

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE 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° :/2022

MEMOIRE DE MASTER

DOMAINE : Sciences et Technologies

FILIÈRE : Électrotechnique

SPÉCIALITÉ : Commandes électriques

Thème

**Commande et Analyse des Onduleurs à Structure
Optimisée**

Présenté Par : ZEMIECHE Chaima

Encadré Par : Dr B. MAKHLOUF

FATES Aya

Date de soutenance : 13/07/2022

Jury de Soutenance

Président : Boudjerda. N

Grade Professeur

Univ MSB Jijel

Encadreur : Makhlof. B

Grade Docteur

Univ MSB Jijel

Examineur : Lalili. D

Grade Professeur

Univ MSB Jijel

Promotion :2021 /2022

Dédicace

A mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de nos études,

A mes chères sœurs Houda et Oumaima, pour leur encouragements permanents, et leur soutien moral,

A mes chers frères Bahaeddine, Aymen et Yahia, pour leur appui et leur encouragement,

A toute ma famille pour son soutien tout au long de mon parcours universitaire,

Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux, et le fruit de votre soutien infailible,

Merci d'être toujours là pour moi.

Chaima...

Dédicaces

Je dédie ce travail à mes très chers parents, je leurs remercie pour leurs sacrifices, leurs Patiences, Leur soutien, l'aide et les encouragements qui m'ont apporté durant toutes ces années d'étude. Sans eux, je ne serais pas ce que je suis aujourd'hui.

Je dédie ce travail également:

A mes cherss œurs

A mes chers frères

A toute ma famille

A tous mes amis

Aya ...

REMERCIEMENTS

Nous remercions Dieu tout puissant de nous avoir donné la force et la patience pour mener ce travail à terme.

Nous exprimons notre profonde gratitude au Dr B. MAKHLOUF pour avoir assumé la responsabilité de nous encadrer, nous orienter et de nous conseiller tout au long de la réalisation de ce travail ainsi pour la confiance qu'il nous a accordé.

Nous remercions vivement tous ceux qui nous ont apporté, de près ou de loin, l'orientation, le soutien et l'aide dans la réalisation et la concrétisation de ce travail chacun avec son nom, et en particulier notre collègue Narimene LATAR.

Nous ne terminions pas sans remercier vivement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'évaluer notre travail.

Nos vifs remerciements à tous nos enseignants du primaire à l'université.

Sommaire

<i>Introduction générale</i>	1
<i>Chapitre I : Techniques de commande de l'onduleur à cinq bras</i>	
<i>Introduction</i>	2
<i>I.1/ Modélisation de l'onduleur</i>	2
<i>I.2/ Techniques de commande</i>	4
<i>I.2.1/ MLI triangulo-sinusoidale</i>	4
<i>I.2.1.a/ Stratégie -1-</i>	6
<i>I.2.1.b/ Stratégie -2-</i>	8
<i>I.2.1.c/ Stratégie -3-</i>	10
<i>I.2.2/ Modulation vectorielle</i>	13
<i>I.2.2.a/ Stratégie -1-</i>	17
<i>I.2.2.b/ Stratégie -2-</i>	19
<i>Conclusion</i>	21
<i>Chapitre II : Techniques de commande de l'onduleur à neuf interrupteurs</i>	
<i>Introduction</i>	22
<i>II.1/ Modélisation de l'onduleur</i>	22
<i>II.2/ Techniques de commande</i>	23
<i>II.2.1/ MLI triangulo-sinusoidale</i>	23
<i>II.2.1.a. Stratégie -1-</i>	24
<i>II.2.1.b/ Stratégie -2-</i>	27
<i>II.2.1.c/ Stratégie -3-</i>	29
<i>II.2.2/ Modulation vectorielle</i>	31
<i>Conclusion</i>	33
<i>Chapitre III : Analyse harmonique et calcul des pertes par commutation</i>	
<i>Introduction</i>	34
<i>III.1/ Harmoniques</i>	34
<i>III.1.1/ Origines des harmoniques</i>	34
<i>III.1.2/ Caractérisation des harmoniques</i>	35
<i>III.1.2.1/ Rang de l'harmonique</i>	35
<i>III.1.2.2/ Déformation d'un signal sinusoidal</i>	35
<i>III.1.2.3/ Taux harmonique de rang n</i>	35
<i>III.1.2.4/ Taux d'harmonique de distorsion (THD)</i>	35
<i>III.1.3/ Effets des harmoniques</i>	35
<i>III.1.4/Résultats de simulation</i>	36

Sommaire

III.2/ Pertes dans les composants de puissance (IGBT).....	40
III.3/ Pertes par commutation.....	40
III.3.1/ Méthode approximative.....	41
III.3.2/ Méthode pratique.....	42
III.3.2.a/ Approche -1-.....	42
III.3.2.b/ Approche -2-.....	42
III.4/ Résultats de simulation.....	43
III.4-1/ Onduleur à cinq bras.....	43
III.4-2/ Onduleur à neuf interrupteurs.....	46
Conclusion.....	48
Conclusion générale.....	49
Bibliographies.....	50

Introduction générale

Le développement des technologies électrotechniques et les enjeux économiques actuels conduisent de plus en plus à l'utilisation des systèmes comprenant plusieurs charges électriques. L'usage de structures classiques c.à.d. multi-charges/multi-convertisseurs, peut conduire à un nombre important de composants de puissance utilisés. Le prix et le volume de la structure vont alors augmenter, le volume est lié surtout au système de refroidissement des composants de puissance. Des travaux de recherche ont été réalisés pour résoudre ce problème. Nous nous intéressons au convertisseur continu/alternatif qui est l'onduleur. Deux méthodes ont été proposées [Bidart_11] :

- Lorsque les charges sont activées (Opérationnelle) pendant des durées différentes pour réaliser des tâches distinctes. Dans ce cas un seul onduleur commun est suffisant.
- Si le fonctionnement des charges est indépendant, deux nouvelles topologies développées au cours des dernières années sont : l'onduleur à cinq bras (Five legs inverter : FLI) utilise seulement dix composants et l'onduleur à neuf commutateurs ou interrupteurs (Nine switch inverter : NSI). Ces deux topologies sont équivalentes à deux onduleurs triphasés à deux niveaux par conséquent offre au minimum deux composants de puissance [Martin_08]¹, [Dehghani_12].

Plusieurs techniques peuvent être mises en œuvre pour commander ce type d'onduleurs, la plus utilisée est la modulation de largeurs d'impulsions (MLI), cette dernière est divisée en deux familles : la modulation triangulo-sinusoïdale et la modulation vectorielle. Ces techniques sont des extensions des stratégies MLI appliquées aux onduleurs triphasés à deux niveaux. Avec les techniques MLI, les harmoniques indésirables se produisent à des fréquences beaucoup plus élevées. Ainsi le filtrage est beaucoup plus facile et moins coûteux [Kimura_05], [Martin_08]¹, [Drazen_09]. De telles structures apportent non seulement l'optimisation du nombre de composants de puissance mais également l'augmentation des pertes par commutation au fur et à mesure que la fréquence de commutation augmente [El-Nagar_19].

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

Le premier chapitre sera consacré à la simulation des différentes stratégies MLI appliquées à l'onduleur à cinq bras.

Au chapitre deux quelques stratégies de commande de l'onduleur à neuf interrupteurs seront simulées.

Le troisième chapitre est consacré à une évaluation des performances des deux onduleurs en termes d'harmoniques de tension (Courant) et de pertes par commutation.

En fin, nous terminons par une conclusion générale qui évaluera l'ensemble des résultats obtenus.

Chapitre I

Techniques de commande de l'onduleur à cinq bras

Introduction

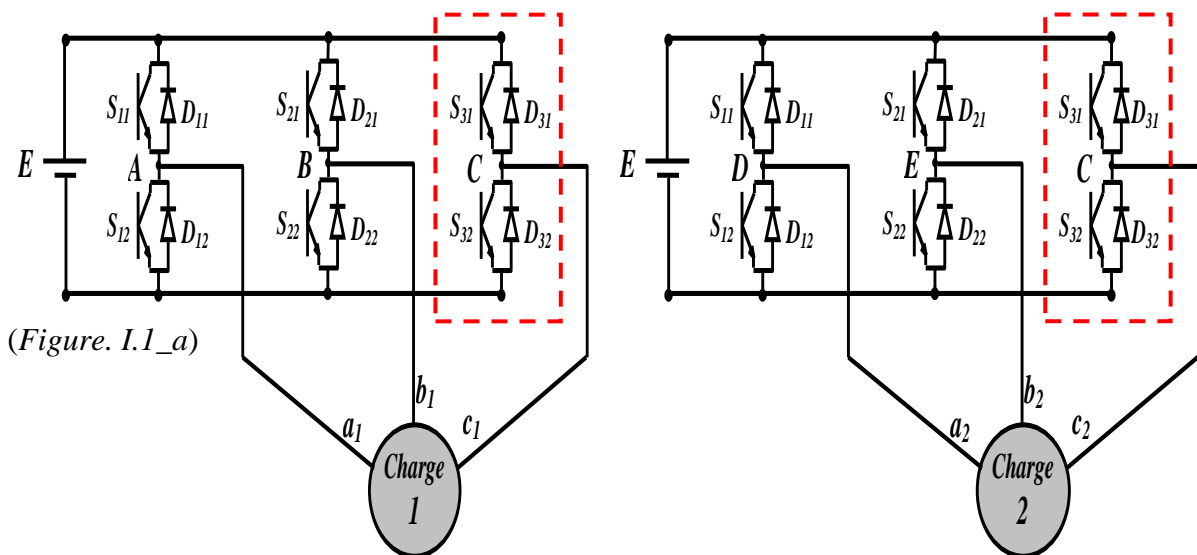
Aujourd'hui, les systèmes multi-charges/mono-convertisseur occupent une place importante dans les applications industrielles telles que la motorisation électrique, l'industrie du papier, textile et les véhicules électriques.

L'amélioration des performances d'entraînement double triphasé est un axe de recherche très riche. Cette amélioration peut être atteinte soit par la modification de la structure de l'onduleur ou soit par le développement des nouvelles stratégies de commande [Jurifa_15]. En revanche, ces efforts de recherche ont été déployés pour réduire le nombre de composants d'électronique de puissance requis dans les systèmes d'entraînement double triphasé, afin de réduire le volume et par conséquent le coût globale de convertisseur. Il existe plusieurs topologies typique des onduleurs multi-bras car un bras commun est partagé entre les charges, les plus connus sont : onduleur à cinq bras, onduleur à cinq bras sachant que les composants du bras commun sont remplacés par des condensateurs et enfin l'onduleur à sept bras [Nobutaka_10]. Nous nous intéressons dans ce chapitre à l'onduleur à cinq bras.

De nombreuses stratégies de modulation de largeurs d'impulsions (MLI) ont été appliquées au onduleur à cinq bras, les plus connues sont : la modulation triangulo-sinusoidale et la modulation vectorielle, ces stratégies sont des extensions de celles de l'onduleur triphasé à deux niveaux [Martin_08]¹.

I.1/ Modélisation de l'onduleur

La structure de l'onduleur à cinq bras est présentée à la figure. I.1_b [Kazuo_06], elle consiste à mettre en série deux onduleurs triphasés à deux niveaux (Figure. I.1_a), avec la fusion de deux bras. Chaque bras est composé de deux interrupteurs. Chaque interrupteur comporte un transistor (IGBT) et une diode montée en tête bêche.



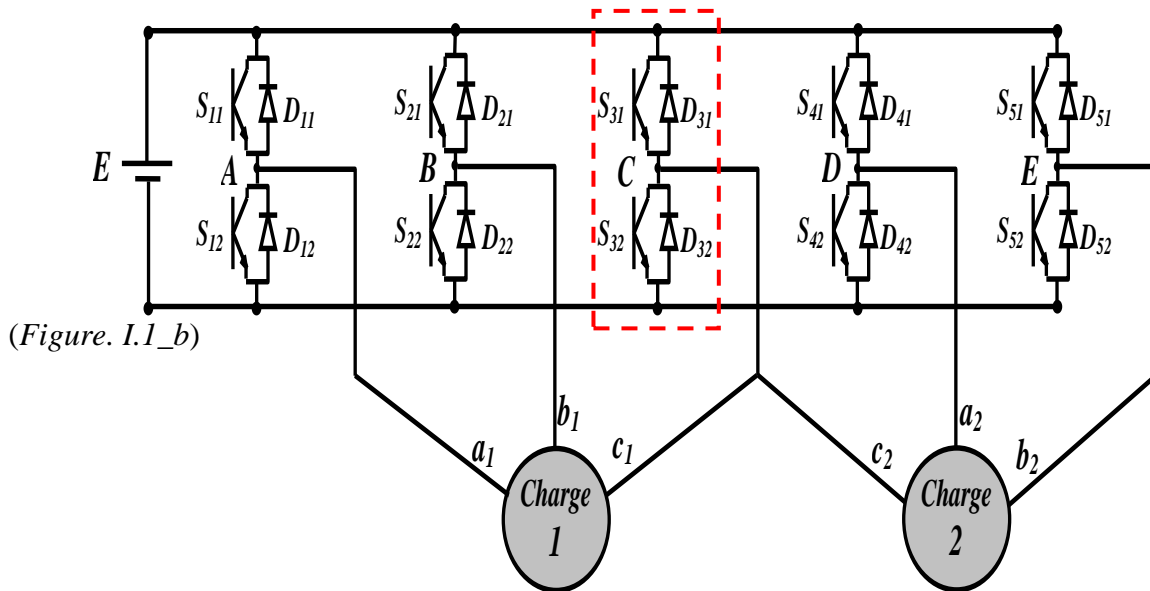


Figure. I.1- Structure des onduleurs

Les bras A et B de l'onduleur sont reliés directement aux phases a_1 et b_1 respectivement de la charge 1. De même les bras D et E sont reliés directement aux phases a_2 et b_2 respectivement de la charge 2. Les deux charges partagent le bras C (phase c_1 et c_2) [Kazuo_06].

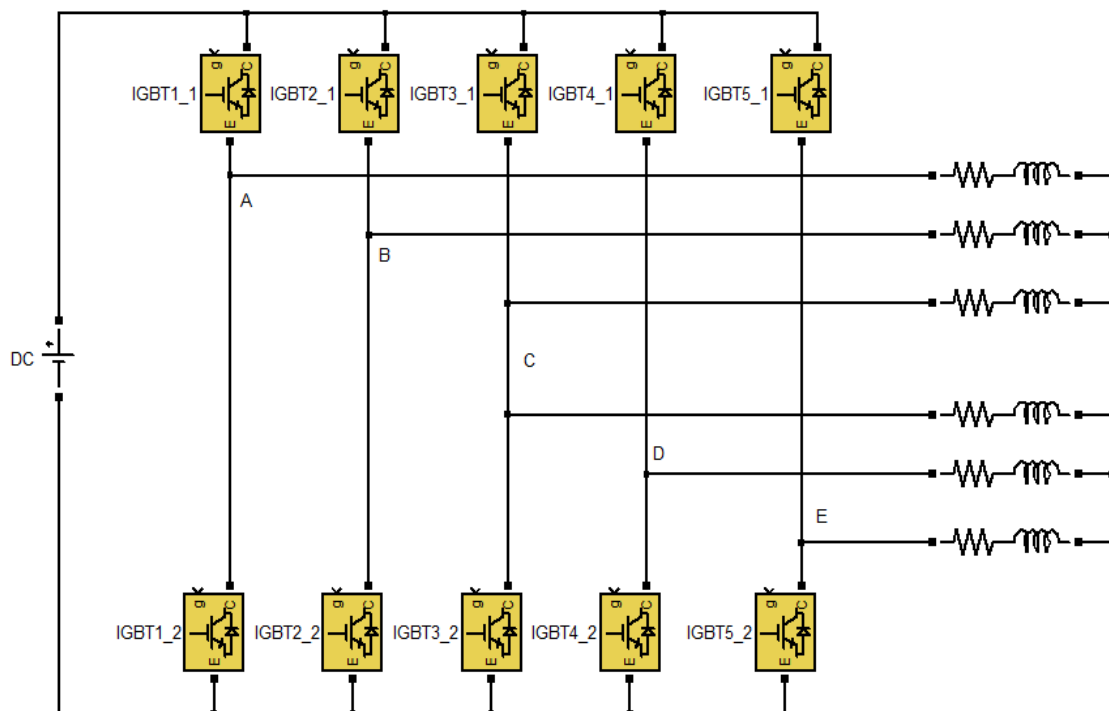


Figure. I.2- Schéma de l'onduleur sous Matlab/Simulink

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

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (i = 1 \dots 5, j = 1,2) \quad (\text{I.1})$$

Les deux interrupteurs de chaque bras sont commandés d'une façon complémentaire, donc :

$$F_{i1} = 1 - F_{i2} \quad (i = 1 \dots 5) \quad (\text{I.2})$$

I.2/ Techniques de commande

La commande MLI consiste à multiplier le nombre de commutations des interrupteurs pour chaque période de la tension de sortie, afin de pousser les harmoniques vers des rangs les plus élevés et d'éliminer les harmoniques de faibles fréquences. Plusieurs techniques de la MLI ont été développées aux cours des années [Ranganathan_04].

I.2.1/ MLI triangulo-sinusoidale

Elle est basée sur la comparaison entre un signal de référence sinusoïdale, appelé signal de référence, et un signal triangulaire appelé porteuse. La commutation est effectuée aux instants d'intersection des deux signaux [Ranganathan_04].

On va utiliser deux systèmes de références triphasées et une porteuse triangulaire :

$$\begin{cases} V_{ak}^* = V_{mk} \cdot \sin(\omega_k \cdot t) \\ V_{bk}^* = V_{mk} \cdot \sin\left(\omega_k \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ck}^* = V_{mk} \cdot \sin\left(\omega_k \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}, (\omega_k = 2 \cdot \pi \cdot f_k), (k = 1,2) \quad (\text{I.3})$$

Trois paramètres caractérisent cette modulation [Kazuo_07] :

- *Indice de modulation* m_k : égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence de la référence f_k :

$$m_k = \frac{f_p}{f_k}; (k = 1,2) \quad (\text{I.4})$$

- *Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension* r_k : égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{mk} à la valeur crête U_{pm} de la porteuse:

$$r_k = \frac{V_{mk}}{U_{pm}}; (k = 1,2) \quad (\text{I.5})$$

- *Facteur d'utilisation du bus continu (Voltage Utility Facteur) VUF* : qu'est le rapport entre la tension de ligne et la tension de bus continu :

$$VUF = r_k \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = V_{mk} \cdot \frac{\sqrt{3}}{E}; (k = 1,2) \quad (\text{I.6})$$

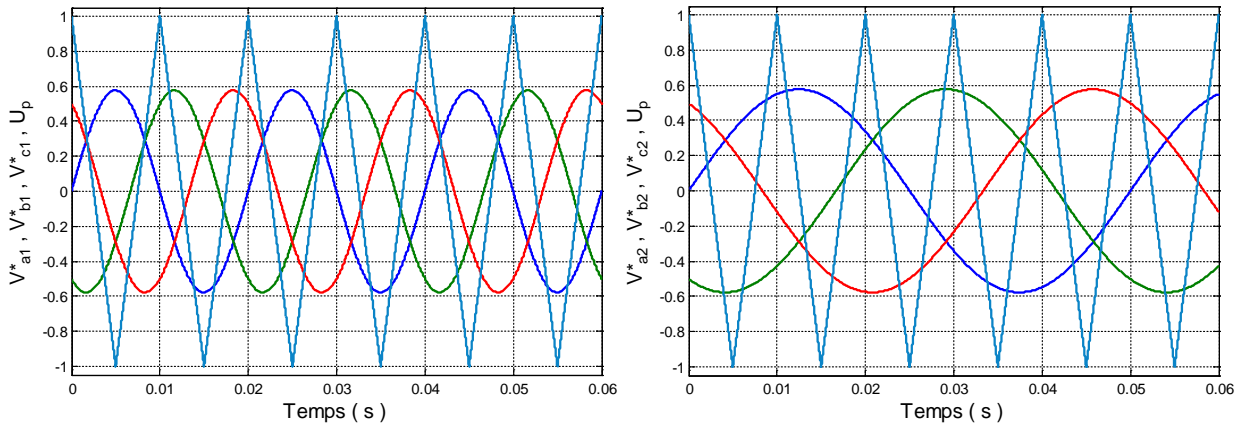


Figure. I.3- Différents signaux de la stratégie
 ($r_1 = 0.6$; $f_1 = 50$ Hz ; $r_2 = 0.6$; $f_2 = 25$ Hz ; $f_p = 100$ Hz)

Les allures de la figure. I.4, présentent quelques spectres d'harmoniques des tensions générées par un onduleur triphasé à deux niveaux, pour différents valeur du taux de modulation. Avec : la tension du bus continu : $E = 600$ V, la fréquence des tensions de références : $f = 50$ Hz et la fréquence de la porteuse : $f_p = 10$ kHz

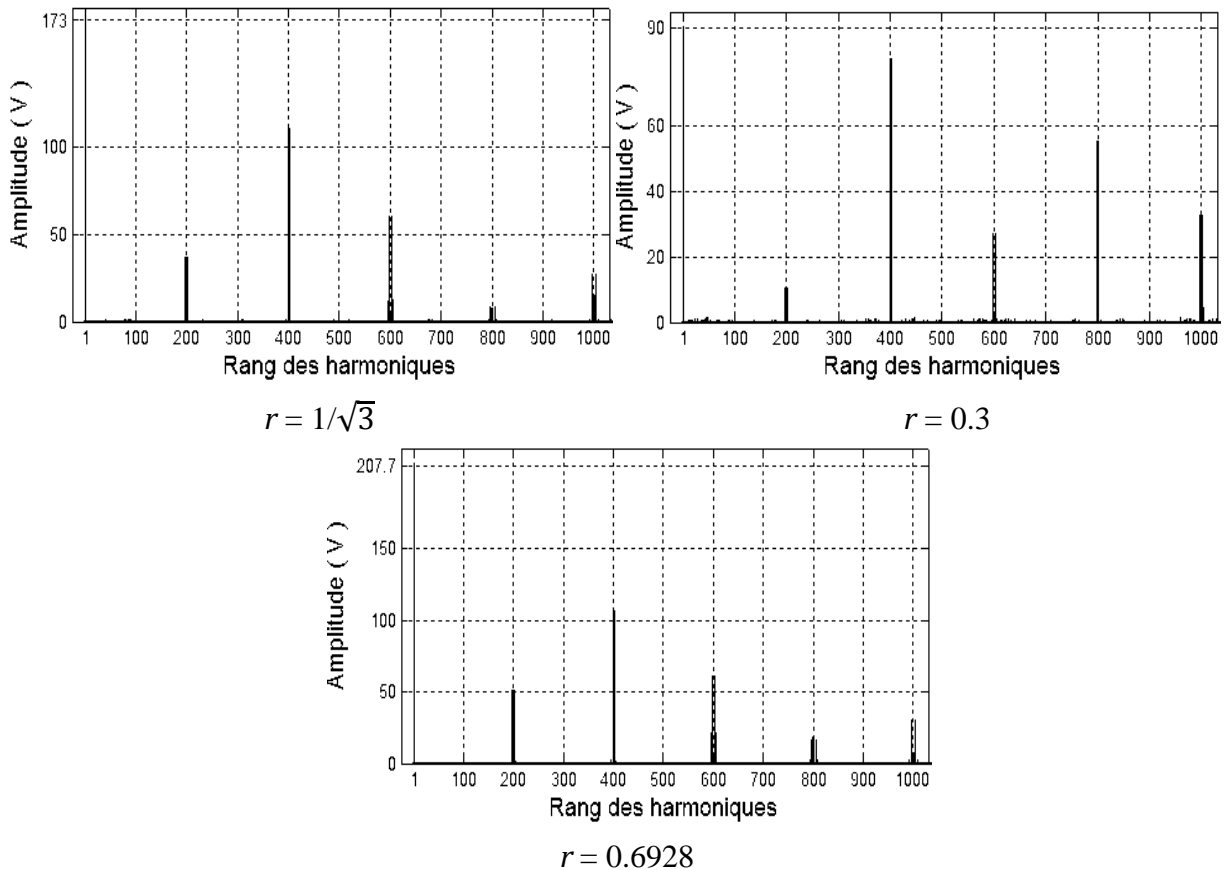


Figure. I.4- Spectres d'harmoniques pour différents valeurs de r

I.2.1.a/ Stratégie -1-

Pour cette stratégie, la tension disponible pour chaque charge est restreinte à la moitié de la tension du bus continu. Il est important de mettre la tension de référence du bras commun à zéro, cette technique encore appelée la méthode de modulation étendue à deux bras. En donnant les tensions de références [Kimura_05] :

$$\begin{cases} V_A^* = v_{a1}^* - v_{c1}^* \\ V_B^* = v_{b1}^* - v_{c1}^* \\ V_C^* = v_{c1}^* - v_{c1}^* = v_{c2}^* - v_{c2}^* = 0 \\ V_D^* = v_{a2}^* - v_{c2}^* \\ V_E^* = v_{b2}^* - v_{c2}^* \end{cases} \quad (I.7)$$

Les valeurs limites de cette technique sont :

$$r_{k_{max}} = \frac{1}{\sqrt{3}}$$

$$VUF_{k_{max}} = 0.5 \quad , (k = 1,2) \quad (I.8)$$

L'algorithme de cette stratégie est le suivant :

$$\begin{aligned} \text{Si } V_j^* \geq U_p \quad \text{Alors } F_{i1} = 1 \\ \text{Si non } F_{i1} = 0 \quad , (j = A \dots E) \quad , (i = 1,5) \end{aligned} \quad (I.9)$$

