

Chapitre I

Modélisation et simulation d'un convertisseur matriciel direct

I.1 Introduction

L'alimentation des machines électriques à courant alternatif par variateurs de vitesse est l'une des applications industrielles les plus répandues, grâce à l'utilisation des convertisseurs de puissance de type AC/AC. Il existe plusieurs topologies des convertisseurs AC/AC; ces différentes topologies sont classées en deux familles, la première admet un élément de stockage cela veut dire qu'elle fait la conversion AC/AC en deux étapes; une conversion alternative-continue suivie d'une conversion continue-alternative. Ce type de convertisseur indirect AC/AC est le plus répandu industriellement. La deuxième famille réalise une conversion AC/AC directe sans élément de stockage; cette conversion directe peut être assurée soit par des cycloconvertisseurs ou bien par des convertisseurs matriciels. Dans ce chapitre on va s'intéresser par la deuxième famille de ces convertisseurs et essentiellement par le convertisseur matriciel. Le chapitre débute par une étude générale sur ce genre de convertisseur suivie par sa modélisation et ses stratégies de modulation les plus appropriées.

I.2 Convertisseur matriciel direct

Le convertisseur matriciel présenté sur la Figure (I.1), proposé en 1976 par L. Gyugyi et B. Pelly [6], est un convertisseur direct triphasé-triphasé totalement réversible. La dénomination 'direct' découle du fait que ce convertisseur ne possède aucun étage de stockage intermédiaire dans la chaîne de conversion. L'entrée triphasée est directement

connectée à la sortie triphasée à l'aide de neuf interrupteurs quatre segments à commutation forcée. C'est-à-dire, ils permettent de conduire le courant symétriquement dans les deux sens ainsi que de bloquer les tensions dans les deux sens. Ce convertisseur peut produire un système triphasé d'amplitude et de fréquence variable.

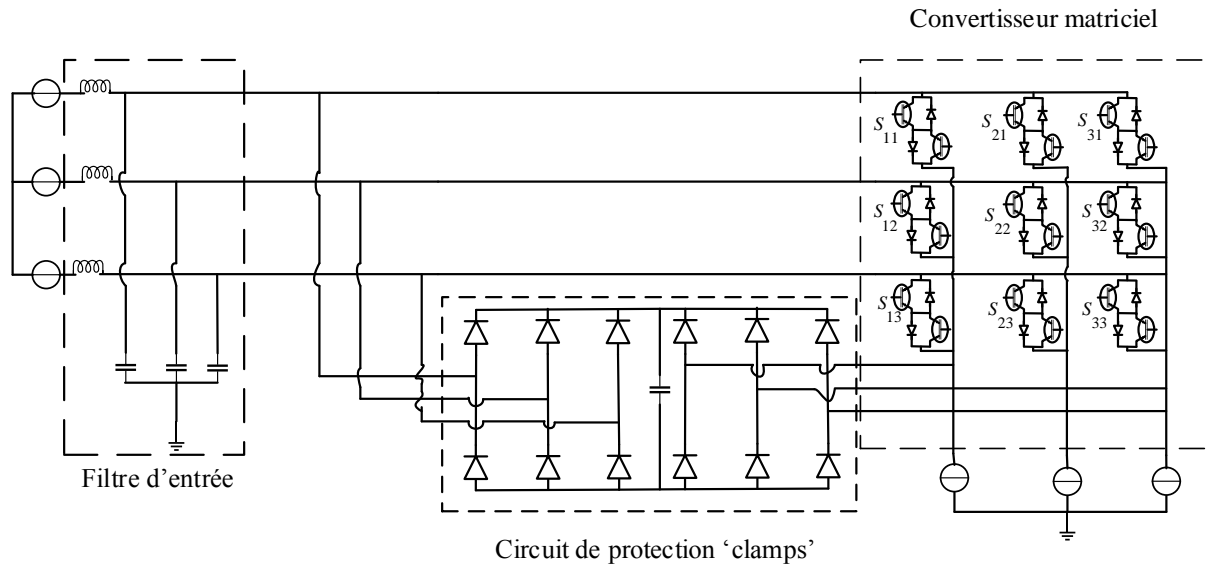


Figure (I.1) : Schéma d'un convertisseur matriciel direct.

I.2.1 Interrupteurs bidirectionnels

Les convertisseurs matriciels sont constitués d'interrupteurs bidirectionnels; ces interrupteurs ont la possibilité de conduire le courant et bloquer la tension dans les deux sens. Leurs caractéristiques statiques et dynamiques sont présentées sur la Figure (I.2).

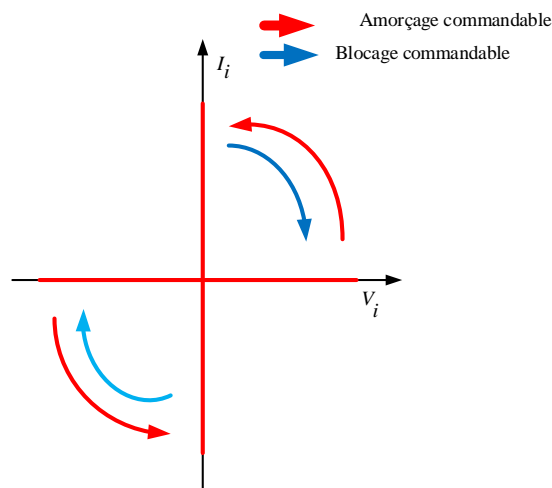


Figure (I.2) : Caractéristique statique d'un interrupteur bidirectionnel.

La réalisation pratique d'un convertisseur matriciel exige des interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension mais jusqu'à nos jours ce genre d'interrupteur n'est pas disponible [7]. Pour cela il faut associer des interrupteurs unidirectionnels pour éteindre la bidirectionnalité des interrupteurs. De cette manière il est possible de construire des

interrupteurs à quatre quadrants, plus adaptés au fonctionnement du convertisseur matriciel. Les interrupteurs souvent utilisés pour la réalisation d'un convertisseur matriciel sont présentés sur la Figure (I.3).

