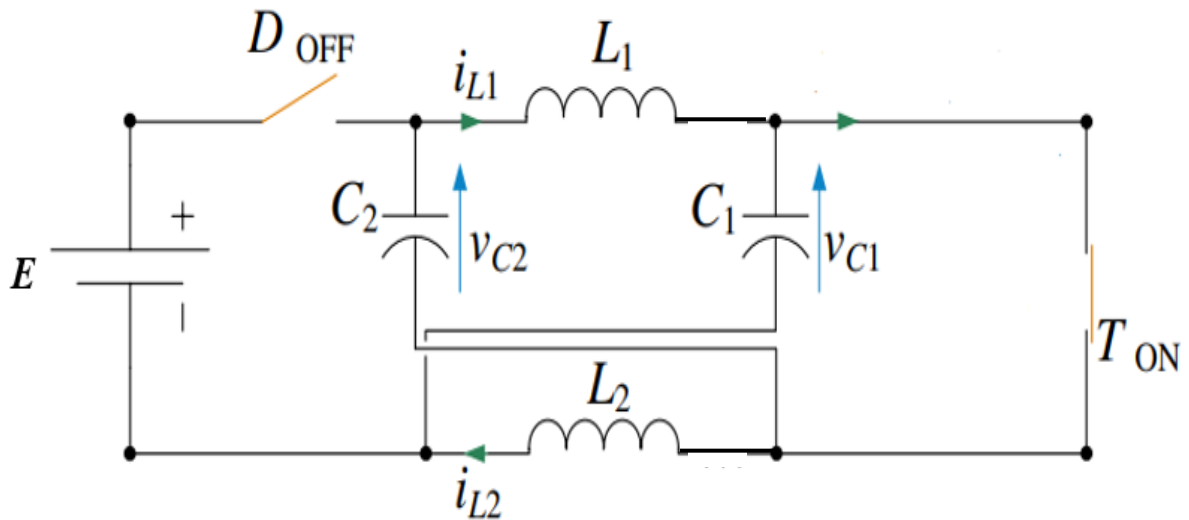


Figure. II.4 : Circuit équivalent

La diode est bloquée ce qui permet la décharge des condensateurs dans les bobines.

Le modèle d'état est donné par :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_{C2}(t) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -v_{C1}(t) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2}(t) \\ C_2 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L1}(t) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

A partir des systèmes (II.1) et (II.2) modélisant chaque séquence de fonctionnement, il est possible d'exprimer le système d'état global :

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= v_{C2}(t).u(t) + (E - v_{C1}(t)).(1 - u(t)) \\
 L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= v_{C1}(t).u(t) + (E - v_{C2}(t)).(1 - u(t)) \\
 C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} &= -i_{L2}(t).u(t) + (i_{L1}(t) - I_{ch}(t)).(1 - u(t)) \\
 C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} &= -i_{L1}(t).u(t) + (i_{L2}(t) - I_{ch}(t)).(1 - u(t))
 \end{aligned} \tag{II.3}$$

La commande  $u(t)$  peut être remplacée par sa valeur moyenne  $d$ , nommée le rapport cyclique de l'onduleur à Z-source. Le système (II.3) devient :

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= v_{C2}.d + (E - v_{C1}).(1 - d) \\
 L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= v_{C1}.d + (E - v_{C2}).(1 - d) \\
 C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} &= -i_{L2}.d + (i_{L1} - I_{ch}).(1 - d) \\
 C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} &= -i_{L1}.d + (i_{L2} - I_{ch}).(1 - d)
 \end{aligned} \tag{II.4}$$

La tension aux bornes de l'onduleur  $V_i$  prend deux valeurs, une valeur nulle lors des états de court-circuit et une valeur égale à  $v_{C1} + v_{C2} - E$  en dehors de ces états, cette valeur sera prise en compte pour exprimer le rapport entre  $V_i$  et  $E$ . La relation entre les différentes tensions est exprimée par :

$$\hat{V}_i = \bar{v}_{C1} + \bar{v}_{C2} - E = \frac{E}{1 - 2.d} \tag{II.5}$$

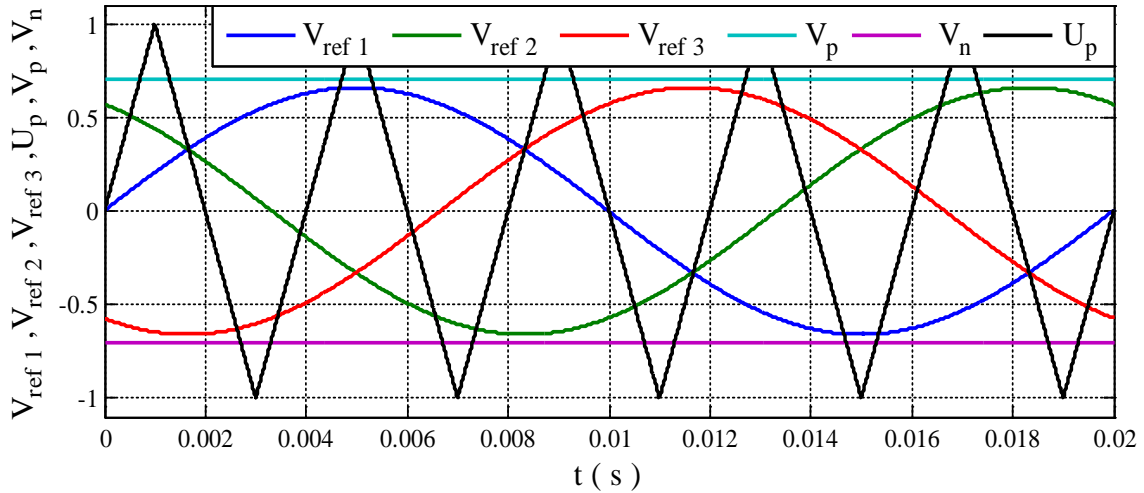
#### II.4/ Techniques de commande

De nombreuses stratégies de modulation de largeurs d'impulsions ont été appliquées au onduleur à Z-source, les plus connues sont : la modulation triangulo-sinusoïdale et la modulation vectorielle. Ces stratégies sont des extensions de celles de l'onduleur triphasé à deux niveaux classique [Peng\_03], [Rostami\_08], [Sangeeta\_14]. On s'intéressera à la MLI triangulo-sinusoïdale.

**II.4.1/ Stratégie 1**

Cette stratégie est caractérisée principalement par sa simplicité, elle est basée sur la commande MLI sinusoïdale traditionnelle avec l'ajout de deux lignes droites comme signaux de référence supplémentaires : l'une est positive ( $V_p$ ) et l'autre est négative ( $V_n$ ) (Figure. II.5), qui peuvent être égale ou supérieure à la valeur maximale et minimale du signal de référence.

L'état du court-circuit est généré lorsque la porteuse est supérieure ou inférieure respectivement aux deux lignes droites positive et négative [Ounnas\_19].



**Figure. II.5 : Différents signaux de commande**

$(r = 0.666 ; V_p = 0.7 ; V_n = - V_p ; f = 50 \text{ Hz} ; f_p = 250 \text{ Hz})$

L'expression du rapport cyclique de court-circuit  $d$  est donnée par [Ounnas\_19] :

$$d = 1 - r \tag{II.6}$$

En remplaçant (II.6) dans (II.5) on trouve :

$$B = \frac{1}{1 - 2.d} = \frac{1}{2r - 1} \tag{II.7}$$

Le gain de tension  $G$  de l'onduleur est donné par :

$$G = r.B = \frac{r}{2r - 1} \tag{II.8}$$

On remarque bien que le facteur de survoltage diminue avec l'augmentation de  $r$  (Figure. II.6). Afin de garder une tension positive à l'entrée de l'onduleur, le taux de modulation doit être supérieur à 0.5

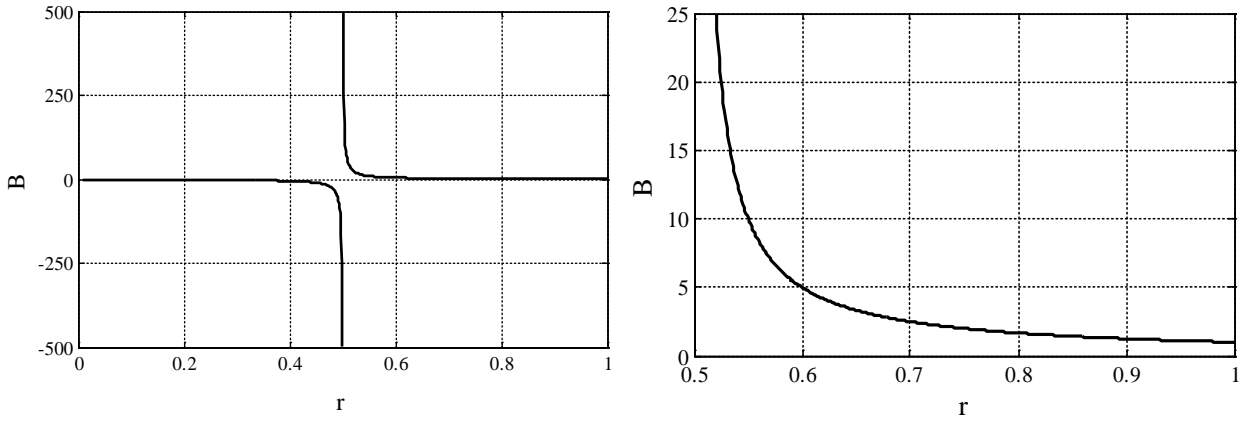
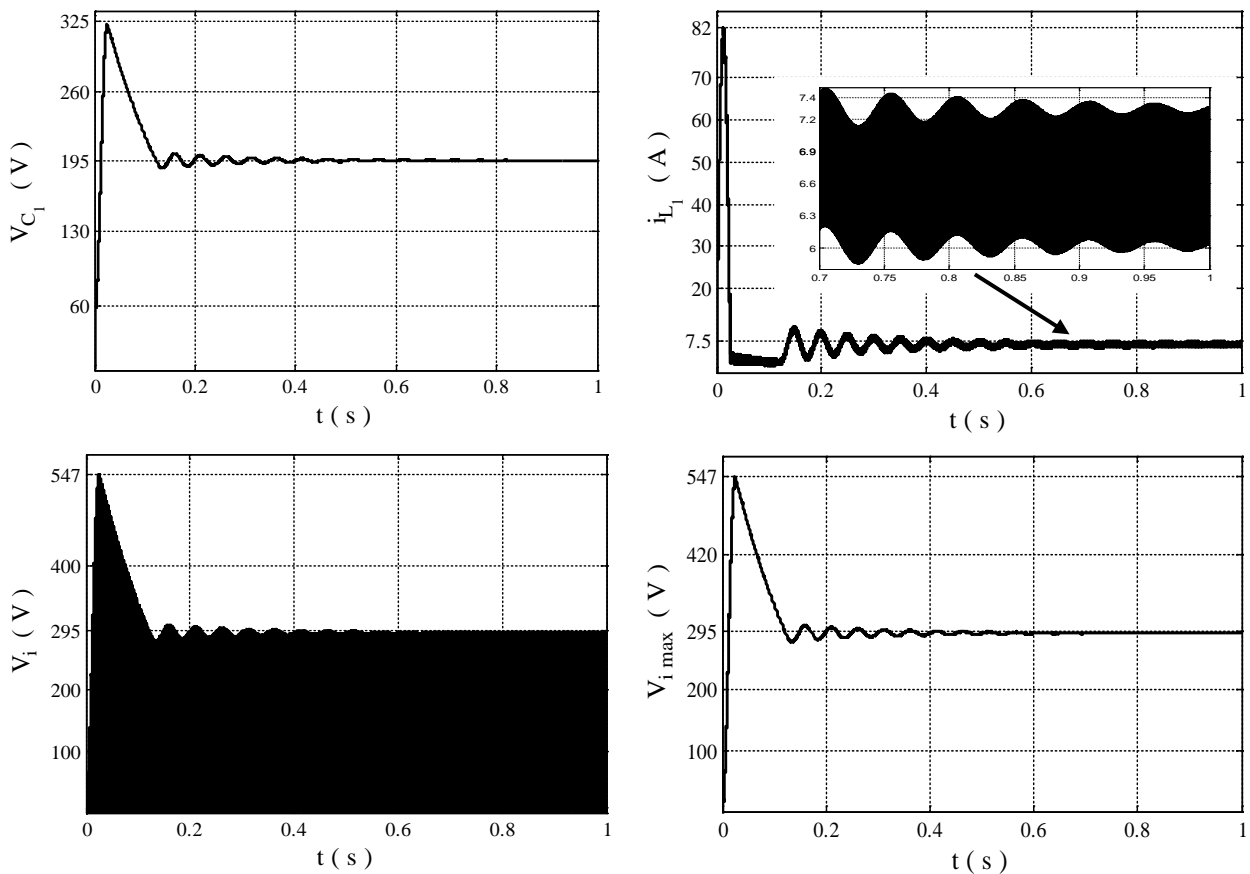


Figure. II.6 : Évolution du facteur de survoltage

Les paramètres de simulation sont les suivants :

Paramètres	Valeur
Tension du bus continu ( $E$ )	100 V
Inductance des bobines ( $L_1 = L_2 = L$ )	5 mH
Capacité des condensateurs ( $C_1 = C_2 = C$ )	1500 $\mu$ F
Charge ( $R_1 = R_2 = R_3 = R$ )	50 $\Omega$
Fréquence des tensions de références ( $f$ )	50 Hz
Fréquence de la porteuse ( $f_p$ )	5 kHz

Tableau. II.1 : Données de simulation



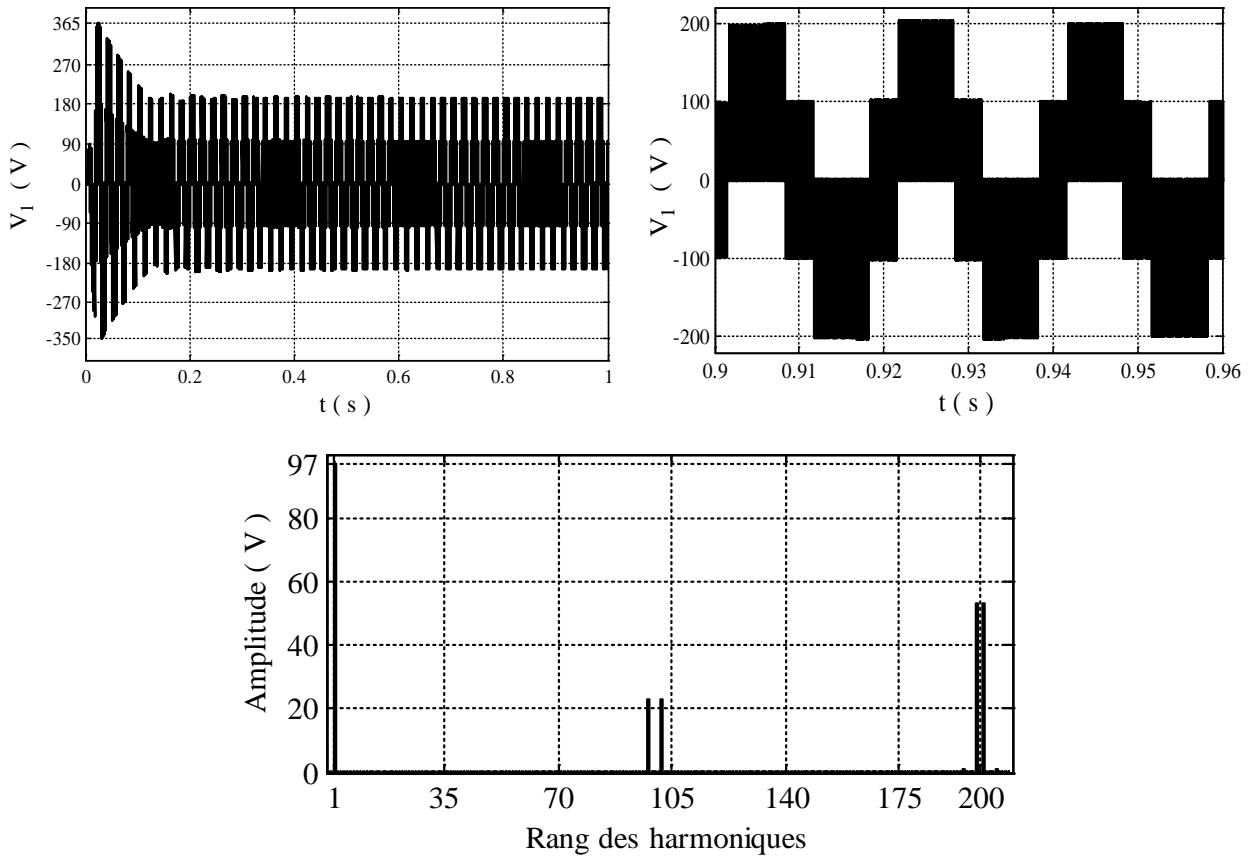
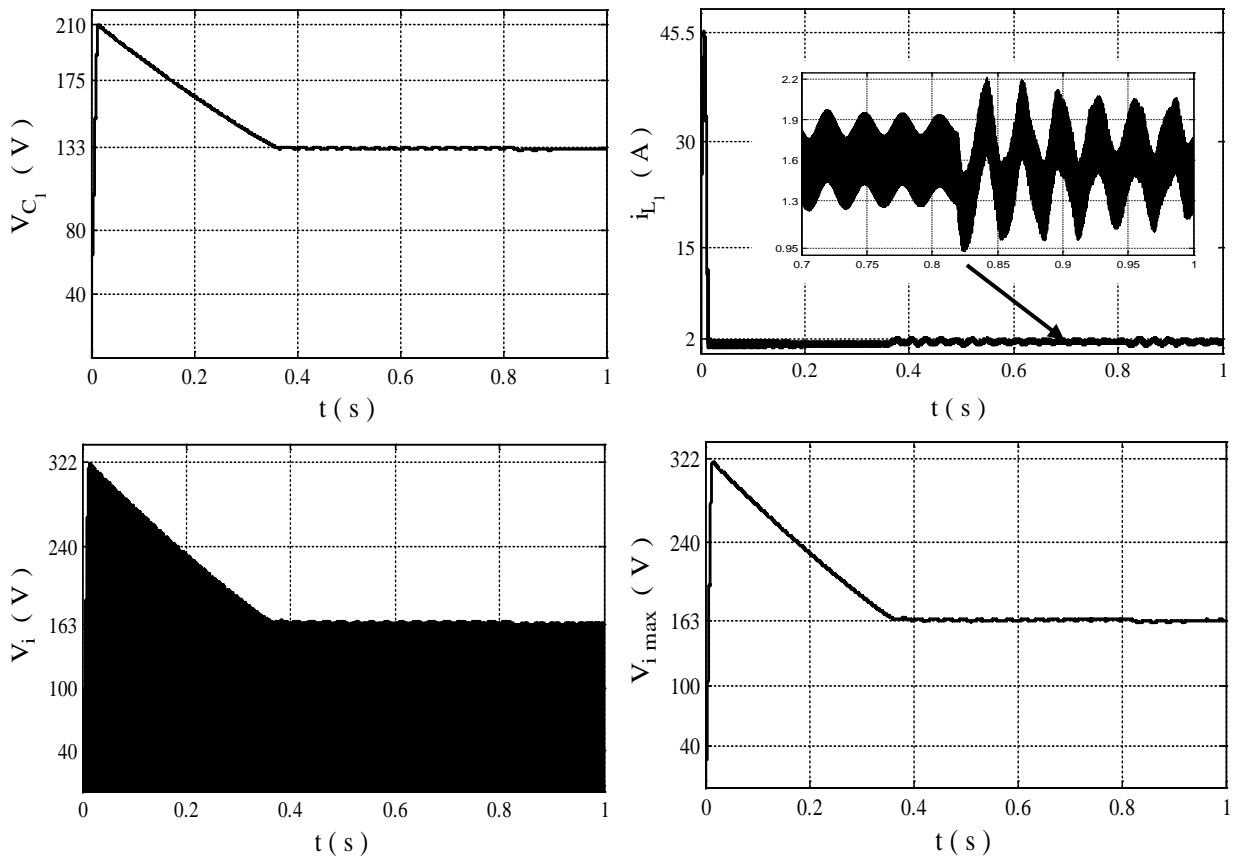


Figure. II.7 : Évolution des différentes grandeurs électriques ( $r = V_p = 0.666$ )