Paramètres de simulation sont :

Tension du bus continu : $E = 600V$

Fréquence des tensions de références : $f_1 = 50 \text{ Hz}$, $f_2 = 20 \text{ Hz}$

Fréquence de la porteuse : $f_p = 10 \text{ kHz}$

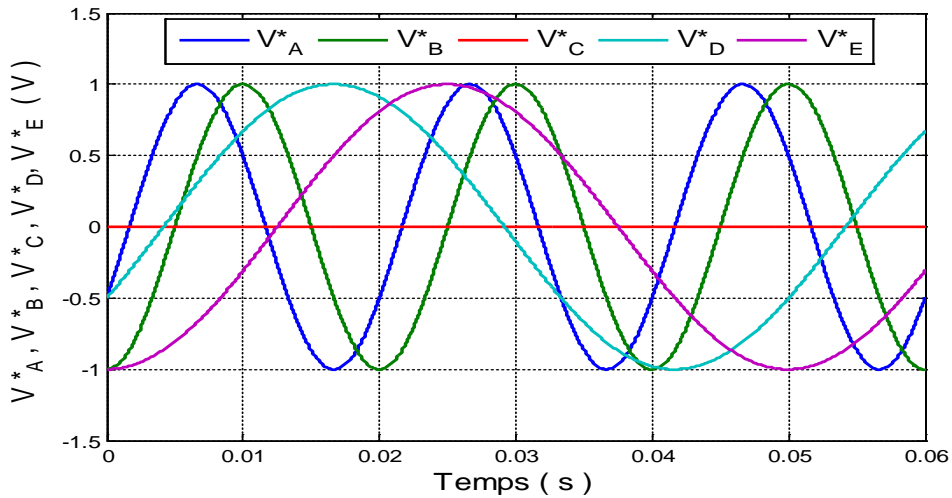
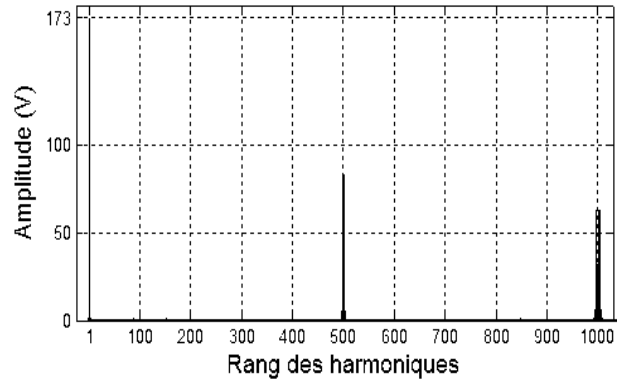
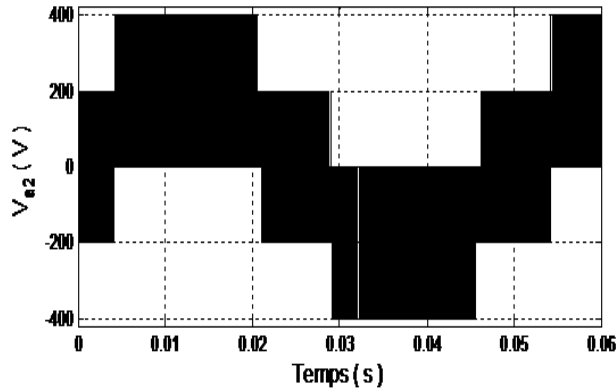
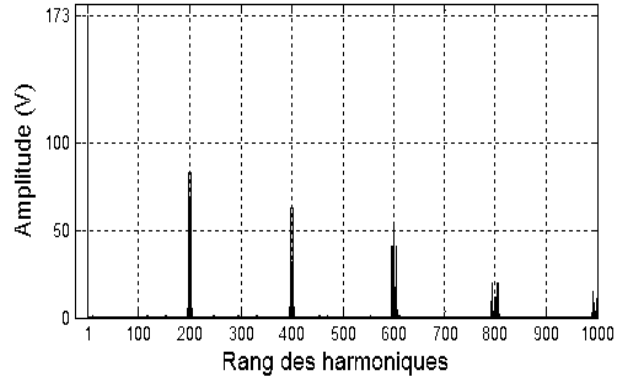
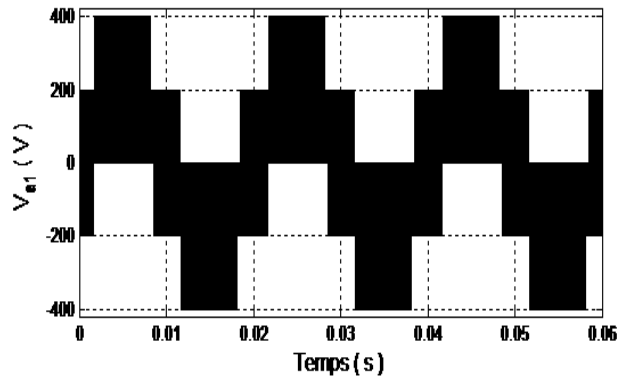
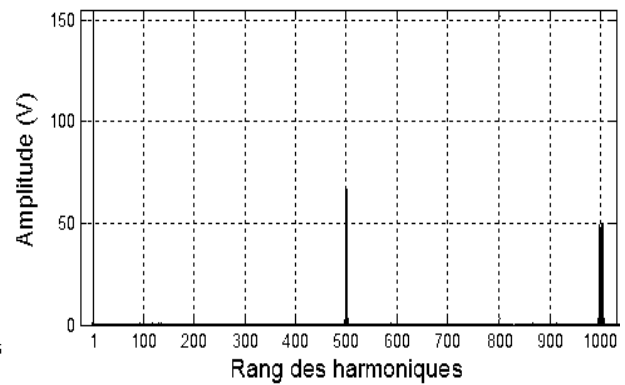
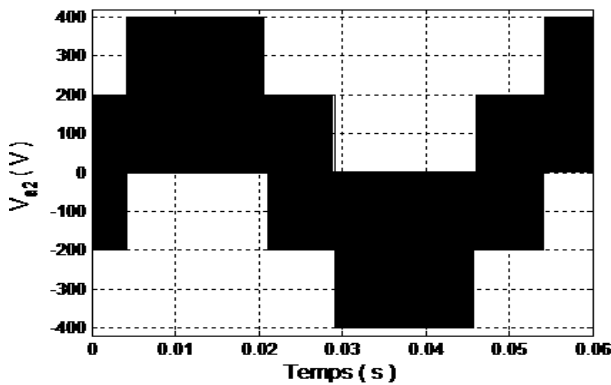
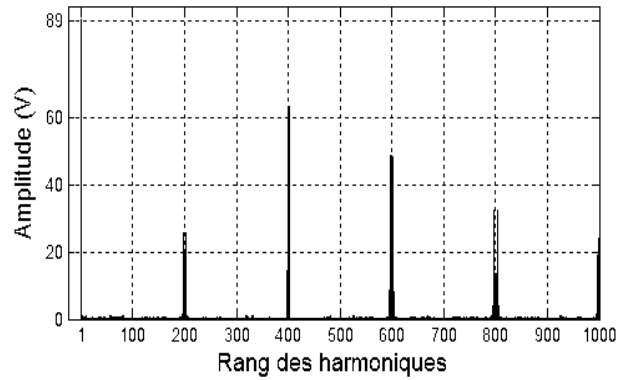
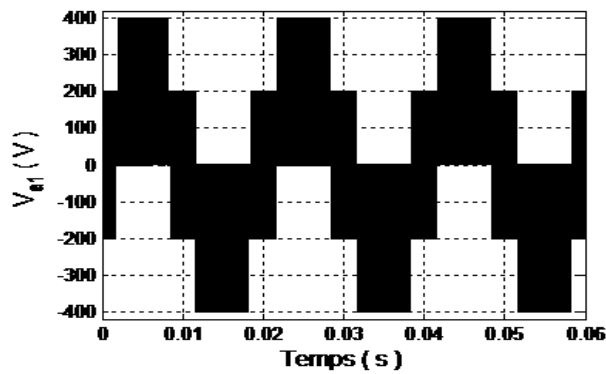


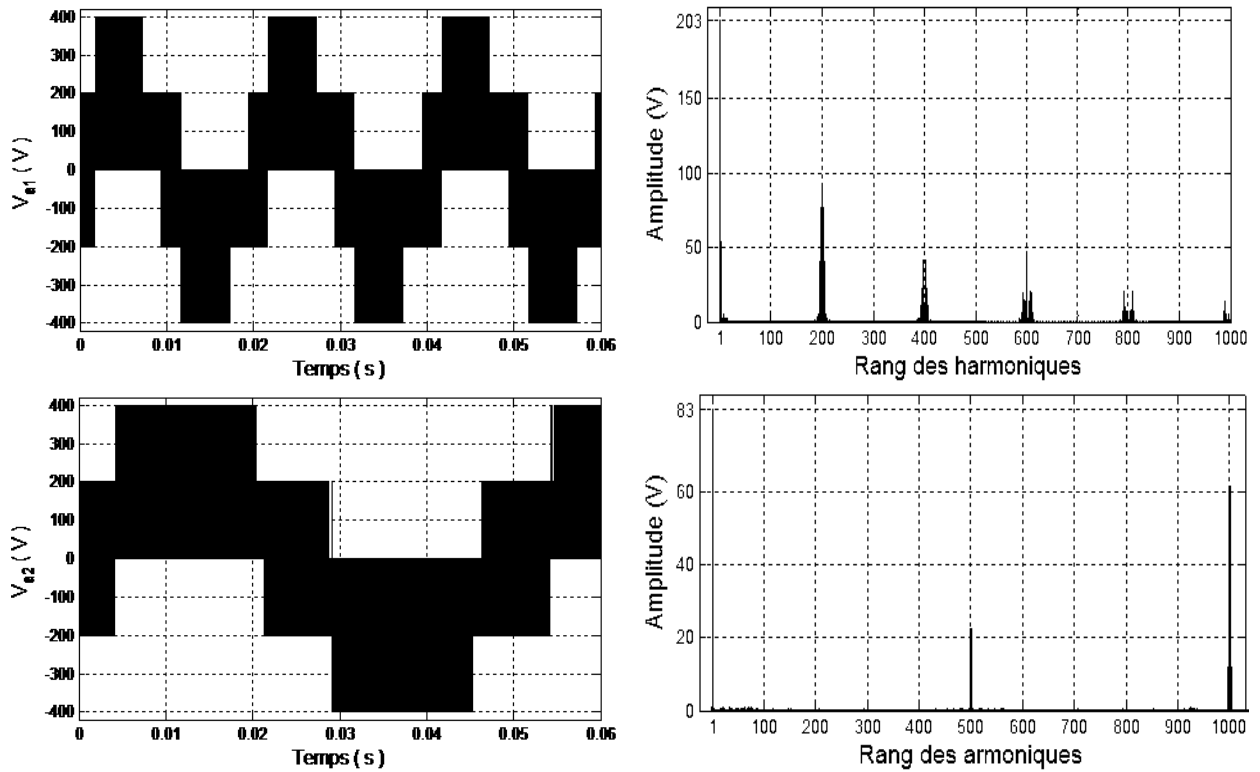
Figure. I.5- Différents signaux des tensions de référence



a)- $r_1 = 1/\sqrt{3}$ et $r_2 = 1/\sqrt{3}$



b)- $r_1 = 0.3$ et $r_2 = 0.5$



c)- $r_1 = 0.8773$ et $r_2 = 0.2774$

Figure. I.6- Tensions simples et leurs spectres d'harmoniques

La figure. I.6.a (b) montre que l'allure des tensions des phases a_1 et a_2 est similaire à l'allure générée par un onduleur triphasé à deux niveaux. Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse.

Pour la tension de la phase a_1 l'onduleur ne fournit que 203V, où il devrait fournir une amplitude égale à : $r_1 \cdot \frac{E}{2} = 243V$ (Figure. I.6.c)

I.2.1.b/ Stratégie -2-

Pour cette stratégie la tension du bus continu est divisée entre les deux charges selon la relation (I.10). Le problème de la stratégie précédente c.à.d. 50% du bus continu pour chaque charge a été résolu [Drazen_09] :

$$\begin{cases} VUF = VUF_1 + VUF_2 = 1 \\ r_1 + r_2 = 1.1547 \end{cases} \quad (I.10)$$

Le système des tensions de référence devient :

$$\begin{cases} V_A^* = v_{a1}^* + v_{c2}^* \\ V_B^* = v_{b1}^* + v_{c2}^* \\ V_C^* = v_{c1}^* + v_{c2}^* \\ V_D^* = v_{a2}^* + v_{c1}^* \\ V_E^* = v_{b2}^* + v_{c1}^* \end{cases} \quad (I.11)$$

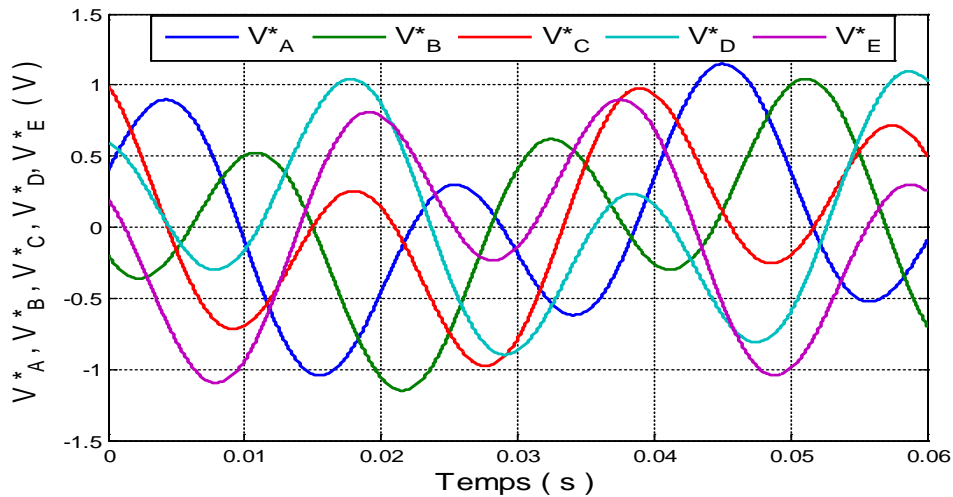


Figure. I.7- Différents signaux des tensions de référence

La tension du bus continu est divisée entre les deux charges à un pourcentage de 60% et 40% respectivement :

$$\begin{cases} r_1 = \frac{60 \times 1.1547}{100} = 0.6928 \\ r_2 = \frac{40 \times 1.1547}{100} = 0.4619 \end{cases} \quad (I.12)$$

L'algorithme de cette stratégie et le reste des paramètres de simulation sont les mêmes que la stratégie -1-.

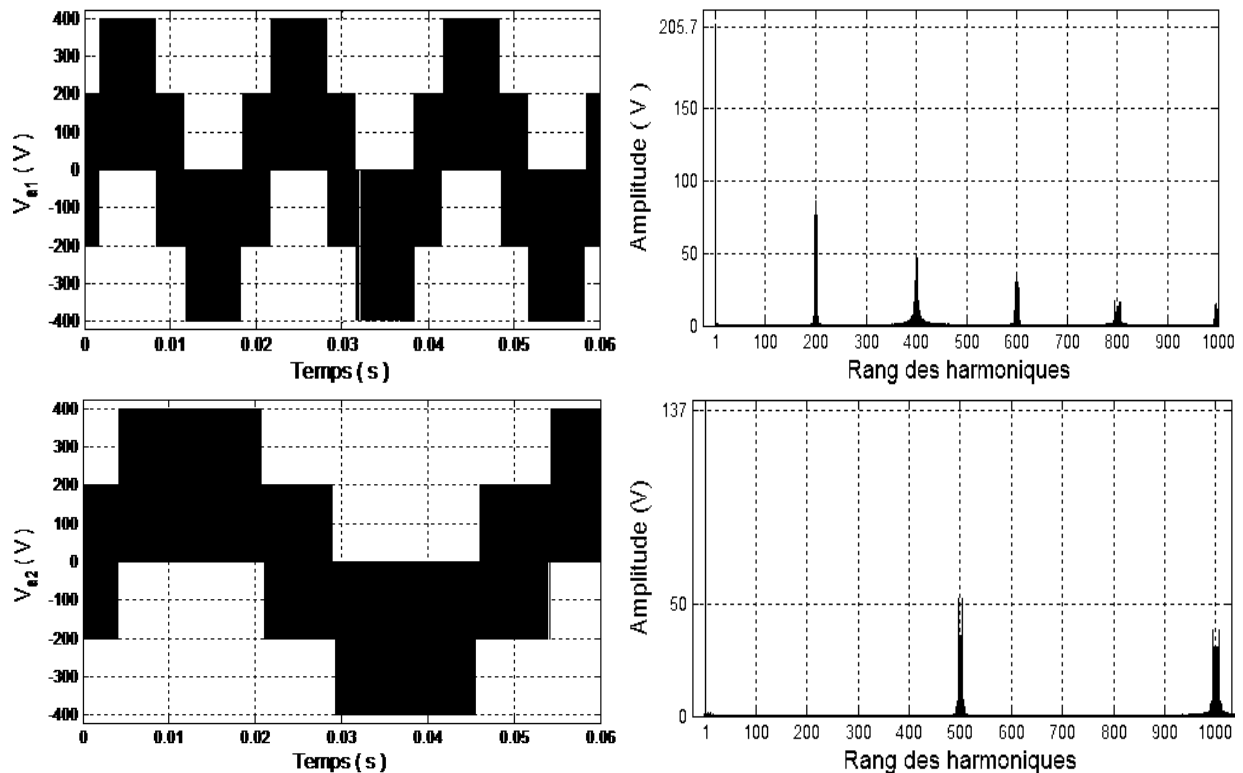


Figure. I.8- Tension simple et son spectre d'harmoniques

L'allure des tensions des phases a_1 et a_2 (Figure. I.8) est similaire à l'allure générée par un onduleur triphasé à deux niveaux. L'amplitude du fondamental de chaque phase (205.7V, 137V) donne un facteur d'utilisation du bus continu inférieur à l'unité :

$$VUF_1 = 205.7 \frac{\sqrt{3}}{600} = 0.593$$

$$VUF_2 = 137 \frac{\sqrt{3}}{600} = 0.395$$

$$VUF_1 + VUF_2 = 0.988$$

D'autre part les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse.

Un test avec $r_1 + r_2 < 1.1547$ montre que l'amplitude du fondamental coïncide avec la relation $r_k \cdot \frac{E}{2}$ (Figure. I.9).

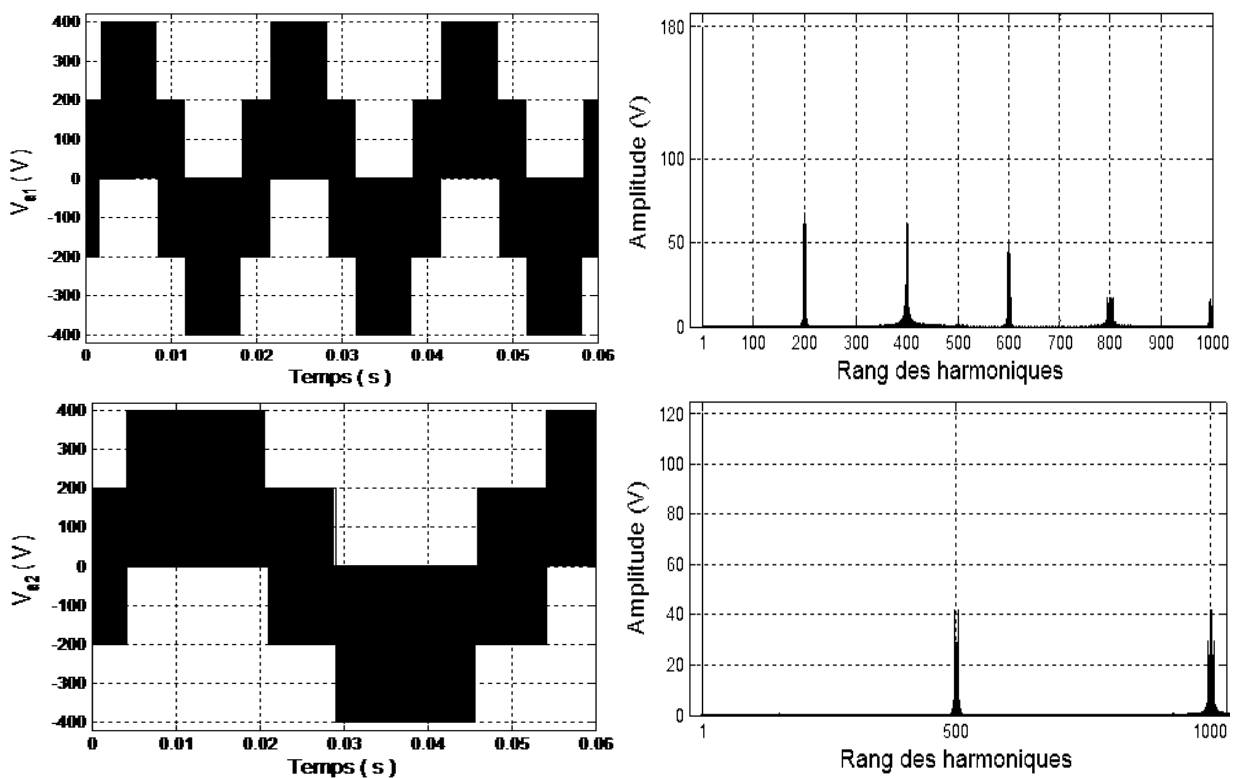


Figure. I.9- Tension simple et son spectre d'harmoniques

($r_1 = 0.6$, $r_2 = 0.4$)

I.2.1.c/ Stratégie -3-

Cette technique permet d'augmenter l'amplitude maximale du fondamental dans la tension de sortie, par l'injection de la composante d'harmonique d'ordre trois dans la tension de référence. Il faut noter que cette injection n'affecte pas la qualité de la tension simple ou composée du fait que la tension de sortie de l'onduleur triphasé ne contient pas des harmoniques multiples de trois [Barkati_08]. Cette stratégie rend le facteur

d'utilisation du bus continu égale à l'unité [Kozuo_09]. Les nouvelles tensions de référence sont :

$$\begin{cases} v_{ak}^* = V_{mk} \cdot \sin(w_k \cdot t) + v_{h3k}^* \\ v_{bk}^* = V_{mk} \cdot \sin\left(w_k \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) + v_{h3k}^* \\ v_{ck}^* = V_{mk} \cdot \sin\left(w_k \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) + v_{h3k}^* \end{cases}, (k=1,2) \quad (\text{I.13})$$

$$\text{Avec : } v_{h3k}^* = \alpha \cdot V_{mk} \cdot \sin(3 \cdot w_k \cdot t)$$

Le taux d'injection α devrait être correctement choisi pour assurer un VUF unitaire. Pour calculer la valeur optimale de α , on prend par exemple la tension v_{a1}^* de référence. On doit passer par le calcul de la dérivée de cette tension par rapport à $w_1 \cdot t$ [Barkati_08] :

$$\frac{dv_{a1}^*}{dw_1 \cdot t} = V_{m1} \cdot \cos(w_1 \cdot t) + 3 \cdot \alpha \cdot v_{m1} \cdot \cos(3 \cdot w_1 \cdot t) = 0 \quad (\text{I.14})$$

On a :

$$\cos(3 \cdot w_1 \cdot t) = 4 \cdot \cos^3(w_1 \cdot t) - 3 \cdot \cos(w_1 \cdot t) \quad (\text{I.15})$$

La solution de l'équation (I.14) conduit à :

$$\cos(w_1 \cdot t) = \pm \sqrt{\frac{9\alpha - 1}{12\alpha}} \quad (\text{I.16})$$

La tension de référence v_{a1}^* peut être mise aussi sous la forme :

$$v_{a1}^* = (1 + 3 \cdot \alpha) \cdot V_{m1} \cdot \sin(w_1 \cdot t) - 4 \cdot \alpha \cdot V_{m1} \cdot \sin^3(w_1 \cdot t) \quad (\text{I.17})$$

En substituant (I.16) dans (I.17), v_{a1}^* prend sa valeur maximale :

$$v_{a1}^{*,max} = 8 \cdot \alpha \cdot V_{m1} \cdot \left(\frac{3\alpha + 1}{12\alpha}\right)^{\frac{3}{2}} \quad (\text{I.18})$$

La valeur optimale du taux α est égale à la valeur maximale de $v_{a1}^{*,max}$, tel que :

$$\frac{dv_{a1}^{*,max}}{dw_1 \cdot t} = V_{m1} \cdot \left(\frac{6\alpha - 1}{3\alpha}\right) \cdot \left(\frac{3\alpha + 1}{12\alpha}\right)^{\frac{1}{2}} = 0 \quad (\text{I.19})$$

La valeur $\alpha = -\frac{1}{3}$ est exclue du fait qu'elle annule $v_{a1}^{*,max}$, ceci nous conduit à la valeur optimale de taux d'injection $\alpha = \frac{1}{6}$.