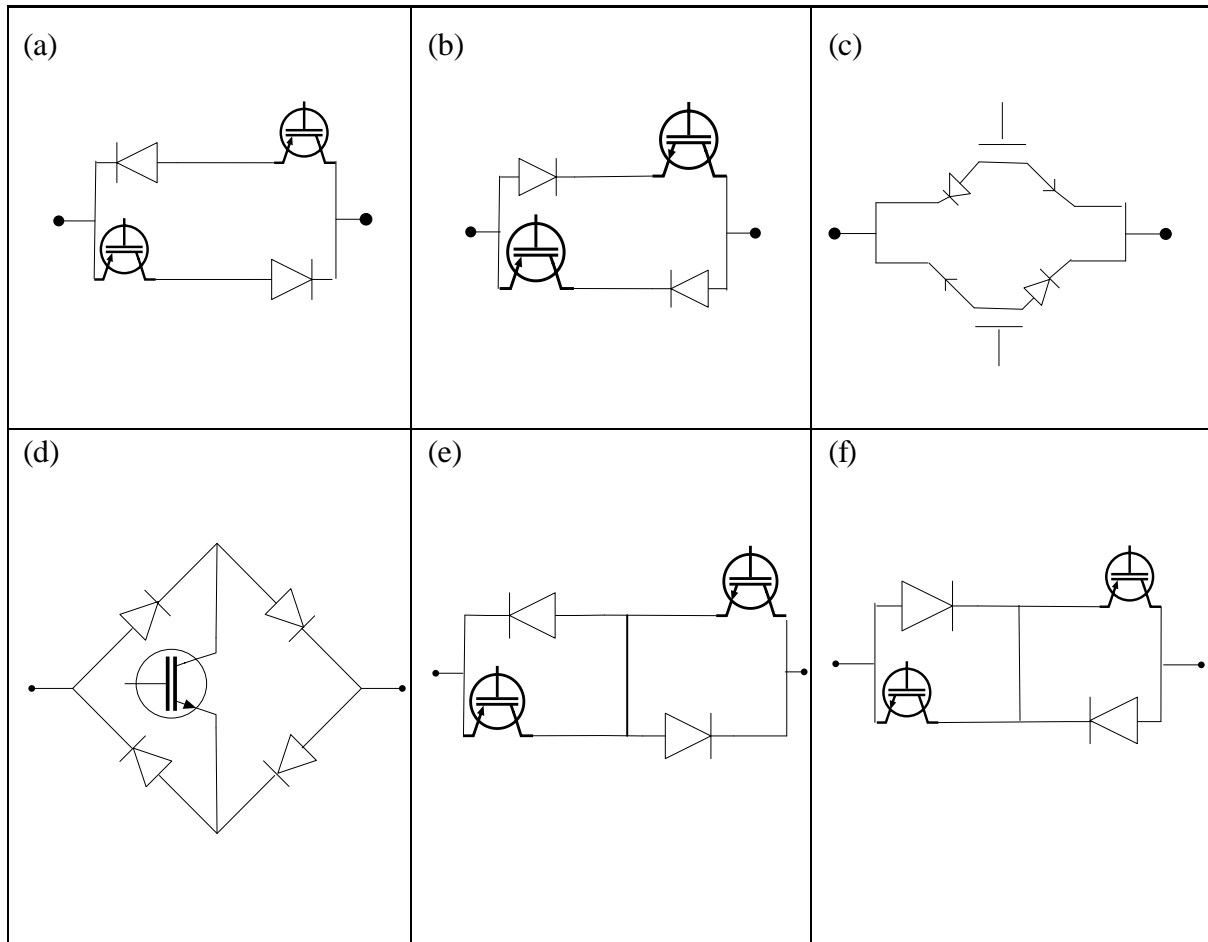


Figure (I.3) : Interrupteurs 4 quadrants utilisables dans un convertisseur matriciel : a) Topologie à transistor et diode en série (émetteur commun), b) Topologie à transistor et diode en série (collecteur commun), c) Topologie à RB-IGBT, d) Topologie transistor connecté à un pont à diode, e) Topologie émetteur commun. f) Topologie collecteur commun.

Le transistor de type IGBT (transistor bipolaire à grille isolée) représente un bon choix pour la réalisation d'interrupteurs quatre quadrants, car c'est un élément qui nous permet d'éteindre des fréquences plus élevées que 10kHz, et des puissances relativement importantes (10kW et plus [1]). Les interrupteurs bidirectionnels les plus utilisés pour la réalisation du convertisseur matriciel sont ceux à collecteur commun [8]. Les interrupteurs bidirectionnels ont fait l'objet de plusieurs études pour en analyser les performances et identifier les défauts de commutation [9],[10].

- **Interrupteur quatre segments à émetteur commun**

Cet arrangement de semi-conducteurs est composé deux diodes et deux transistors connectés comme le présente la Figure (I.3.e). Les diodes restent indispensables; elles

permettent de fournir la capacité de blocage en tension inverse. L'un des avantages de cette structure est d'offrir un degré de liberté supplémentaire pour la gestion de la commutation de l'interrupteur. Les pertes par conduction sont également réduites puisque, à tout moment, seuls deux éléments (un transistor et une diode) conduisent. Comme pour la topologie à pont de diodes, chaque interrupteur quatre segments, nécessite une alimentation isolée car la commande des drivers est référencée au même potentiel [11].