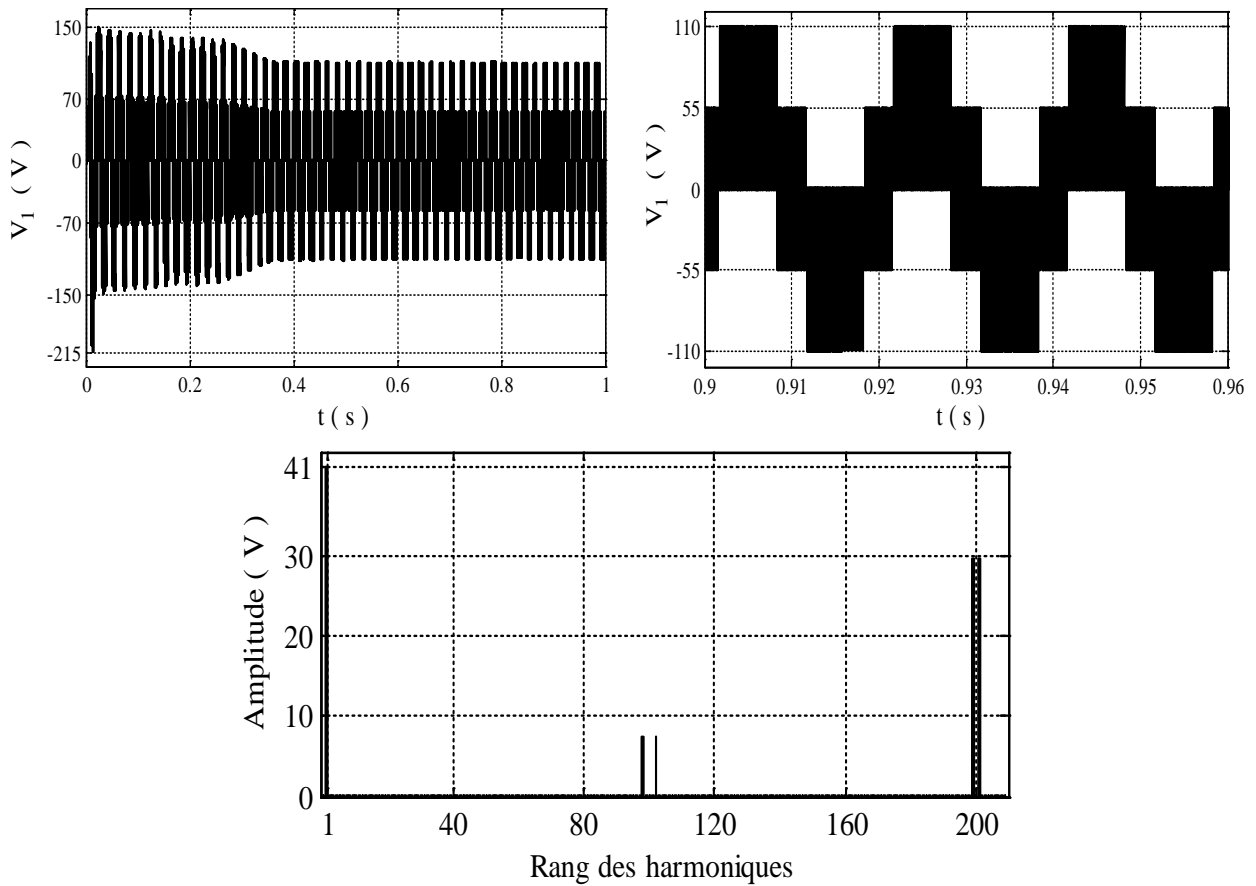


Figure. II.8 : Évolution des différentes grandeurs électriques ( $r = 0.5$  ;  $V_p = 0.8$ )

Le temps de stabilité de la tension à l'entrée de l'onduleur ( $V_i$ ) augmente avec la diminution de  $B$ , d'environ 0.15 s et 0.35 s avec  $B = 3.125$  et 1.666 respectivement (Figure. II.7 et II.8).

Les amplitudes des tensions  $V_i$ ,  $v_{c1}$  montrées dans la figure. II.7 et II.8 sont compatibles avec les valeurs calculées par les expressions (II.7) et (II.8).

Les résultats montrent clairement une concordance entre les relations théoriques et les résultats de simulation.

Les résultats de la figure. II.9 montrent l'effet de dépasser la condition avec les valeurs suivantes :  $r = 0.8$  et  $V_p = 0.6$ . On remarque bien que la valeur de la tension  $V_i$  coïncide avec la valeur théorique c.à.d. 500 V. L'analyse harmonique montre que l'onduleur ne fournit que 170 V, alors qu'il devrait fournir une amplitude égale à :  $0,8 \cdot 500 / 2 = 200$  V d'une part, d'autre part l'apparition des harmoniques à rang faible.

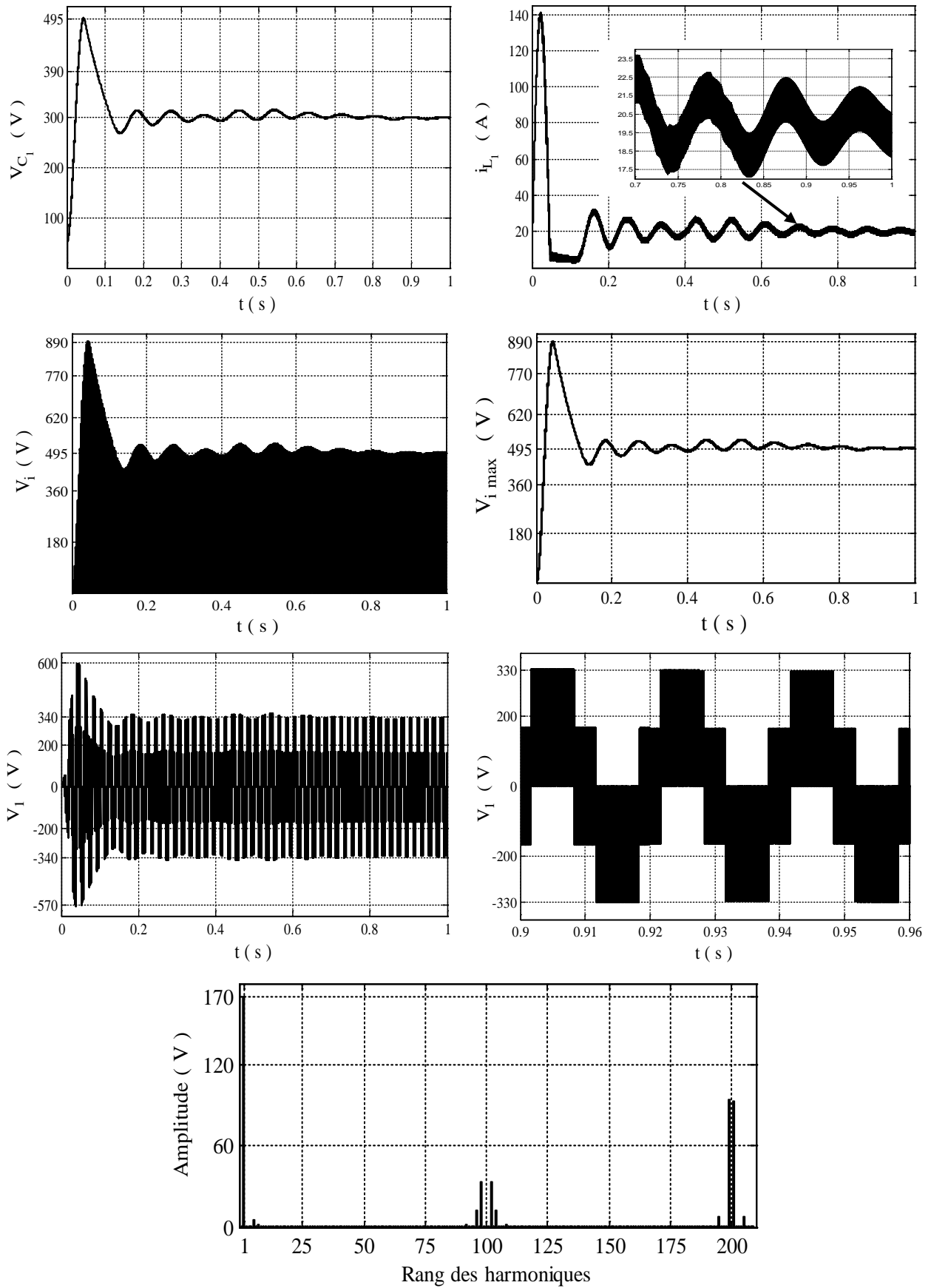


Figure. II.9 : Évolution des différentes grandeurs électriques

II.4.2/ Stratégie 2

Le principe de cette stratégie est le même que la stratégie précédente, la seule différence est la forme des signaux  $V_p$  et  $V_n$ . La génération des états de court-circuit est basée sur la comparaison entre la porteuse et le maximum et le minimum des références, c.à.d. lorsque la porteuse est supérieure (Inferieure) au maximum (Minimum) des tensions de référence [Rostami\_08].

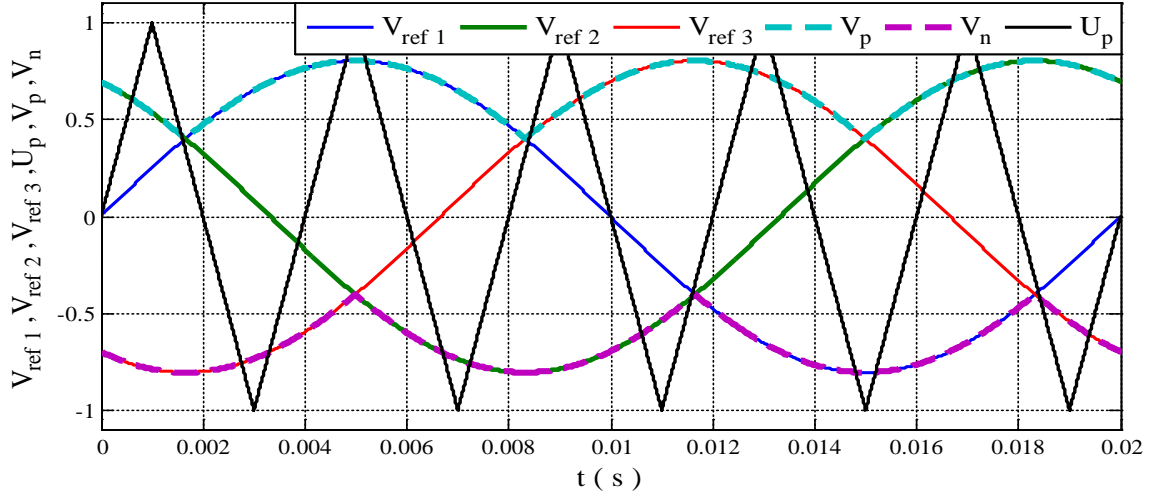


Figure. II.10 : Différents signaux de commande ( $r=0.806$  ;  $f=50$  Hz ;  $f_p=250$  Hz)

Le rapport cyclique de court-circuit dans l'intervalle  $\left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}\right]$  peut être exprimé par [Ouail\_15] :

$$d = \frac{2 - \left( r \cdot \sin \theta - r \cdot \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right)}{2} \tag{II.9}$$

En intégrant (II.9), on obtient :

$$d = \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{2 - \left( r \cdot \sin \theta - r \cdot \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right)}{2} d\theta = \frac{2 \cdot \pi - 3 \cdot r \cdot \sqrt{3}}{\pi} \tag{II.10}$$

On remplace dans l'équation (II.5) la variable  $d$  par son expression (II.10), et on détermine le facteur de survoltage  $B$  :

$$B = \frac{\pi}{3 \cdot r \cdot \sqrt{3} - \pi} \tag{II.11}$$

Le gain de tension  $G$  de l'onduleur est donné par :

$$G = r \cdot B = \frac{r}{3 \cdot r \cdot \sqrt{3} - \pi} \tag{II.12}$$

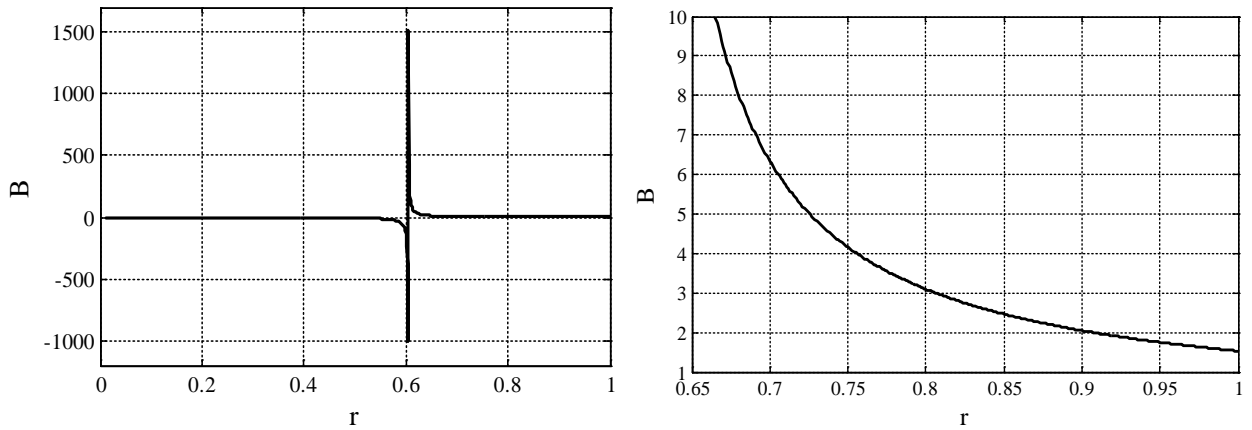
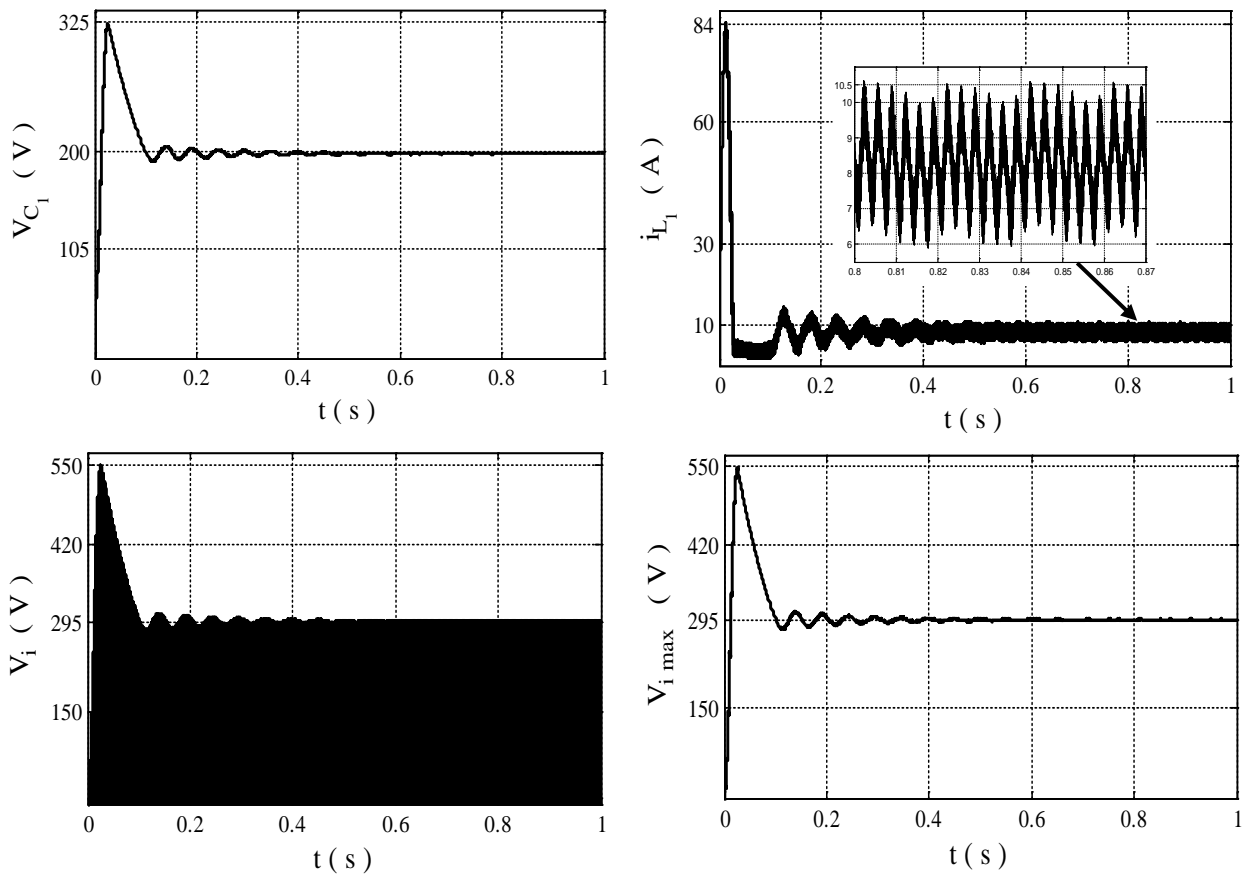


Figure. II.11 : Évolution du facteur de survolage

La variation du facteur de survolage est montrée dans la figure. II.11. Afin de garder une tension positive à l'entrée de l'onduleur, le taux de modulation doit être supérieur à 0.6.

Les paramètres de simulation sont les mêmes que la stratégie 1.



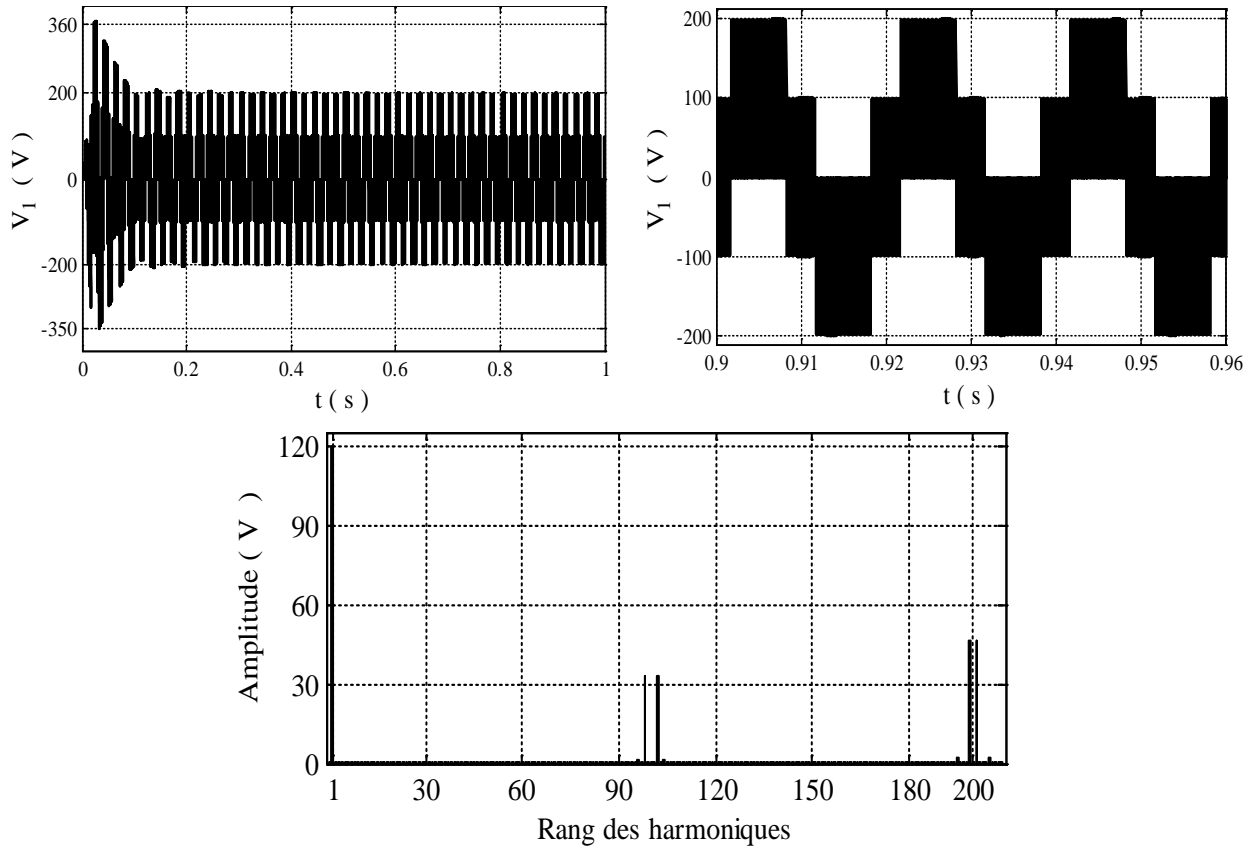


Figure. II.12 : Évolution des différentes grandeurs électriques ( $r = 0.806$ )

La figure. II.12 met en évidence la concordance existant entre les formes d'ondes des tensions et les relations analytiques. On constate aussi que, l'allure de la tension de phase est similaire à l'allure quand on génère cette tension à partir d'un onduleur triphasé à deux niveaux classique soit en forme ou en contenu harmoniques.