Le système (I.11) devient :

$$\begin{cases} v_A^* = v_{a1}^* + v_{c2}^* + v_{h31}^* + v_{h32}^* \\ v_B^* = v_{b1}^* + v_{c2}^* + v_{h31}^* + v_{h32}^* \\ v_C^* = v_{c1}^* + v_{c2}^* + v_{h31}^* + v_{h32}^* \\ v_D^* = v_{a2}^* + v_{c1}^* + v_{h31}^* + v_{h32}^* \\ v_E^* = v_{b2}^* + v_{c1}^* + v_{h31}^* + v_{h32}^* \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

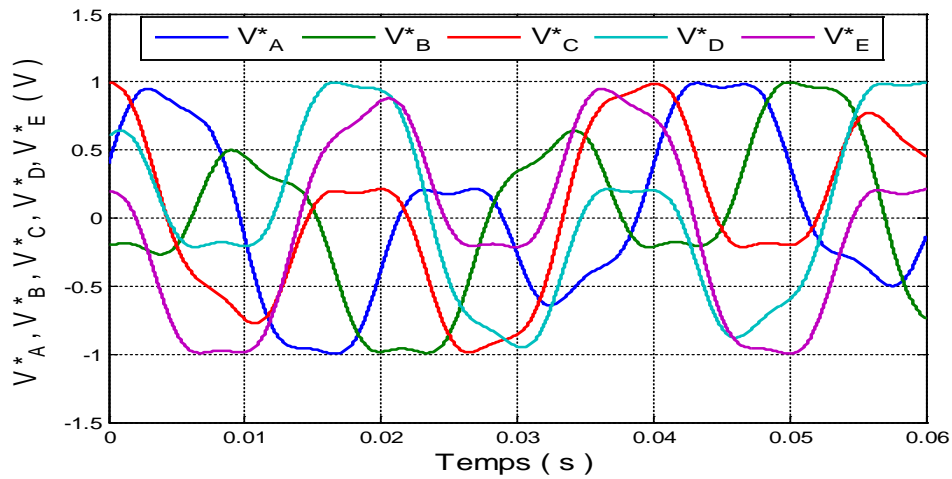


Figure. I.10- Différents signaux des tensions de référence

On a pris les mêmes paramètres de simulation que ceux de la stratégie précédente.

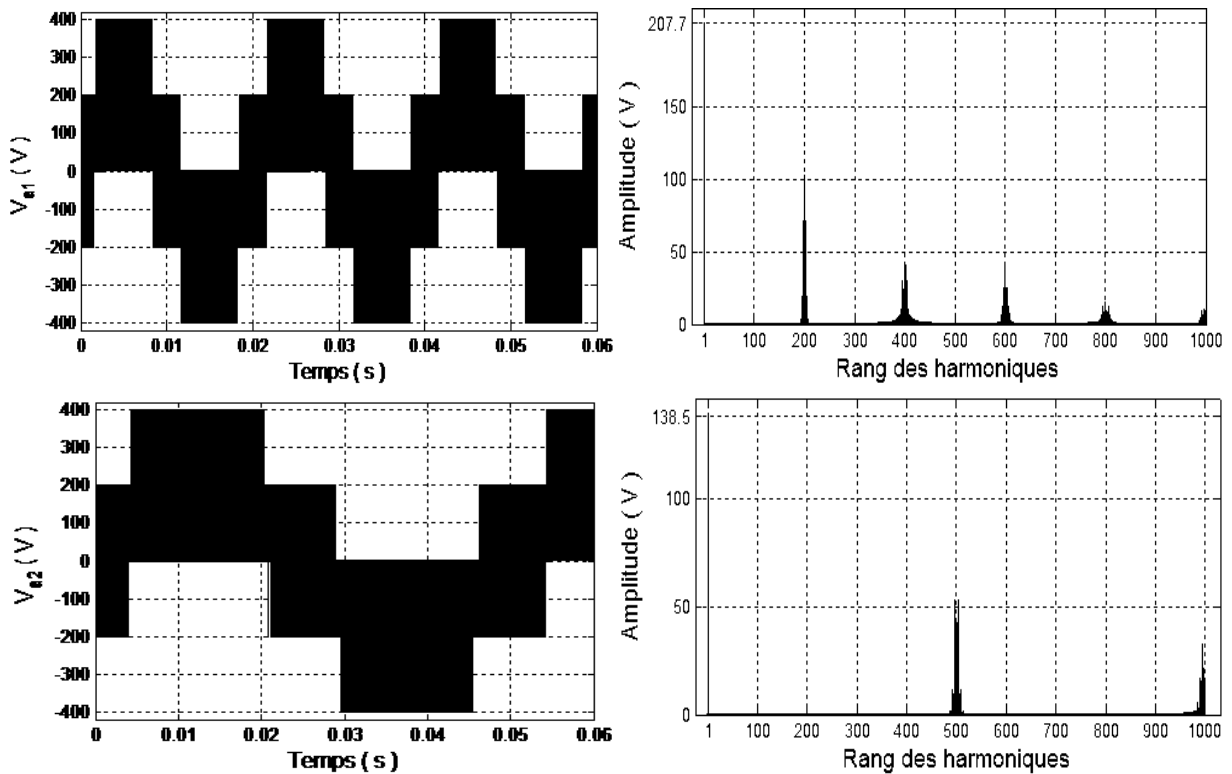


Figure. I.11- Tension simple et son spectre d'harmoniques

L'analyse harmonique (Figure. I.11) montre que l'amplitude du fondamental des tensions simples des phases a_1 et a_2 sont respectivement 207,7 V et 138.5 V; ce qui donne un facteur d'utilisation du bus continu unitaire :

$$VUF_1 = 207.7 \frac{\sqrt{3}}{600} = 0.599$$

$$VUF_2 = 138.5 \frac{\sqrt{3}}{600} = 0.399$$

$$VUF_1 + VUF_2 = 0.998$$

I.2.2/ Modulation vectorielle

La modulation vectorielle est basée sur la notion du vecteur de tension, qui est un vecteur virtuel calculé à partir d'un système de tensions triphasé. Les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur dépendent de la position de ce vecteur [Wiley_15].

Donc pour l'onduleur à cinq bras et à partir de deux systèmes de tension triphasé de référence, on définit le vecteur de tension de sortie de la manière suivante :

$$V_{sk} = V_{ak} e^{j0} + V_{bk} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + V_{ck} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad ; (k = 1,2) \tag{I.21}$$

On effectue le passage du plan triphasé au plan biphasé $d-q$:

$$\begin{pmatrix} V_{dk} \\ V_{qk} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{ak} \\ V_{bk} \\ V_{ck} \end{pmatrix} \tag{I.22}$$

Dans le repère stationnaire $d-q$, le vecteur s'écrit:

$$V_{sk} = V_{dk} + J \cdot V_{qk} \quad ; (k = 1,2) \tag{I.23}$$

On définit le vecteur tension de référence par l'équation suivante :

$$V_{sk}^* = V_{ak}^* e^{j0} + V_{bk}^* e^{-j\frac{2\pi}{3}} + V_{ck}^* e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad ; (k = 1,2) \tag{I.24}$$

Dans le repère $d-q$:

$$V_{sk}^* = V_{dk}^* + J \cdot V_{qk}^* ; (k = 1,2) \tag{I.25}$$

L'onduleur triphasé possède $2^3 = 8$ états possibles, chaque état correspond à une configuration donnée des bras de l'onduleur (Figure. I.12).

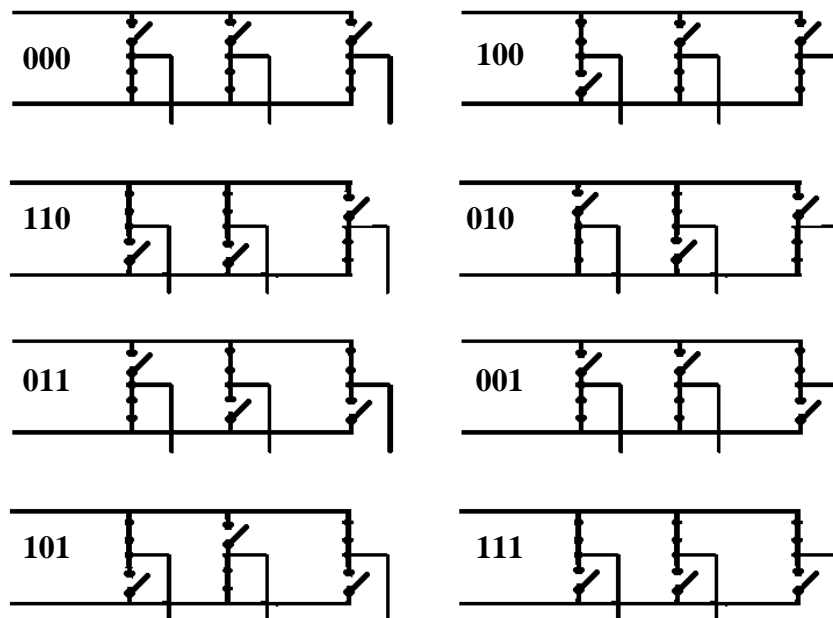


Figure. I.12- États de l'onduleur à deux niveaux

Les huit états de l'onduleur provoquent huit positions discrètes pour le vecteur de tension de sortie correspondant. Six positions à tensions non nulles ($\vec{v}_1, \vec{v}_2, \vec{v}_3, \vec{v}_4, \vec{v}_5, \vec{v}_6$), et deux positions à tensions nulles (\vec{v}_0, \vec{v}_7). Ses positions divisent le plan d - q en six secteurs triangulaires égaux (I, II, III, IV, V, VI) de largeur 60° .

La figure. I.13 représente les positions du vecteur v_{s1}^* et v_{s2}^* dans le plan d - q .

θ_1 et θ_2 : représentent la position angulaire des vecteurs v_{s1}^* et v_{s2}^* respectivement.

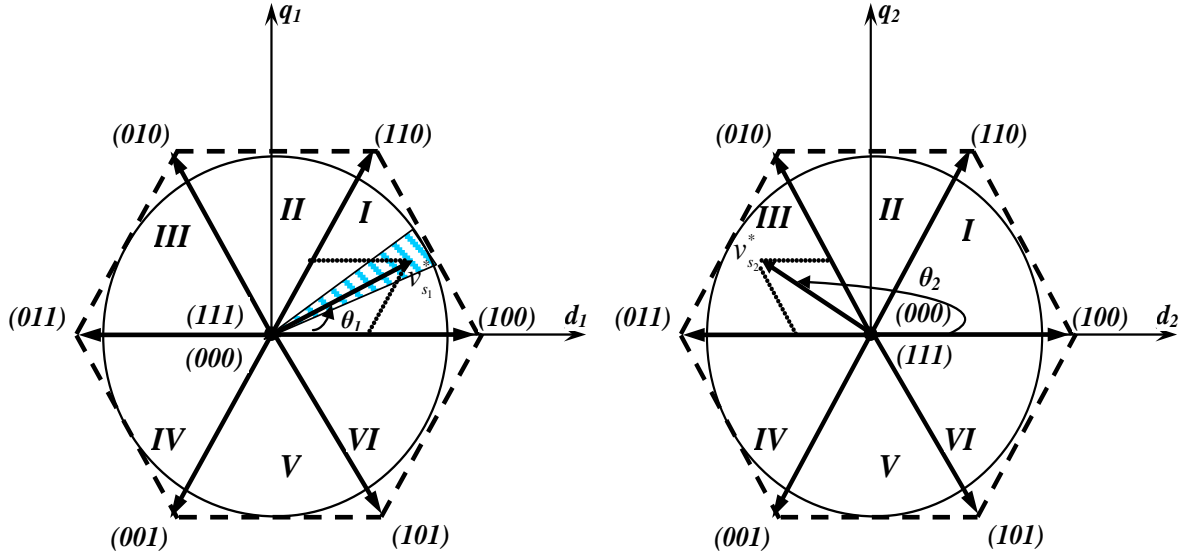


Figure. I.13- Diagramme vectoriels

Durant chaque période de commutation (d'échantillonnage) on applique une combinaison des vecteurs de tension de sortie, de sorte que le vecteur de tension de référence coïncide avec la moyenne, sur la période d'échantillonnage, du vecteur de tension de sortie, généré par les trois vecteurs v_x, v_y et v_z représentant les sommets du secteur triangulaire contenant le vecteur $v_{s_k}^*$ [Lalili_09] :

$$\vec{v}_{s_k} = \vec{v}_{s_k}^* = d_x \cdot v_x + d_y \cdot v_y + d_z \cdot v_z \quad (I.26)$$

On prend l'exemple pour le vecteur $v_{s_k}^*$ appartient au premier secteur :

$$\vec{v}_{s_k} = \vec{v}_{s_k}^* = d_{x1} \cdot v_{x1} + d_{2k} \cdot v_{2k} + d_{0k} \cdot (v_{0k} \text{ ou } v_{7k}) \quad (I.27)$$

$$\text{Avec : } d_{1k} = \frac{T_{1k}}{T_s} ; d_{2k} = \frac{T_{2k}}{T_s} ; d_{0k} = \frac{T_{0k}}{T_s} \quad (I.28)$$

T_s : Période d'échantillonnage

T_{1k}, T_{2k}, T_{0k} : Durées d'application des vecteurs $\vec{v}_{1k}, \vec{v}_{2k}$ et \vec{v}_{0k} (ou \vec{v}_{7k}) respectivement

$$T_s = T_{1k} + T_{2k} + T_{0k} \text{ et } d_{1k} + d_{2k} + d_{0k} = 1 \quad (I.29)$$

On peut déterminer les rapports d_{1k} , d_{2k} et d_{0k} par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} d_{jk} &= r_k \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_k\right) \\ d_{lk} &= r_k \cdot \sin \theta_k ; k = 1, 2, j = 1..6, l = 1..6, (l \neq j) ; \\ d_{0k} &= 1 - d_{jk} - d_{lk} \end{aligned} \quad (I.30)$$

Dans ces conditions, l'ensemble des secteurs possibles pour le vecteur $v_{S_k}^*$ constitue la forme hexagonale délimitée par les six positions discrètes du vecteur tension de sortie $v_{S_k}^*$ (Figure. I.13). Pour éviter les harmoniques de tension résultantes de la forme non circulaire de cet hexagone, on impose au vecteur $v_{S_k}^*$ de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone, comme indiqué sur la figure. I.13 [Lalili_09].

La période d'échantillonnage T_s représente une fraction minime de la période des tensions de référence. Elle correspond à un intervalle de largeur sur le diagramme vectoriel $(T_s/T) \cdot 2\pi$, appelé intervalle d'échantillonnage. Cet intervalle est représenté par la partie hachurée de la figure. I.13 [Lalili_09].

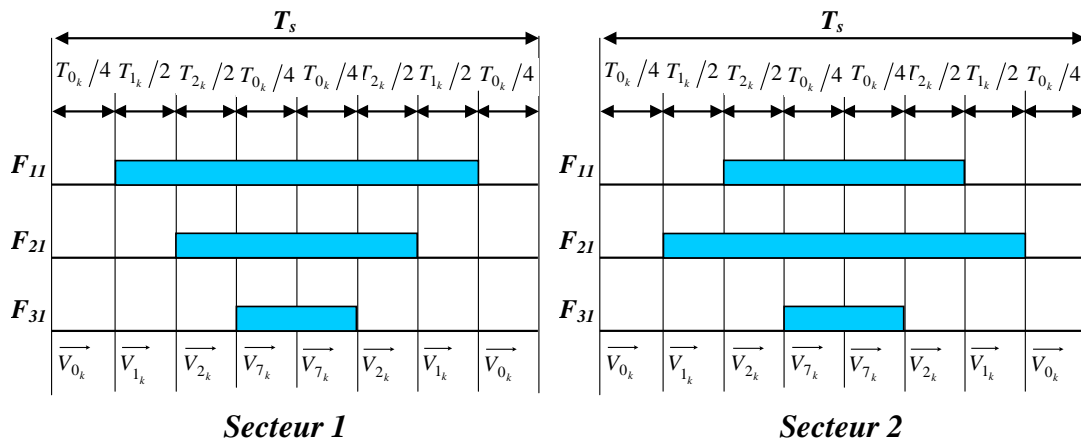
La séquence d'application des différents vecteurs pendant chaque période de commutation peut être effectuée de plusieurs manières. On choisit la séquence à appliquer de manière à satisfaire deux objectifs [Lalili_09], [Wiley_15] :

- Minimisation des harmoniques de la tension de sortie
- Minimisation du nombre de commutations par période, c.à.d. la minimisation des pertes par commutation

Implique la séquence suivante des états durant chaque période d'échantillonnage :

$$\begin{aligned} & \left| \vec{v}_{0k} \vec{v}_{jk} \vec{v}_{lk} \vec{v}_{7k} \mid \vec{v}_{7k} \vec{v}_{lk} \vec{v}_{jk} \vec{v}_{0k} \right| \text{ Si } S = 1, 3 \text{ ou } 5 ; \\ & \left| \vec{v}_{0k} \vec{v}_{lk} \vec{v}_{jk} \vec{v}_{7k} \mid \vec{v}_{7k} \vec{v}_{jk} \vec{v}_{lk} \vec{v}_{0k} \right| \text{ Si } S = 2, 4 \text{ ou } 6 ; \end{aligned} \quad (I.31)$$

A partir de cette séquence des états, on déduit les fonctions logiques associées aux interrupteurs F_{ij} . Leurs formes sur une période d'échantillonnage sont indiquées sur la figure I.14. On remarque que chaque interrupteur change son état deux fois seulement par période d'échantillonnage [Lalili_09] :



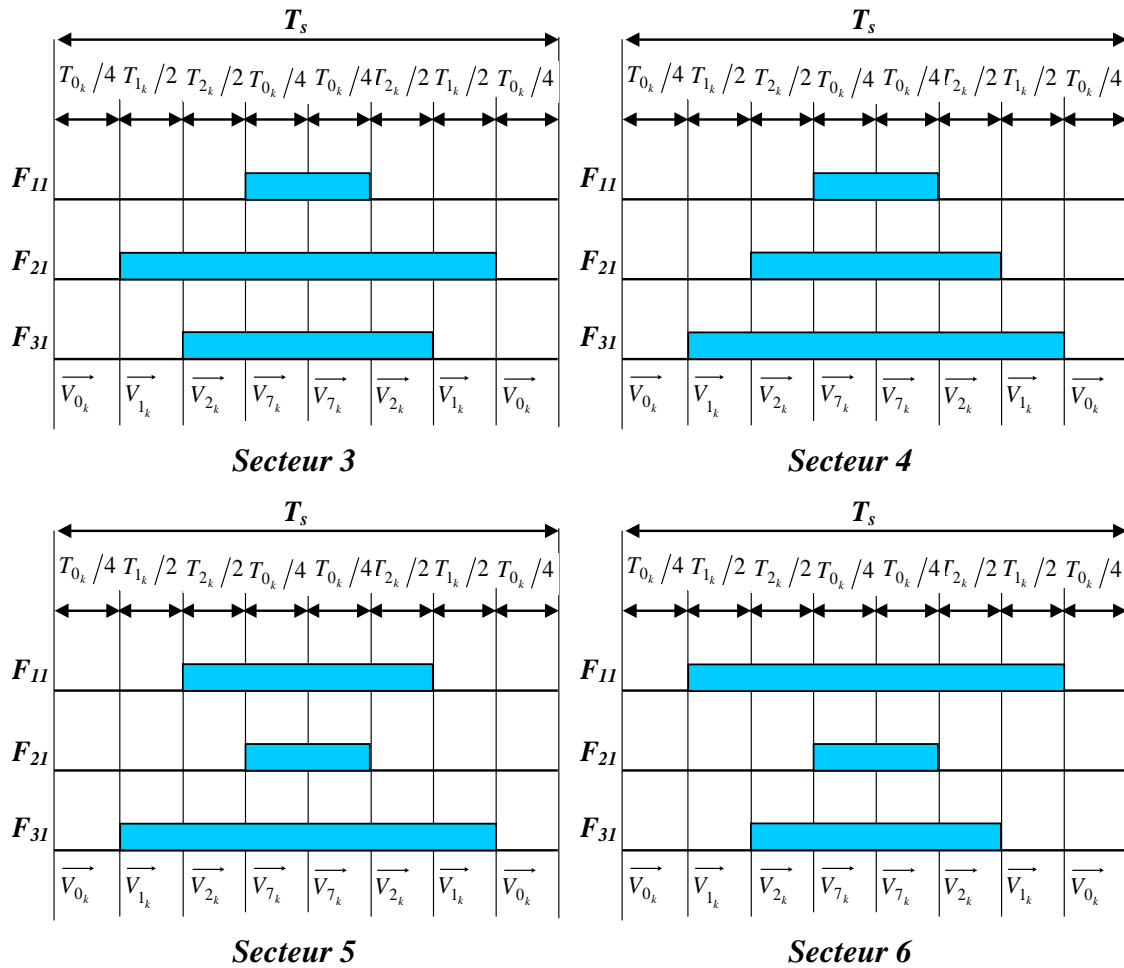


Figure. I.14- Forme des fonctions des signaux de commande

A partir de la Figure. I.14, on déduit les durées de fermeture des trois interrupteurs du haut durant la période d'échantillonnage, dans chacun des six secteurs. Ces durées sont résumées dans le tableau. I.1.

Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3
$T_{a_k} = T_{1_k} + T_{2_k} + T_{0_k} / 2$	$T_{a_k} = T_{2_k} + T_{0_k} / 2$	$T_{a_k} = T_{0_k} / 2$
$T_{b_k} = T_{2_k} + T_{0_k} / 2$	$T_{b_k} = T_{1_k} + T_{2_k} + T_{0_k} / 2$	$T_{b_k} = T_{1_k} + T_{2_k} + T_{0_k} / 2$
$T_{c_k} = T_{0_k} / 2$	$T_{c_k} = T_{0_k} / 2$	$T_{c_k} = T_{2_k} + T_{0_k} / 2$
Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
$T_{a_k} = T_{0_k} / 2$	$T_{a_k} = T_{2_k} + T_{0_k} / 2$	$T_{a_k} = T_{1_k} + T_{2_k} + T_{0_k} / 2$
$T_{b_k} = T_{2_k} + T_{0_k} / 2$	$T_{b_k} = T_{0_k} / 2$	$T_{b_k} = T_{0_k} / 2$
$T_{c_k} = T_{1_k} + T_{2_k} + T_{0_k} / 2$	$T_{c_k} = T_{1_k} + T_{2_k} + T_{0_k} / 2$	$T_{c_k} = T_{2_k} + T_{0_k} / 2$

Tableau. I.1- Durées de fermeture des interrupteurs par secteur

I.2.2.a/ Stratégie -1-

Son principe est simple; il est basé sur l'utilisation de deux périodes d'échantillonnage successive, pour que les deux charges alimentent d'une façon alternative. Pendant la première période d'échantillonnage la première charge est alimentée c.à.d. l'application l'un parmi les huit vecteurs de tension $(\vec{v}_0, \vec{v}_1, \vec{v}_2, \vec{v}_3, \vec{v}_4, \vec{v}_5, \vec{v}_6, \vec{v}_7)$, alors que la deuxième charge est en court circuit au moyen de l'application l'un parmi les deux vecteur de tension nul (\vec{v}_0, \vec{v}_7) . Et vis versa pendant la deuxième période de d'échantillonnage [Martin_07], [Martin_08]². Cette stratégie exploite seulement 14 états parmi les 32 (2^5) possible de l'onduleur (Tableau. I.2).