- **Interrupteur bidirectionnel à collecteur commun**

Cet arrangement possède les mêmes caractéristiques que la configuration précédente. La différence est que les transistors sont disposés dans une configuration à collecteur commun comme le montre la Figure (I.3.f). Les pertes par conduction sont strictement identiques à celles de la configuration à émetteur commun. Comme les émetteurs des deux transistors ne sont pas communs, l'interrupteur quatre segments nécessite deux alimentations isolées. Pour la réalisation du convertisseur matriciel, six alimentations isolées suffisent du fait de la mise au même potentiel de certains émetteurs de transistors appartenant à différents interrupteurs [11].

- **Topologie à transistor connecté à un pont à diodes**

La première topologie proposée est l'association la plus simple possible. Elle est constituée d'un transistor connecté au centre d'un pont à diodes comme illustré à la Figure (I.3.d). Ces diodes sont incluses afin de fournir la capacité de blocage en tension inverse manquant au transistor. L'avantage principal de cette topologie est de ne posséder qu'un seul et unique composant commandable. Cette particularité permet de réduire d'une part le coût de l'association mais aussi la complexité de la commande ainsi que le nombre d'alimentation isolée nécessaire à l'alimentation des circuits drivers, qui fournissent les signaux de commande de grille (une alimentation isolée par interrupteur quatre segment). En revanche, le défaut majeur de cet interrupteur est que trois composants (deux diodes et un transistor) sont mis en conduction lors de son activation produisant une chute de tension importante à ses bornes [11].

I.4. Filtre d'entrée

Les convertisseurs matriciels produisent des tensions de sortie ainsi que des courants d'entrée ayant des harmoniques hautes fréquences. Ces harmoniques permettent de générer des perturbations hautes fréquences. Pour faire face à ce problème, il faut ajouter un filtre d'entrée dont l'objectif est de limiter la distorsion du courant prélevée sur le réseau ainsi que les interférences électromagnétiques engendrées par la commutation. Un filtre passe-bas de type L-C est souvent ajouté à l'entrée du convertisseur

[12],[13] comme le montre la Figure (I.1) afin d'atténuer les harmoniques des courants générés aux multiples de la fréquence de commutation et ainsi que de lisser la forme du courant prélevé sur la source d'alimentation. L'utilisation d'autres topologies plus complexe a été reportée dans la littérature [14][15] afin de parvenir à une atténuation supérieure à la fréquence de commutation mais ces filtres ne sont pas industriellement viables compte tenu du surcoût qu'ils induiraient.

I.5 Protection contre les surtensions

Des surtensions potentiellement destructrices pour les semi-conducteurs peuvent apparaître aux bornes du convertisseur en particulier du côté de la charge. Un dispositif de protection des surtensions est donc indispensable.

Le premier système de protection proposé, est un circuit 'Clamp' [16],[17]. Ce circuit de protection protège le convertisseur matriciel contre les surtensions provenant du réseau et de la charge. Celui-ci est constitué d'un ou plusieurs condensateurs et de 12 diodes. Ce circuit a pour avantage de réduire le nombre des diodes à 6 diodes dans le cas où le convertisseur est composé d'un mélange d'interrupteurs à émetteurs communs et à collecteurs communs [18]. Cela permet d'empêcher le système d'arrêter brutalement à cause des fausses commutations et l'ouverture de ses IGBTs. L'énergie stockée dans les inductances de la charge est transférée vers le circuit de protection d'où il passe par le condensateur qui doit être dimensionné pour absorber l'énergie provenant des inductances de la charge. Pour protéger ce condensateur un hacheur freinage est généralement ajouté pour dissiper l'énergie stockée dans le condensateur. Une autre méthode de protection a été récemment mentionnée dans [12],[13]. Cette méthode remplace le circuit 'clamp' par des varistances entre chacune des phases d'entrée et des sorties, ainsi que par une diode Zener ajoutée à chaque circuit de commande de grille afin de mettre automatiquement en service l'IGBT dans sa zone linéaire si la tension dans l'appareil dépasse une limite maximale [19].

I.6. Modélisation du convertisseur matriciel

Les 9 neuf interrupteurs bidirectionnelles du convertisseur matriciel nous permettent d'assurer $512(2^9)$ possibilités des différentes combinaisons d'états de commutation. Mais elles ne peuvent être employées toutes car elles ne sont pas physiquement réalisables. Le choix des combinaisons des états de commutation du convertisseur matriciel doit respecter deux règles de base qui sont :

- Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée;
- La charge, de nature inductive, doit être considérée comme source de courant et ne doit jamais voir son circuit en boucle ouverte.

Du point de vue pratique, ces règles impliquent qu'un et un seul commutateur bidirectionnel par phase de sortie doit être allumé à tout instant. Par conséquent les nombres de combinaisons se réduit à $3 \times 3 = 9$ possibilités. On définit la fonction d'existence m_{ij} associée à chaque interrupteur S_{ij} reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j » comme suit :

$$\begin{cases} m_{ij} = 1 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est fermé} \\ m_{ij} = 0 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Les deux conditions de commutation peuvent alors être interprétées mathématiquement en utilisant les fonctions d'existence par les équations suivantes :

$$\begin{cases} m_{11} + m_{12} + m_{13} = 1 \\ m_{21} + m_{22} + m_{23} = 1 \\ m_{31} + m_{32} + m_{33} = 1 \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

La relation entre les courants d'entrée I_i , $i=A, B, C$ et les courants de sortie I_i , $i=a, b, c$ est exprimée par

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = M(t) \begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Avec

$$M(t) = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

La relation entre les tensions de sorti V_i , $i=a, b, c$ et les tensions d'entrée V_i , $i=A, B, C$ est exprimée d'une manière similaire :

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = M(t) \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

I.6.1 Stratégies de commande d'un convertisseur matriciel

La commande d'un convertisseur matriciel consiste à trouver les séquences de pulsation pour que la moyenne des tensions de phase à la sortie du convertisseur soit modulée sinusoïdalement. L'amplitude et la fréquence de l'onde fondamentale des tensions doivent être variables. Afin de réaliser ceci, il existe des méthodes qui se basent généralement sur la modulation, dont on peut citer [20] :

- La méthode de Venturini;
- La méthode de Roy;
- La méthode SVM (Space Vector Modulation).