### II.4.3/ Stratégie 3

Cette stratégie est développée dans le but d'assurer un facteur de survoltage très important avec des valeurs acceptables du taux de modulation. Les deux signaux  $V_p$  et  $V_n$  sont donnés comme suit [Benkouider\_17], [Boulehia\_22] :

- Pour  $\theta \in [0, \pi/3]$

$$\begin{cases} V_p = r \cdot \sqrt{3} + r \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_n = r \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

- Pour  $\theta \in [\pi/3, 2\pi/3]$  :

$$\begin{cases} V_p = r \cdot \sin(\theta) \\ V_n = r \cdot \sin(\theta) - r \cdot \sqrt{3} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

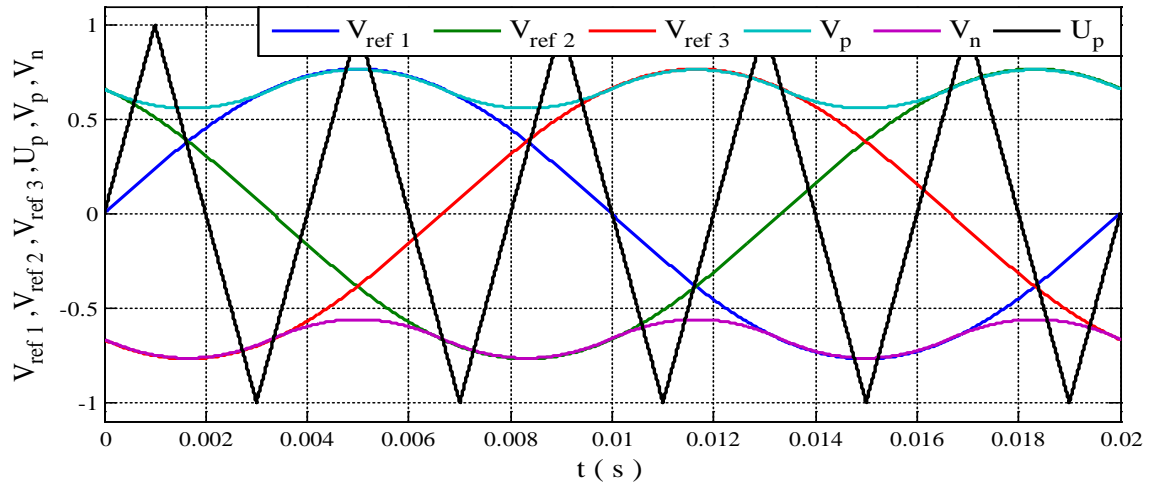


Figure. II.13 : Différents signaux de commande ( $r=0.769$  ;  $f=50$  Hz ;  $f_p=250$  Hz)

Le rapport cyclique de court-circuit est donné par :

$$d = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2}r \tag{II.15}$$

On remplace dans l'équation (II.5) la variable  $d$  par son expression (II.15), et on détermine le facteur de survoltage  $B$  :

$$B = \frac{1}{r\sqrt{3} - 1} \tag{II.16}$$

Le gain de tension  $G$  de l'onduleur est donné par :

$$G = r.B = \frac{r}{r.\sqrt{3} - 1} \tag{II.17}$$

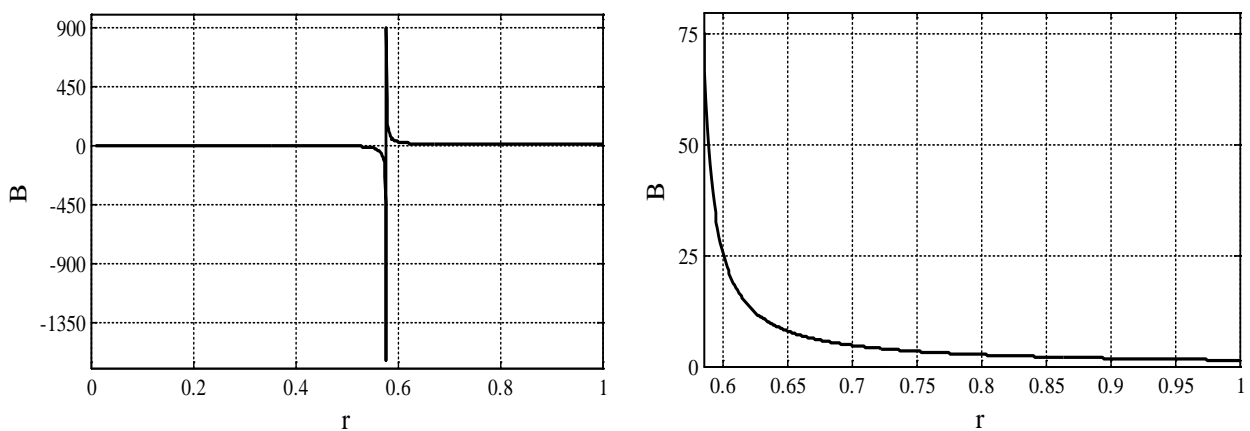


Figure. II.14 : Évolution du facteur de survoltage

De la figure. II.14, on constate que le taux de modulation doit être supérieur à 0.57 afin de garder une tension positive à l'entrée de l'onduleur.

Les paramètres de simulation sont les mêmes que la stratégie précédente.

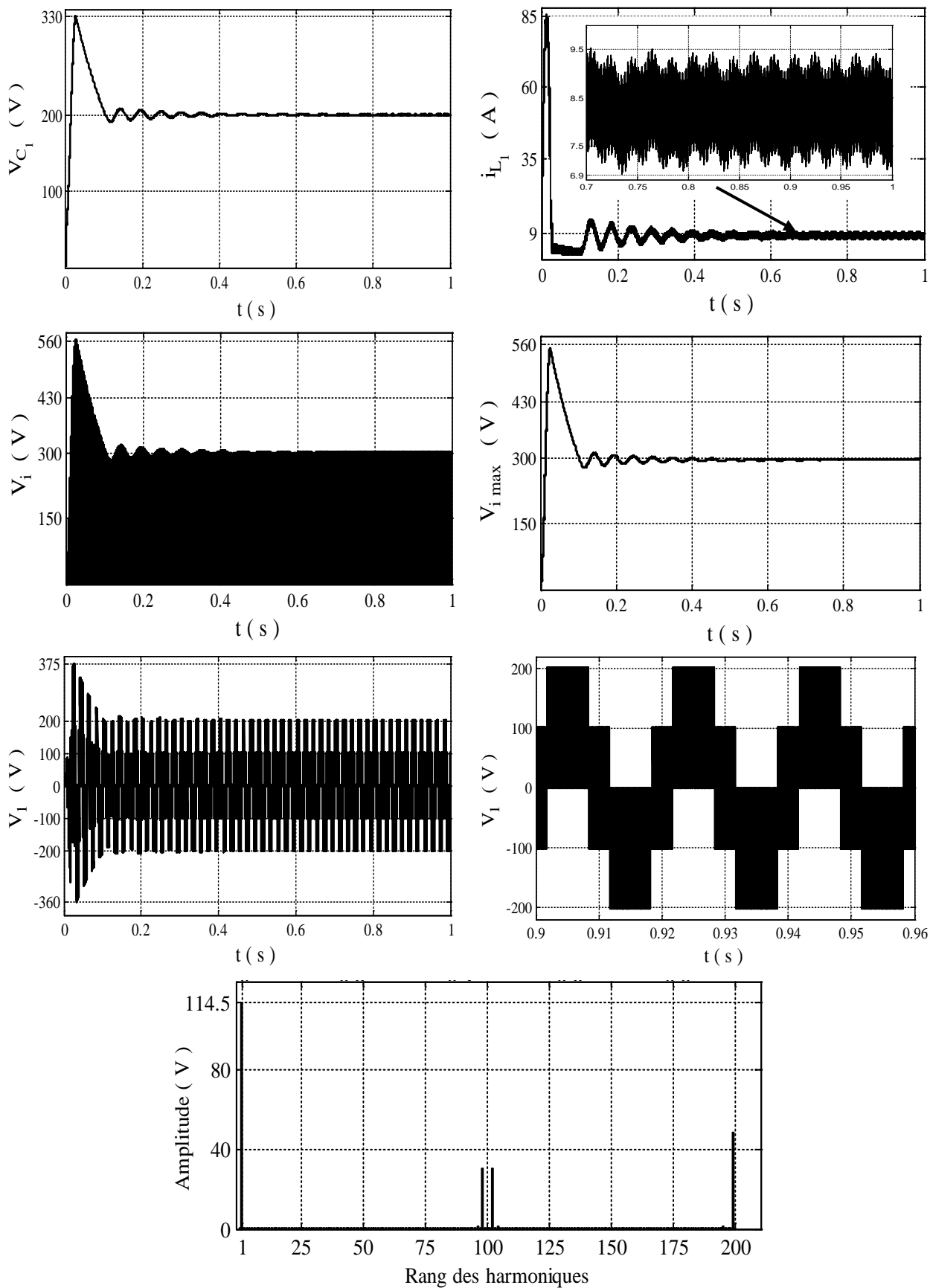


Figure. II.16 : Évolution des différentes grandeurs électriques ( $r = 0.769$ )

Les résultats montrent clairement une concordance entre les relations théoriques (Expression II.16 et 17) et les résultats de la simulation.

### II.5/ Comparaison entre les différentes techniques

Pour voir l'efficacité de l'onduleur Z-source avec ses différentes commandes, on a fait une comparaison entre elles. Le tableau suivant regroupe les résultats obtenus pour un facteur d'amplification  $B = 3$  et  $E = 100 \text{ V}$  :

Grandeurs	Stratégie 1_	Stratégie 2_	Stratégie 3_
	$B = \frac{1}{2.r - 1}$	$B = \frac{\pi}{3.r\sqrt{3} - \pi}$	$B = \frac{1}{r\sqrt{3} - 1}$
$r$	<b>0.666</b>	<b>0.806</b>	<b>0.769</b>
$V_i$	<b>300 V</b>	<b>300 V</b>	<b>300 V</b>
$V_a$	<b>97 V</b>	<b>120 V</b>	<b>114.5 V</b>
La valeur du pic $V_{C1}$	<b>325 V</b>	<b>325 V</b>	<b>330 V</b>
La valeur du pic $I_{L1}$	<b>82 A</b>	<b>84 A</b>	<b>85 A</b>
$\Delta I_{L1}$	<b>1.35 A</b>	<b>3.5 A</b>	<b>1.78 A</b>

Tableau. II.2 : Critères de comparaison

D'après le tableau. II.2 :

- La stratégie 2 et 3, donne une tension de sortie plus grande d'environ 23 % par rapport à la stratégie 1.
- On obtient des amplitudes de pic de tension (Courant) dans le condensateur (La bobine), très proches pour les trois stratégies, car ces pics ne dépendent que de B.
- La stratégie 1, offre un avantage majeur dû à la diminution significative des ondulations du courant ( $\Delta I_{L1}$ ), qui pourra être au minimum égal à 32%

### Conclusion

L'onduleur à source impédante emploie un réseau d'impédance constitué de bobines et de condensateurs pour coupler le circuit principal de l'onduleur à la source d'alimentation continue. Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques topologies des onduleurs à source impédante, ainsi une qu'étude détaillée sur le fonctionnement et la modélisation de ce dernier.

Trois techniques de commande de l'onduleur à Z-source ont été présentées. On peut distinguer entre ces stratégies par la forme du signal responsable à la génération des états de court-circuit,



le rapport cyclique et le facteur de survoltage. Nous avons montré en simulation les performances de chaque technique.

Après nous avons présenté une étude comparative entre les différentes techniques de commande. Si on fait un compromis entre l'amplitude du fondamental de la tension de sortie et  $\Delta I_{L1}$ , la stratégie 3 assure des meilleurs résultats.

# *Chapitre III*

## *Onduleur double triphasé à Z-source*

---

### Introduction

Aujourd'hui, l'optimisation des structures de convertisseur de puissance est un axe de recherche très riche, des efforts de recherche ont été déployés pour réduire le nombre de composants d'électronique de puissance, afin de réduire le volume et par conséquent le coût global du convertisseur. Il existe plusieurs topologies typiques des onduleurs à structure optimisée, les plus connus sont : onduleur à cinq bras et l'onduleur à neuf interrupteurs [Kominami\_07], [Drazen\_09], [Feng\_10]. Nous nous intéressons dans ce chapitre à l'onduleur à neuf interrupteurs. Les stratégies MLI appliquées à ce dernier sont des extensions de celles de l'onduleur triphasé à deux niveaux. Il est important de noter que la fréquence souhaitée des deux systèmes de tensions de sortie, impose le mode de fonctionnement de l'onduleur : fonctionnement à fréquence identique ou à fréquence différente [Irzil\_18], [Dabour\_21].

L'inconvénient de la structure à neuf interrupteurs réside dans la tension du bus continu, qui nécessite une amplitude notamment élevée. Pour surmonter cet inconvénient, un étage DC/DC élévateur est obligatoire. Une solution basée sur l'utilisation de la source en Z, donne des résultats très satisfaisante [El-Nagar\_19].

#### III.1/ Structure de l'onduleur à neuf interrupteurs

La structure de l'onduleur à neuf interrupteurs est constituée de trois bras, dont chaque bras est composé de trois interrupteurs, où la partie supérieure s'appelle **Ond\_A** qui est composée des interrupteurs :  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ , et  $S_{23}$ , et la partie inférieure, appelée **Ond\_B**, est composée des interrupteurs :  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{32}$  et  $S_{33}$  (Figure. III.1). Cette topologie est équivalente à la mise en parallèle de deux onduleurs triphasés à deux niveaux avec trois interrupteurs communs ( $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{23}$ ) [Kominami\_07].

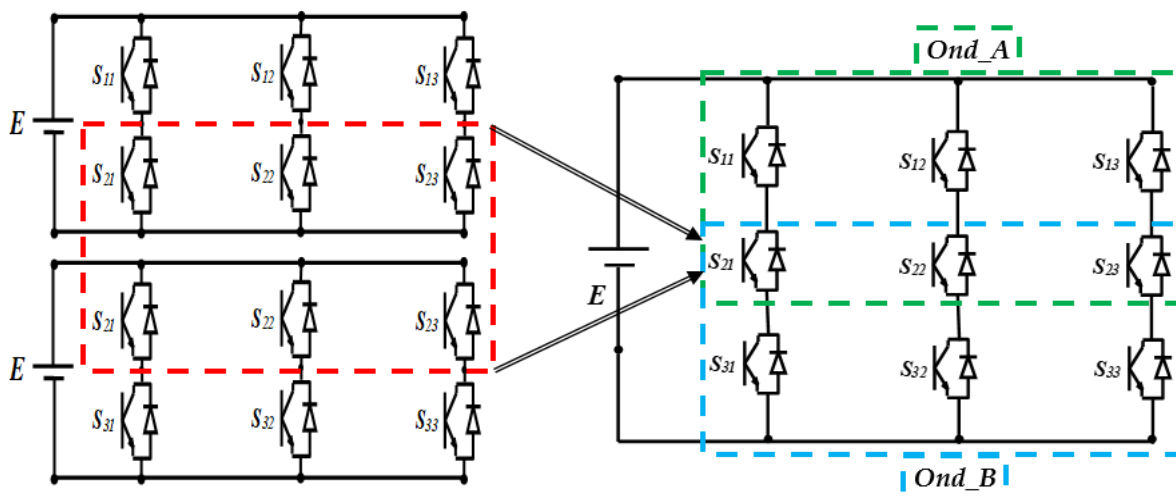


Figure. III.1 : Structure de l'onduleur à neuf interrupteurs

Les fonctions des signaux de commande  $F_{ij}$  des interrupteurs  $S_{ij}$  sont définies de la manière suivante :

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 \text{ si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 \text{ si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad i = 1, 2, 3 \text{ et } j = 1, 2, 3 \quad (\text{II.1})$$

Afin d'éviter le court-circuit du bus continu, les trois interrupteurs d'un bras ne peuvent être fermés en même temps. D'autre part, pour éviter le circuit ouvert de la charge, au moins deux interrupteurs doivent être fermés [Kominami\_07] :

$$F_{i1} + F_{i2} + F_{i3} = 2 \quad (\text{II.2})$$

### III.2/ Techniques de commande

La commande de l'onduleur à neuf interrupteurs est similaire à celle de l'onduleur à deux niveaux (Configuration conventionnelle). Les signaux de commande des interrupteurs se décomposent en trois ensembles [Kominami\_07] :

Les signaux de commandes des commutateurs supérieurs ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$  et  $S_{13}$ ) restent inchangés et sont obtenus comme dans la configuration conventionnelle ; quant aux signaux inférieurs ( $S_{31}$ ,  $S_{32}$  et  $S_{33}$ ), ils sont aussi générés conventionnellement mais, ils sont inversés par le moyen d'un opérateur logique *NOT*. Les signaux de commande des commutateurs communs ( $S_{21}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{23}$ ) sont générés en appliquant un opérateur logique *XOR* entre les signaux des commutateurs supérieurs et inférieurs.

Pour avoir des tensions de sortie non déformées, les paramètres classiques de la MLI tringlu-sinusoidale sont considérés plus un troisième paramètre, nommé le biais ( $b_k$ ) ou offset. Ce dernier est une constante qui permet de décaler les tensions de référence dans le but d'éviter toute intersection entre les deux systèmes de tension de référence [Rajambal\_10].

Les expressions des tensions de références sont données par :

$$\begin{cases} V_{ref\ 1k} = r_k \cdot \sin(2\pi \cdot f_k \cdot t) + b_k \\ V_{ref\ 2k} = r_k \cdot \sin(2\pi \cdot f_k \cdot t - 2\pi/3) + b_k \\ V_{ref\ 3k} = r_k \cdot \sin(2\pi \cdot f_k \cdot t + 2\pi/3) + b_k \end{cases} \quad \text{Avec } k = A, B \quad (\text{III.3})$$

L'onduleur à neuf interrupteurs possède deux modes de fonctionnement suivant les fréquences des tensions de référence ( $f_k$ ) : fréquences différentes et fréquences identiques. Le premier mode est appliqué dans la commande indépendante des deux charges. Par exemple, la commande de deux moteurs asynchrones triphasés avec deux vitesses de référence différentes [Rajambal\_10]. Par contre, lorsque les deux fréquences (Taux de

modulation) sont identiques, ce cas particulier est bien adapté aux charges hexaphasées [Jarutus\_14], [Sohit\_17].