	F_{11}	F_{21}	F_{31}	F_{41}	F_{51}
La première période d'échantillonnage	0	0	0	0	0
	1	0	0	0	0
	0	1	0	0	0
	1	1	0	0	0
	0	0	1	1	1
	1	0	1	1	1
	0	1	1	1	1
	1	1	1	1	1
la deuxième période de d'échantillonnage.	0	0	0	0	0
	0	0	0	1	0
	0	0	0	0	1
	0	0	0	1	1
	1	1	1	0	0
	1	1	1	1	0
	1	1	1	0	1
	1	1	1	1	1

Tableau .I.2- États possible des fonctionne de connexion

La tension maximale disponible pour chaque charge est limitée à 50% de la tension du bus continu [Martin_08]¹ :

$$\begin{cases} VUF_{1_{max}} = VUF_{2_{max}} = 0.5 \\ r_{1_{max}} = r_{2_{max}} = 1 \end{cases} \quad (I.32)$$

Paramètres de simulation sont :

Tension du bus continu : $E = 600 V$

Fréquence des tensions de référence : $f_1 = 50 Hz$ et $f_2 = 20 Hz$

Fréquence d'échantillonnage : $f_s = 10 kHz$

Taux de modulation des tensions de référence : $r_1 = 0.9$ et $r_2 = 0.5$

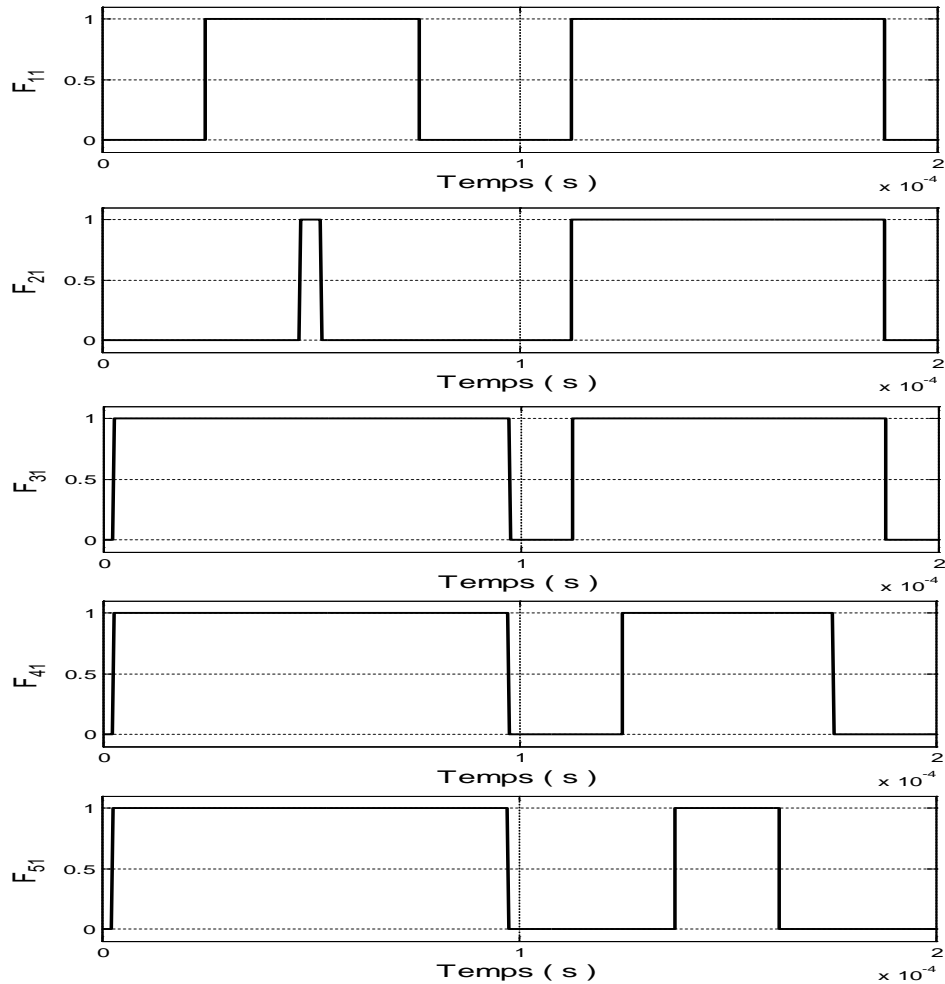


Figure. I.15- Forme des signaux de commande

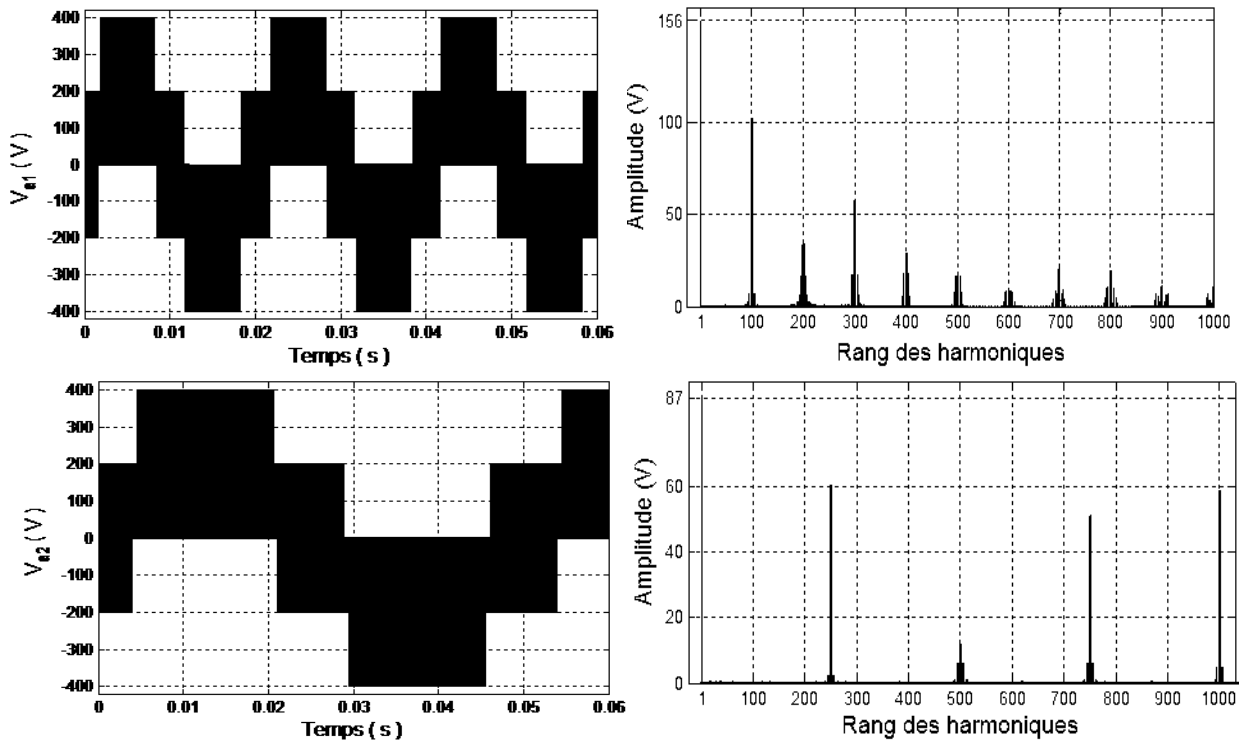


Figure. I.16- Tension simple et son spectre d'harmoniques

A partir de la figure. I.16, on remarque que l'allure des tensions des phases a_1 et a_2 est similaire à l'allure lorsqu'on génère ces tensions à partir d'un onduleur triphasé à deux niveau avec la moitié de la tension du bus continu. Autrement dit, si un onduleur triphasé à deux niveau alimenté par 300 V et avec un taux de modulation $r_k = 0.9$; l'amplitude du fondamental est de $300.r_k/\sqrt{3}$, ce qui est montré par les spectres d'harmoniques. Les harmoniques sont regroupés en familles au centre autour des fréquences multiples de la moitié de la fréquence de la porteuse.

I.2.2.b/ Stratégie -2-

Un mécanisme très simple pour une distribution adéquate de la tension de bus continue, afin que les besoins des deux charges soient satisfaits. La méthode repose sur la sommation des durées d'application des vecteurs (T_{1k}, T_{2k}, T_{7k}) générés par la modulation vectorielle respective de chaque charge. Cette stratégie exploite tous les 32 états possibles [Martin_07] :

$$\begin{cases} T_A = T_{a_1} + T_{c_2} \\ T_B = T_{b_1} + T_{c_2} \\ T_C = T_{c_1} + T_{c_2} \\ T_D = T_{a_2} + T_{c_1} \\ T_E = T_{b_1} + T_{c_1} \end{cases} \quad (I.33)$$

$$\begin{cases} VUF_1 + VUF_2 = 1 \\ r_1 + r_2 = 1.1547 \end{cases} \quad (I.34)$$

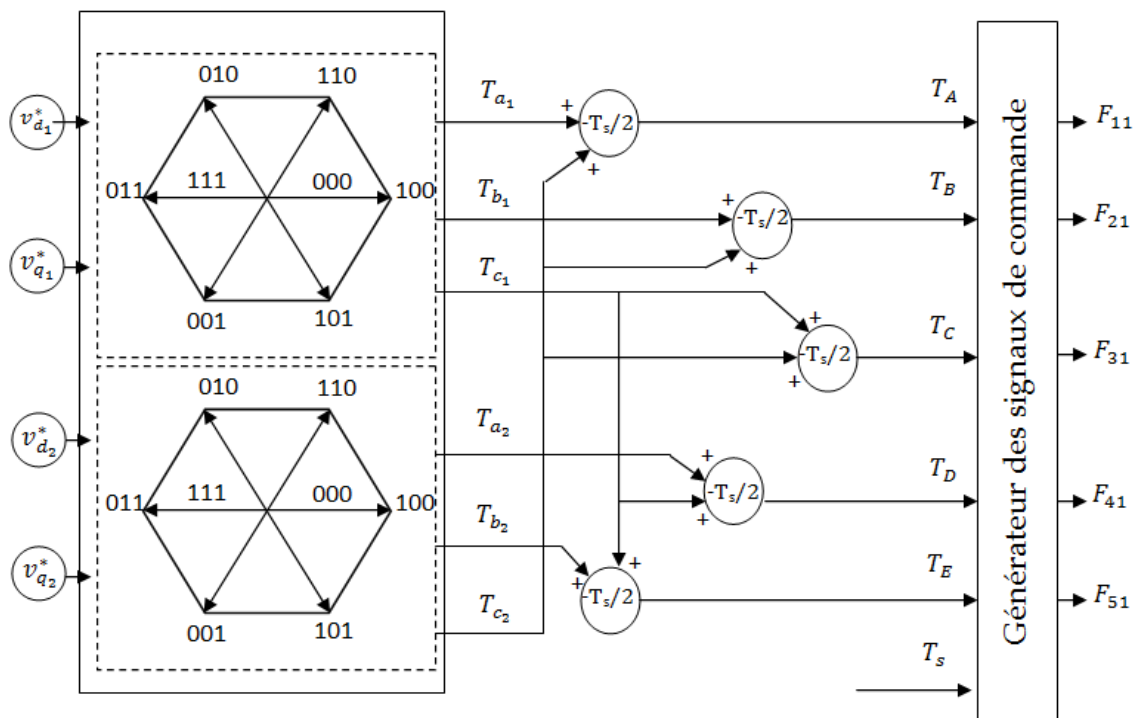


Figure. I.17- Schéma de principe de la stratégie

Paramètres de simulation sont :

Tension du bus continu : $E = 600 V$

Fréquence des tensions de référence : $f_1 = 50 Hz$ et $f_2 = 20 Hz$

Fréquence d'échantillonnage : $f_s = 10 kHz$

Taux de modulation des tensions de référence : $r_1 = 0.45$ et $r_2 = 0.25$

Les fonctions de commande de l'onduleur sont indiquées dans la figure. I.18 :

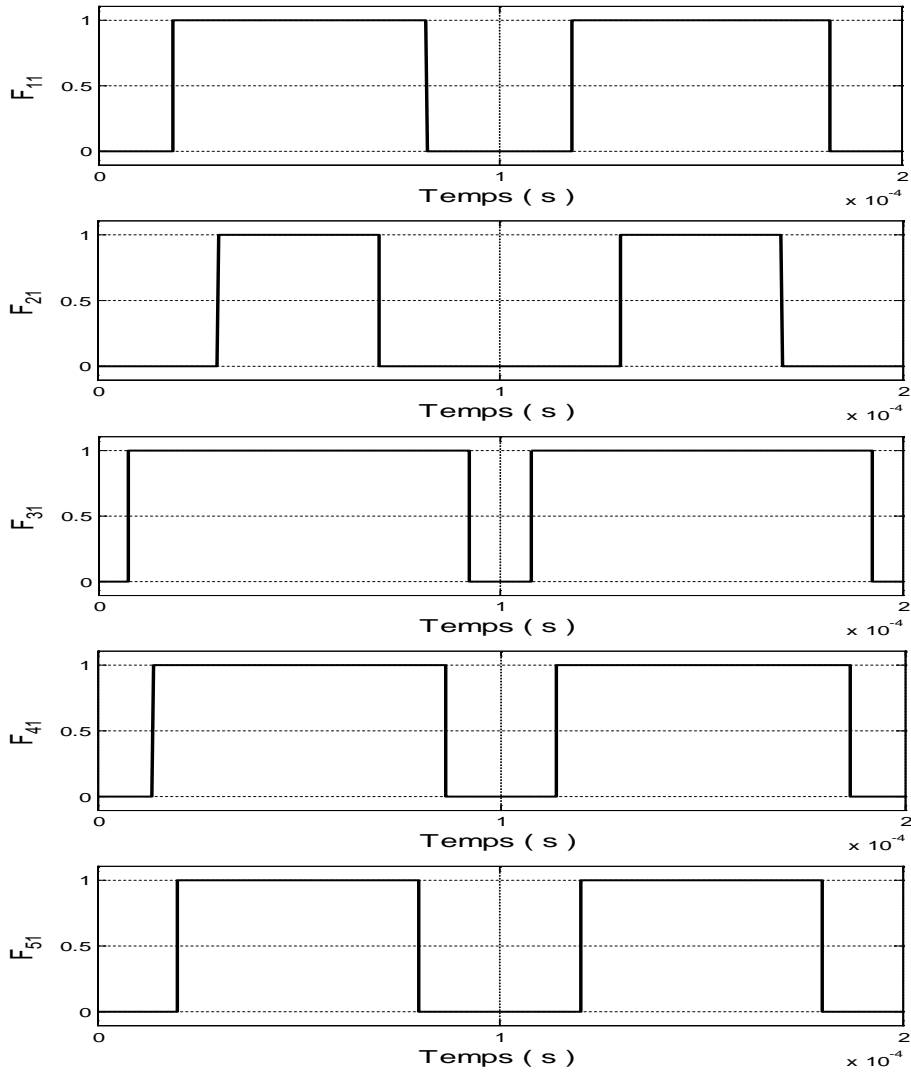


Figure. I.18- Forme des signaux de commande

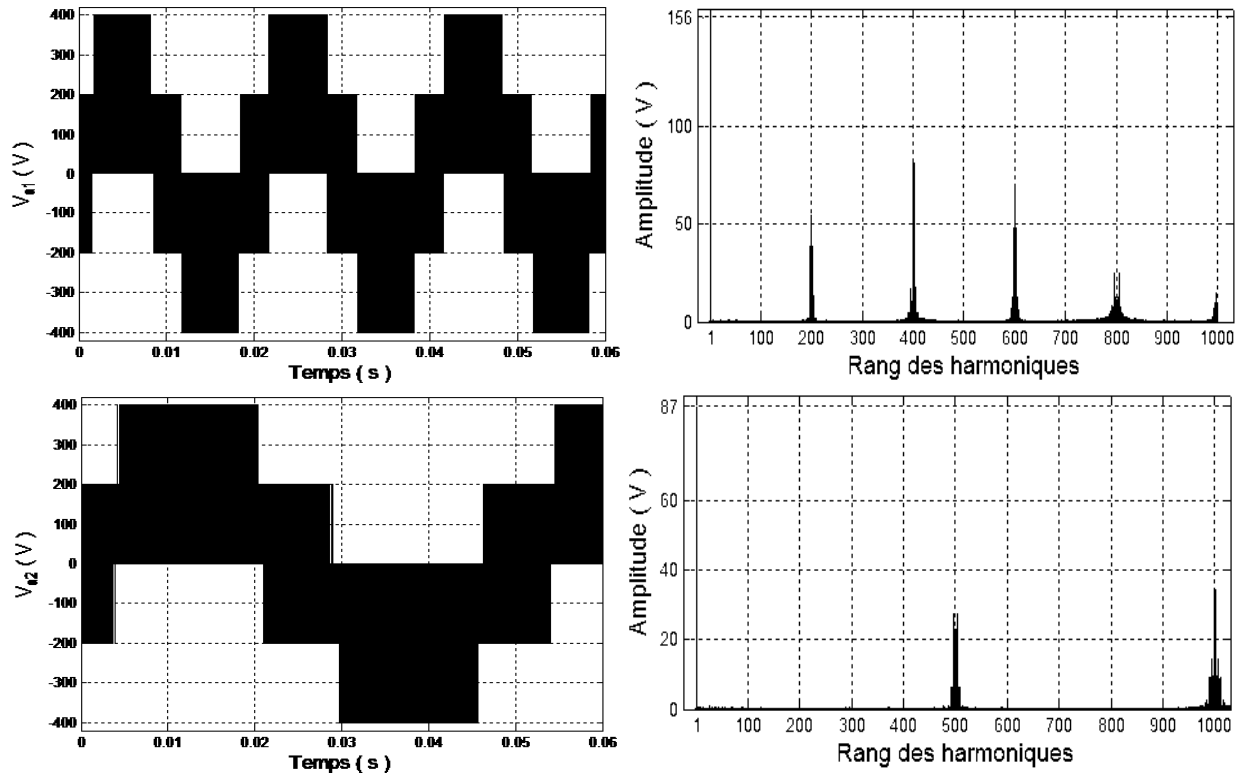


Figure. I.19- Tension simple et son spectre d'harmoniques

L'analyse harmonique (Figure. I.19) donne l'amplitude des tensions de sortie des phases a_1 et a_2 : 156 V et 86 V respectivement. On constate pour cette stratégie que, l'allure des tensions des phases a_1 et a_2 est similaire à l'allure quand on génère ces tensions à partir d'un onduleur triphasé à deux niveaux avec la tension complète du bus continu ($600 \cdot r_k / \sqrt{3}$).

Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour de 10 kHz et multiple de 10 kHz.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté cinq stratégies de commande de l'onduleur à cinq bras. La commande de l'onduleur soit par la modulation sinusoïdale ou soit par la modulation vectorielle, nous a permis de générer deux systèmes de tension triphasé chaque un à sa propre fréquence et taux de modulation.

Les résultats montrent que la troisième stratégie de la modulation sinusoïdale offre un facteur d'utilisation du bus continu unitaire.

La première stratégie de la modulation vectorielle exploite seulement 14 états parmi les 32 états possibles de l'onduleur à cinq bras, de plus elle est moins performante au terme contenu harmonique. Par contre, la deuxième stratégie exploite tous les 32 états possibles de l'onduleur, elle permet l'allocation du bus continu disponible selon les besoins de chaque charge.

Chapitre II

Techniques de commande de l'onduleur à neuf interrupteurs

Introduction

Les résultats encourageants obtenus avec l'onduleur à cinq bras (Dix interrupteurs) ont stimulé les chercheurs à explorer cet axe de recherche en développant l'onduleur à neuf interrupteurs. Ce dernier permet de minimiser un quart de composant de puissance par rapport à un onduleur double triphasé classique [Neerakorn_17], [Jarutus_17].

Ce chapitre porte, sur l'étude de l'onduleur à neuf interrupteurs, on donne sa structure et son principe de fonctionnement. Puis, on présentera plusieurs stratégies de commande par MLI : la triangulo-sinusoïdale et la modulation vectorielle.

II.1/ Modélisation de l'onduleur

La structure de l'onduleur à neuf interrupteurs est présentée dans la figure. II.1. Il s'agit de mettre en parallèle deux onduleurs triphasés à deux niveaux avec trois interrupteurs communs (S_{U2} , S_{V2} et S_{W2}).

La partie supérieure de la structure est appelée Ond_1_, est composée des interrupteurs : S_{U1} , S_{V1} , S_{W1} , S_{U2} , S_{V2} , et S_{W2} . Ond_2_ se compose des interrupteurs S_{U2} , S_{V2} , S_{W2} , S_{U3} , S_{V3} et S_{W3} [Gaurav_12].

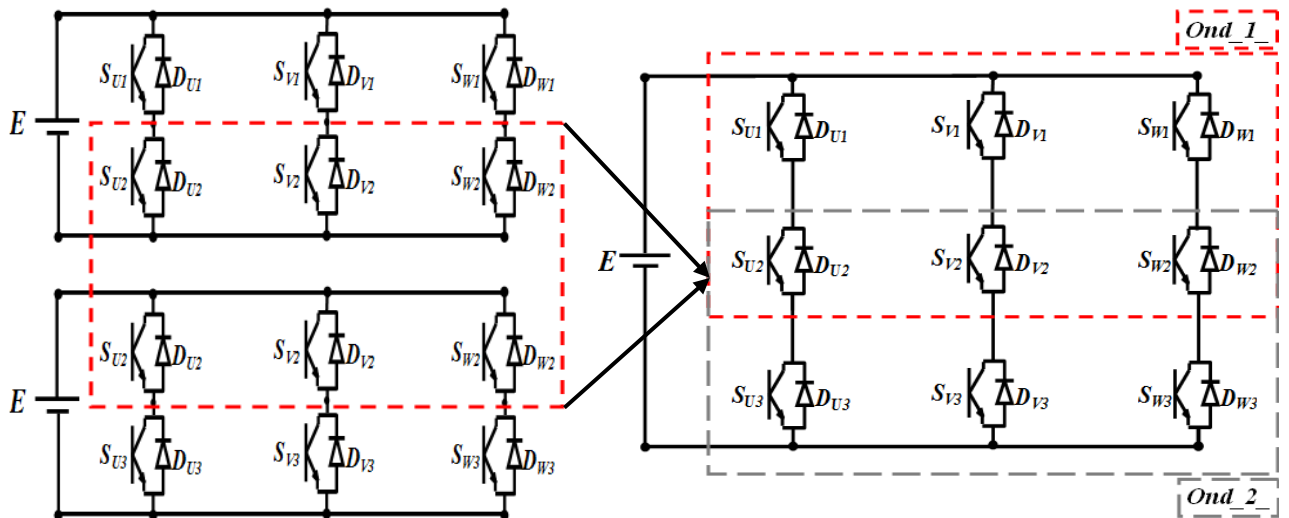


Figure. II.1- Structure de l'onduleur à neuf interrupteurs

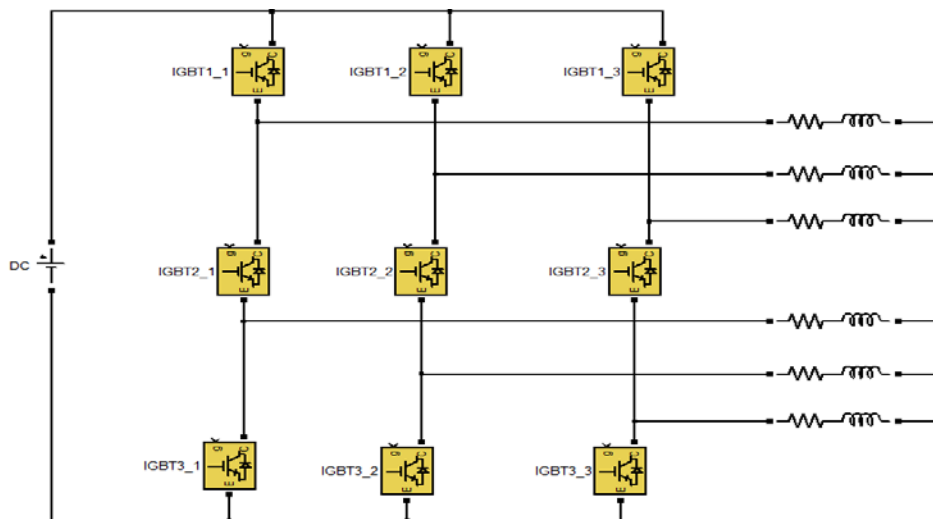


Figure. II.2- Schéma sous Matlab/Simulink de l'onduleur

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

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

Chaque interrupteur possède deux états : fermé (ON) ou ouvert (OFF), et puisque chaque bras est constitué de trois interrupteurs alors les états possibles sont montrés dans le tableau. II.1.

S_{i1}	S_{i2}	S_{i3}
ON	ON	OFF
ON	OFF	ON
OFF	ON	ON

Tableau. II.1- Etas possibles par bras

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],[Abbache_15] :

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

II.2/ Techniques de commande

Les signaux de commandes des commutateurs supérieurs (S_{U1} , S_{V1} , S_{W1}) restent inchangés et sont obtenus comme dans la configuration conventionnelle; quant aux signaux inférieurs (S_{U3} , S_{V3} , S_{W3}), ils sont aussi générés conventionnellement mais, ils sont inverser par le moyen d'un opérateur logique NOT.

Les signaux de commandes des commutateurs communs (S_{U2} , S_{V2} et S_{W2}) sont générés en appliquant un operateur logique OR entre les signaux des commutateurs supérieurs et inférieurs [Rajambal_10].