La Figure (I.4) résume les différentes stratégies de commande d'un convertisseur matriciel.

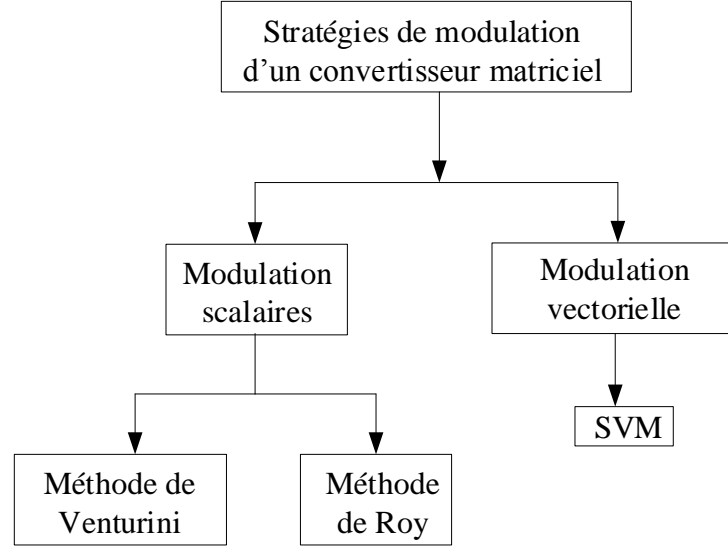


Figure (I.4) : Stratégies de commande d'un convertisseur matriciel.

I.6.2. Méthode de Venturini

La première stratégie de modulation a été proposée par A. Alesina et M. Venturini en 1980 [17], [21]. Elle résout le système défini par les équations (I.2) et (I.4). La résolution de ce système d'équations pour des systèmes triphasés sinusoïdaux de tension (I.4), (I.5) et de courant (I.6), (I.7) conduit à deux solutions possibles données par les équations (I.8) et (I.9).

- Formes des tensions d'entrée et de sortie

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Sachant que :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t - 4\pi/3) \end{bmatrix} = q V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

- Formes des courants d'entrée et de sortie

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = I_{im} \begin{bmatrix} \sin(\omega_i t) \\ \sin(\omega_i t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega_i t - 4\pi/3) \end{bmatrix} = q I_{om} \begin{bmatrix} \sin(\omega_o t) \\ \sin(\omega_o t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega_o t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = I_{om} \begin{bmatrix} \sin(\omega_o t) \\ \sin(\omega_o t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega_o t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Avec :

V_{im}, I_{om} : Amplitudes de la tension d'entrée et du courant de sortie.

V_{om}, I_{im} : Amplitudes de la tension de sortie et du courant d'entrée

ω_i : Pulsation d'entrée.

ω_o : Pulsation de sortie.

q : Rapport de transformation entre la tension d'entrée et la tension de sortie.

$$\begin{bmatrix} M_1(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1+2q \cos(\omega_m t) & 1+2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) & 1+2q \cos(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) \\ 1+2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) & 1+2q \cos(\omega_m t) & 1+2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) \\ 1+2q \cos(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) & 1+2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) & 1+2q \cos(\omega_m t) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Avec :

$$\omega_m = \omega_o - \omega_i$$

$$\begin{bmatrix} M_2(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1+2q \cos(\omega_m t) & 1+2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) & 1+2q \cos(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) \\ 1+2q \cos(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) & 1+2q \cos(\omega_m t) & 1+2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) \\ 1+2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) & 1+2q \cos(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) & 1+2q \cos(\omega_m t) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Avec :

$$\omega_m = -(\omega_o + \omega_i)$$

Les rapports cycliques peuvent être écrits sous la forme suivante :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_c} = \frac{1}{3} \frac{1+2V_i V_j}{V_{im}^2} \quad (I.10)$$

V_i : Tension d'entrée mesurée, avec $i=A, B$ et C

V_j : Tension de sortie mesurée, avec $j=a, b$ et c

T_c : Période de commutation

L'inconvénient majeur de la solution donnée par (I.7) est son rapport de transformation q , limité à 0.5. La méthode scalaire de A. Alesina et M. Venturini proposé en 1980 [22], [23] a été améliorée en 1989 [21] afin d'atteindre un rapport q de 0.867. La méthode proposée consiste à faire varier virtuellement le point neutre, par une modulation appropriée des signaux de référence. Pour cela, il faut théoriquement retrancher aux tensions de sortie un harmonique de rang triple de la fréquence de sortie f_o , de même pour les tensions d'entrée avec un harmonique trois fois la fréquence d'entrée f_i . Pratiquement, les formes d'onde en entrée sont imposées par le réseau, donc au lieu de retrancher l'harmonique trois en entrée, il est ajouté aux références de sortie aboutissant à l'expression suivante [24].

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \frac{1+2V_i V_j}{V_{im}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_i t - \beta_i) \sin(3\omega_i t) \quad (I.11)$$

β_i peut prendre respectivement les valeurs 0 rad , $\frac{2\pi}{3} \text{ rad}$, $\frac{4\pi}{3} \text{ rad}$ pour $i=A, B$ et C .