**III.2.1/ Fonctionnement avec des fréquences différentes**

**III.2.1\_a/ Stratégie 1**

Afin d'éviter l'intersection entre les signaux de tension de référence de chaque système, il est nécessaire d'organiser correctement les deux systèmes de tension de référence. On distingue deux cas [Kominami\_07] :

$$\text{Cas } \underline{1}_- : b_A = 0.5 ; b_B = -0.5 \qquad \text{Cas } \underline{2}_- : b_A = r_A ; b_B = -r_B$$

Avec :  $r_{Amax} = r_{Bmax} = 0.5$

Les Paramètres de simulation sont :

$$r_A = 0.4 , r_B = 0.3$$

$$f_A = 50 \text{ Hz} , f_B = 30 \text{ Hz} , f_p = 5 \text{ kHz} , E = 400 \text{ V}$$

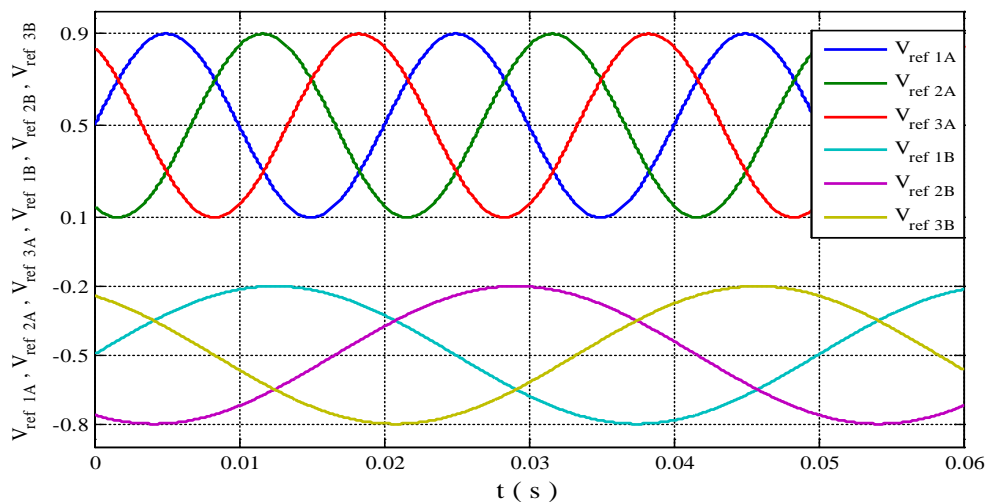
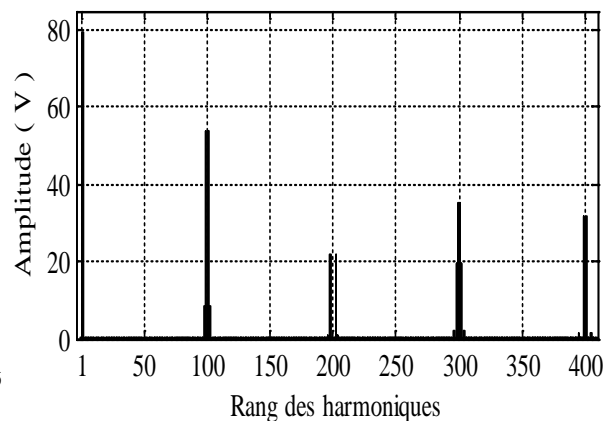
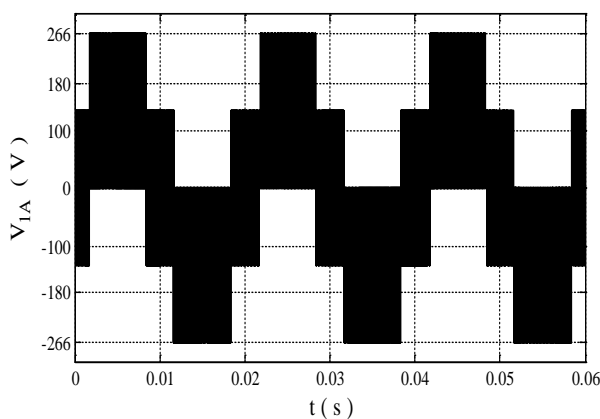
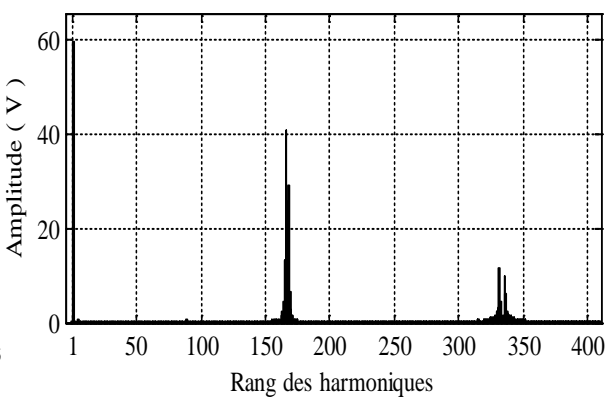
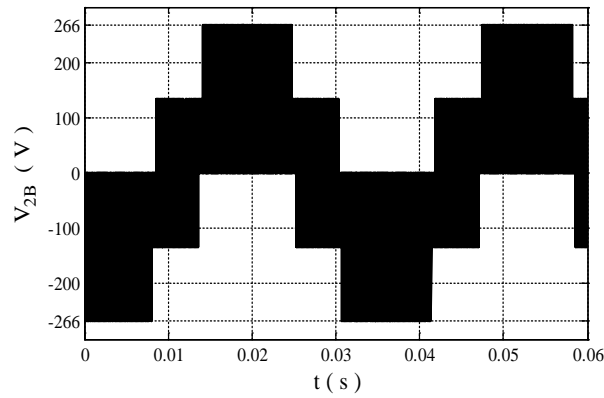
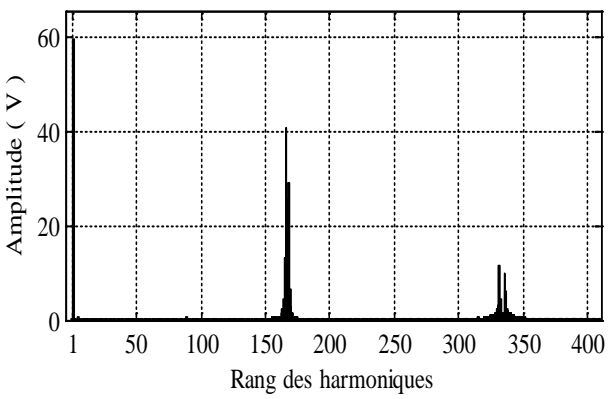
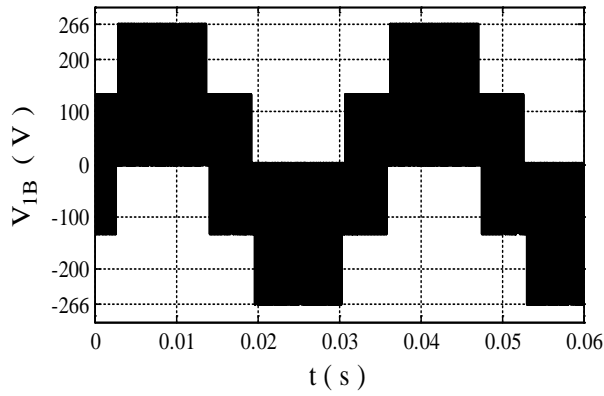
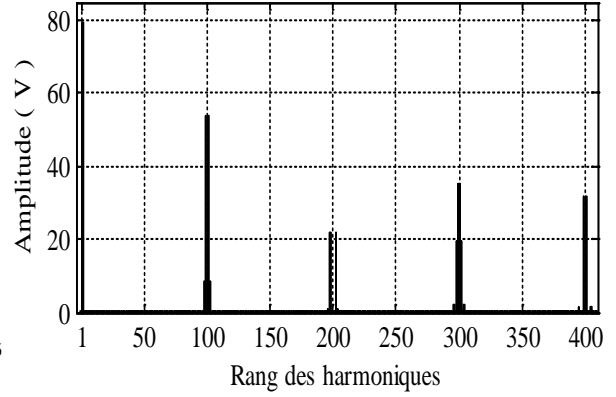
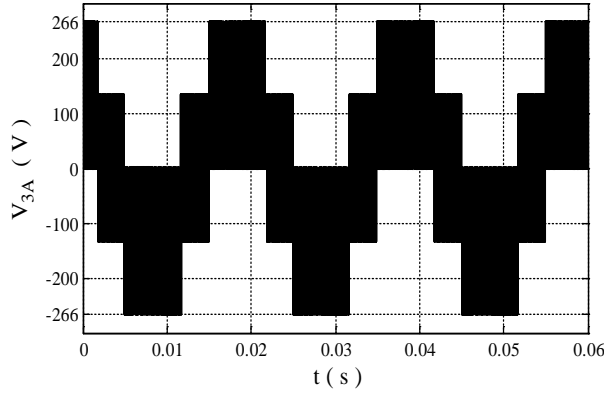
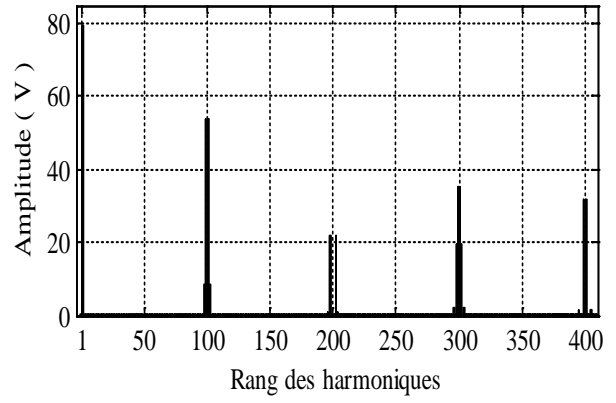
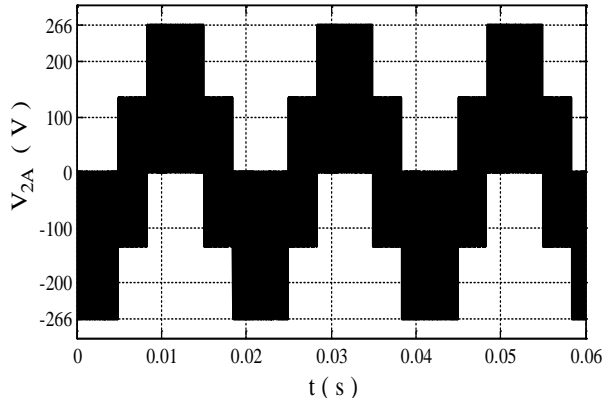


Figure. III.2 : Signaux des tensions de référence \_Cas 1\_





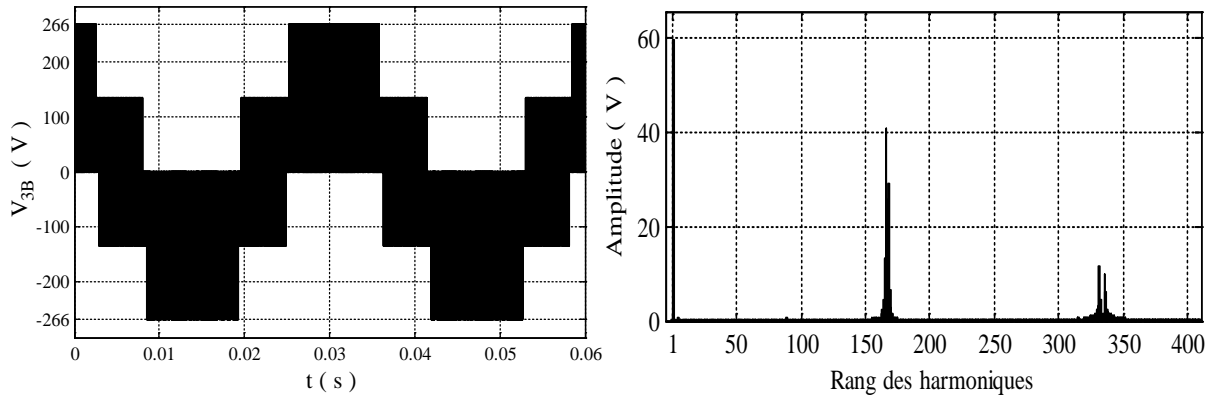


Figure. III.3 : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques \_Cas \_1\_

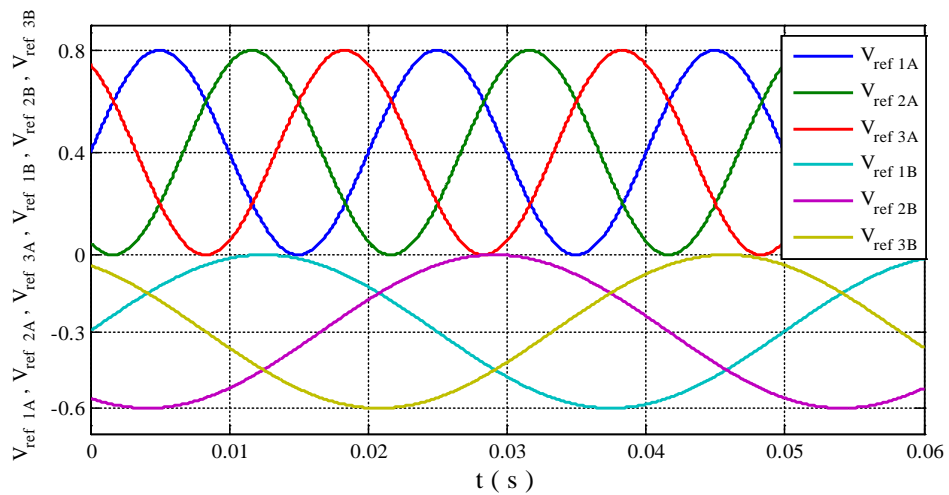
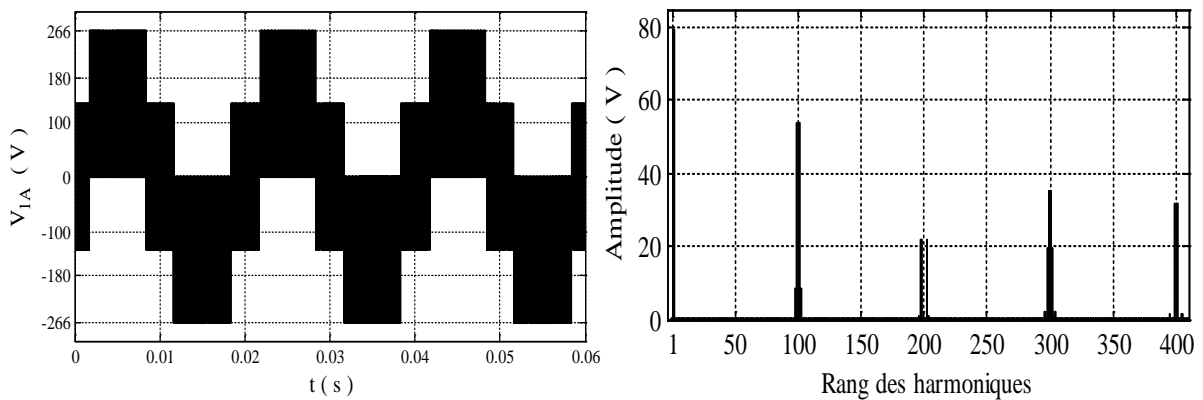
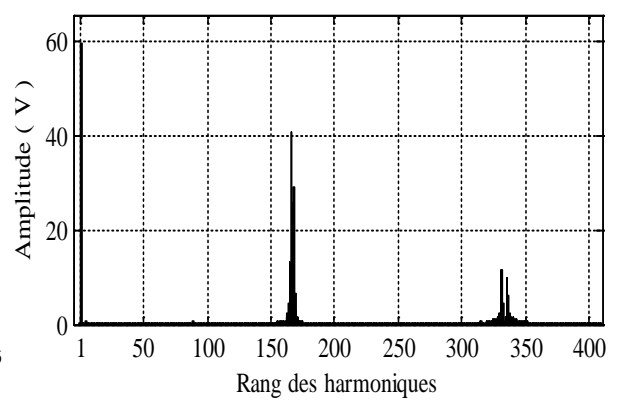
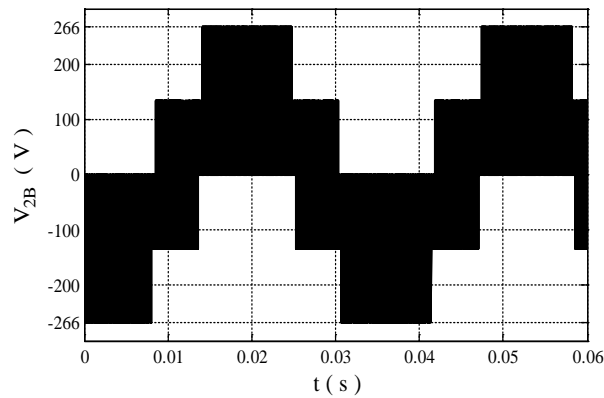
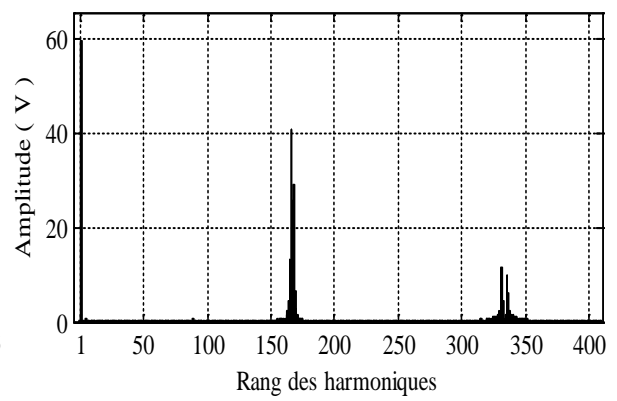
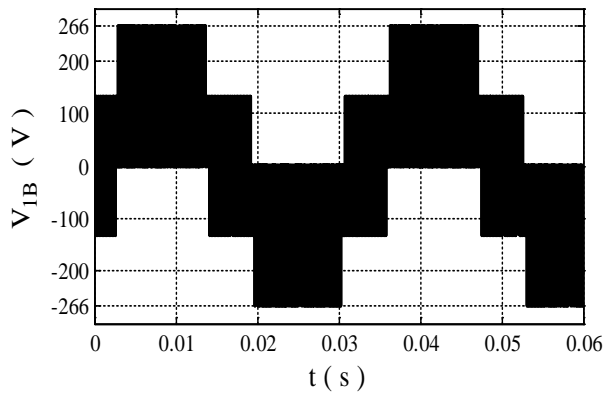
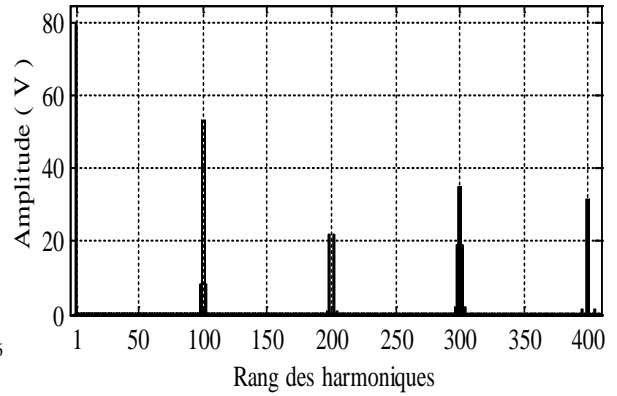
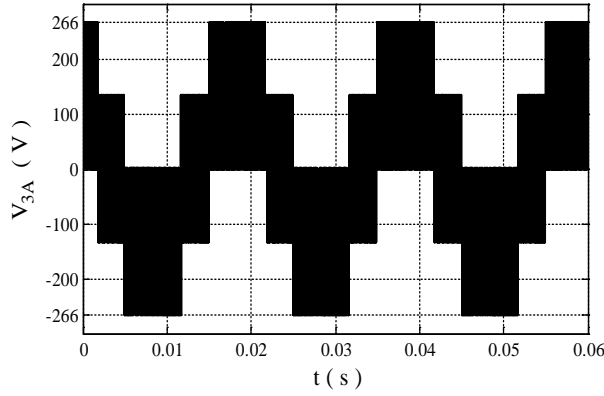
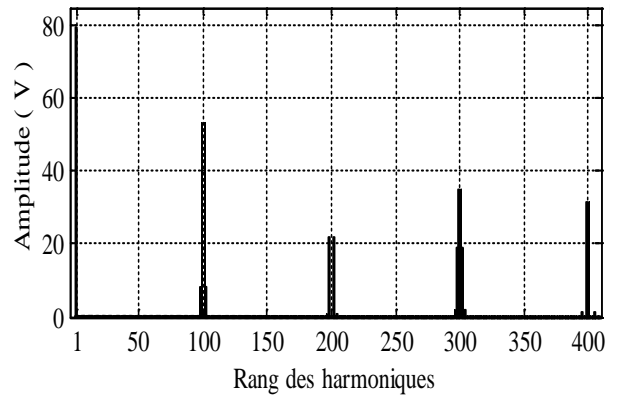
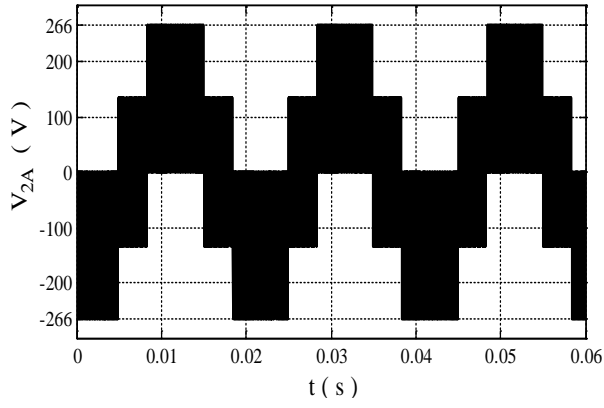


Figure. III.4 : Signaux des tensions de référence \_Cas \_2\_







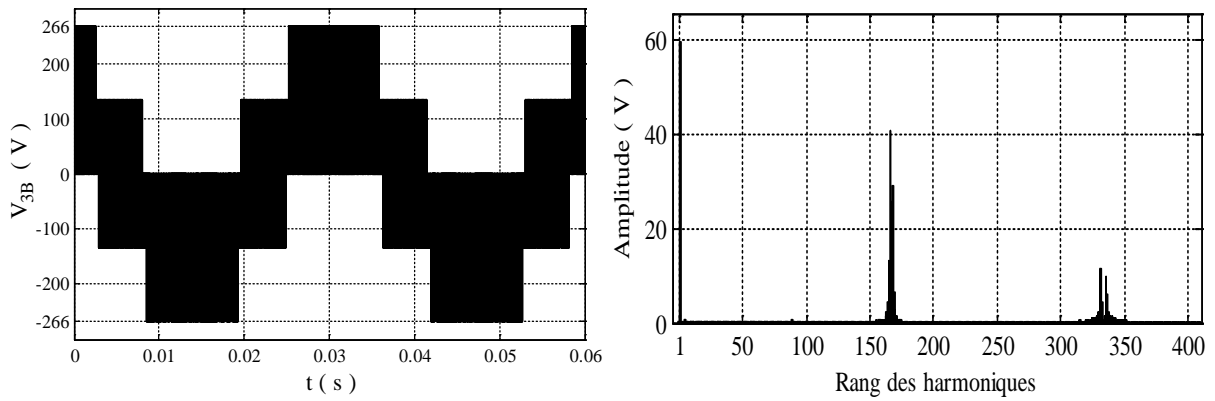


Figure. III.5 : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques \_Cas \_2\_

Les résultats des tensions de sortie (Figure. III.3 et III.5) confirment la propriété de l'onduleur à neuf interrupteurs dont l'objectif est de générer deux systèmes de tension triphasés équilibrés, chacun a sa propre fréquence et taux de modulation. Il apparait clairement que les allures des tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques  $V_{1A}$  ( $V_{2A}$ ,  $V_{3A}$ ) et  $V_{1B}$  ( $V_{2B}$ ,  $V_{3B}$ ) ont des formes similaires exactement à celles générées par un onduleur triphasé à deux niveaux.