II.2.1/ MLI triangulo-sinusoidale

Pour établir cette commande, deux paramètres sont essentiels afin de délivrer les signaux de commande nécessaires pour avoir des tensions de sorties non déformées :

- *Biais ou offset* b_k ($k = 1, 2$) : est la valeur pour décaler les tensions de référence dans le but d'éviter toutes intersections entre les deux systèmes de tension de référence

- *Taux de modulation* r_k : égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{mk} à la valeur crête U_{pm} de la porteuse :

$$r_k = \frac{V_{mk}}{U_{pm}}; (k = 1, 2) \quad (\text{II.3})$$

Le système des tensions de références (I.3) devient :

$$\begin{cases} v_{Uk}^* = V_{mk} \cdot \sin(w_k \cdot t) + b_k \\ v_{Vk}^* = V_{mk} \cdot \sin\left(w_k \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) + b_k \\ v_{Wk}^* = V_{mk} \cdot \sin\left(w_k \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) + b_k \end{cases}, (w_k = 2 \cdot \pi \cdot f_k), (k = 1,2) \quad (\text{II.4})$$

II.2.1.a/ Stratégie -1-

Afin d'éviter l'intersection entre les signaux de tension de référence de chaque système, cette stratégie est ainsi divisée en trois cas [Kazua_07] :

Cas -1- : $b_1 = 0.5, b_2 = -0.5$

Cas -2- : $b_1 = r_1, b_2 = -r_2$

Cas -3- : $b_1 = 1-r_1, b_2 = -(1-r_2)$

Les valeurs limites (Maximales) de cette technique sont :

$$\begin{cases} r_{k_{max}} = 0.5 \\ VUF_{k_{max}} = 0.5 \end{cases}, (k = 1,2) \quad (\text{II.5})$$

L'algorithme de cette stratégie est le suivant :

$$\begin{cases} \text{Si } V_{ij}^* \geq U_p \text{ Alors } F_{ij} = 1 \\ \text{Si non } F_{ij} = 0 \end{cases}, (j = U, V, W), (i = 1,2) \quad (\text{II.6})$$

Paramètres de simulation sont :

Tension du bus continu : $E = 600 \text{ V}$,

Fréquence des tensions de références : $f_1 = 50 \text{ Hz}, f_2 = 20 \text{ Hz}$,

Fréquence de la porteuse : $f_p = 10 \text{ kHz}$

Taux de modulation : $r_1 = 0.4, r_2 = 0.3$

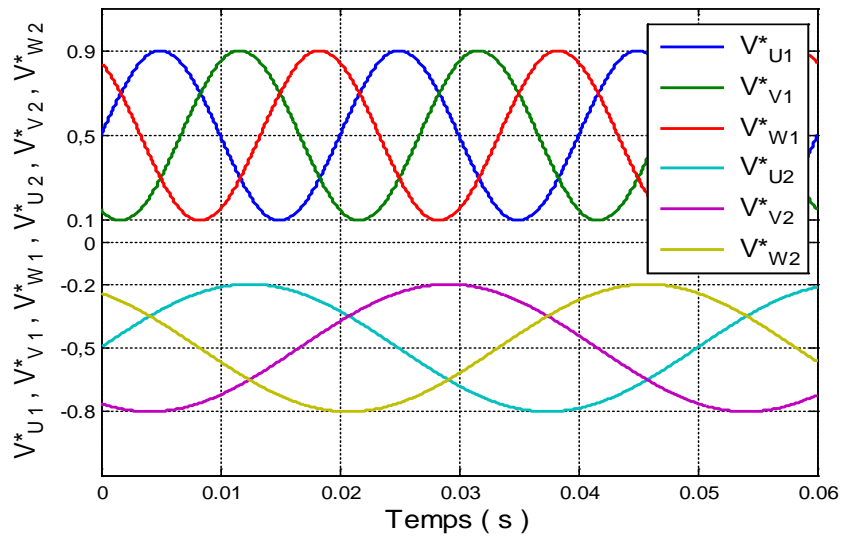


Figure. II.3- Signaux des tensions de référence - Cas 1

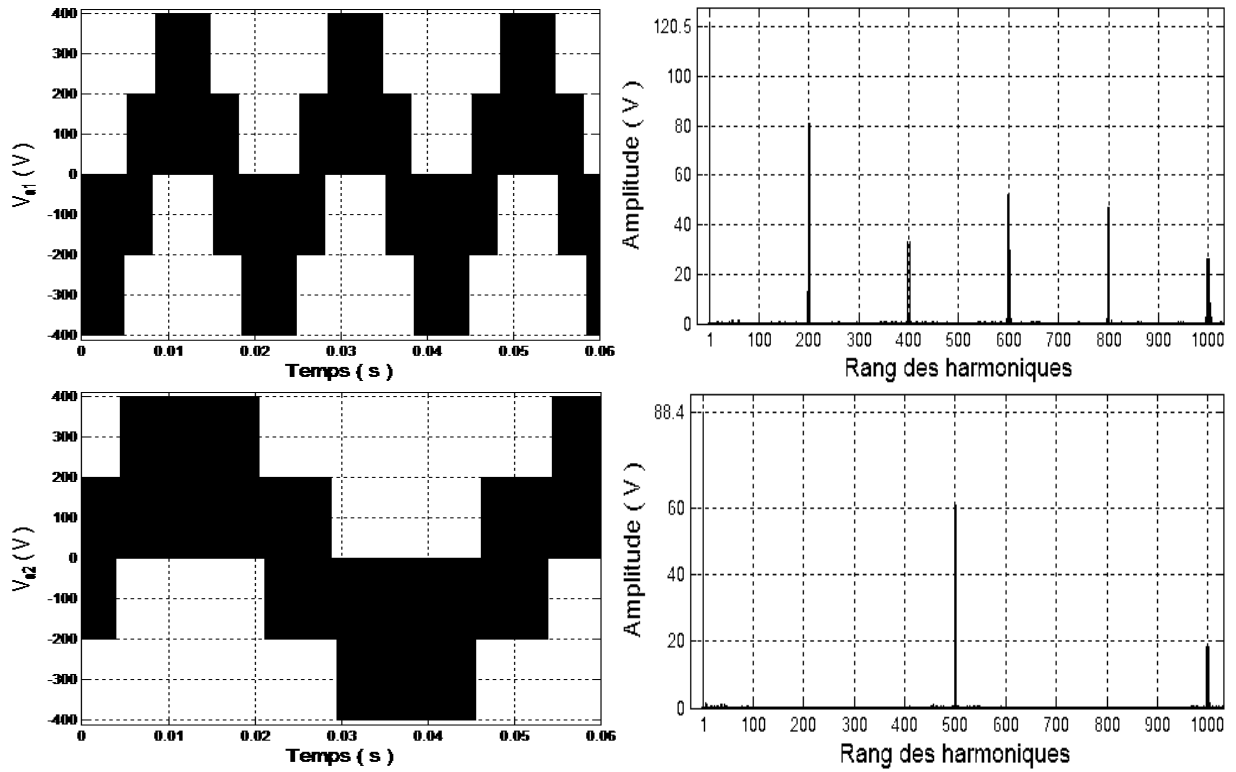


Figure. II.4- Tension simple et son spectre d'harmoniques - Cas -1-

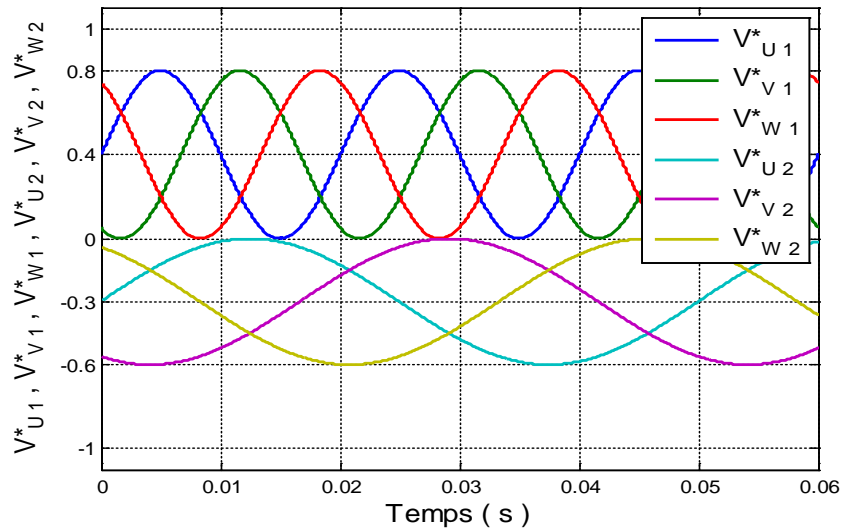


Figure. II.5- Signaux des tensions de référence - Cas 2_

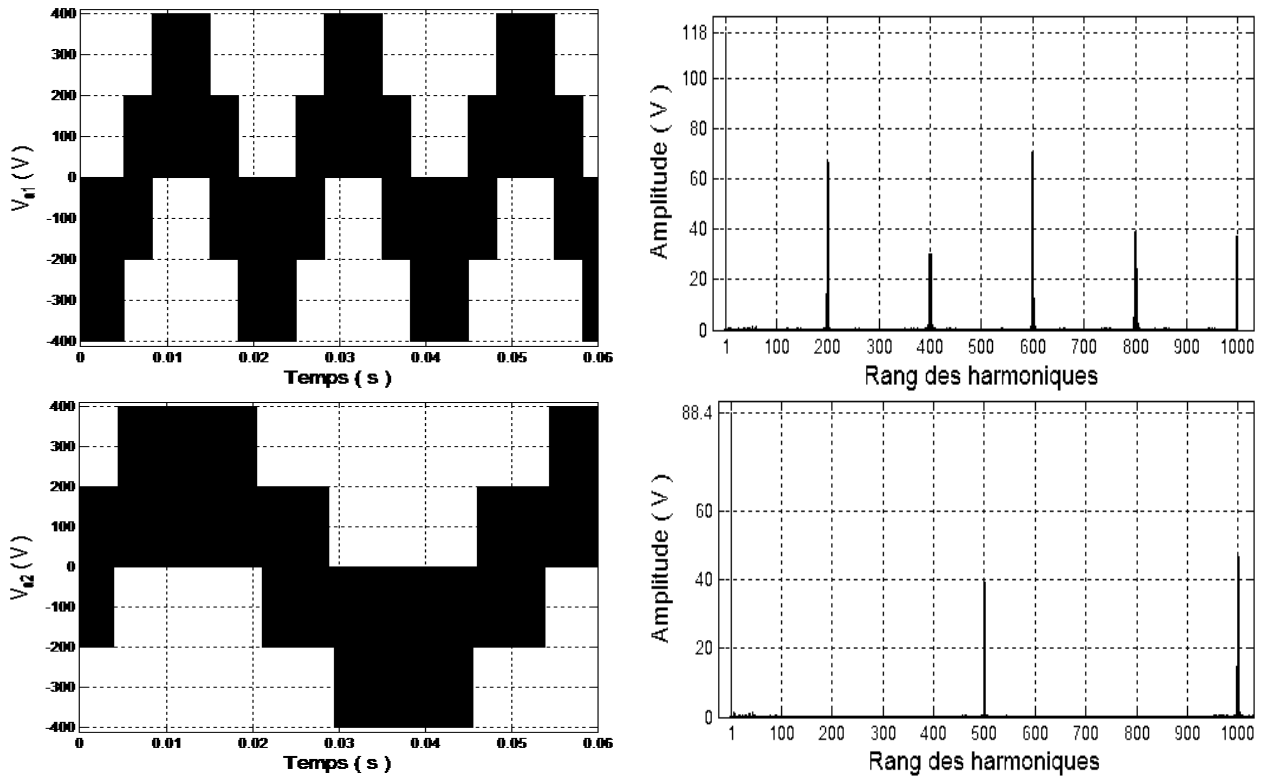


Figure. II.6- Tension simple et son spectre d'harmoniques - Cas -2-

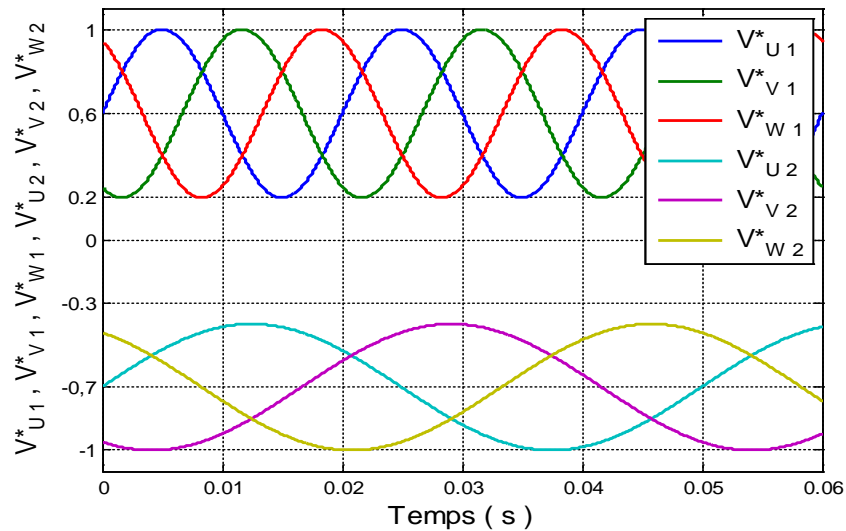
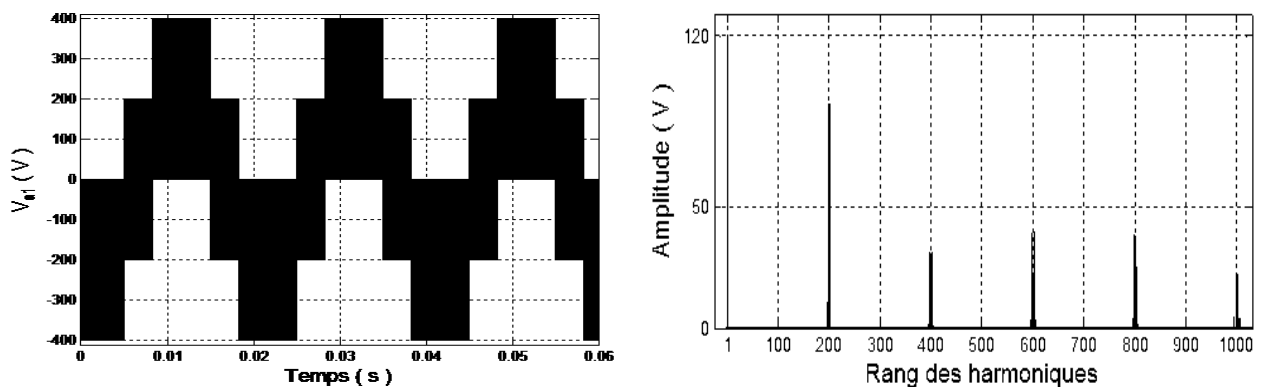


Figure. II.7- Signaux des tensions de référence - Cas -3-



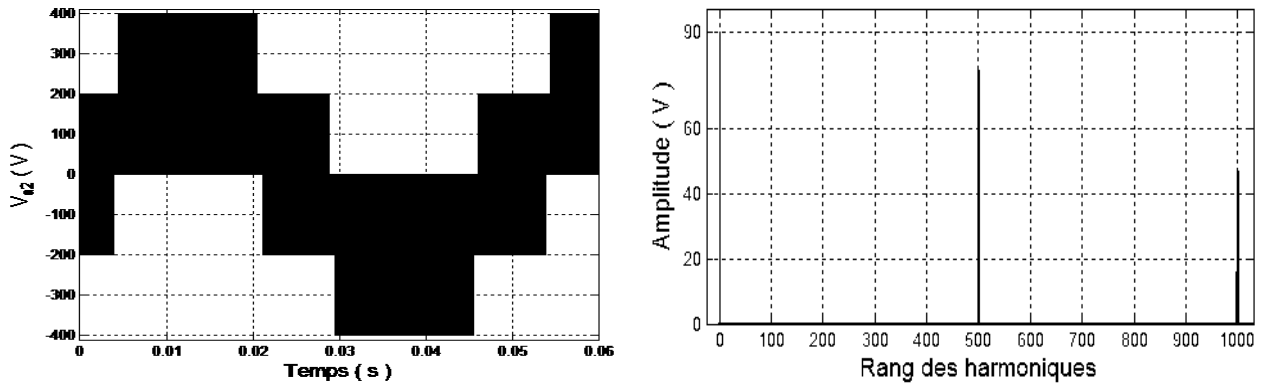


Figure. II.8- Tension simple et son spectre d'harmoniques - Cas -3-

Les figures des deux cas (1 et 3) montre que l'allure des tensions des phases a_1 et a_2 est similaire à l'allure générée par un onduleur triphasé à deux niveaux.

Pour le cas -2- la tension de la phase a_1 l'onduleur ne fournit que 118V, où il devrait fournir une amplitude égale à : $r_1 \cdot \frac{E}{2} = 120V$ (Figure II.6).

Les harmoniques sont rangés sous forme de familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse.

II.2.1.b/ Stratégie -2-

Cette stratégie permet la division la tension du bus continu entre les deux charges, donc le problème des valeurs limites de la stratégie précédente a été résolu [Kazua_07] :

$$\begin{cases} r_1 + r_2 = 1 \\ b_1 = 1 - r_1 \\ b_2 = -(1 - r_2) = -r_1 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

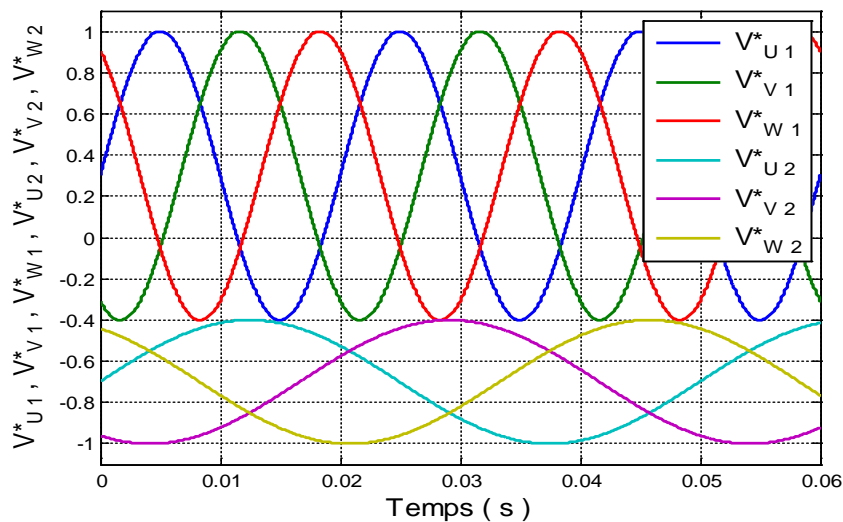


Figure. II.9- Signaux des tensions de référence

La tension du bus continu est divisée entre les deux charges à un pourcentage de 70% et 30% respectivement : $r_1 = 0.7, r_2 = 0.3, b_1 = 0.3, b_2 = -0.7$

Le reste des paramètres de simulation sont les mêmes que la stratégie précédente.

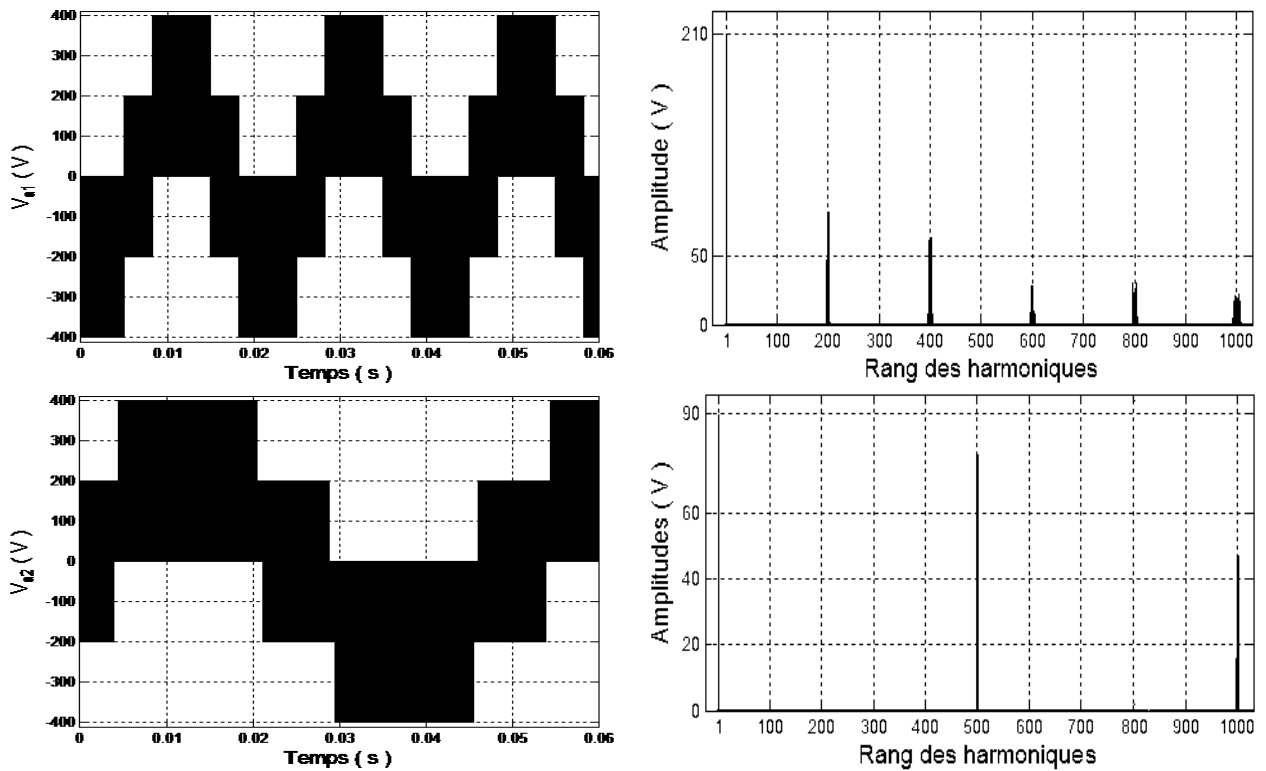
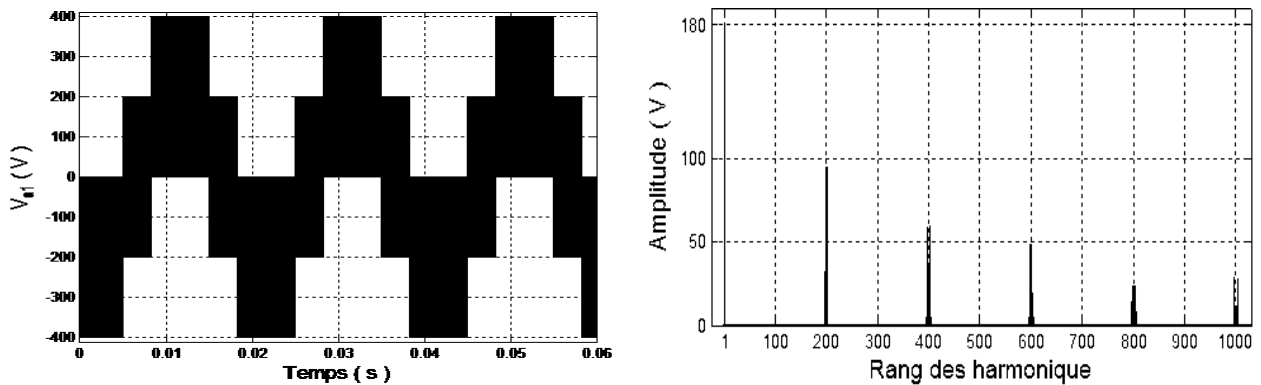


Figure. II.10- Tension simple et son spectre d'harmoniques

La figure. II.10 représente la tension de la phase a_1 (a_2) et son spectre d'harmoniques. L'allure des tensions est similaire à l'allure générée par un onduleur triphasé à deux niveaux. L'analyse harmonique montre que l'amplitude du fondamental des tensions simples des phases a_1 et a_2 sont respectivement 210V et 90 V.

Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse.

Un test avec $r_1 + r_2 < 1$ montre que l'amplitude du fondamental coïncide avec la relation $r_k \cdot \frac{E}{2}$ (Figure. II.11).