La solution dans (I.8) aboutit à $\varphi_i = \varphi_o$ donnant la même phase à l'entrée et la sortie du convertisseur, alors que la solution dans (I.9) aboutit à $\varphi_i = -\varphi_o$ donnant une phase inverse à l'entrée. Dans l'étude faite par Louis Duguay [9], la matrice de commande $M(t)$ peut être définie comme suit :

$$M(t) = \frac{1+m}{6} M_1(t) + \frac{1-m}{6} M_2(t) \quad (I.12)$$

Avec

$$m = \frac{\tan(\varphi_i)}{\tan(\varphi_o)}$$

I.6.2.1 Algorithme de la méthode de Venturini

L'algorithme de Venturini peut être réalisé via les étapes suivantes :

Etape1: Mesure des tensions d'entrée et de sortie;

Etape2 : Calcul des rapports cycliques m_{ij} donnés par l'équation (I.10) ;

Etape3 : Génération des impulsions.

I.6.2.2 Génération d'impulsions et séquenceur

La technique de modulation proposée sert à générer les impulsions de commande qui seront envoyées aux grilles des transistors. La technique de génération est indépendante du choix de l'algorithme de la commande sélectionnée.

Le séquenceur à simple pente est adapté du fait qu'il est pratique à réaliser. Il suffit de comparer les rapports cycliques calculés par l'algorithme de commande à un signal en dents de

scie dont la base est égale à la période de commutation et dont l'amplitude est unitaire. La Figure (I.5) donne un exemple de cette technique.

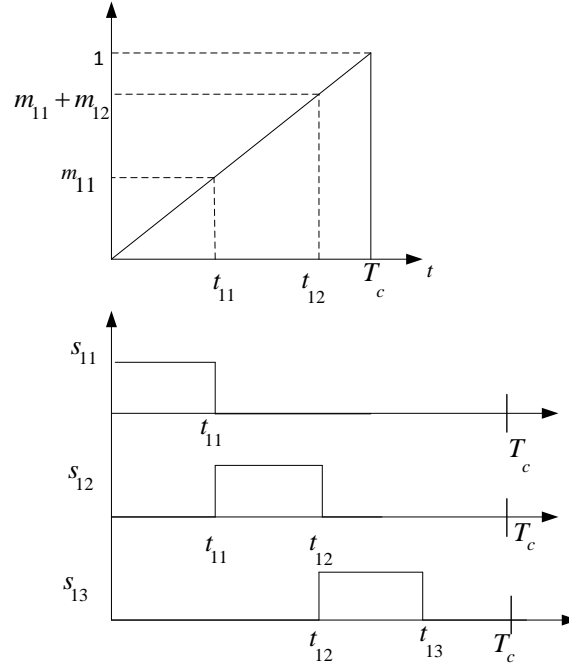


Figure (I.5) : Exemple de génération des signaux de commande avec une modulation simple pente.

A partir de la figure (I.5), il est facile d'induire que :

Si $0 < t < t_{11}$ implique que $s_{11}=1$ est fermé si non $s_{11}=0$;

Si $t_{11} < t < t_{12}$ implique que $s_{12}=1$ est fermé si non $s_{12}=0$;

Si $t_{12} < t < t_{13}$ implique que $s_{13}=1$ est fermé si non $s_{13}=0$.

De la même manière pour les autres impulsions des autres bras.

Leur interprétation permet de conclure qu'il faut assurer la fermeture d'un seul interrupteur et un seul à la fois, en référence à chaque phase de sortie. La Figure (I.6) présente un exemple de chronogramme du fonctionnement des neuf interrupteurs d'un convertisseur matriciel triphasé.

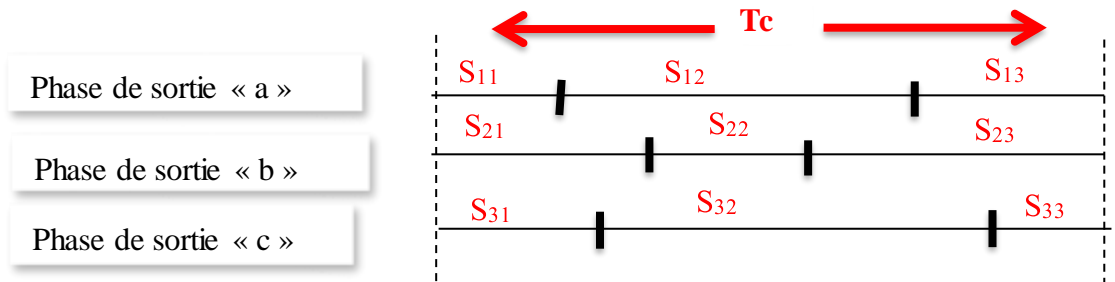


Figure (I.6) : Exemple de chronogramme du fonctionnement des interrupteur S_{ij} sur une période de commutation.

I.6.2.3 Résultats de simulation: Méthode de Venturini

Dans cette partie l'objectif étant de simuler un convertisseurs matriciel direct contrôlé par la méthode de Venturini et alimentant une charge triphasée linéaire comme le montre la Figures (I.7). Les paramètres de simulation sont : valeur efficace de la tension d'entrée : 220V, résistance de la charge : 1Ω ; inductance de la charge : 50mH ; fréquence d'entrée : 50Hz et fréquence de commutation est $f_c=6\text{kHz}$.

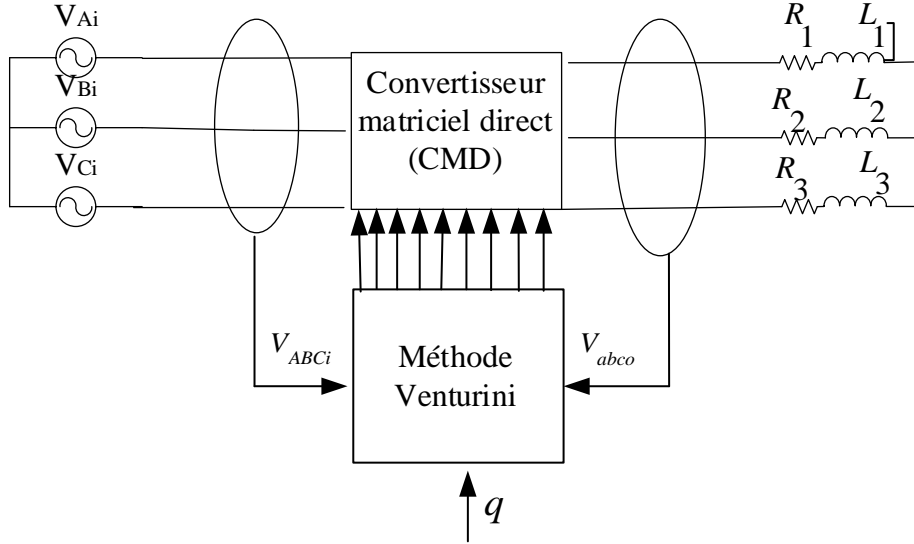


Figure (I. 7) : Schéma de simulation de la méthode Venturini contrôlant un CMD alimentant une charge RL.