### III.2.1\_b/ Stratégie 2

C'est une amélioration de la stratégie précédente, elle permet la division de la tension du bus continu entre les deux charges, c.à.d. la contrainte de la valeur limite du taux de modulation à 0.5 pour chaque charge est résolue [Kazua\_07] :

$$\begin{cases} b_A = 1 - r_A \\ b_B = -(1 - r_B) = -r_B \\ r_A + r_B = 1 \end{cases} \tag{III.4}$$

Avec  $r_A=0.6$  ;  $r_B = 0.4$

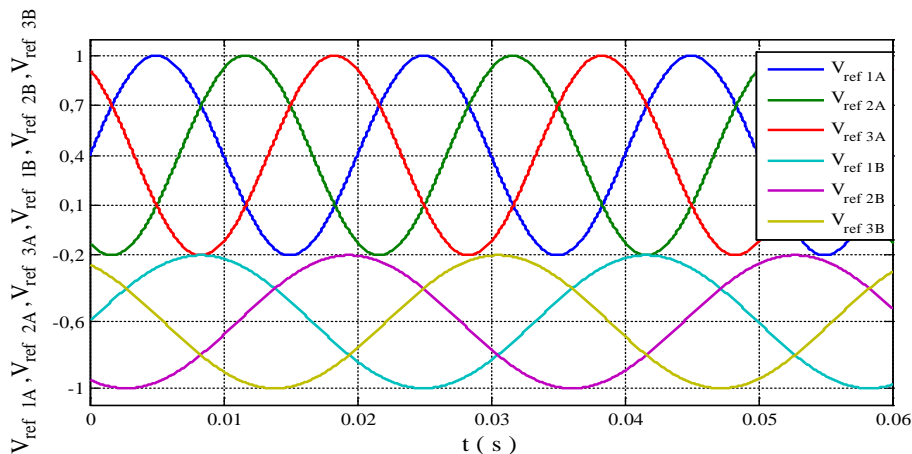
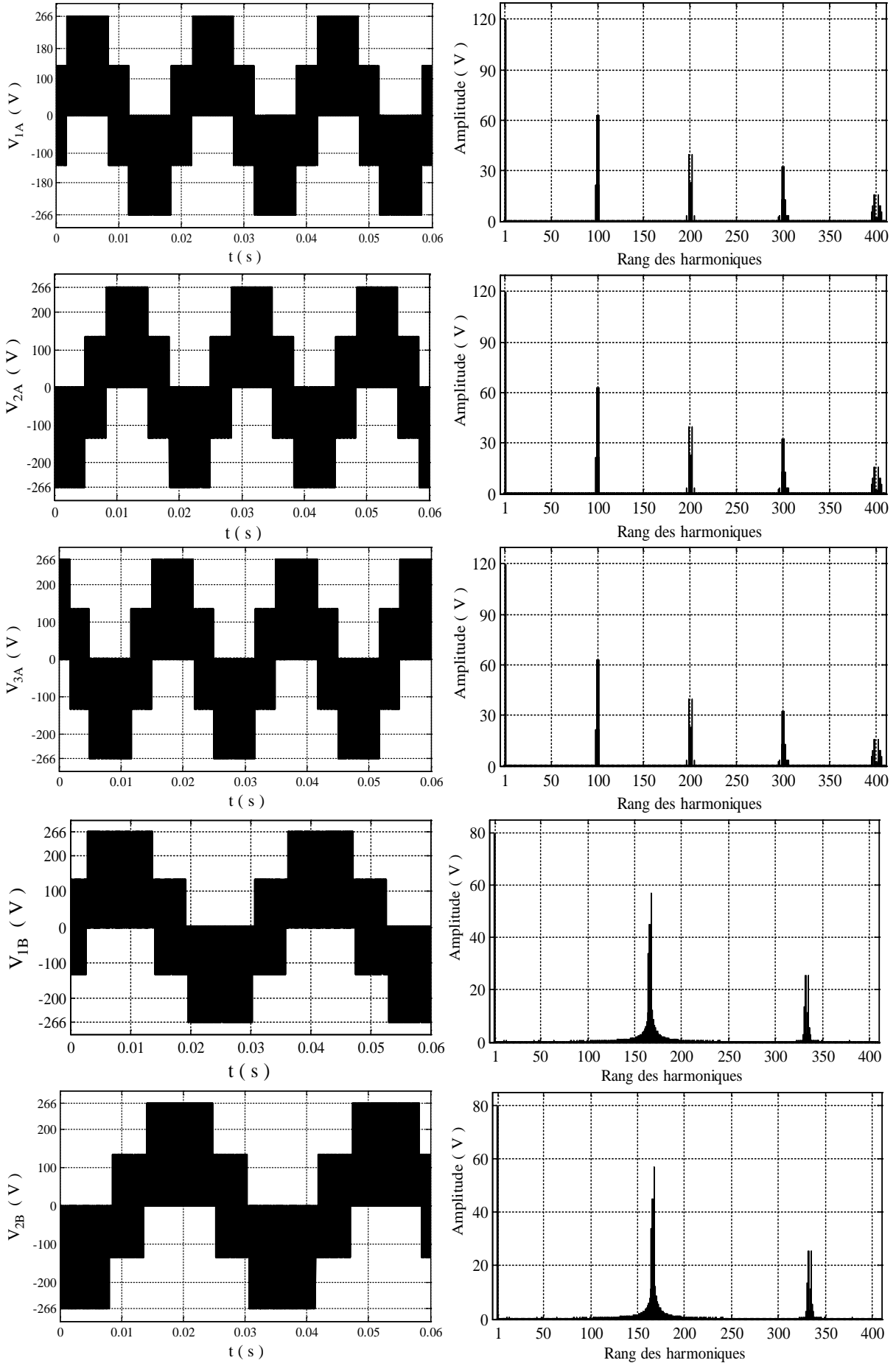


Figure. III.6 : Signaux des tensions de référence



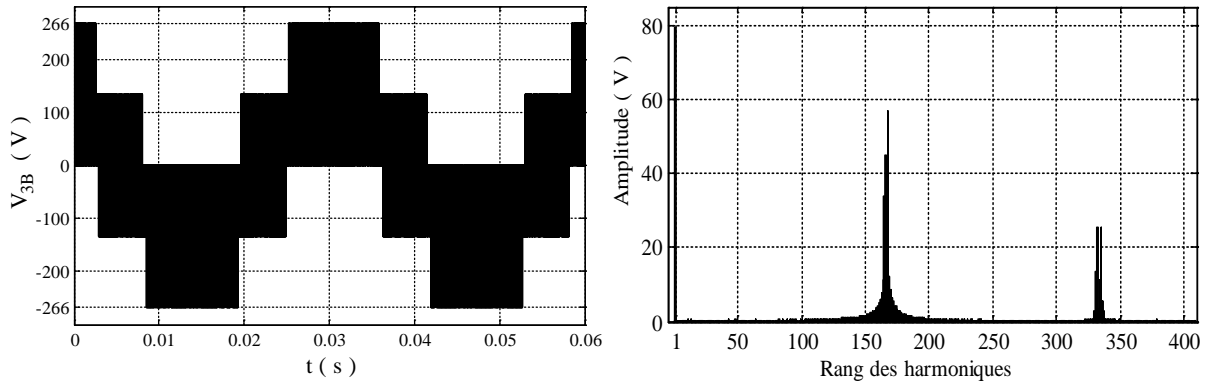


Figure. III.7 : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques

Les résultats de simulation obtenus (Figure. III.7) prouvent l'efficacité de cette technique en terme de division du taux de modulation tout en conservant la similarité des tension de sortie  $V_{1A}$  ( $V_{2A}$ ,  $V_{3A}$ ) et  $V_{1B}$  ( $V_{2B}$ ,  $V_{3B}$ ) à celles générées par un onduleur triphasé à deux niveaux.

### III.2.1\_c/ Stratégie 3

Comme expliqué en section I.5, nous allons appliquer le même principe de l'injection de l'harmonique d'ordre trois dans les tensions de référence pour un onduleur à deux niveaux. Les nouvelles tensions de référence sont données par le système suivant [Feng\_10] :

$$\begin{cases} V_{ref\ 1k} = r_k \cdot \sin(2\pi \cdot f_k \cdot t) + V_{h3k} + b_k \\ V_{ref\ 2k} = r_k \cdot \sin(2\pi \cdot f_k \cdot t - 2\pi/3) + V_{h3k} + b_k \\ V_{ref\ 3k} = r_k \cdot \sin(2\pi \cdot f_k \cdot t + 2\pi/3) + V_{h3k} + b_k \end{cases} \quad k = A, B \quad (III.5)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{h3k} = \frac{r_k}{6} \sin(3 \cdot 2\pi \cdot f_k \cdot t) \\ b_A = 1 - r_A \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \\ b_B = -(1 - r_B \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}) \end{cases} \quad (III.6)$$

Les simulations traitées dans cette partie auront pour but de dépasser les limites du taux de modulation de la stratégie 2, pour cela :  $r_A = 0.8$  ;  $r_B = 0.35$

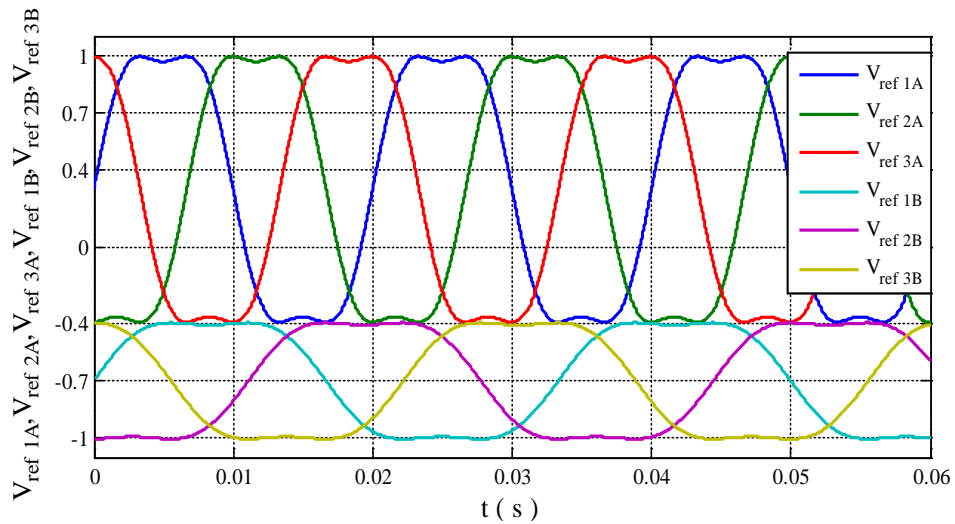
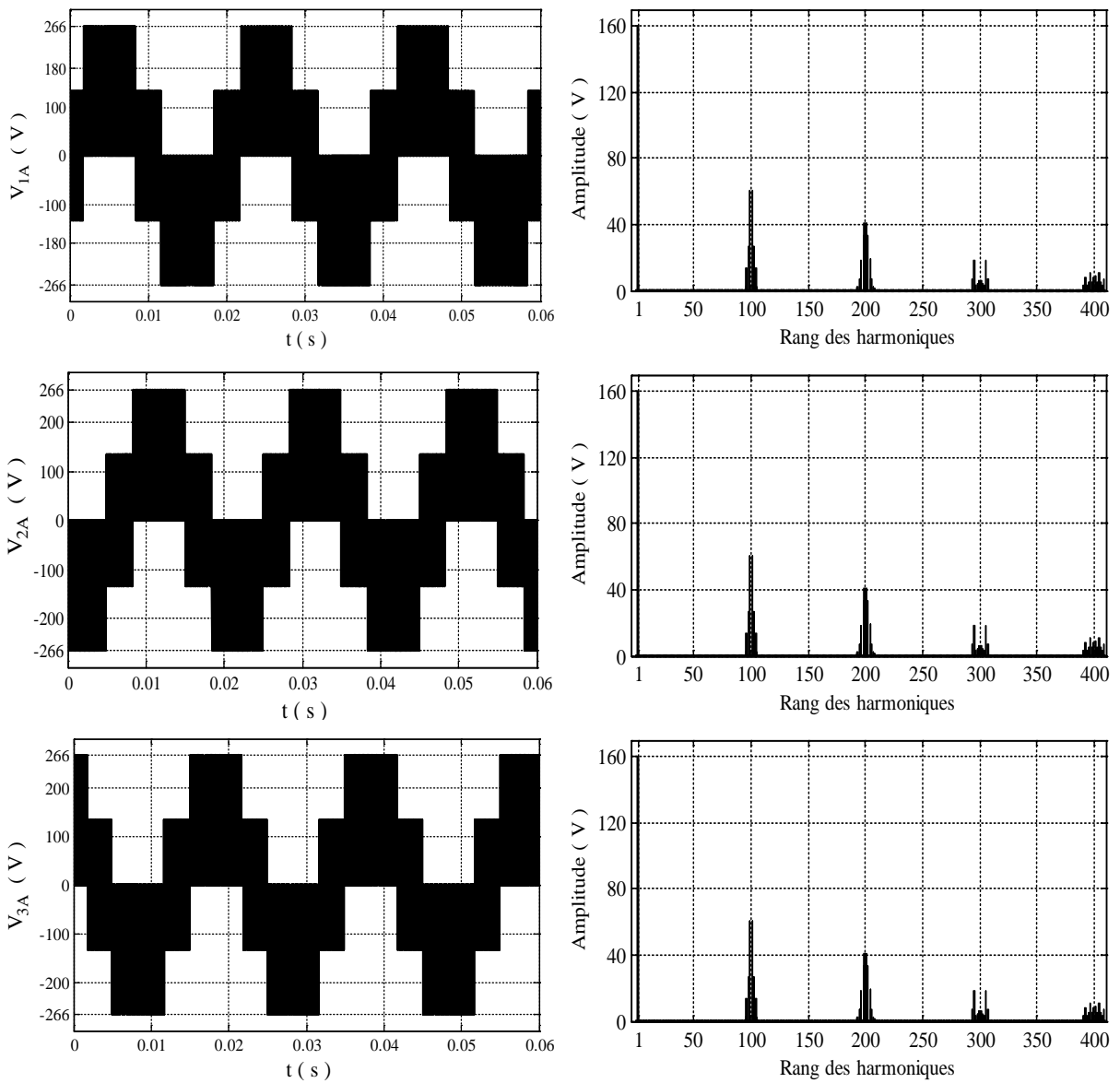
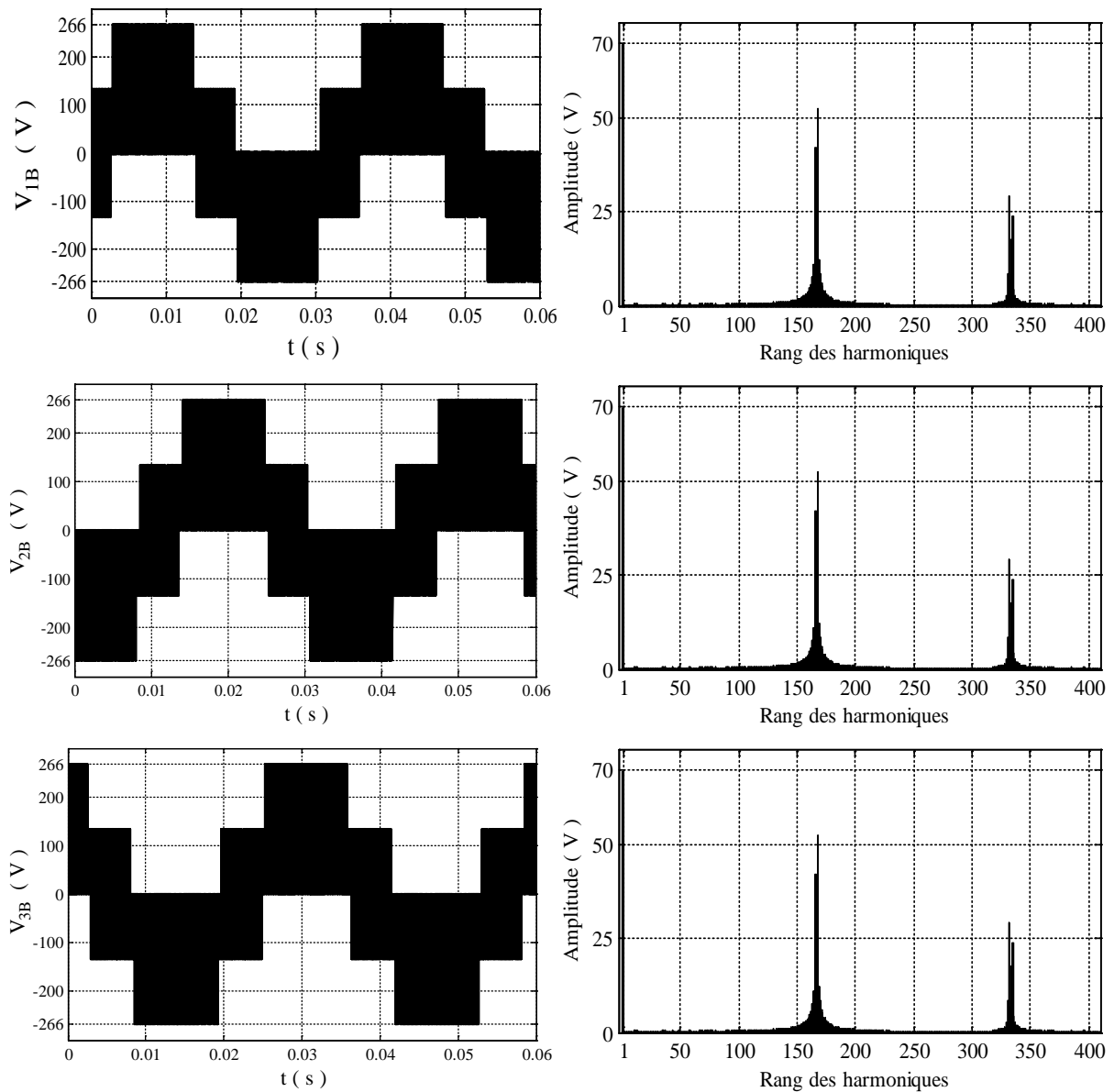


Figure. III.8 : Signaux des tensions de référence





**Figure. III.9 : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques**

A partir des spectres d'harmoniques de la figure. III.9, il apparaît clairement la validité de cette technique appliquée à l'onduleur à neuf interrupteurs. L'amplitude du fondamental  $V_{IA}$  ( $V_{1B}$ ) coïncide avec la relation  $r_k E/2$  avec un taux de modulation global égale à 1.15.

### III.2.1\_d/ Stratégie 4

Comme l'onduleur à neuf interrupteurs est équivalent à deux onduleurs triphasés à deux niveaux, les techniques de MLI discontinu (Section I.6) peuvent être adaptées et appliquées à la commande de l'onduleur à neuf interrupteurs. Avec le mode de fonctionnement à fréquences différentes, la seule technique applicable est la combinaison entre la  $MLID_{Max}$  et  $MLID_{Min}$  [Jarutus\_16]. La figure. III.10 présente les tensions

de référence ( $r_A = 0.7, r_B = 0.45$ ) issues de la combinaison citée précédemment et la stratégie expliquée en section III.2.1\_b.