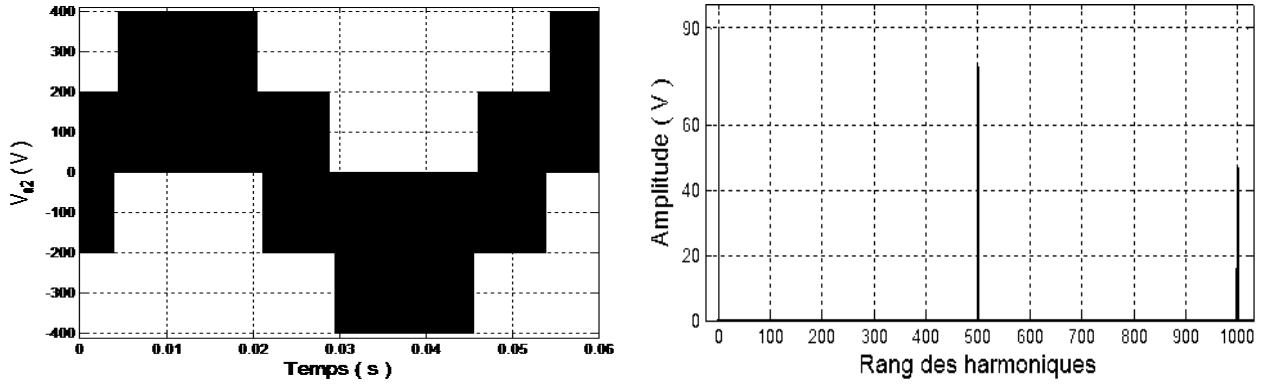


Figure. II.11- Tension simple et son spectre d'harmoniques ($r_1 = 0.6, r_2 = 0.3$)

II.2.1.c/ Stratégie -3-

Cette technique permet d'élever le taux de modulation par un pourcentage de 15.5%, les nouvelles tensions de référence seront donc :

$$\begin{cases} v_{Uk}^* = V_{mk} \cdot \sin(w_k \cdot t) + v_{h3k}^* + b_k \\ v_{Vk}^* = V_{mk} \cdot \sin\left(w_k \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) + v_{h3k}^* + b_k \\ v_{Wk}^* = V_{mk} \cdot \sin\left(w_k \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) + v_{h3k}^* + b_k \end{cases}, (w_k = 2 \cdot \pi \cdot f_k), (k = 1,2) \quad (\text{II.8})$$

Avec : $v_{h3k}^* = \alpha V_{mk} \cdot \sin(3 \cdot w_k \cdot t)$

Où b_k est défini dans ce cas par :

$$b_k = 1 - r_k \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}; (k = 1,2) \quad (\text{II.9})$$

Les simulations traitées dans cette partie auront pour but de dépasser les limites du taux de modulation pour les deux stratégies précédentes :

Test -1- : $r_1 = r_2 = 0.5773$

Test -2- : $r_1 + r_2 = 1.1547$ ($r_1 = 0.7 ; r_2 = 0.45$)

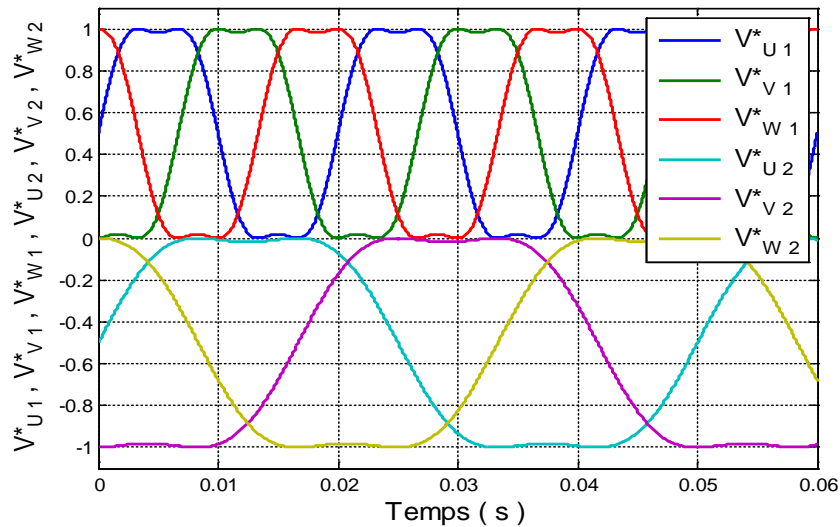


Figure. II.12- Signaux des tensions de référence - Test -1-

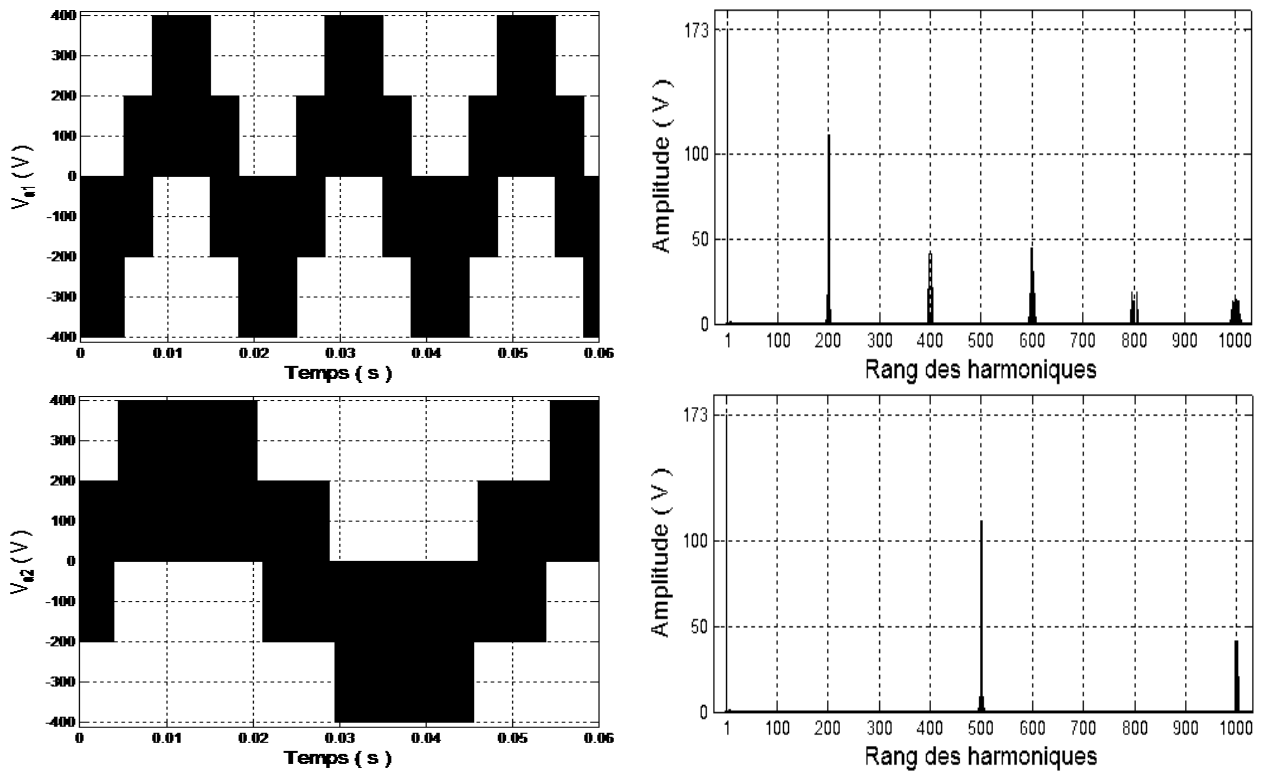


Figure. II.13- Tension simple et son spectre d'harmoniques - Test -1-

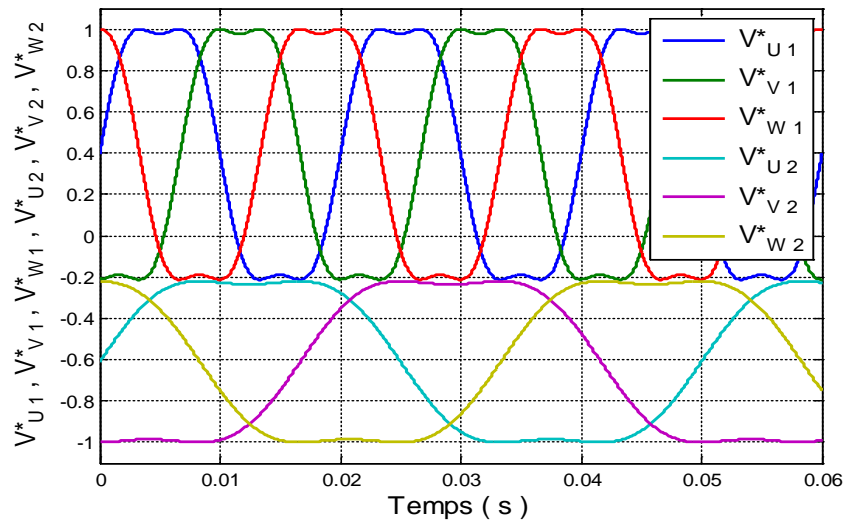
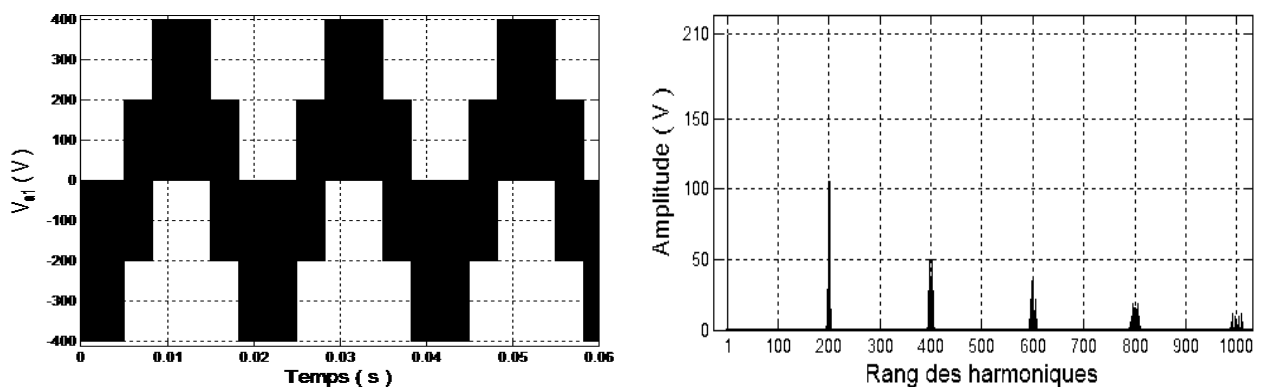


Figure. II.14- Signaux des tensions de référence - Test -2-



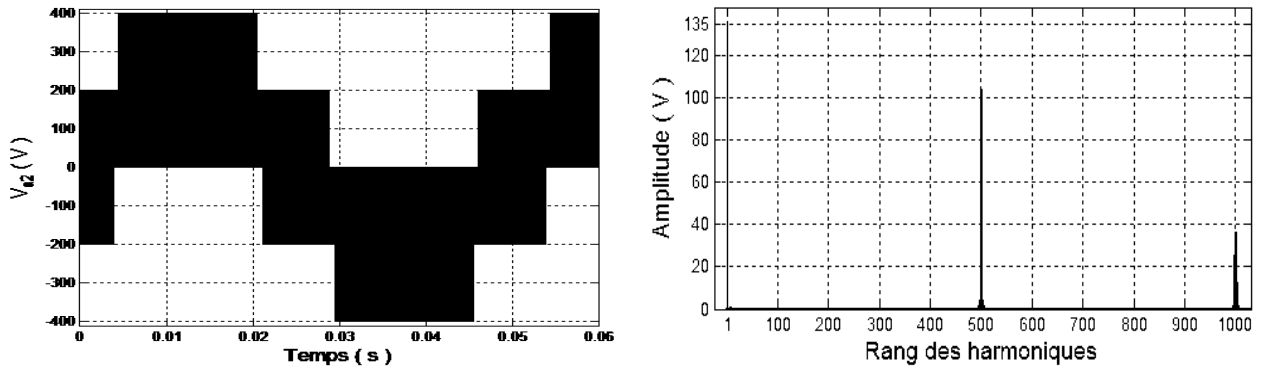


Figure. II.15- Tension simple et son spectre d'harmoniques - Test -2-

Les figures. II. 14 et 15 montrent que l'allure des tensions des phases a_1 et a_2 sont similaire à ceux obtenues par un onduleur triphasé à deux niveaux.

Les harmoniques sont rangés sous forme de familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse.

II.2.2/ Modulation vectorielle

En appliquant les mêmes démarches décrites dans les paragraphes (I.2.2) et (I.2.2.a). Son principe est basé sur l'utilisation de deux périodes d'échantillonnage successive, pour que les deux charges alimentent d'une façon alternative. Pendant la première période d'échantillonnage la charge -1- est alimentée par Ond_1_ (F_{U1} , F_{V1} , F_{W1} , F_{U2} , F_{V2} , et F_{W2}) c'est-à-dire l'application l'un parmi les huit vecteurs de tension, par conséquence F_{U3} , F_{V3} et F_{W3} obtenues par l'équation (II.2). De même pendant la deuxième période de d'échantillonnage la charge -2- est alimentée par Ond_2_ (F_{U2} , F_{V2} , F_{W2} , F_{U3} , F_{V3} , et F_{W3}) vecteurs de tension, par conséquence F_{U3} , F_{V3} et F_{W3} obtenues par l'équation (II.2) [Liu_09].

Cette stratégie exploite seulement 14 états parmi les 27 (3^3) possible de l'onduleur (Tableau. II.2).

	F_{U1}	F_{V1}	F_{W1}	F_{U2}	F_{V2}	F_{W2}	F_{U3}	F_{V3}	F_{W3}	
La première période d'échantillonnage <i>Ond_1_</i>	0	0	0	1	1	1	1	1	1	
	1	0	0	0	1	1	1	1	1	
	0	1	0	1	0	1	1	1	1	
	1	1	0	0	0	1	1	1	1	
	0	0	1	1	1	0	1	1	1	
	1	0	1	0	1	0	1	1	1	
	0	1	1	1	0	0	1	1	1	
	1	1	1	0	0	0	1	1	1	
la deuxième période de d'échantillonnage <i>Ond_2_</i>	1	1	1	0	0	0	1	1	1	
	1	1	1	1	0	0	0	1	1	
	1	1	1	0	1	0	1	0	1	
	1	1	1	1	1	0	0	0	1	
	1	1	1	0	0	1	1	1	0	
	1	1	1	1	0	1	0	1	0	
	1	1	1	0	1	1	1	0	0	
	1	1	1	1	1	1	0	0	0	

Tableau. II.2- États possible des fonctionne de connexion

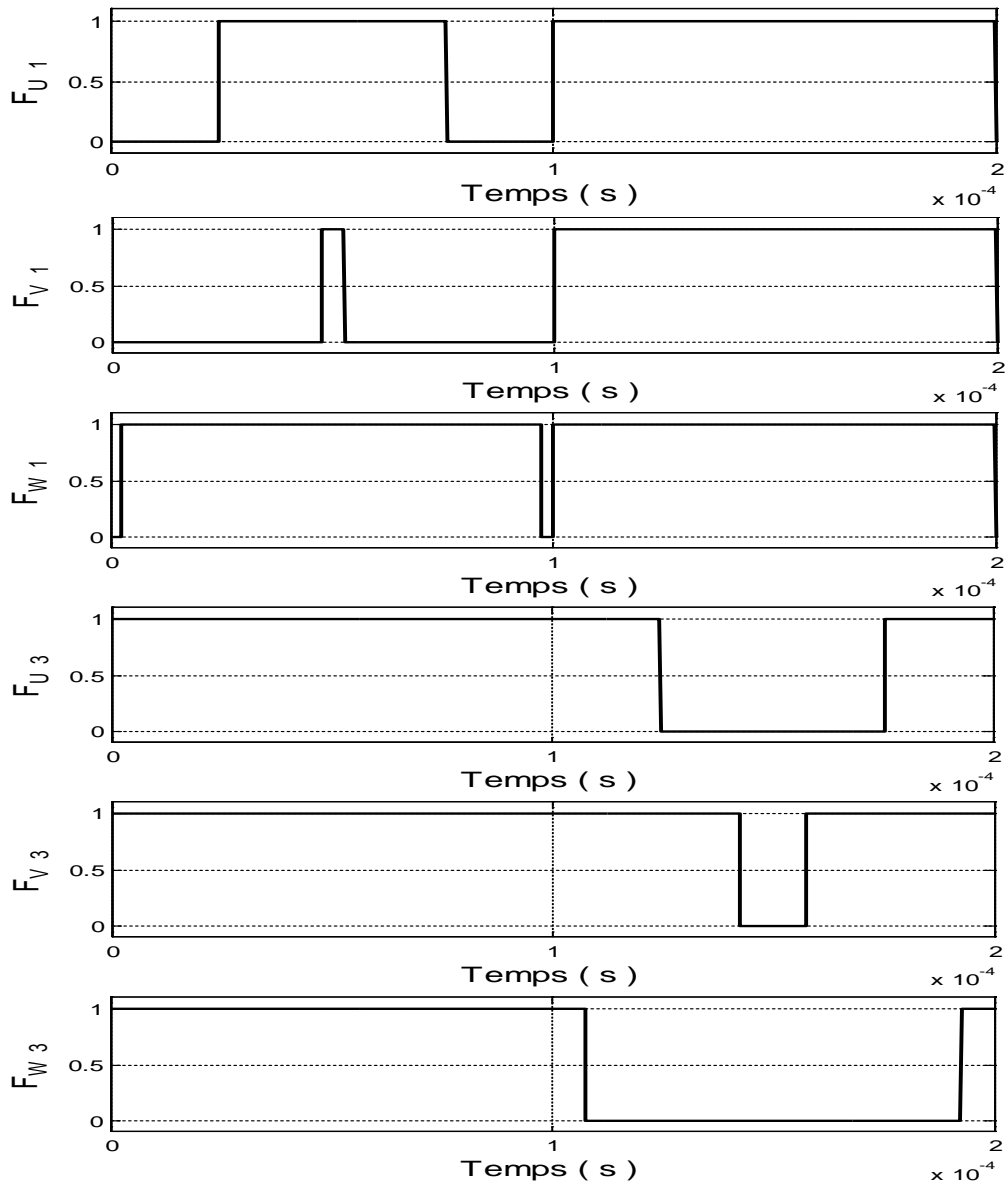
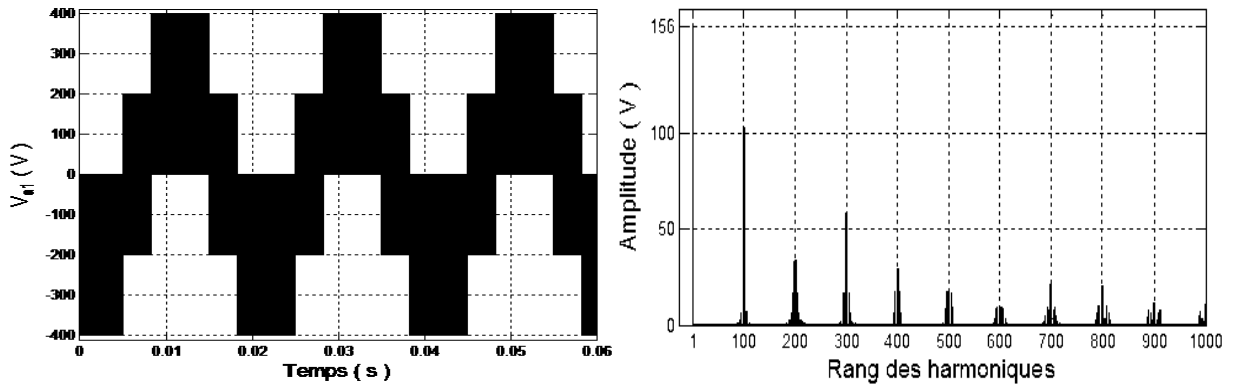


Figure. II.16- Forme des signaux de commande



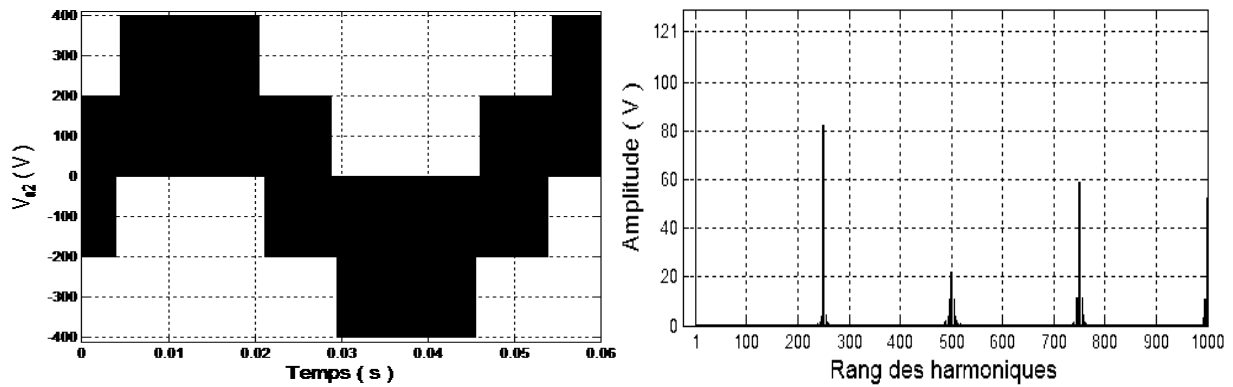


Figure. II.17- Tension simple et son spectre d'harmoniques

Dans la figure. II.17, on remarque que l'allure des tensions des phases a_1 et a_2 est similaire à l'allure lorsqu'on génère ces tensions à partir d'un onduleur triphasé à deux niveau avec la moitié de la tension du bus continu.

Les harmoniques sont regroupés en familles centrés autour des fréquences multiples de la moitié de la fréquence de la porteuse.

Conclusion

L'application des techniques MLI pour la commande de l'onduleur à neuf interrupteurs nécessite une organisation des tensions de références pour éviter l'intersection entre eux. Pour cela le réglage s'effectue par deux paramètres essentiels : le taux de modulation et le biais.

Les allures des tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques nous donnent de bons résultats qui sont similaires à celle de l'onduleur triphasé à deux niveaux, avec l'avantage de minimiser le tiers des composants de puissance.

Chapitre III

*Analyse harmonique et calcul
des pertes par commutation*

Introduction

La qualité de la tension délivrée par les onduleurs est directement liée à la stratégie MLI de commande des composants de puissance. Cette stratégie nous a permis de contrôler le contenu harmonique de la tension de sortie. Afin de choisir la meilleure technique MLI, nous allons faire une étude comparative entre les différentes techniques MLI associées à ces onduleurs dans les deux chapitres précédents. Parmi les critères de comparaison, nous avons retenu les critères suivants : les harmoniques de tension, le facteur de distorsion harmonique du courant et les pertes par commutation [Hadiouche_06].

III.1/ Harmoniques

On appelle harmoniques une superposition sur l'onde fondamentale. La notion d'harmonique, issue du développement mathématique en série de Fourier, permet de définir quantitativement et avec précision, la déformation du signal.

Une onde périodique est décomposée en une somme d'ondes sinusoïdales de fréquences différentes et associée à une sinusoïde à la fréquence de fondamentale.

La fréquence de chacune d'entre elles est un multiple entier de la fréquence fondamentale du signal [Eric_09].

III.1.1/ Origines des harmoniques

L'utilisation des convertisseurs statiques (Onduleurs, redresseurs, gradateurs,...) dans les installations de conversion d'énergie électrique a considérablement contribué à améliorer les performances et l'efficacité de ces systèmes. En revanche, ils ont participé à la dégradation de la qualité du courant et de la tension dans les réseaux de distribution. En effet, ces systèmes consomment des courants non-sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale, ils se comportent comme des générateurs de courants harmoniques.

Une tension harmonique U_h est donc régie par la loi d'Ohm telle que le décrivent la relation :

$$U_h = Z \cdot I_h \quad (III.1)$$

Avec :

Z : Impédance de la charge

I_h : Courant harmonique

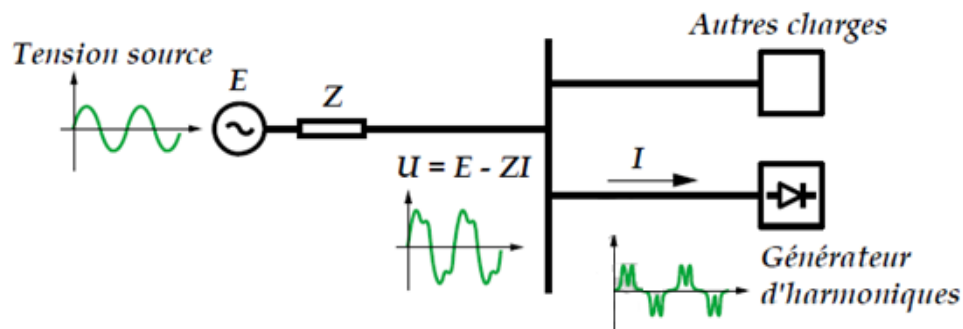


Figure. III.1- Dégradation de la tension du réseau par une charge non linéaire

III.1.2/ Caractérisation des Harmoniques

III.1.2.1/ Rang de l'harmonique

C'est le rapport de sa fréquence f_n à celle du fondamentale [Bousba_17]:

$$n = \frac{f_n}{f_1} \quad (\text{III.2})$$

III.1.2.2/ Déformation d'un signal sinusoïdal

Une tension déformée $v(t)$ de période T peut donc s'écrire de la façon suivante :

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} V_n \sqrt{2} \sin(n\omega t - \varphi_n) \quad (\text{III.3})$$

V_0 : amplitude de la composante continue, généralement nulle en distribution électrique en régime permanent

V_n : valeur efficace de la composante de rang n

φ_n : déphasage de la composante harmonique au temps initial

III.1.2.3/ Taux harmonique de rang n

Le taux harmonique (Tension ou courant) est défini par le rapport entre l'amplitude de la composante harmonique d'ordre n et l'amplitude de la composante du fondamentale :

$$S_n = \frac{C_n}{C_1} \quad (\text{III.4})$$

C_n : composante harmonique de rang n

C_1 : composante fondamentale

III.1.2.4/ Taux d'harmonique de distorsion (THD)

Ce critère est plus souvent employé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal distordu. Il représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamentale. Il est défini par la relation :

$$THD = \frac{\sqrt{C_2^2 + C_3^2 + \dots}}{C_1} \quad (\text{III.5})$$

III.1.3/ Effets des harmoniques

Leurs effets ont toujours un impact économique du fait du surcout lié à [Lourci_21] :

- Une dégradation du rendement énergétique de l'installation (Pertes d'énergie)
- Un surdimensionnement des équipements
- Une perte de productivité (vieillesse accélérée des équipements, déclenchements intempestifs)

Les effets instantanés : dus à la déformation de l'onde, concernent les déclenchements intempestifs de disjoncteurs et de relais d'automatisme, la destruction de matériels (Condensateurs par exemple) ou encore la perturbation des dispositifs de régulation, mais c'est aussi la diminution du facteur de puissance de l'installation.

Les effets à long terme : qui génèrent des échauffements dans les condensateurs et les conducteurs et provoquent un vieillissement prématuré du matériel ou encore des échauffements dus aux pertes supplémentaires dans les machines et dans les transformateurs. Les problèmes rencontrés sont essentiellement de nature thermique et affectent alors la durée de vie des équipements concernés [Eric_09].

III.1.4/Résultats de simulation

Afin de vérifier les deux premiers critères de comparaison, plusieurs simulations ont été effectuées. On adopte les paramètres suivants :

Tension du bus continu : $E = 600 \text{ V}$

Fréquence des tensions de références : $f_1 = 50 \text{ Hz}$, $f_2 = 20 \text{ Hz}$

Fréquence de la porteuse : $f_p = f_s = 10 \text{ kHz}$

Amplitude du fondamental de la tension de phase a_1 (a_2) : 150 V (120 V)

Caractéristiques des charges : charge -1- (-2-) ($P_I = 2.2$ (1.8) kW, $Q_I = 310$ (180) VAR)

Les spectres d'harmoniques des différentes techniques de commande de l'onduleur à cinq bras montrent clairement, que la stratégie -1- de la MLI triangulo-sinusoidale et vectorielle présente un nombre d'harmonique réduit à environ la moitié par rapport aux autres techniques d'une part, et d'autre part cette réduction s'accompagne d'une augmentation des amplitude ($1^{\text{ère}}$ famille), et vice versa pour les deux autres familles (Figure. III.3). Pour l'onduleur à neuf interrupteurs les spectres d'harmoniques présentent presque le même gabarit soit au niveau du nombre ou de l'amplitude des harmoniques (Figure. III.4).