La Figure (I.8) représente les résultats de simulation du système de la Figure (I.7) pour un rapport de transformation $q=0.45$.

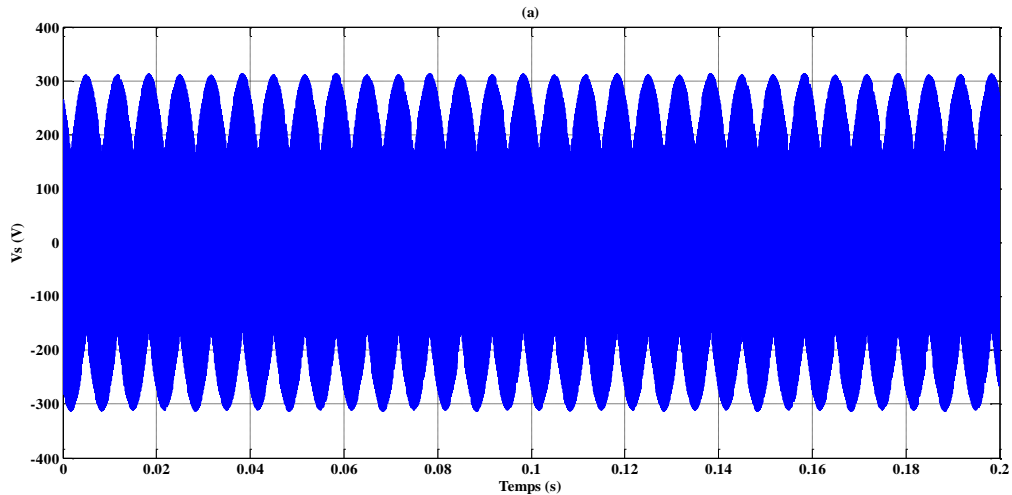


Figure (I.8) : Performances d'un convertisseur matriciel direct contrôlé par la méthode de Venturini pour $q=0.45$: (a) Tension simple.