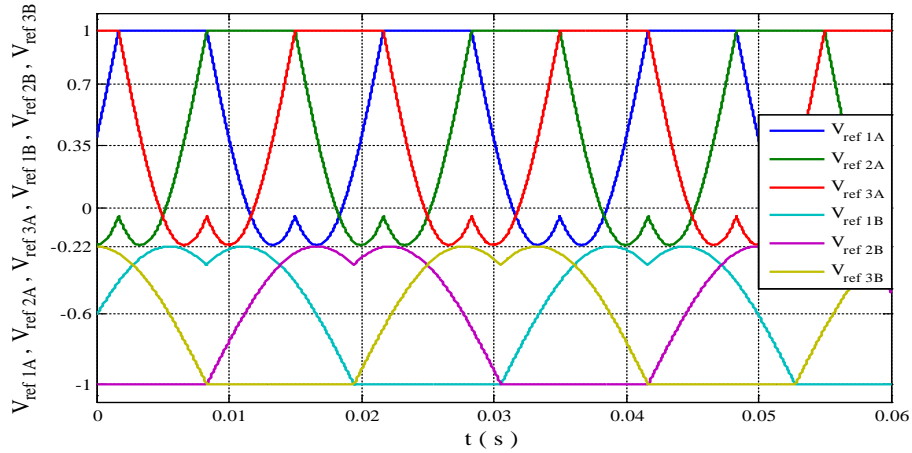


Figure. III.10 : Signaux des tensions de référence

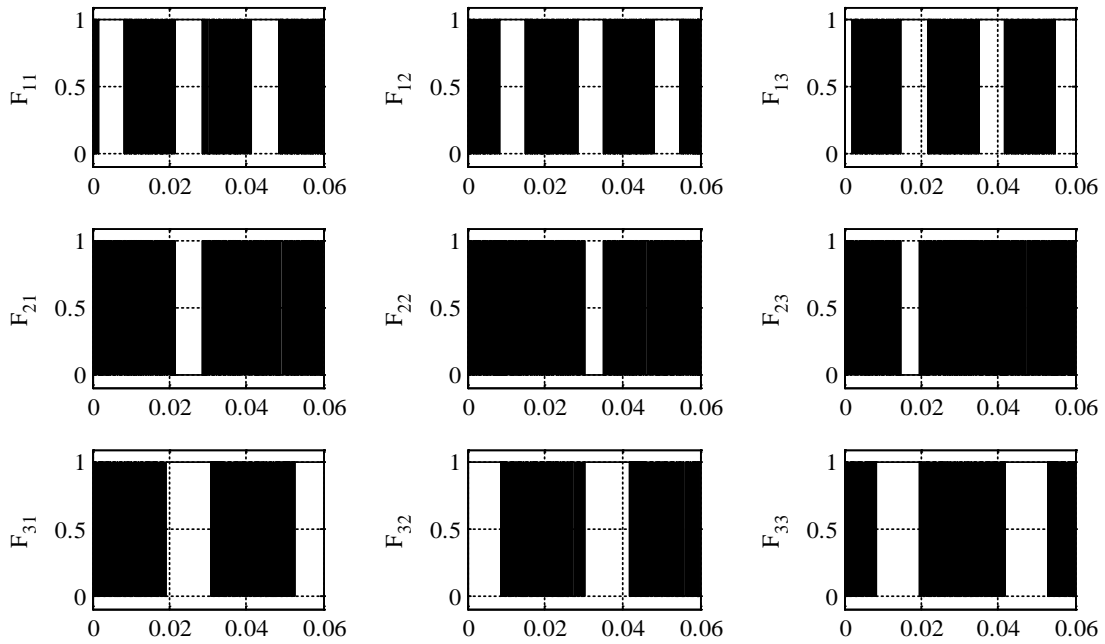
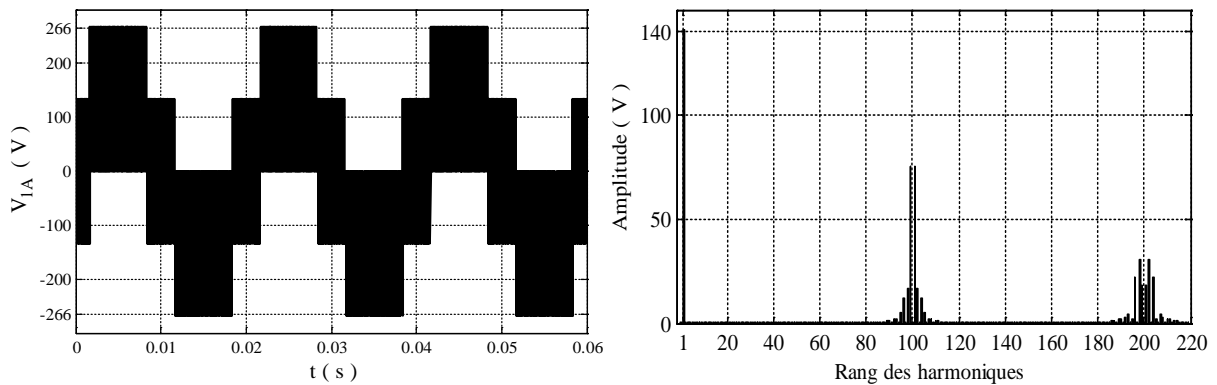


Figure. III.11 : Impulsions de commande pour les neuf interrupteurs



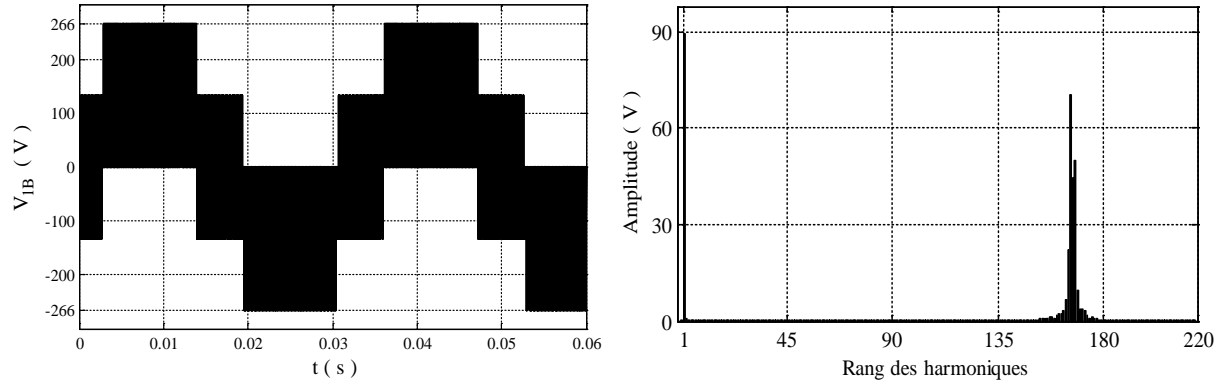


Figure. III.12 : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques

La figure. III.11 montre bien les durées pour lesquelles les tensions de référence sont fixes à -1 ou 1, donc l'interrupteur ne change pas d'état. Les interrupteurs du milieu de l'onduleur ont la plus courte durée de non changement d'état (Interrupteurs ouvert), qui est égale presque à un tiers de celles des autres interrupteurs. La forme des tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques sont représentés sur la figure. III.12, ces résultats prouvent l'efficacité du choix de la technique *MLID\_Max* et *MLID\_Min*.

### III.2.2/ Fonctionnement avec des fréquences identiques

Comme on a dit précédemment, ce mode de fonctionnement est bien adapté aux charges hexaphasés, donc même fréquences et taux de modulation mais pas nécessairement à la même phase ( $\alpha$ ). Ce mode permet une valeur maximale du taux de modulation, qui est calculé comme suit [Jarutus\_14] :

$$V_{ref\ 1A} \geq V_{ref\ 1B} \Leftrightarrow r_A \cdot \sin(\omega_A \cdot t) + 1 - r_A \geq r_A \cdot \sin(\omega_A \cdot t - \alpha) + r_A - 1 \quad (\text{III.7})$$

Donc :

$$r_A \leq \frac{2}{2 + \sin(\omega_A \cdot t - \alpha) - \sin(\omega_A \cdot t)} \quad (\text{III.8})$$

En appliquant l'identité trigonométrique suivante :

$$\sin a - \sin b = 2 \cos\left(\frac{a+b}{2}\right) \sin\left(\frac{a-b}{2}\right)$$

La relation (III.8) devient

$$r_A \leq \frac{1}{1 - \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cos\left(\frac{2\omega_A \cdot t}{2}\right)} \quad (\text{III.9})$$

Puisque :

$$-1 \leq \cos\left(\frac{(2\omega_A t + \alpha)}{2}\right) \leq 1 \quad \text{donc} \quad \left\{ \pi - \frac{\alpha}{2} < \omega t < -\frac{\alpha}{2} \right\}$$

La résolution de l'équation (III.9) conduit à :

$$r_A \leq \frac{1}{1 + \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad \text{et} \quad r_A \leq \frac{1}{1 - \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad \text{(III.10)}$$

La solution avec le signe négatif est exclue du fait qu'elle donne un taux de modulation supérieur à 1, ceci nous conduit à la solution suivante :

$$r_A = r_B \leq \frac{1}{1 + \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad \text{(III.11)}$$

Il existe deux configurations particulières des charges hexaphasées selon la valeur de  $\alpha$  :

$$\alpha = \pi/6 : r_{Amax} = r_{Bmax} = 0.794$$

$$\alpha = \pi/3 : r_{Amax} = r_{Bmax} = 0.666$$

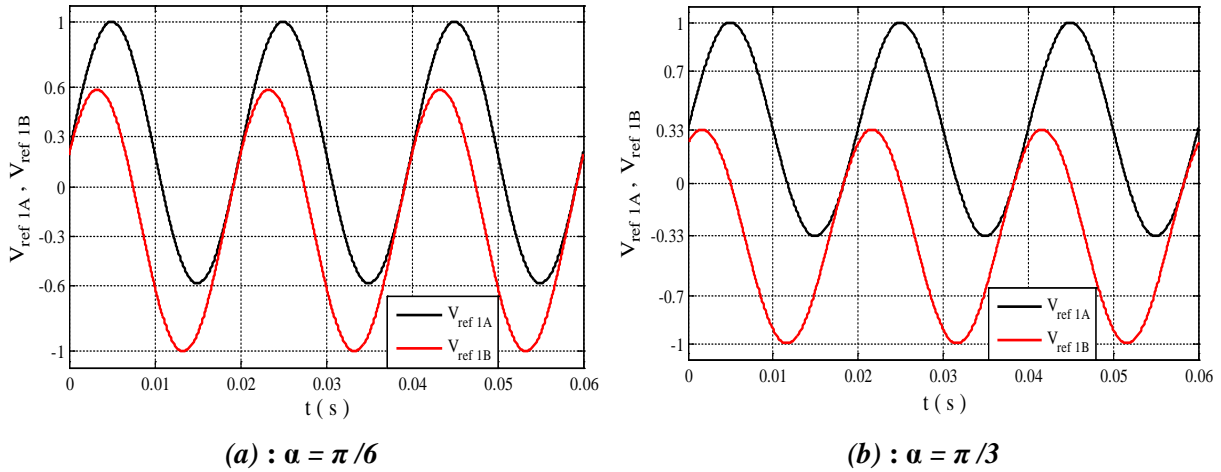
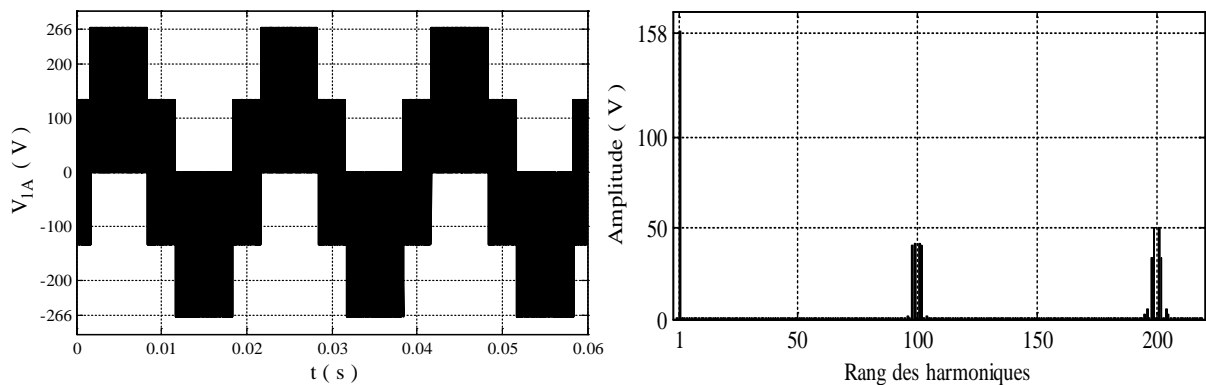