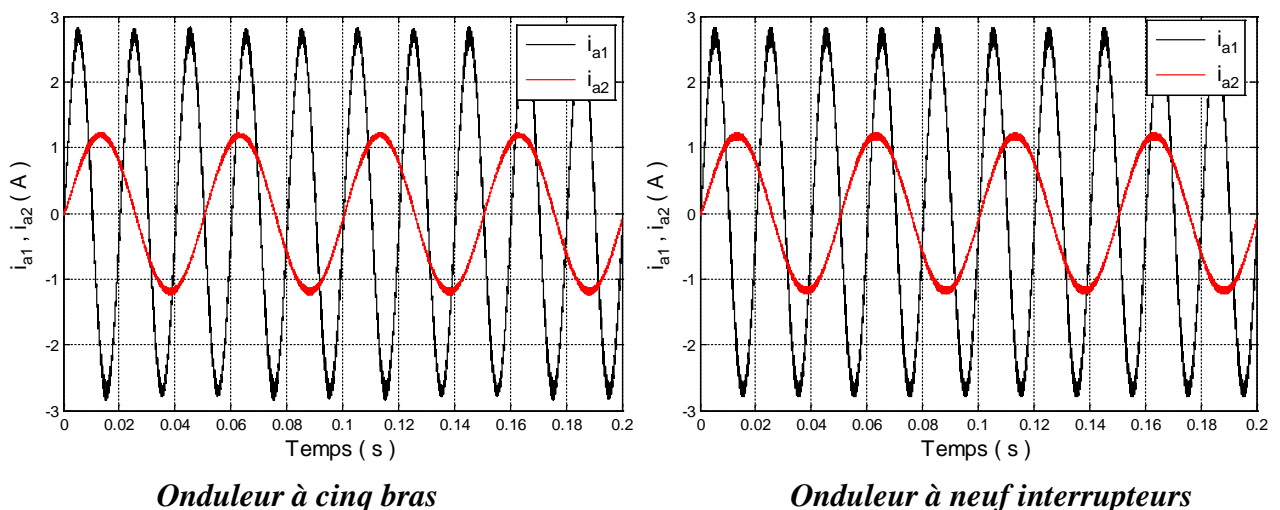
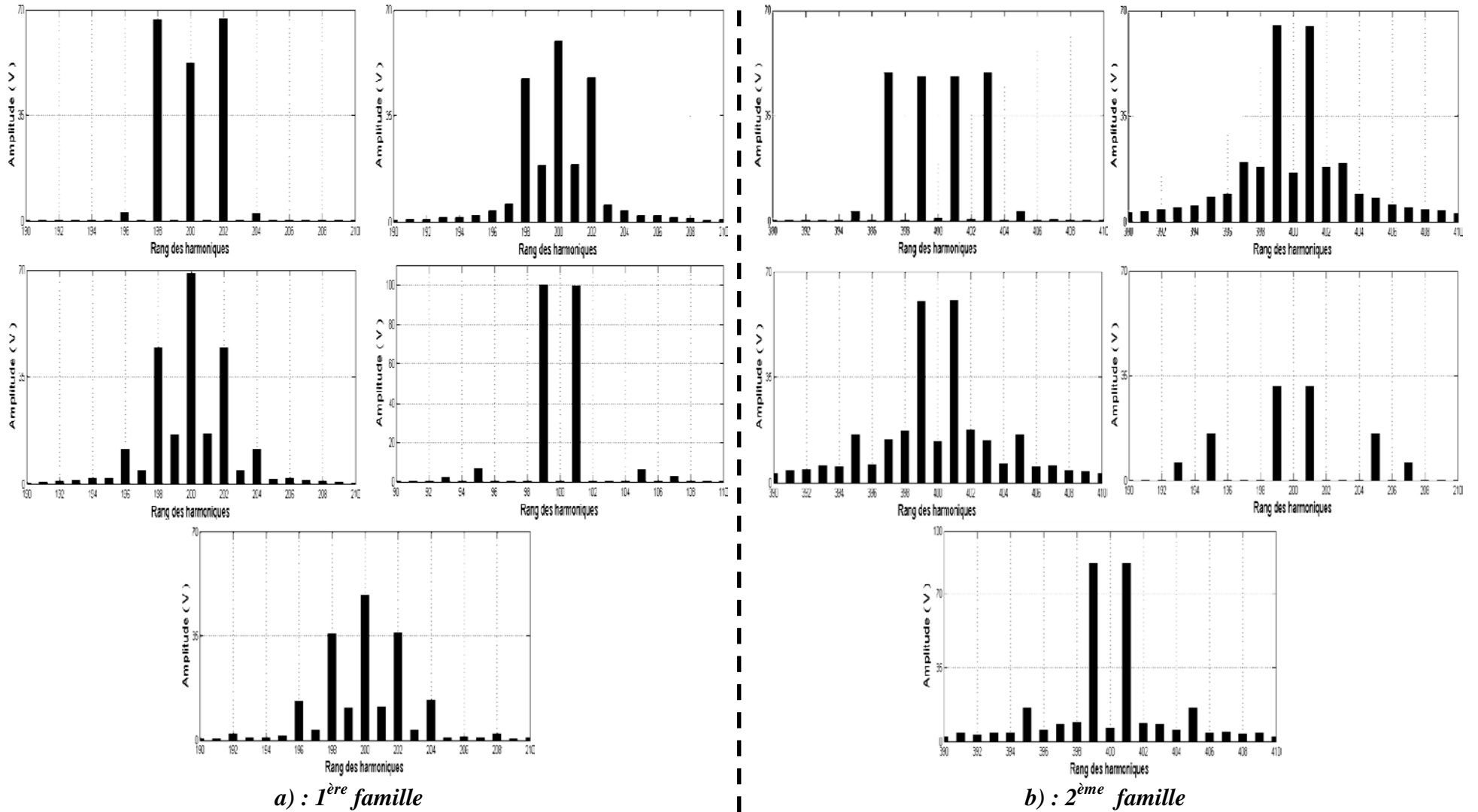
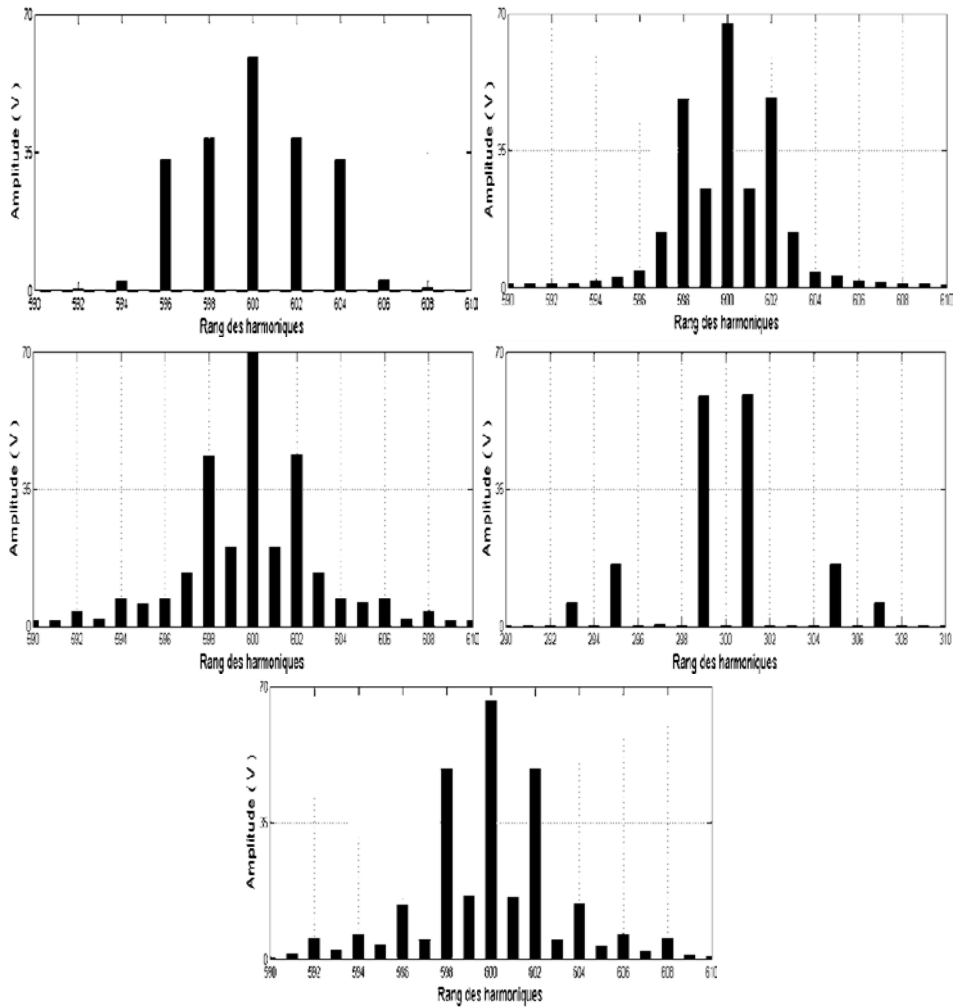


Figure. III.2 - Courant des phases a_1 et a_2

Chapitre III : Analyse harmonique et calcul des pertes par commutation

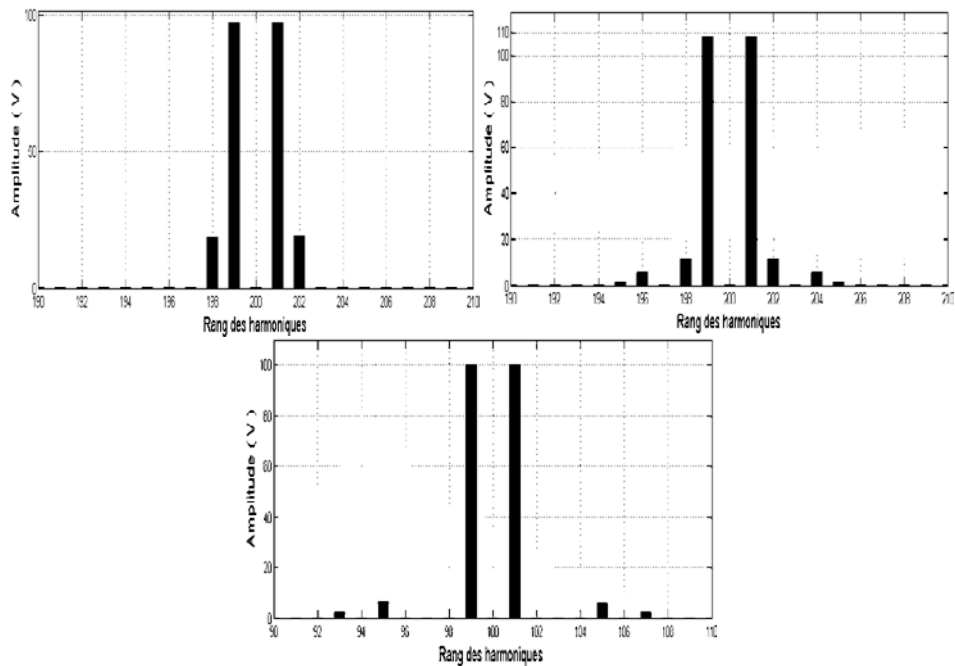
Dans notre comparaison, on présentera seulement les spectres d'harmoniques de tension de la phase a_1 .



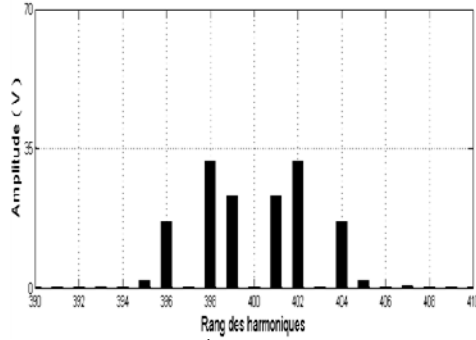
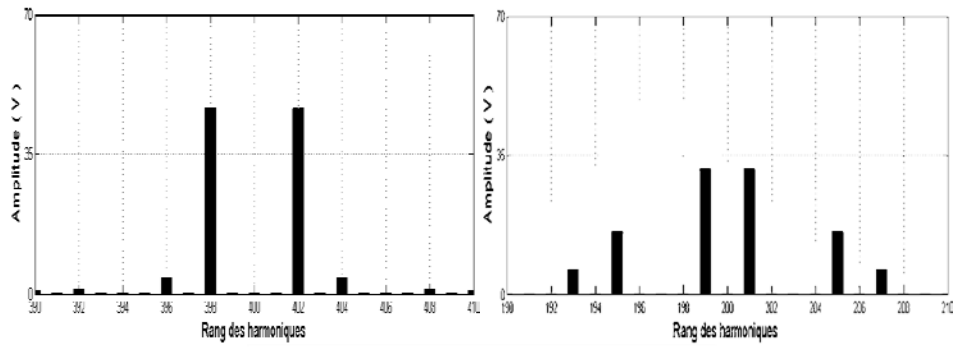


c) : 3^{ème} famille

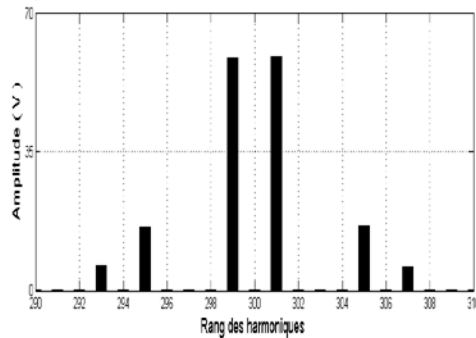
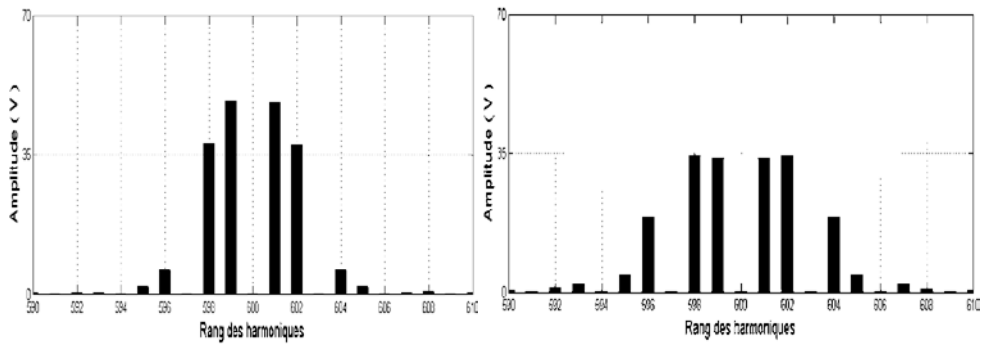
Figure. III.3- Spectres d'harmoniques de différentes techniques de commande de l'onduleur à cinq bras



a) : 1^{ère} famille



b) : 2^{ème} famille



c) : 3^{ème} famille

Figure. III.4- Spectres d'harmoniques de différentes techniques de commande de l'onduleur à neuf interrupteurs

	Onduleur à cinq bras				Onduleur à neuf interrupteurs			
	Triangulo-sinusoidale			Vectorielle		Triangulo-sinusoidale		Vectorielle
Stratégie MLI	1	2	3	1	2	1-cas -3- 2	3	1
THD du courant de la phase a₁ (%)	2.95	2.46	2.49	6.98	2.5	3.53	3.84	6.98

Tableau. III.1- Valeurs du THD

III.2/ Pertes dans les composants de puissance (IGBT)

Les composants de puissance sont le siège de phénomènes électriques et thermiques. Ces derniers vont avoir un impact sur leur fonctionnement et sur leur longévité. Les pertes permettent la caractérisation de chaque composant par un modèle. Ainsi, un modèle précis des pertes prend en compte un certain nombre de paramètres comme la température ambiante, la température de jonction, la résistance interne. On s'intéresse directement aux pertes purement électriques c.à.d. sans tenir compte du couplage électrothermique.

Les pertes par conduction sont les pertes dissipées à l'état passant dans le semi-conducteur. Elles sont liées à la chute de tension et au courant qui circule durant la fermeture. Comme la valeur efficace du courant est imposée par la charge, les pertes par conduction sont pratiquement les mêmes et indépendantes de la technique de MLI utilisée [Benaboud_07]. L'objectif de notre étude comparative est d'évaluer les pertes par commutation.

Les pertes par commutation dans un onduleur de tension commandé par les techniques de MLI dépendent du courant de la charge et augmentent avec sa valeur. Les manuels des fabricants des composants de puissance (par exemple IGBT) indiquent que cette relation est approximativement linéaire dans certain cas, c.à.d. que les pertes par commutation sont proportionnelles à l'amplitude du courant [Baodong_13].

III.3/ Pertes par commutation

Les pertes par commutation dans un IGBT sont de deux natures, les pertes à la fermeture du composant et les pertes à l'ouverture. La Figure. III.3 présente le diagramme de commutation correspondant en admettant que les interrupteurs de l'onduleur ont des caractéristiques d'ouverture et de fermeture linéaires. Durant la commutation, il y a une circulation d'un courant i_c dans le transistor et en présence d'une tension V_{ce} , il en résulte des pertes par commutation exprimées par la relation suivante [Benaboud_07] :

$$p_{com}(t) = V_{ce}(t).i_c(t) \tag{III.5}$$

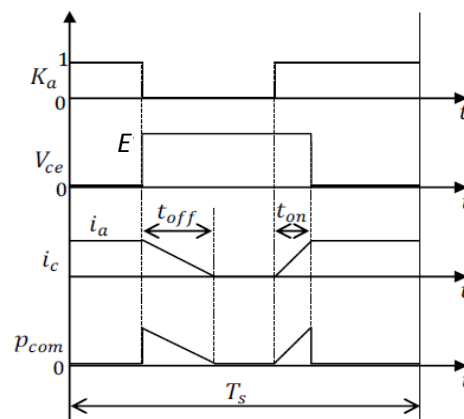


Figure. III.4- Diagramme de commutation

La tension V_{ce} aux bornes de l'interrupteur reste constante pendant la phase de commutation et égale à la valeur de la tension du bus continu [Lefranc_05].

Si on s'intéresse uniquement à la composante fondamentale du courant dans la charge et en admettant que l'évolution du courant i_c pendant la phase de commutation est linéaire, les expressions du courant à la fermeture et à l'ouverture peuvent être écrites comme suit :

$$i_{c_{on}}(t) = I \frac{t}{t_{on}} \quad (III. 6)$$

$$i_{c_{off}}(t) = I \left(1 - \frac{t}{t_{off}}\right) \quad (III. 7)$$

La valeur moyenne des pertes par période de commutation pendant t_{on} et t_{off} peut être calculée par les relations suivantes :

$$p_{com_T}(t_{on}) = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} V_{ce}(t) \cdot i_c(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} E \cdot I \frac{t}{t_{on}} dt = \frac{E \cdot I}{2 \cdot T_s} t_{on} \quad (III. 8)$$

$$p_{com_T}(t_{off}) = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{off}} V_{ce}(t) \cdot i_c(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{off}} E \cdot I \left(1 - \frac{t}{t_{off}}\right) dt = \frac{E \cdot I}{2 \cdot T_s} t_{off} \quad (III. 9)$$

Les pertes totales par commutation sur **une période de commutation** sont données par l'équation suivante :

$$p_{com_T} = p_{com_T}(t_{on}) + p_{com_T}(t_{off}) = \frac{E \cdot I}{2 \cdot T_s} (t_{on} + t_{off}) \quad (III. 10)$$

Selon la relation (III.10), le calcul des pertes par commutation total s'avère impossible. En effet, il faudrait connaître la forme exacte du courant pendant l'intervalle de commutation t_{on} et t_{off} . Vu cette difficulté la tâche n'est pas réalisable. Plusieurs méthodes ont été proposées pour résoudre cette contrainte.

III.3.1/ Méthode approximative

Si l'onduleur est commandé par les techniques de MLI (Triangulo-sinusoïdale ou vectorielle), et en tenant compte uniquement du régime permanent, où le courant dans la charge est pratiquement une fonction sinusoïdale. Les pertes par commutation engendrées par un IGBT sont données par l'approximation suivante [Larouci_02] :

$$P_{IGBT} \approx \frac{f_s \cdot E \cdot I_c \cdot (t_r + t_{on} + t_f + t_{off})}{2 \cdot \pi} \quad (III. 11)$$

t_r : temps de montée (Rise time)

$t_{on} (t_{d(on)})$: temps de commutation à l'ouverture (Turn-on delay time)

t_f : temps de descente (Fall time)

$t_{off} (t_{d(off)})$: temps de commutation à la fermeture (Turn-off delay time)

III.3.2/ Méthode pratique

III.3.2.a/ Approche -1-

Les fabricants proposent des courbes donnant l'énergie de commutation par module (Deux IGBT) en fonction de divers paramètres. Par exemple, les courbes d'énergies données par le fabricant ABB HiPak™ pour le module IGBT 5SNG 0250P330300 (250 A / 3300 V) sont représentés sur la figure. III.5 [ABB HiPak].

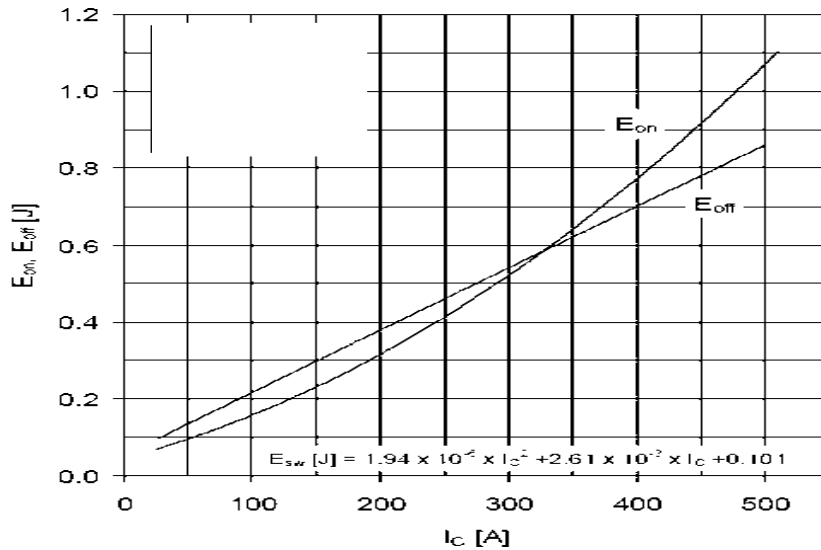


Figure. III.5- Pertes énergétiques en fonction du courant I_c

A partir de la figure. III.5, et afin de faciliter le calcul des pertes totales par commutation, le fabricant donne aussi la formule suivante :

$$E_{sw} = 1.94 \cdot I_c^2 \cdot 10^{-6} + 2.61 \cdot I_c \cdot 10^{-3} + 0.101 \quad (III.12)$$

D'autre part, les pertes en commutation dans un IGBT sont données par :

$$P_{IGBT} = f_p \cdot (E_{on} + E_{off}) / \pi = f_p \cdot E_{sw} / \pi \quad (III.13)$$

III.3.2.b/ Approche -2-

Cette approche repose sur les valeurs de références de : l'énergie dissipée à l'ouverture (E_{on_ref}) et à la fermeture (E_{off_ref}), la tension d'alimentation (E_{ref}) et le courant de collecteur (I_{c_ref}). Les pertes en commutation dans un IGBT sont données par [Jing_17] :

$$P_{IGBT} = \frac{2 \cdot f_s \cdot E \cdot I_c \cdot (E_{on_ref} + E_{off_ref})}{\pi \cdot E_{ref} \cdot I_{c_ref}} \quad (III.14)$$

III.4/ Résultats de simulation

On adopte les paramètres suivants :

- Tension du bus continu : $E = 1500 \text{ V}$
- Fréquence des tensions de références : $f_1 = f_2 = 50 \text{ Hz}$
- Fréquence de la porteuse : $f_p = 10 \text{ kHz}$
- Taux de modulation $r_1 = 0.65, r_2 = 0.35$
- Caractéristiques des charges : charge -1- (-2-) ($P_l = 50.2 (19.8) \text{ kW}, Q_l = 6.30 (5.8) \text{ kVAR}$)
- On choisie comme technique de commande des deux onduleurs la stratégie -2- de MLI-TS