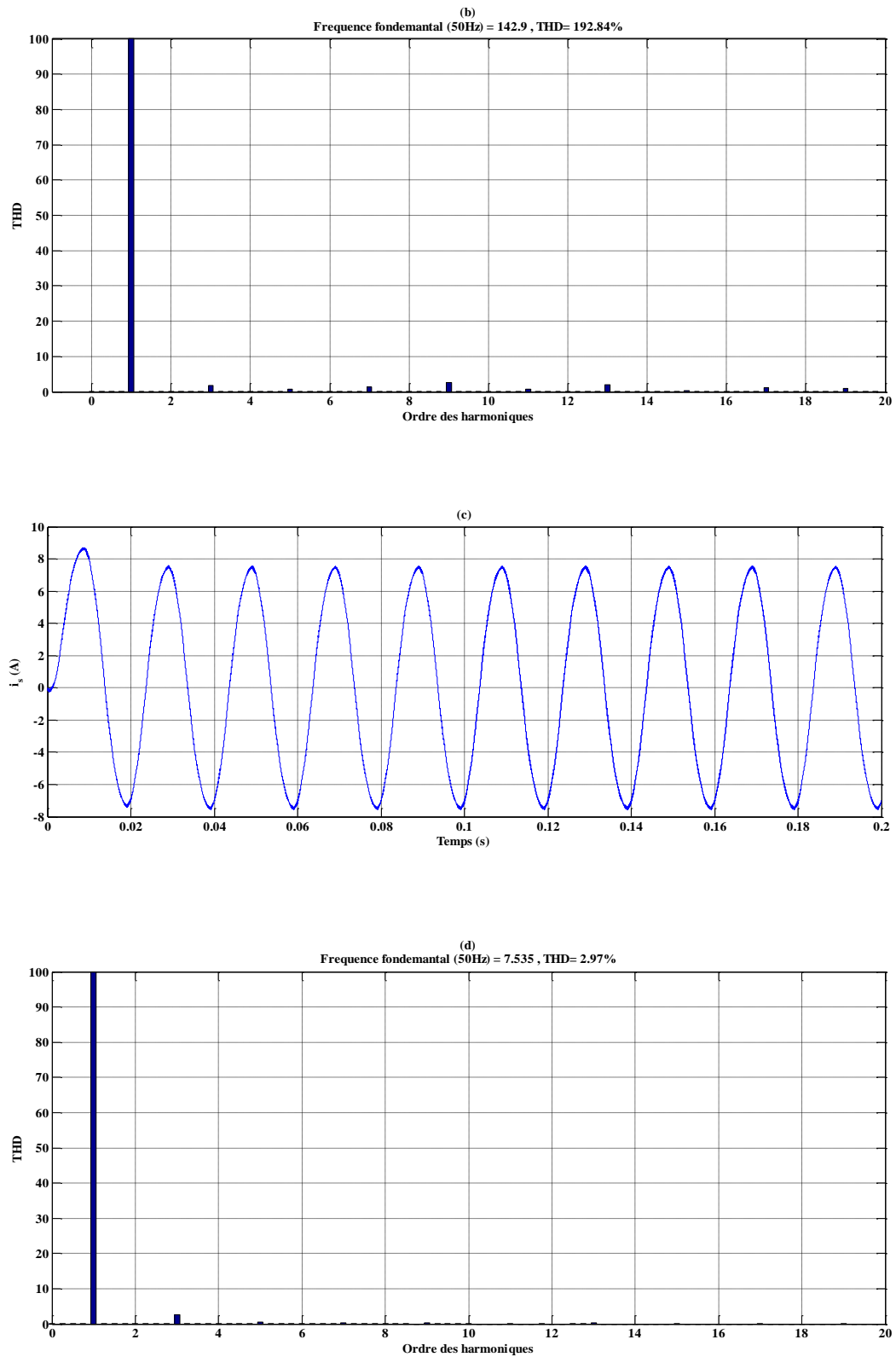


Figure (I.8) : Performances d'un convertisseur matriciel direct contrôlé par la méthode de Venturini pour $q=0.45$: (b) THD de la tension simple, (c) Courant de sortie, (d) THD du courant de sortie.

On constate que la tension simple présente un taux d'harmonique élevé alors que le courant de sortie admet un THD assez faible. On note également que le courant de sortie passe par un régime transitoire qui dure 0.02s avant qu'il entame son régime permanent.

La Figure (I.9) représente le comportement du CMD contrôlé par la méthode de Venturini avec injection de l'harmonique trois pour un rapport de transformation $q=0.86$.

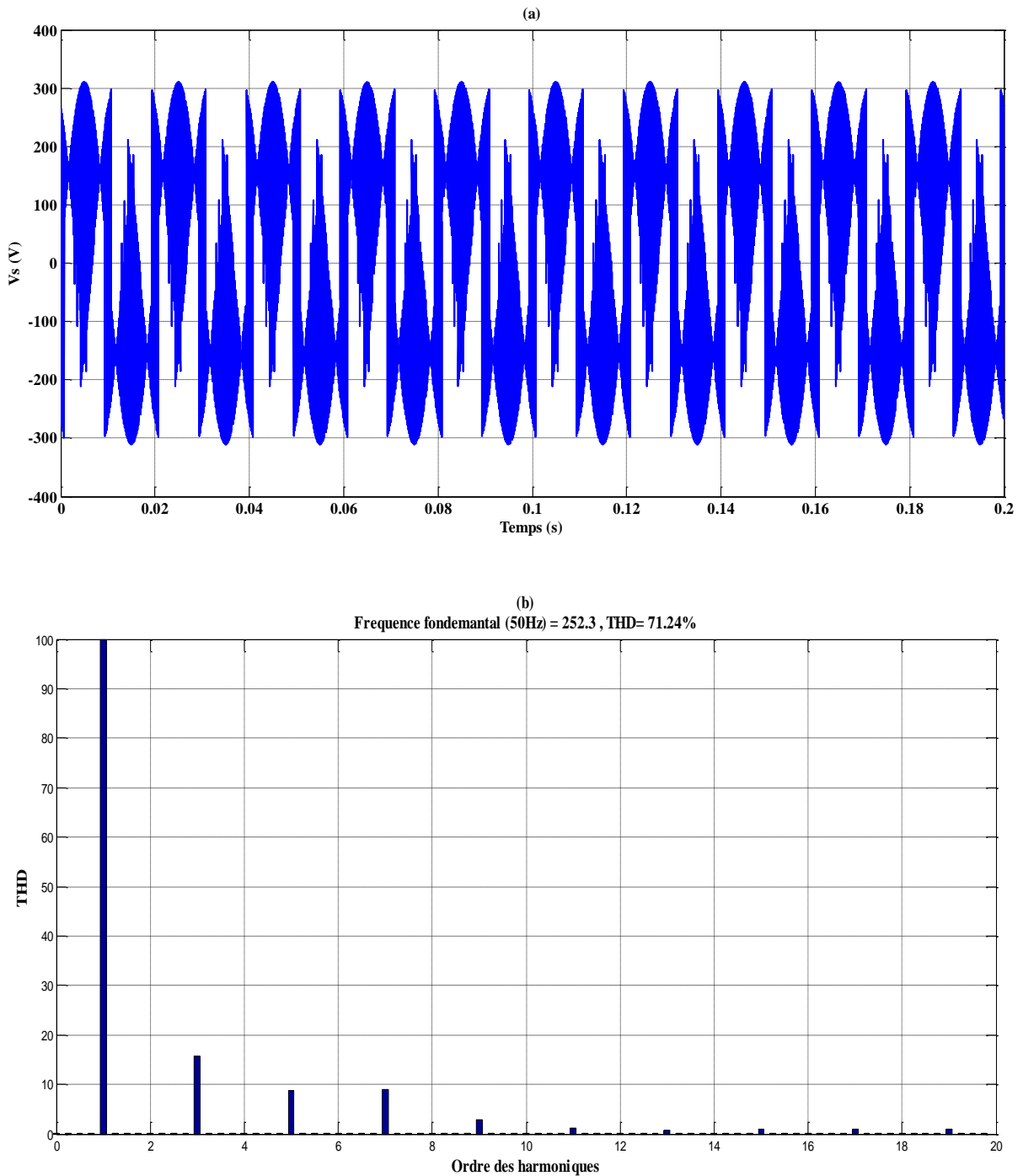


Figure (I.9) : Performances d'un convertisseur matriciel direct contrôlé par la méthode de Venturini avec injection de l'harmonique 3 pour $q=0.86$: (a) Tension simple, (b) THD de la tension simple.