Figure. III.13 : Signaux des tensions de référence





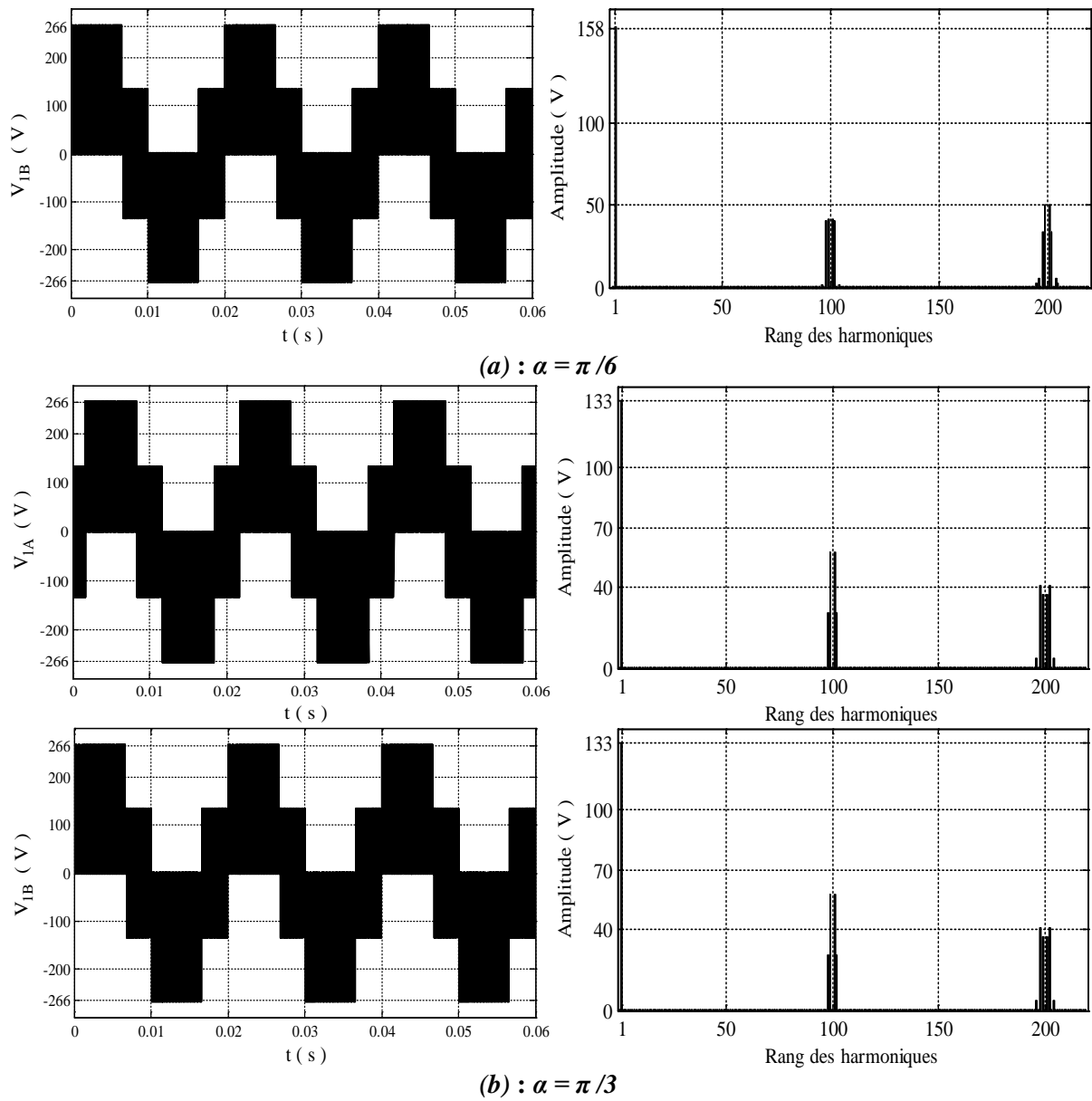


Figure. III.14 : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques

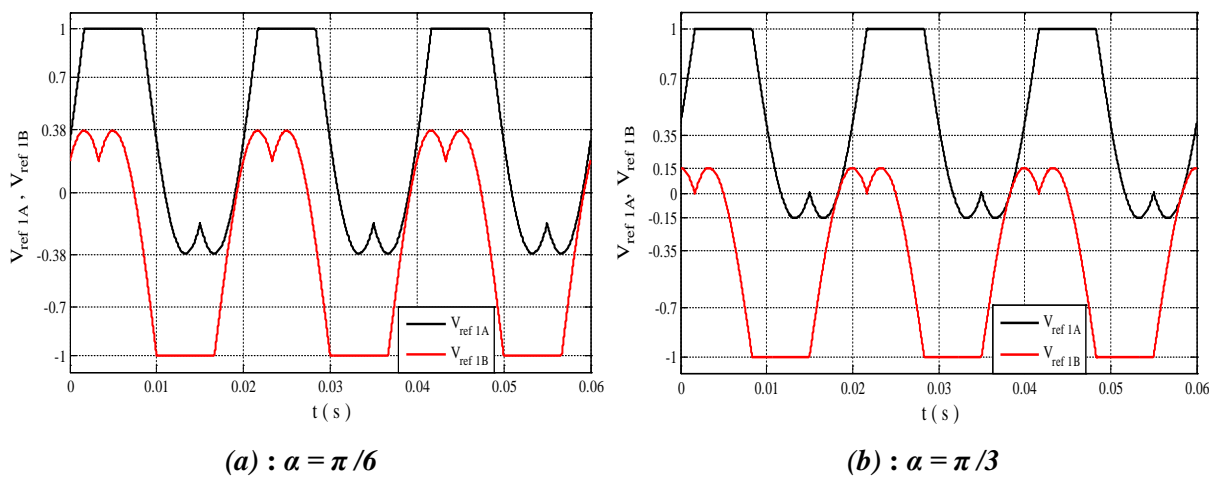


Figure. III.15 : Signaux des tensions de référence

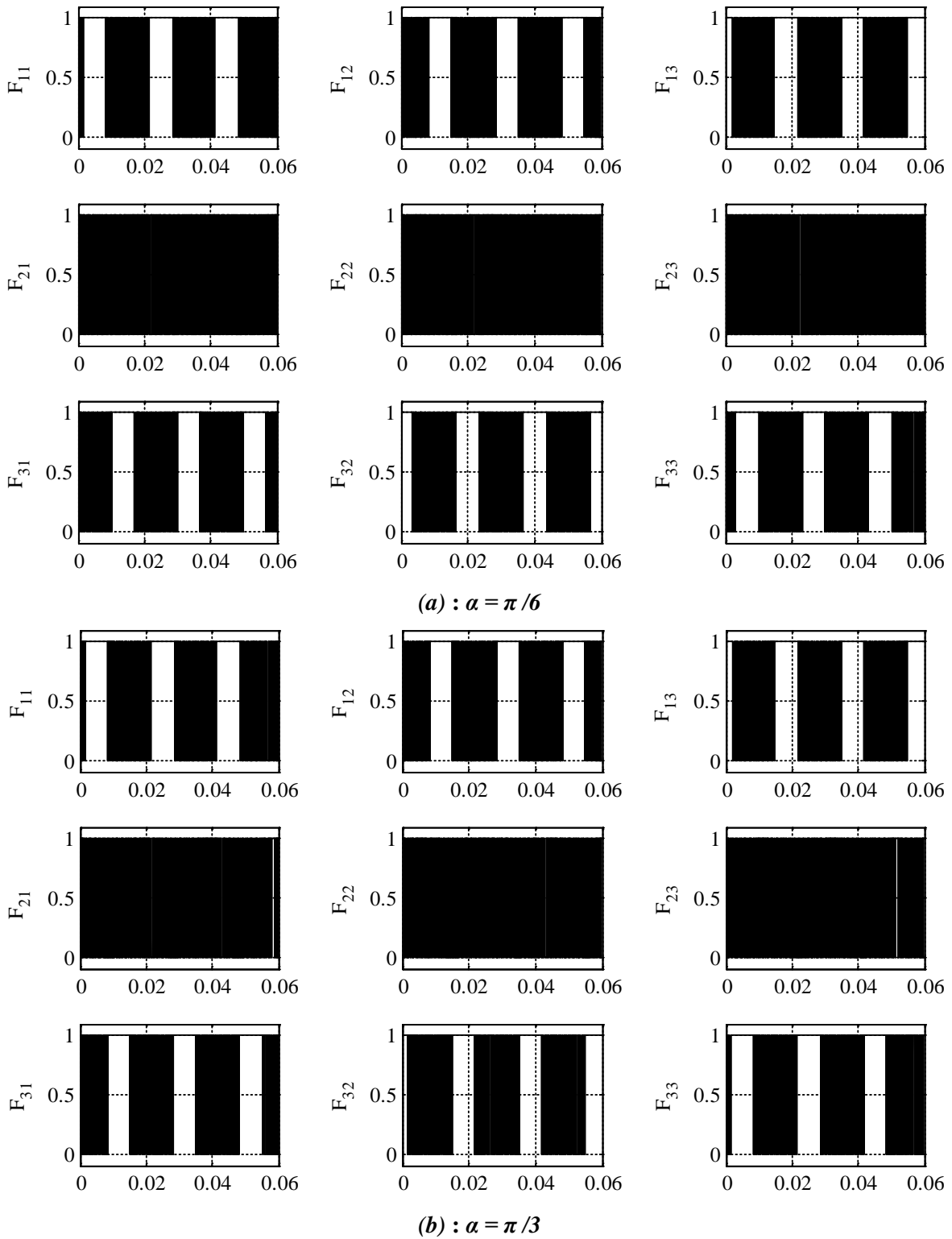
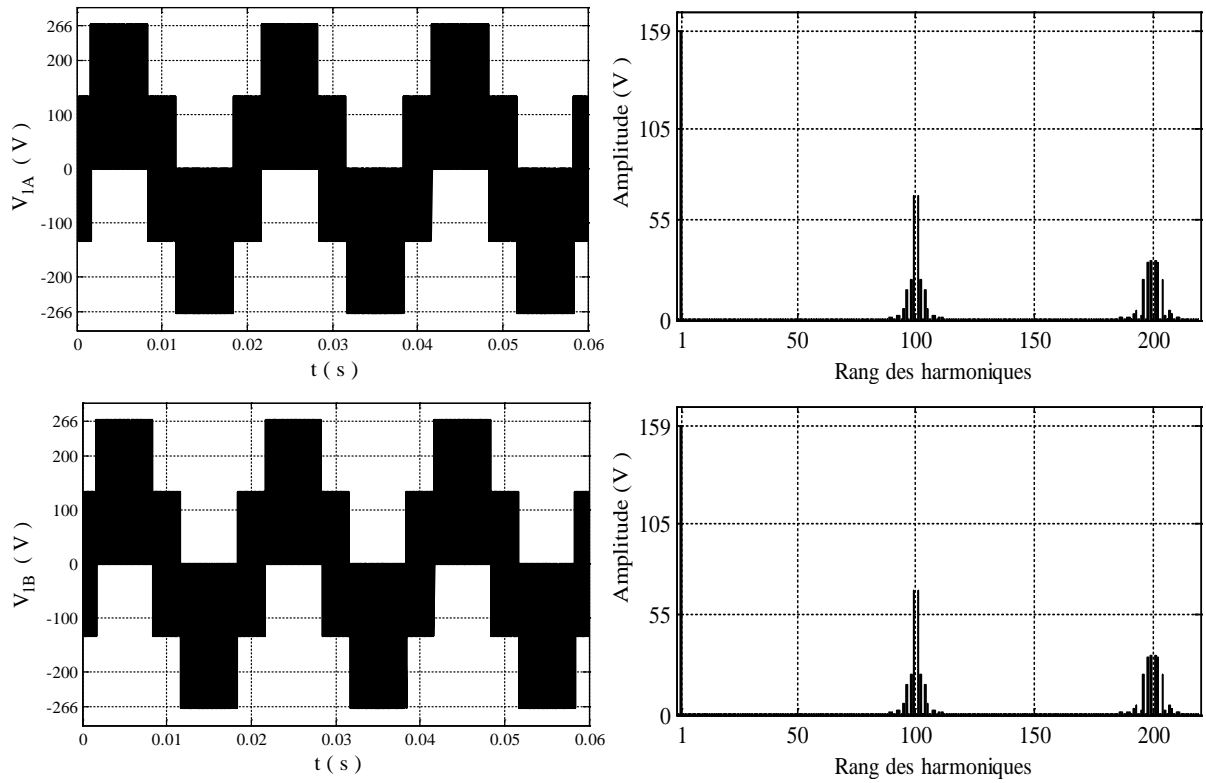
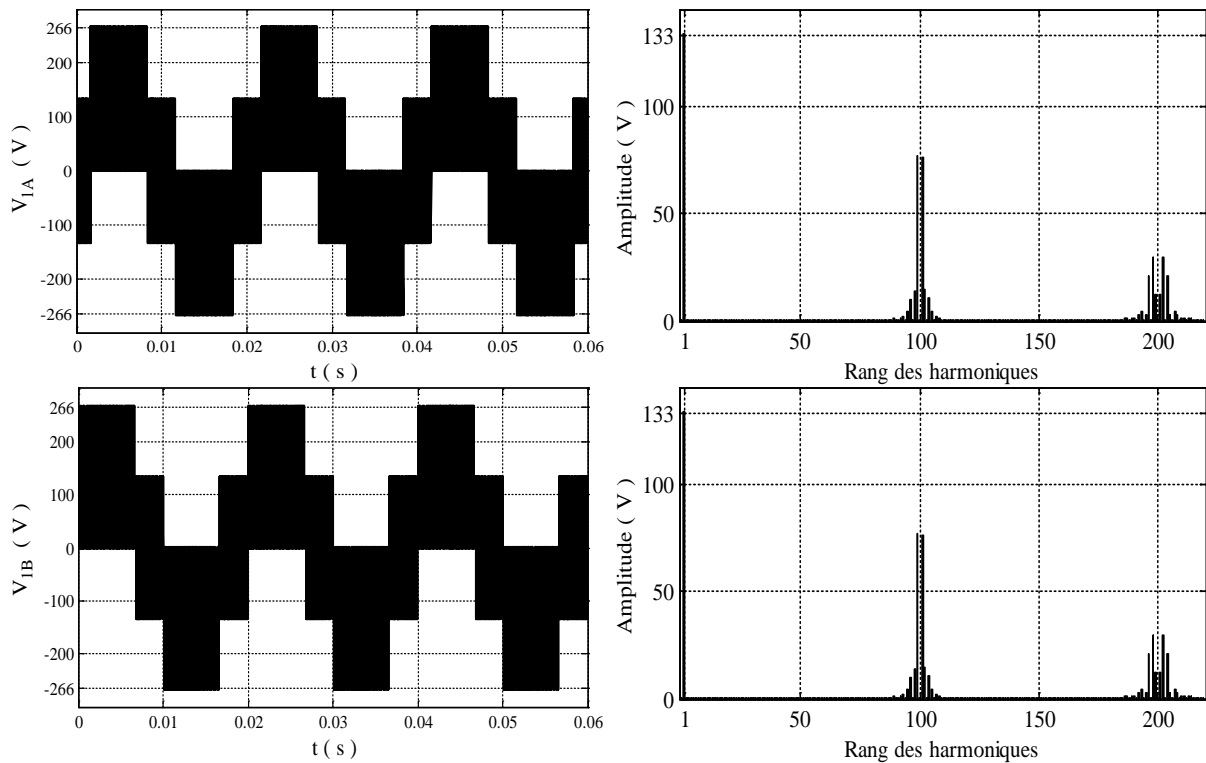


Figure. III.16 : Impulsions de commande pour les neuf interrupteurs



(a) :  $\alpha = \pi/6$



(b) :  $\alpha = \pi/3$

Figure. III.17 : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques

Notons ici, que les résultats obtenus sont en accord avec ceux issus du mode précédent en terme d'amplitude du fondamental et du contenu harmonique. Ce mode apporte

une amélioration notable du taux de modulation global ( $r_A + r_B$ ) jusqu'à 33.2 % et 58.8% pour  $\alpha = \pi/3$  et  $\alpha = \pi/6$  respectivement.

### III.3/ Commande de la cascade Z-Source onduleur à neuf interrupteurs

Pour assurer l'alimentation de deux charges, la tension du bus continu ( $E$ ) doit être supérieure à  $2\sqrt{2}V_{eff}/r$ , ( $V_{eff}$  : représente la valeur efficace de la tension nominale de la charge). Pour un réseau 50 Hz/230 V et avec un redresseur triphasé à diodes, la tension  $E$  est d'environ 540 V mais la tension nécessaire maximale pour une charge est environ 650 V.

La source continue avec le réseau en Z présente une importance majeure qui réside dans l'amplification de la tension à l'entrée de l'onduleur à neuf interrupteurs [El-Nagar\_19], [Dabour\_21].

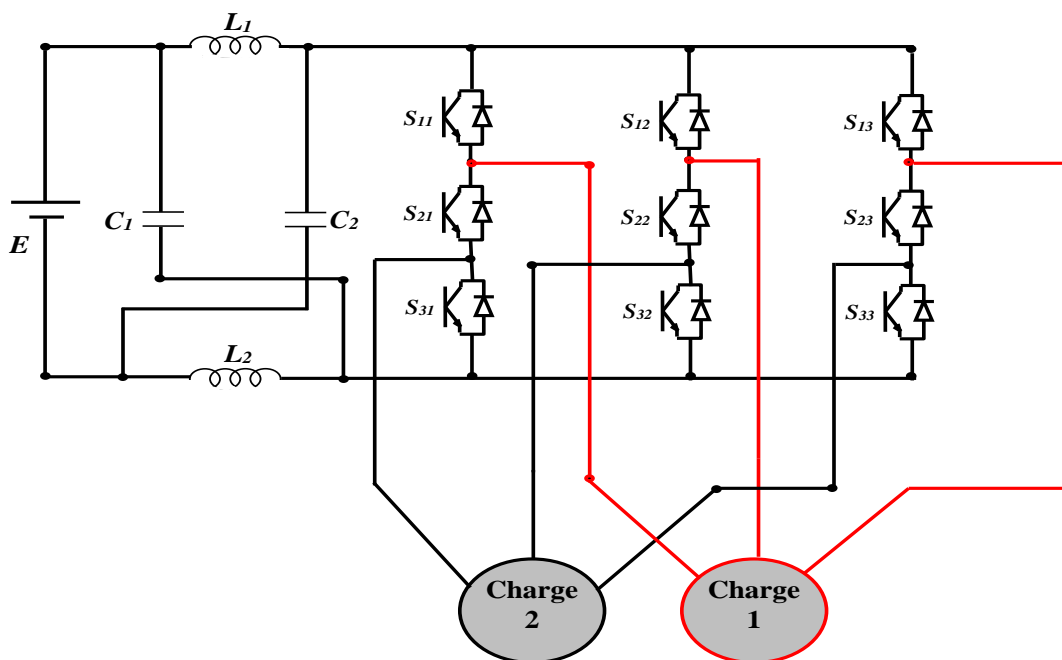


Figure. III.18 : Cascade Z-source\_Onduleur à neuf interrupteurs

Dans le chapitre précédent section II.4, nous avons présenté trois techniques de génération des états de court-circuit. La deuxième technique qui est basée sur le maximum et le minimum des tensions de référence, est mieux adaptée à l'onduleur à neuf interrupteurs.

La figure. III.19, montre la configuration appliquée sur un bras de l'onduleur pour générer les états de court-circuit [Dabour\_21].

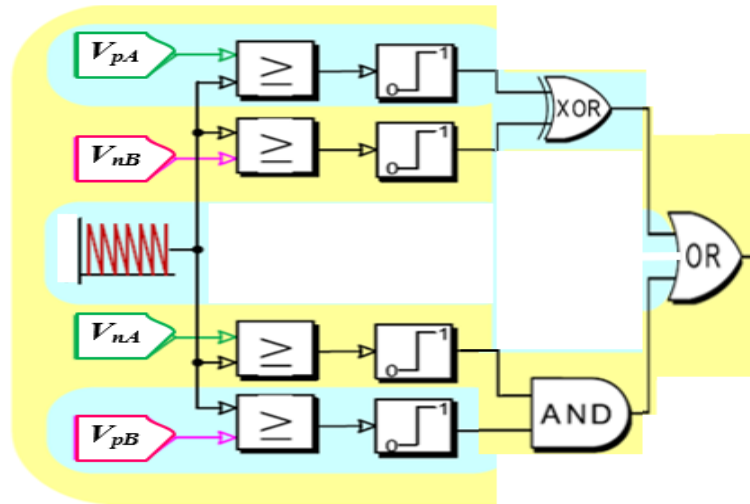
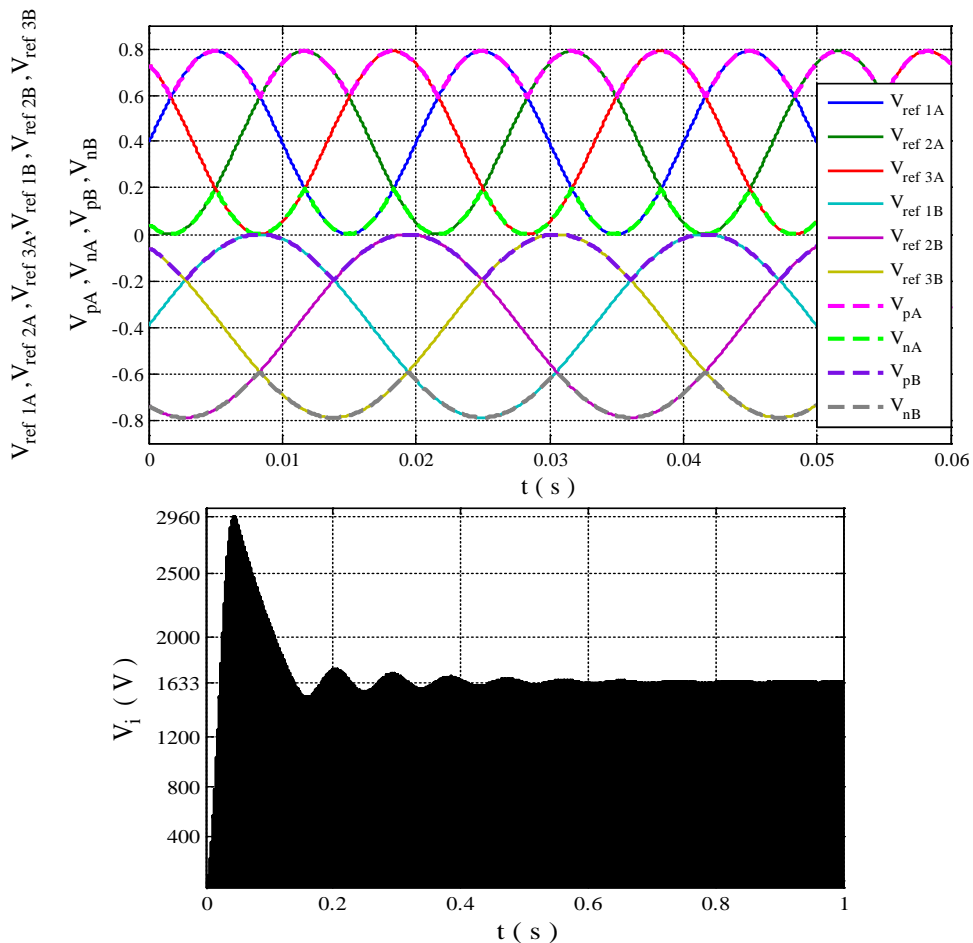


Figure. III.19 : Schéma de génération des états de court-circuit

Où :  $V_{pA}$  ( $V_{nA}$ ) et  $V_{pB}$  ( $V_{nB}$ ) : sont respectivement le maximum (Minimum) de système de tensions de référence A et B.

Les paramètres de simulation sont :

$$r_A = 0.4, r_B = 0.4, f_A = 50 \text{ Hz}, f_B = 30 \text{ Hz}, f_p = 5 \text{ kHz}, E = 500 \text{ V}$$



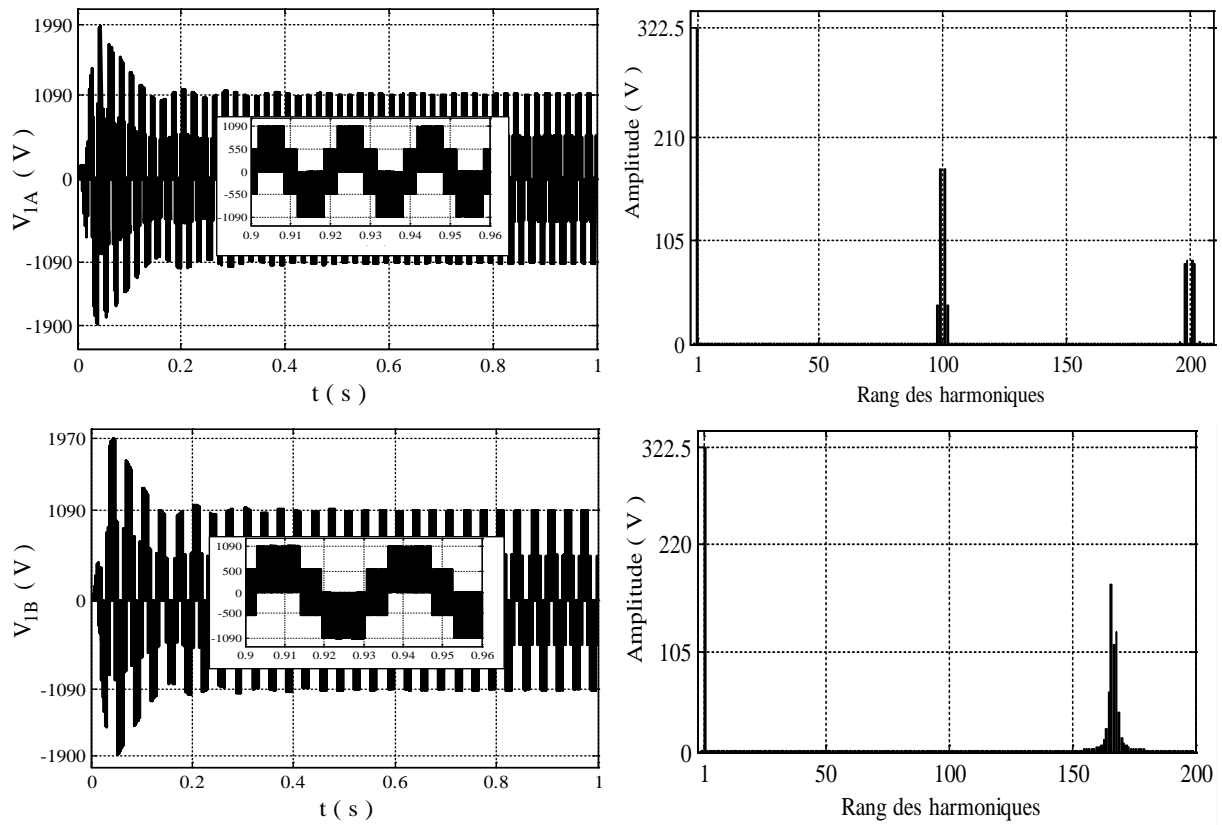
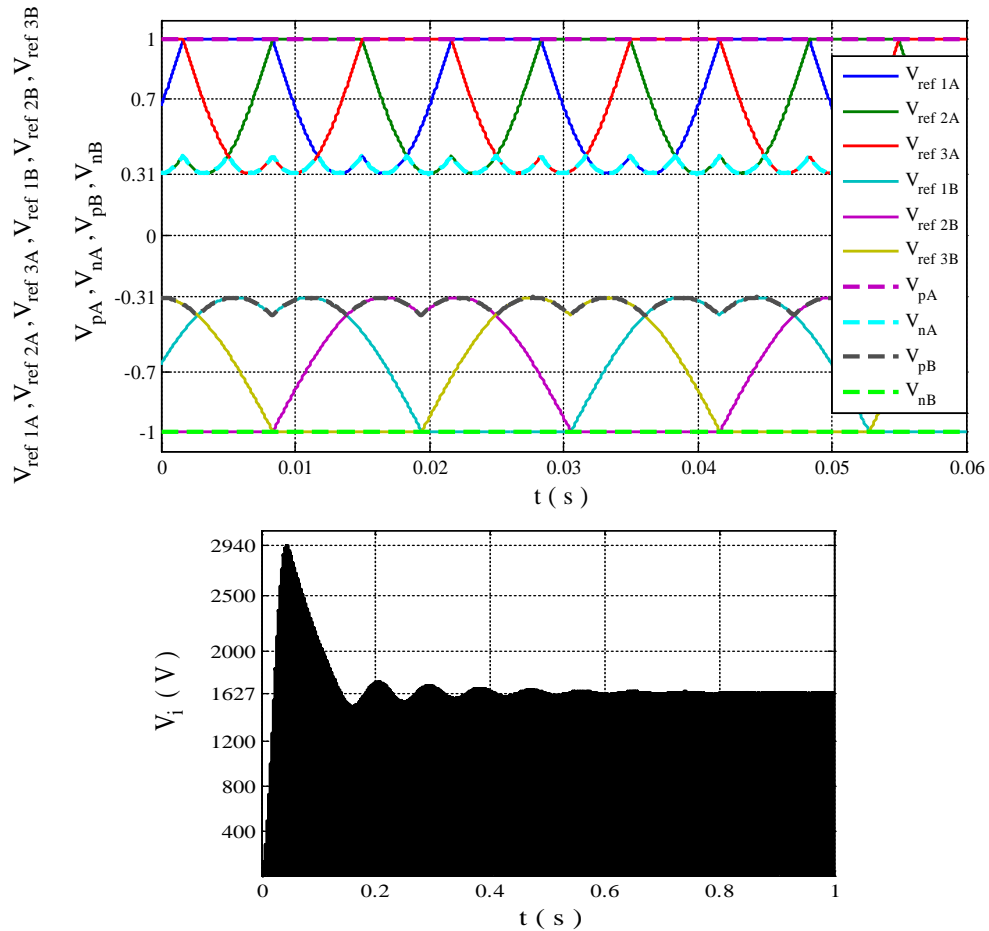