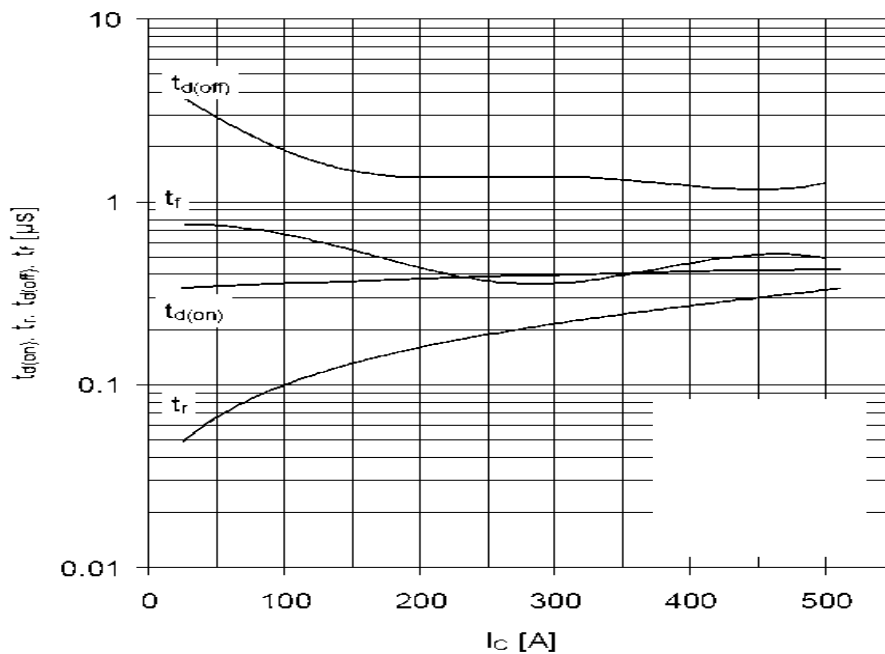
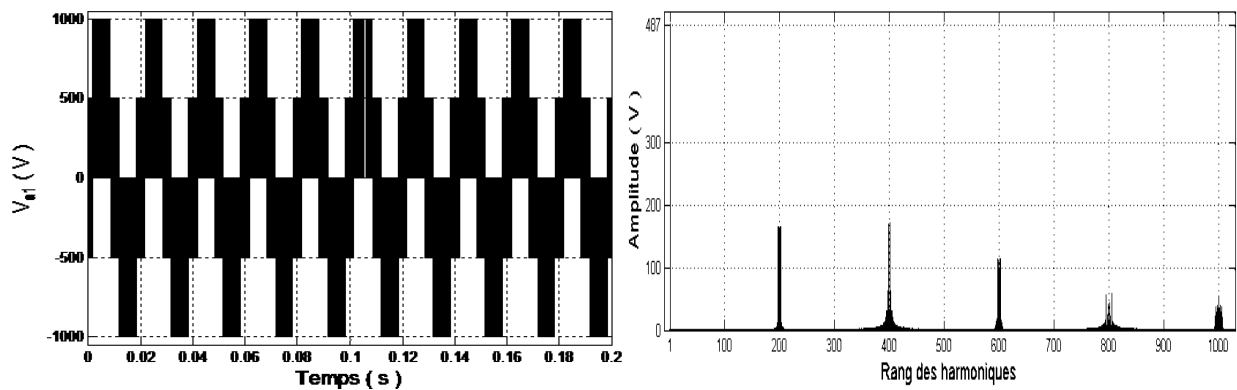


Figure. III.6- Différents temps pendant la phase de commutation en fonction du courant I_c

III.4-1/ Onduleur à cinq bras



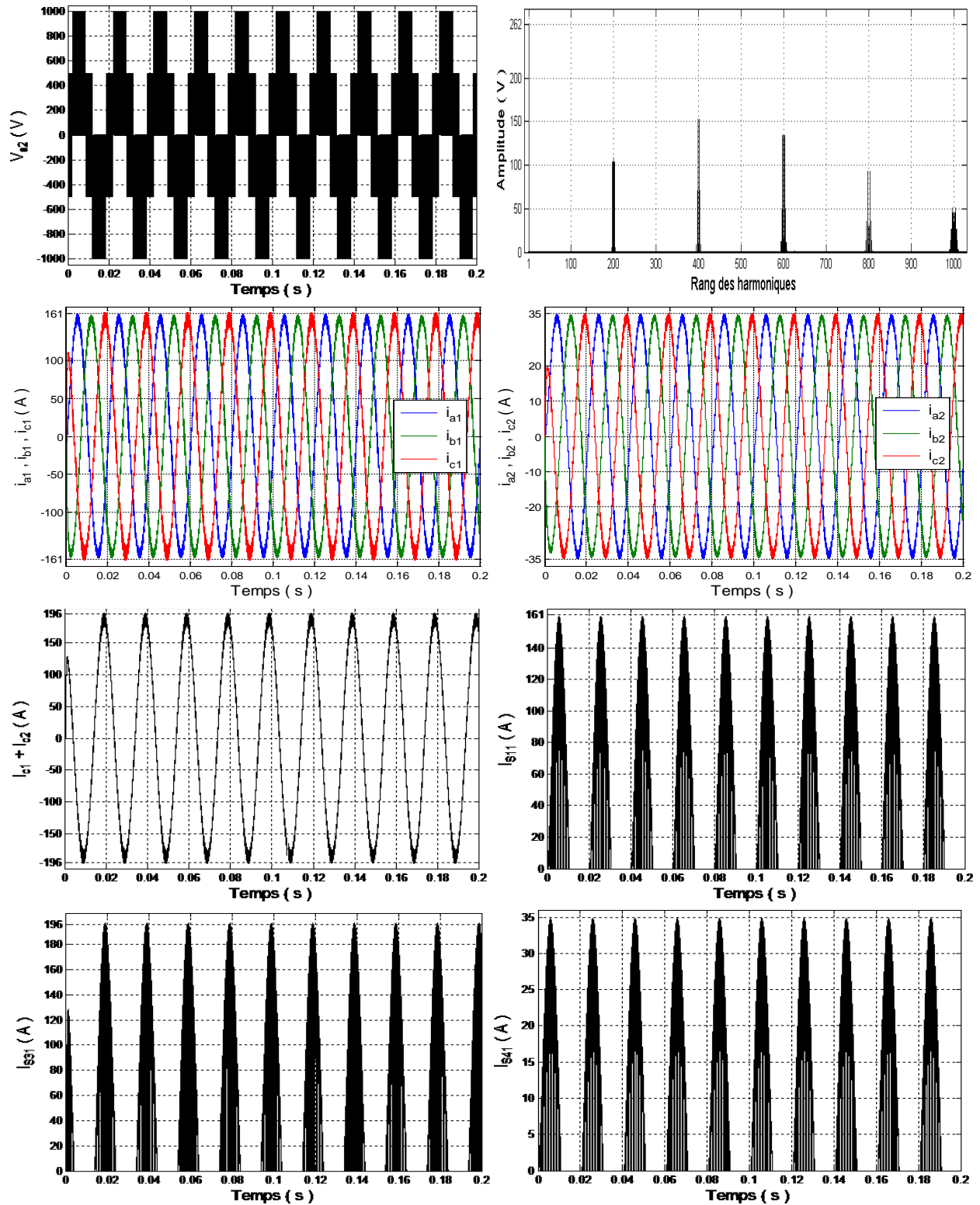


Figure. III.7- Différentes grandeurs de l'onduleur

A partir de l'équation III.13, l'énergie dissipée (E_{sw}) par IGBT est déterminée à base de la valeur maximale de I_c [Jing_17].

Selon la figure. III.6, il apparaît clairement que la valeur maximale du courant I_c des l'IGBT S_{11} , S_{31} et S_{41} prennent la valeur maximale exacte des courants i_{a1} , $i_{c1}+i_{c2}$ et i_{a2} respectivement.

Le tableau. III.2 regroupe toutes les données nécessaires pour calculer les pertes par commutation pour les méthodes détaillées précédemment.

E_{on} et E_{off} : sont déterminés à partir de l'équation.III.13

t_r , t_{on} , t_f et t_{off} : sont déterminés à partir des courbes de la figure. III.6

IGBT		S_{11}				S_{31}				S_{41}			
Courant I_c		Max (i_{a1})				Max ($i_{c1} + i_{c2}$)				Max (i_{a2})			
Valeur maximale du courant I_c (A)		161				196				35			
$E_{on} + E_{off}$ (mJ) (par module)		571.50				687.10				194.72			
$E_{on} + E_{off}$ (mJ) (par IGBT)		285.75				343.50				97.36			
$t_r, t_{on}, t_f, t_{off}$ (η s)		140	386	505	1500	160	386	430	1400	57	340	740	3400
E_{on_ref} (E_{off_ref}) (mJ) (par module)		425 (450)											
E_{ref} (V)		3000											
I_{c_ref} (A)		250											
Pertes par commutation (W)	Méthode approximative	$P_{s11} = 972.81$				$P_{s31} = 1111.80$				$P_{s41} = 379.10$			
	Méthode pratique	Approche -1-		$P_{s11} = 909.56$		$P_{s31} = 1193.50$		$P_{s41} = 309.91$					
		Approche -2-		$P_{s11} = 896.83$		$P_{s31} = 1091.80$		$P_{s41} = 194.96$					

Tableau. III.2- Différentes courants, énergies, temps et puissances de chaque IGBT

Les pertes totales dans l'onduleur sont données par :

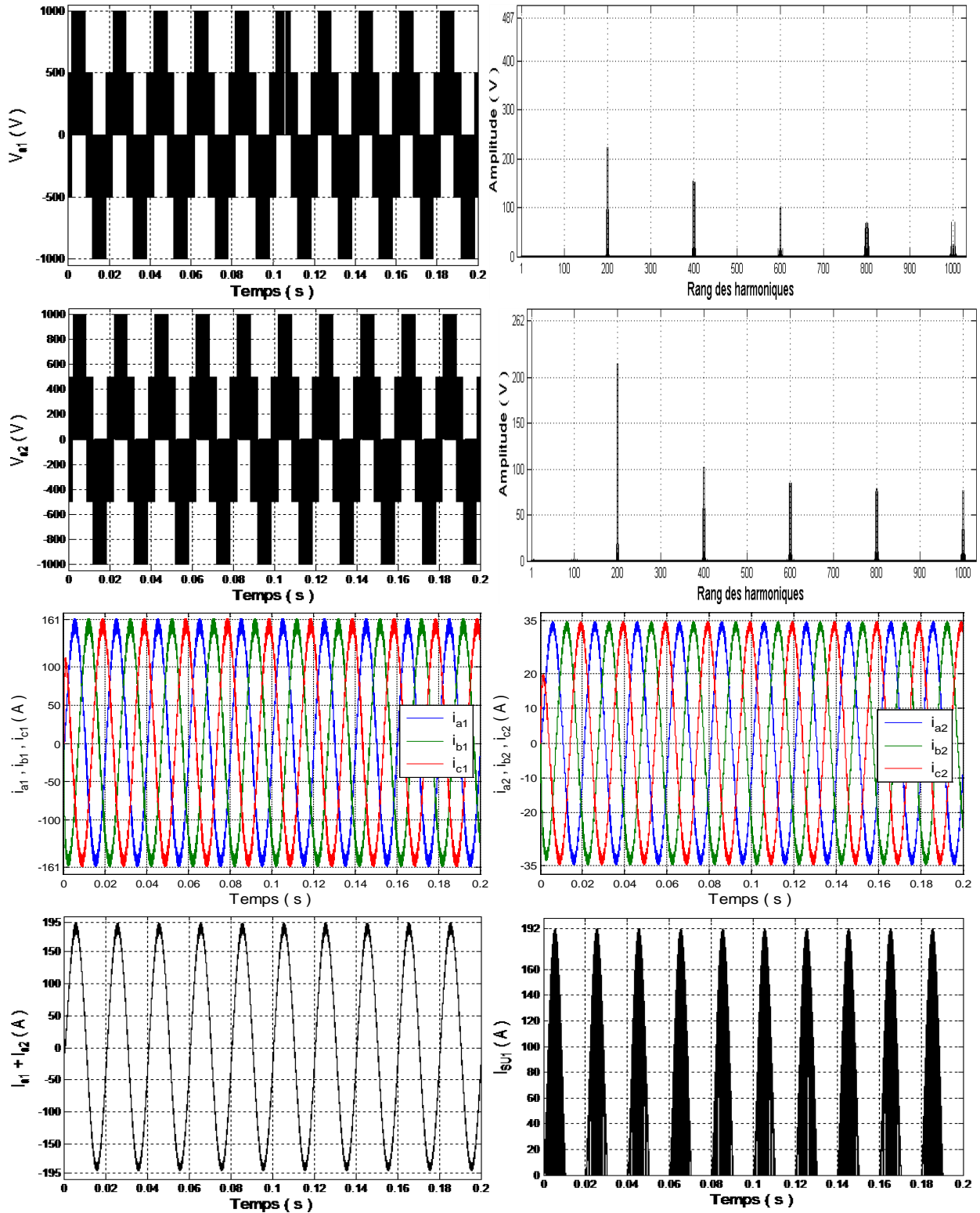
$$P_{T_OND} = 4.P_{s11} + 2.P_{s31} + 4.P_{s41} \tag{III. 15}$$

		Pertes totale dans l'onduleur (W)
Méthode approximative		7631.24
Méthode pratique	Approche -1-	7064.88
	Approche -2-	6550.72
Valeur moyenne		7082.28

Tableau. III.3- Puissance totale dissipée par commutation

Avec des courants forts de I_c (161 A, 196 A) on constat que l'écart est maximal entre les valeurs des pertes calculées par la méthode approximative et les deux approches de la méthode pratique. Par contre avec un courant faible de I_c (35 A), l'écart est minimal entre la première approche et la méthode approximative.

III.4-2/ Onduleur à neuf interrupteurs



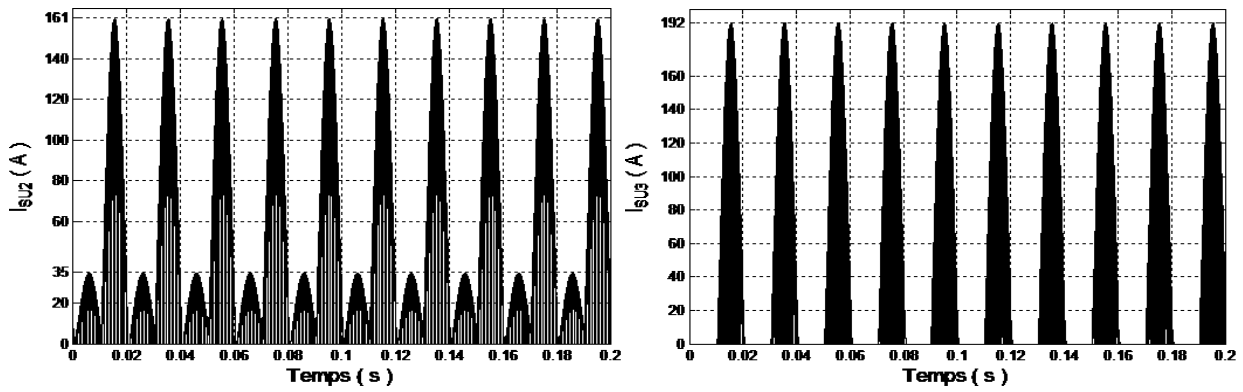


Figure. III.8- Différentes grandeurs de l'onduleur

La figure. III.6, montre clairement que la valeur maximale du courant I_c des l'IGBT S_{U1} et S_{U3} prennent une valeur moins que la valeur maximale du courant $i_{a1}+i_{a2}$. La valeur maximale du courant de l'IGBT S_{U2} est le maximum entres i_{a1} et i_{a2} .

Le tableau. III.4 regroupe toutes les données nécessaires pour calculer les pertes par commutation pour les méthodes détaillées précédemment.

IGBT		S_{U1}				S_{U2}				S_{U3}			
Courant I_c		$i_{a1} + i_{a2}$				Max (i_{a1}, i_{a2})				$i_{a1} + i_{a2}$			
Valeur maximale du courant I_c (A)		192				161				192			
$E_{on} + E_{off}$ (mJ) (par module)		673.63				571.50				673.63			
$E_{on} + E_{off}$ (mJ) (par IGBT)		336.81				285.75				336.81			
$t_r, t_{on}, t_f, t_{off}$ (ns)		157	386	440	1400	140	386	505	1500	157	386	440	1400
E_{on_ref} (E_{off_ref}) (mJ) (par module)		425 (450)											
E_{ref} (V)		3000											
I_{c_ref} (A)		250											
Pertes par commutation (W)	Méthode approximative	$P_{SU1} = 1092.30$				$P_{SU2} = 972.81$				$P_{SU3} = 1092.30$			
	Méthode pratique	Approche -1-		$P_{SU1} = 1072.10$		Approche -1-		$P_{SU2} = 909.56$		Approche -1-		$P_{SU3} = 1072.10$	
		Approche -2-		$P_{SU1} = 1069.50$		Approche -2-		$P_{SU2} = 896.83$		Approche -2-		$P_{SU3} = 1069.50$	

Tableau. III.4- Différentes courants, énergies, temps et puissances de chaque IGBT

Pour déterminer les pertes totales dans l'onduleur, il suffit de multiplier P_{SU1} , P_{SU2} et P_{SU3} par le nombre de bras :

$$P_{T_IGBT} = 3.(P_{SU1} + P_{SU2} + P_{SU3}) \quad (III. 16)$$

		<i>Pertes totale dans l'onduleur (W)</i>
<i>Méthode approximative</i>		9472.23
<i>Méthode pratique</i>	<i>Approche -1-</i>	9161.28
	<i>Approche -2-</i>	9107.50
<i>Valeur moyenne</i>		9247

Tableau. III.5- Puissance totale dissipée par commutation

D'après la valeur moyenne des pertes totales du tableau. III.3 et III.5, on aperçoit une diminution des pertes de l'onduleur à cinq bras environ de 30% par rapport au onduleur à neuf interrupteurs.

Conclusion

Les tensions de sortie des deux onduleurs étudiés sont riches en harmoniques. Ces harmoniques sont à l'origine des pertes supplémentaires (pertes Joule et pertes fer) s'ajoutant aux pertes dues aux composants de puissance (IGBT). Dans ce chapitre nous avons détaillé, deux méthodes pour calculer les pertes en commutation, la première est une méthode approximative par contre la deuxième repose sur des courbes réelles données par le fabricant des IGBT.

Le taux d'harmonique de distorsion des courants obtenu par la stratégie -2- (MLI triangulo-sinusoidale) pour les deux topologies d'onduleur est le plus faible par rapport aux autres stratégies. Nous avons aussi montré que l'onduleur à cinq bras permet de réduire fortement les pertes par commutation par rapport à l'onduleur à neuf interrupteurs.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude de différentes topologies des onduleurs à structure optimisée, où l'objectif est d'évaluer ces performances selon plusieurs critères : les harmoniques de tension, le facteur de distorsion harmonique du courant et les pertes par commutation.

Le premier chapitre a permis de montrer que l'onduleur à cinq bras est équivalent à deux onduleurs triphasés à deux niveaux. Dans une première étape, après avoir donné le principe des stratégies de commande de l'onduleur. Ces stratégies nous a permis de repousser les harmoniques d'ordre inférieur vers les fréquences les plus élevées. De ce fait, le filtrage de la tension devient plus facile. Les résultats de simulation montre bien l'efficacité de la troisième stratégie point de vue obtention un facteur d'utilisation du bus continu unitaire, et une division de la tension du bus continu entres les deux charges sans limites.

La première stratégie de la modulation vectorielle exploite seulement 14 états parmi les 32 possible de l'onduleur et par conséquent les harmoniques de tension de sortie se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la moitié de la fréquence de la porteuse. Par contre la deuxième stratégie exploite tous les états possibles de l'onduleur, dans ce cas les harmoniques de tension sont rangés sous forme de familles centrées autour des fréquences multiples la fréquence de la porteuse.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de l'onduleur à neuf interrupteurs commandés par différentes stratégies de la MLI. On a constaté que les allures des tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques, sont similaires à celle de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

À travers le troisième chapitre, nous avons montré que la stratégie -2- de la MLI triangulo-sinusoidale des deux onduleurs offre une meilleure performance point de vue obtention un faible taux d'harmonique de distorsion. D'autre part, nous avons montré aussi que l'onduleur à cinq bras est très avantageux en terme de réduction des pertes par commutation d'environ 30% par rapport à l'onduleur à neuf interrupteurs.

Comme perspectives de ce travail, on propos :

- Recherche et simulation d'autres techniques de commande de ce type d'onduleurs,
- Introduction des moteurs asynchrones triphasés au lieu des charges RL,
- Étude détaillée de la commande indépendante de deux moteurs asynchrones alimentés par un 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.

[ABB HiPak]

ABB HiPak : Datasheet IGBT Module 5SNG 0250P330300

[Baodong_13]

Baodong. B, Dezhi. C, « Inverter IGBT loss analysis and calculation », 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT).

[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.

[Benaboud_07]

Benaboud. A, « convertisseur de fréquence indirect à rapport de tension fixe : interface entre turbo-alternateurs à haute vitesse et réseau électrique », Thèse de Doctorat, École polytechnique fédérale de Lausanne, Suisse 2007.

[Bidart_11]

Bidart.D, « Commande coopérative des systèmes monoconvertisseurs multi- Machines synchrones », Thèse Doctorat, Université de Toulouse, Juin 2011.

[Bousba_17]

Bousba. H, « Applications des techniques MLI discontinues aléatoires dans l'onduleur triphasé en pont », Mémoire Master, Université de jijel, 2017.

[Dehghani_12]

Dehghani.S M, Amiri. A, Mohamadian. M et Yazdian. A, « Current-Type Nine Switch Inverter », Journal of Power Electronics, Vol.10, N°2, March 2010.

[Drazen_09]

Drazen. D, Martin. J, Slobodan. N V, Emil. L, « A general PWM methode for a $(2n+1)$ -leg inverter supplying n three-phase machines », Industrial Electronics, IEEE Transactions 2009.

[El-Nagar_19]

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

[Eric_09]

Éric. F, Révilla. P, « Qualité des réseaux électriques et efficacité énergitique », © Dunod, Paris, 2009, ISBN 978-2-10-054618-3.

[Gaurav_12]

Gaurav. N G, Mohan. V A, « A Comparative Performance of Six-Phase Nine Switch Inverter Operation with SPWM and SVPWM », Conference on Power Electronics- Bengaluru, India2012 IEEE International.

[Hadiouche_06]

Hadiouche. D, Baghli. L, and Rezzoug. A, « Space vector PWM techniques for dual three-phase AC machine: Analysis, performance evaluation, and DSP implementation », IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 42, no. 4, pp. 1112-1122, Jul./Aug.2006.

[Jing_17]

Jing. G « Modeling and design of inverters using novel power loss calculation and dc-link current/voltage ripple estimation methods and bus bar analysis », Thèse de Doctorat de McMaster university, Canada, 2017.

[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_06]

Kazuo.O, Yusuke.N, Kouki.M, « Improved method of voltage utility factor for PWM control method of five-leg inverter », Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th 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.

[Kazuo_09]

Kazuo.O, Yusuke.O, Hisao.K, Ichiro.M, Kouki.M, « Characteristic of independent two AC motor drives fed by a five-leg inverter », Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009. IEEE.

[Kimura_05]

Kimura. Y, Hizumz. M, Matsuse. K, « Independent vector control of PM motors with five-leg inverter by expanded two arm modulation method », Power Electronics and Applications, 2005 European Conference.

[Kominami_07]

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

[Lalili_09]

Lalili. Dj, « MLI vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux. application à la conduite de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, ENP, Alger 2009.

[Larouci_02]

Larouci. C, « Conception et optimisation de convertisseurs statiques pour l'électronique de puissance application aux structures à absorption sinusoïdale », Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, France, 2002.

[Lefranc_05]

Lefranc. P, « Etude, conception et réalisation de circuits de commande d'IGBT de forte puissance », Thèse de Doctorat de l'INSA de Lyon, France, 2005.

[Liu_09]

Liu. C, Wu. B, Zargari. N, Xu. D, Wang. J, « Novel nine-switch PWM rectifier-inverter topology for three-phase UPS applications », EPE J., vol. 19, no. 2, pp. 36–44, Feb. 2009.

[Lourci_21]

Lourci. N, « Qualité d'énergie électrique », notes de cour master en commande électrique, université de jijel, 2021.

[Martin_07]

Martin. J, Drazen. D, Emil. L, Batako. A, Mgaloblishvili. O, « A novel five-leg PWM technique for two-motor centre driven winders », Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International.

[Martin-08]¹

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.

[Martin-08]²

Martin. J, Drazen. D, Emil. L, « A Performance comparison of PWM techniques for five-leg VSIs supplying two motor drives », Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE.

[Neerakorn_17]

Neerakon. J, Yuttana, K, « Analysis of power losses for a nine-switch inverter in common-frequency mode application », TENCON 2017 - 2017 IEEE Region 10 Conference.

[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.

[Ranganathan_04]

Ranganathan. V.T, « Course notes on electric drives », Department of Electrical Engineering Indian Institute of Science Bangalore, India, April 2004.

[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)

[Wiley_15]

Wiley. J, « Advanced power electronics converters, PWM converters processing AC voltages», IEEE Press, 2015.

ملخص

الهدف من هذا العمل هو دراسة مختلف تركيبات المموجات ذات بنية أمثل ، حيث يتم تقديم بنيتين : مموج ذو خمسة أذرع ومموج ذو تسعة قاطعات. يتم التحكم في هذه المموجات عن طريق تقنيات تعديل عرض الذبذبات : التعديل الجيبي و تعديل التمثيل الشعاع. يعتمد تقييم أداء المموجات على عدة معايير : توافقيات الجهد ، عامل التشويه التوافقي و الضياعات الانقطاعية.

Résumé

L'objectif de ce mémoire est d'étudier les différentes topologies des onduleurs à structure optimisée, deux structures sont présentées : onduleur à cinq bras et l'onduleur à neuf interrupteurs. Ces onduleurs sont commandés par les techniques de modulation de largeurs d'impulsions : la modulation triangulo-sinusoidale et la modulation vectorielle. L'évaluation des performances des onduleurs est basée selon plusieurs critères : les harmoniques de tension, le facteur de distorsion harmonique du courant et les pertes par commutation.

Abstract :

The objective of this work is to study the various topologies of the inverters with optimised structure, two structures are presented : five legs inverter (FLI) and nine switches inverter (NSI). These inverters are controlled by pulse width modulation techniques: sinusoidal modulation and space vector modulation. The evaluation of inverter performance is based on several criteria : voltage harmonics, current harmonic distortion factor and switching losses.