Figure. III.20 : Différentes tensions de la cascade (MLI continue)



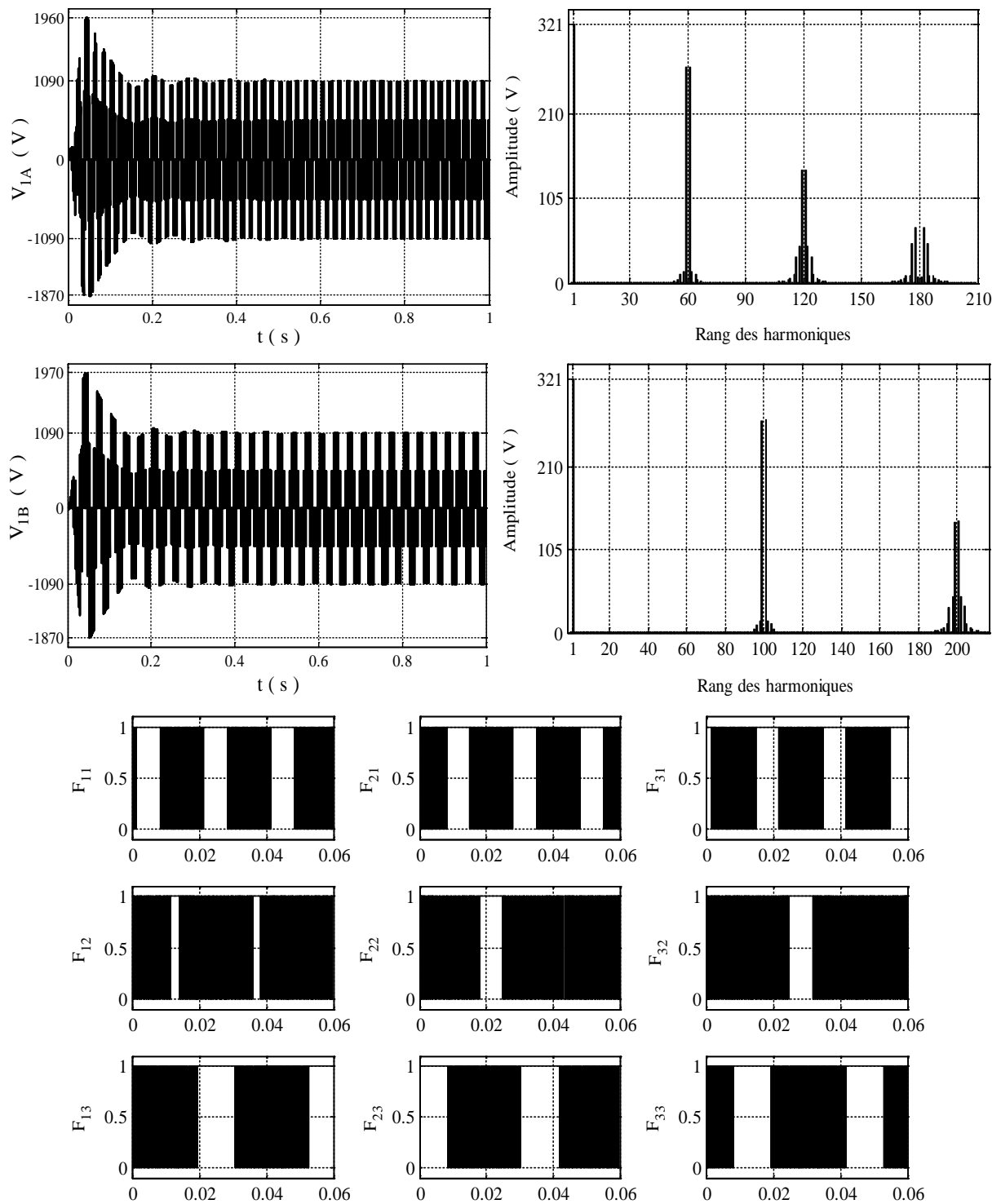


Figure. III.21 : Différentes tensions de la cascade (MLI discontinue)

Les résultats obtenus (Figure. III.20 et III.21) sont très satisfaisants et prouvent clairement la validité de la combinaison entre deux techniques pour commander la cascade soit en MLI continue ou discontinue. Les valeurs numériques des grandeurs principales : la tension  $V_i$  (1630 V) le spectre d'harmoniques de la tension  $V_{IA}$  et  $V_{IB}$ , (Amplitude du fondamental 320 V) coïncident avec les expressions (II.11) et (II.12).

***Conclusion***

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord, présenté l'architecture et les différentes stratégies MLI appliquées spécialement pour la commande de l'onduleur à neuf interrupteurs avec deux modes de fonctionnement. On peut distinguer entre ces modes par la fréquence des tensions de référence : à fréquences identiques ou à fréquences différentes. L'avantage majeur de la MLI discontinue adaptée à l'onduleur à neuf interrupteurs est de réduire fortement les pertes par commutation.

Ensuite, nous avons expliqué brièvement la méthode de commande de la cascade en se basant sur une configuration particulière pour la génération des états de court-circuit combinée avec la stratégie de commande de l'onduleur.

Nous pouvons confirmer que les allures des tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques nous donnent des bons résultats qui sont similaires à celles de l'onduleur triphasé à deux niveaux.



# *Conclusion générale*

---

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude d'une cascade basée sur un onduleur à double sorties triphasées, où l'objectif est de résoudre le problème de la tension élevée du bus continu.

Le premier chapitre a été consacré à la simulation des différentes techniques de commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux. Il s'agit de la modulation triangulo-sinusoïdale et la modulation vectorielle. Nous avons vu que la qualité de la tension de sortie dépend des paramètres de la modulation. L'augmentation de la fréquence de commutation repousse les harmoniques vers des ordres élevés, au détriment de l'augmentation des pertes dans les interrupteurs. Ensuite, on a présenté quelques fondements théoriques de la technique MLI discontinue qui constitue une solution efficace pour la réduction des pertes par commutation.

Le deuxième chapitre repose sur l'utilisation d'un bus continu connecté avec un réseau d'impédance. Ces impédances peuvent être connectées selon différentes configurations, la connexion en Z est celle qui attire le plus d'attention, vue à sa structure simple par rapport aux autres. Ensuite, un modèle mathématique pour extraire l'expression générale du facteur de survoltage a été présenté.

Une nouvelle notion de MLI est introduite pour commander un onduleur avec une source continue impédante. Elle correspond à la situation où les interrupteurs du même bras sont simultanément fermés. Ce cas est appelé état de court-circuit, et sa durée influe directement sur le facteur de survoltage. A noter que, l'insertion des états de court-circuit repose sur trois stratégies de commande basées sur la MLI triangulo-sinusoïdale. Ces stratégies sont présentées d'une façon très simple.

Le troisième chapitre présente tout d'abord un aperçu théorique d'un certain nombre de techniques MLI dédiées à la commande de l'onduleur à neuf interrupteurs. Les résultats de simulations obtenus sont très satisfaisants car les deux systèmes de tension générés sont similaires à ceux obtenus par un onduleur à deux niveaux. A la fin de ce chapitre, nous avons procédé à la commande mixte de la cascade : Z-source\_onduleur à neuf interrupteurs. Cette commande nous a permis d'un côté d'assurer l'amplification de la tension du bus continu et d'un autre côté de générer deux systèmes triphasés de tension.

Comme perspectives de ce travail, on propose :

- Introduction des moteurs asynchrones triphasés au lieu des charges R ;
- Étude détaillée des courant traversant l'onduleur à neuf interrupteurs ;
- Simulation des techniques MLI vectorielle destinées pour l'onduleur à neuf interrupteurs ;

*Références  
Bibliographiques*

---

**[Abbache\_15]**

Abbache. M A, « Étude et réalisation d'un onduleur à neuf. Interrupteurs alimentant deux moteurs asynchrones : application au véhicule Électrique à deux roues motrices », Mémoire de Magistère, École Militaire Polytechnique, Février 2015.

**[Aoued\_20]**

Aoued. S, Aous. A, « Etude et Commande d'un Onduleur Z-Source », Mémoire de Master, Université Ibn-Khaldoun de Tiaret, 2020.

**[Barkati\_08]**

Barkati. S, « Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes. Application à la conduite d'une machine asynchrone », Thèse de doctorat, ENP, Alger 2008.

**[Battiston\_14]**

Battiston. A, « Modélisation, commande, stabilité et mise en œuvre des onduleurs à source impédante. Application aux systèmes embarqués », thèse de Doctorat, Université de Lorraine, 2014.

**[Benkouider\_17]**

Benkouider. O, « Commande par mode glissant d'un onduleur deux niveaux à structure z-source », Mémoire de Master, Université de Médéa, 2017.

**[Benslimane\_23]**

Benslimane. S, Lembarki. A, « Comparaison des différentes commandes d'un onduleur à de niveaux associé à un moteur asynchrone », Mémoire de Master, Université de Ouargla, 2023.

**[Benzerga\_22]**

Benzerga. I, Bensmain. I, « Commande SVPWM d'un onduleur Z-source multi-niveaux à structure NPC », Mémoire de Master, Université de Médéa, 2022.

**[Boukaroura\_09]**

Boukaroura. A, « Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé », Mémoire de Magister en Electrotechnique, Décembre 2009.

**[Boulehia\_22]**

Boulehia. A, Babaghayou. S, « Commande d'une Centrale PV Connectée au Réseau Via un Onduleur à Source d'Impédance », Mémoire de Master, Université Amar Telidji-Laghouat, 2022.

**[Bouragbaoui\_22]**

Bouragbaoui. S, Hammaoui. I, « Etude Et Commande D'onduleur Z-Source Triphasée », Mémoire de Master, Université Ahmed Draia Adrar, 2022.

**[Boushaba\_14]**

Boushaba. A, Sanet. A, « Etude et Commande d'un convertisseur Z-Source », Mémoire d'Ingénieur, Ecole National Polytechnique, 2014.

**[Capitaneanu\_02]**

Capitaneanu. S L, « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique De Toulouse, 2002.

**[Dabour\_21]**

S. M. Dabour, E. M. Rashad, A. Abdel-Khalik, S. Ahmed, A. Massoud, « A Family of Discontinuous PWM Strategies for Quasi Z-Source Nine-Switch Inverters », IEEE Access, vol. 9, pp. 169161 -169165, 2021.

**[Eladjaoui\_13]**

Eladjaoui. M, Bechar. B, « Modélisation et commande d'un onduleur triphasé multiniveaux », Mémoire d'ingénieur, université de Tizi-Ouzou, 2013.

**[El-Nagar\_19]**

El-Nagar. M, Elserougi. A, Houssam\_Eldin. A, « Split-Source Nine-Switch Inverter (SSNSI): Analysis and Modulation », 2019 21<sup>st</sup> International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), Tanta University, Egypt.

**[Fekrini\_17]**

Fekrini. L, Zolikhha. A, « Commande vectorielle indépendante de deux machines asynchrones alimentées par un onduleur à neuf interrupteur », Mémoire de fin d'études, 2017.

**[Feng\_10]**

Feng .G, Lei .Z, Ding .L, Poh .C.L; Yi .T, Houlei .G, « Optimal Pulsewidth Modulation of Nine-Switch Converter », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 9, pp. 2331-2343, Sept. 2010.

**[Ghourzi\_19]**

Ghourzi. Z, Mimouni. A, « Stratégies de commande des onduleurs », Mémoire de Fin d'études, 2019.

**[Grusonl\_08]**

Grusonl. F, Videt. A, Le Moigne. Ph, Delarue. Ph, Baudesson. Ph, Ecrabey. J, « Intérêt de la structure onduleur Z-source », L2EP-Ecole Centrale de Lille, 2008.

**[Hamchaoui\_17]**

Hamchaoui. A, Yahiaoui. Y, « Etude et Commande d'un Convertisseur à Neuf Interrupteurs dédié à L'alimentation d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Mémoire de fin de cycle, Université de Béjaia, 2017.

**[Hava\_98]**

Ahmet M. Hava, Russel J. Kerkman, A. Lipo, « A High-Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm », IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 34, No. 5, September/October 1998.

**[Irzil\_18]**

Irzil. B, Yennek. M, « Pilotage de deux moteurs asynchrones par un convertisseur à neuf cellules », Mémoire de Fin d'Etudes, 2018.

**[Jarutus\_14]**

Jarutus. N, Yuttana, K, « Phase-shift Space Vector Pulse Width Modulation for Nine-switch Inverter », IEEE-ICEMS, pp.3382-3385, 2014.

**[Jarutus\_16]**

Jarutus. N, Yuttana, K, « Discontinuous and Continuous Space Vector Modulations for a Nine-switch Inverter », IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2016.

**[Jurifa\_15]**

Jurifa. M, Zulkifilie. I, Marizan. S, Azziddin.M, N. K, « Independent Control for Dual-PMSM Drives using Five-Leg Inverter », Power Electronics and Drives, Melaka, 2015 IEEE.

**[Kazuo\_07]**

Kazuo.O, Yusuke.N, Ryuji.O, Kanta.S, Atsushi.F, Kouki.M, « Characteristic comparison between five-leg inverter and nine-switch inveter », Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07.

**[Kominami\_07]**

Kominami. T, Fujimoto. Y, «A novel nine-switch inverter for independent control of two three-phase loads », IEEE Industry Applications Society Annual Conference (IAS), pp 2346–2350, 2007.

**[Lalili\_09]**

Lalili. D, « MLI vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multi niveaux. Application à la conduite de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, ENP, Alger 2009.

**[Lalili\_22]**

Lalili. D, « Convertisseurs DC\_AC et leurs commande », Master 1 Electrotechnique, Cours d'électronique de puissance Avancée.

**[Loh\_10]**

Loh. P.C, Gao. F, and Blaabjerg. F, « Embedded EZ-source inverter », IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 46, no. 1, pp. 256–267, Jan./Feb. 2010.

**[Mahdjoubi\_20]**

Mahdjoubi. S, Hala. A, « Control of a Z-source inverter integrated in a photovoltaic system », Mémoire de master, Université Ahmed Draia Adrar, 2020.

**[Makhlouf\_15]**

Makhlouf. B, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone avec Optimisation de l'Alimentation », Thèse de doctorat, Université de MEDEA, 2015.

**[Mande\_23]**

Mande. D, « Onduleur Quasi-Z-Source Pour Un Système De Traction De Véhicules Électriques À Sources Multiples : Contrôle Et Gestion », Thèse de doctorat, Université de Sherbrooke (Québec) Canada,2023.

**[Marouani\_10]**

Marouani. K, « Contribution à la commande d'un entraînement électrique à base de moteur asynchrone double étoile », Thèse de doctorat, École militaire polytechnique, Alger, 2010.

**[Martin\_08]**

Martin. J, Slobodan. N V, Drazen. D, Emil. L, Wright. P, « Five-leg inverter PWM technique for reduced switch count two-motor constant power applications », Electric Power Applications, IET , 2008, Vol. 2, No. 5, pp. 275–287.

**[Mohana\_20]**

Mohana. P, « Improving the DC-link utilization of nine switch boost inverter suitable for Six-Phase Induction Motor », IEEE Transactions on transportation, VOL. 6, NO. 3, SEPTEMBER 2020.

**[Nobutaka\_10]**

Nobutaka. K, Kazuo. O, Kouki. M, « Characteristics of independent two induction motor drives fed by a four-leg inverter », 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition.

**[Okbaoui\_19]**

Okbaoui. S, Chain. M, « Réalisation et commande d'un onduleur triphasé à deux niveaux », Mémoire de Master, Université de Laghouat,2019.

**[Ouail\_15]**

Ouail. M, « Analyse et simulation des techniques de commande de l'onduleur Z-source », Mémoire de master, école nationale polytechnique, 2015.

**[Ounnas\_19]**

Ounnas. Z, Sabour. A, « Modélisation et commande d'un onduleur multi-niveaux à Z- source », Mémoire de master, Université de Médéa, 2019.



**[Peng\_03]**

Peng. F. Z, « Z-Source inverter », IEEE Transactions on Industry Application, vol/issue: 39(2), pp. 504-510, 2003.

**[Rajambal\_10]**

Rajambal. K, Rajarajan. B, Khan. A, « Design analysis and implementation of nine switch inverter for the independent control of two AC motors », India International Conference on Power Electronics 2010 (IICPE2010)

**[Rostami\_08]**

Rostami. H, Khaburi. D. A, « Voltage Gain Comparison of Different Control Methods of the Z-Source Inverter », International conference on electrical and electronics engineering 2009.

**[Sangeeta\_14]**

Sangeeta. D, Tapas. R, « different types of PWM techniques analysis for Z-source inverter », Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE), p-ISSN: 2320-3331, Volume 9, Issue 3, 2014.

**[Siwakoti\_15]**

Siwakoti. Y, Fang. Z, Frede. B, Poh. C, Graham. E, « Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part I: A Topological Review », IEEE transactions on power electronics, vol. 30, no. 2, February 2015.

**[Sohit\_17]**

Sohit. S, Mohan & A, Apekshit. B, « direct torque control of symmetrical six-phase induction machine using nine switch inverter », IEEE Transportation Electrification Conference (ITEC-India) 2017.

**[Touil\_19]**

Touil. S. A, « Commande des onduleurs de tension en modulation discontinue : application aux sources photovoltaïques », Thèse de doctorat, Université de Jijel, 2019.

**[Zaamouche\_18]**

Zaamouche. F, « Amélioration des tensions de sorties des onduleurs par l'utilisation des nouvelles topologies et techniques de commandes », Thèse de doctorat, Université de Annaba, 2018.

## ملخص

يهدف هذا العمل إلى دراسة سلسلة تعتمد بالأساس على موج ذو مخرجين ثلاثية الطور (موج ذو تسع قواطع) يتم تغذية الموج بواسطة مصدر مستمر ممانع (مصدر مستمر Z). تسمح هذه السلسلة بحل مشكلة ضرورة الجهد العالي في المصدر المستمر. يتم التحكم في هذا الموج عن طريق تقنيات تعديل عرض الذبذبات خصوصا بتطبيق أنواع عديدة من الاستراتيجيات المستمرة والمتقطعة، تعتبر هذه التقنيات امتداد للاستراتيجيات المطبقة على الموج ثلاثي الطور ثنائي المستوى.

سمح لنا تطبيق التحكم المختلط في هذه السلسلة، من ناحية، بضمان رفع الجهد في المصدر المستمر، ومن ناحية أخرى، بتوليد نظامين ذات جهد ثلاثي الطور. يتم إجراء عمليات المحاكاة في بيئة Matlab/Simulink للتأكد من صلاحية سلسلة.

**الكلمات المفتاحية:** مصدر مستمر Z، تعديل عرض الذبذبات المستمرة والمتقطعة، موج ذو تسع قواطع.

## Résumé

L'objectif de ce mémoire est d'étudier la commande d'une cascade basée sur un onduleur à double sorties triphasées (onduleur à neuf interrupteurs), alimenté à travers une source continue impédante (Z-source). Cette cascade permet de résoudre le problème de la nécessité d'une tension élevée du bus continu. L'onduleur à neuf interrupteurs est commandé par les techniques de modulation de largeurs d'impulsions (MLI) continue et discontinue. Ces techniques sont des extensions des stratégies appliquées aux onduleurs triphasés à deux niveaux. La commande mixte de cette cascade nous a permis d'un côté d'assurer l'amplification de la tension du bus continu et d'un autre côté de générer deux systèmes de tension triphasés. Des simulations sont effectuées sous l'environnement Matlab/Simulink pour confirmer la validité de cette cascade.

**Mots clés :** Z-source, MLI continue et discontinue, onduleur à neuf interrupteurs.

## Abstract

The objective of this thesis is to study the control of a cascade based on a double output three-phase inverter (nine-switch inverter), supplied through an impedance source (Z-source). This cascade solves the problem of requiring a high DC bus voltage. The nine-switch inverter is controlled by continuous and discontinuous pulse width modulation (PWM) techniques. These techniques are extensions of the strategies applied to three-phase two-level inverters. The hybrid control of this cascade allowed us, on the one hand, to ensure the amplification of the DC bus voltage and, on the other hand, to generate two three phase voltage systems. Simulations are carried out in MATLAB/SIMULINK environment to confirm the validity of this cascade.

**Keywords :** Z-source, continuous and discontinuous PWM, nine Switches Inverter.