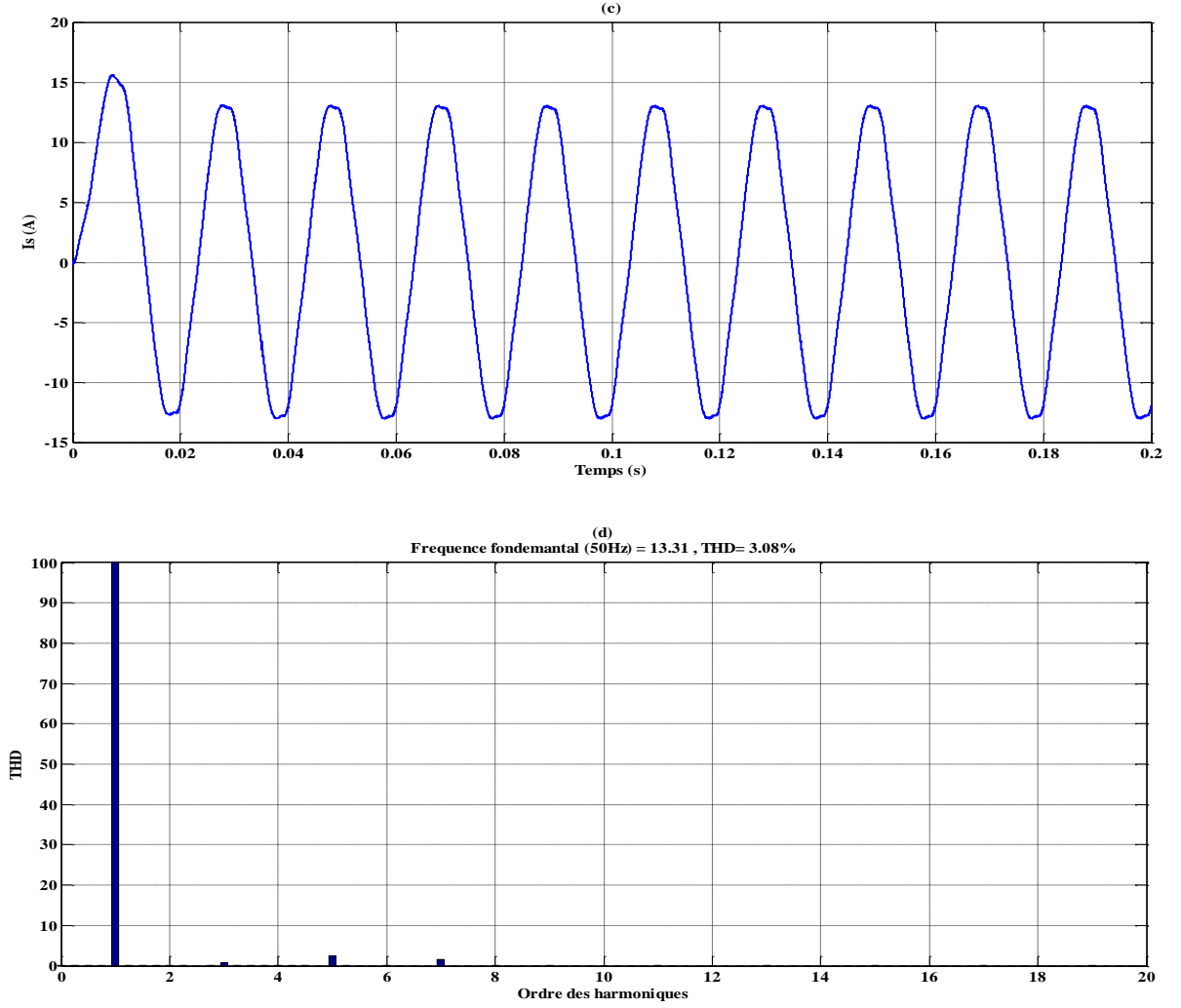


Figure (I.9) : Performances d'un convertisseur matriciel direct contrôlé par la méthode de Venturini avec injection l'harmonique 3 pour $q=0.86$: (c) Courant de sortie, (d) THD du courant de sortie.

D'après les résultats de la Figure (I.9) on peut constater que lors du passage de $q=0.45$ à $q=0.86$ la valeur du THD diminue en raison de l'injection du troisième harmonique ce qui en résulte des signaux de sortie plus proches de la sinusoïde.

I.6.3. Méthode de Roy

En 1987, G. Roy a proposé une autre stratégie de modulation scalaire [25]. L'algorithme de modulation est basé sur le rapport instantané des tensions de phase d'entrée mesurées pour calculer la matrice de conversion du convertisseur matriciel comme proposé dans [26]. A noter que la valeur de toute tension instantanée de phase de sortie peut être exprimée par l'équation (I.13), où K, L, M sont des indices variables, ou chacun peut être affecté à A, B ou C selon les deux règles ci-dessous.

$$V_o = \frac{1}{T_c} (t_K V_K + t_L V_L + t_M V_M) \quad (I.13)$$

On désigne par t_K, t_L, t_M les temps actifs de conduction des interrupteurs et T_c la période de commutation avec :

$$t_K + t_M + t_L = T_c \quad (\text{I.14})$$

Règle 1 : à chaque instant, la tension de phase d'entrée qui a une polarité différente des deux autres est assignée à V_M .

Règle 2 : à chaque instant, les deux tensions de phases d'entrée qui ont la même polarité, sont assignées à V_K et V_L , où V_K est attribué à la plus petite des deux autres tensions d'entrée en valeur absolue et V_L est affecté à la dernière tension d'entrée. Ensuite, t_K et t_L sont choisis de telle sorte que :

$$\frac{t_K}{t_L} = \frac{V_K}{V_L} = \rho_{KL} \quad (\text{I.15})$$

Pour $V_K \cdot V_L \geq 0$ tel que : $0 \leq \rho_{KL} \leq 1$

$$0 \leq \frac{V_K}{V_L} \leq 1 \quad (\text{I.16})$$

ρ_{KL} : définit le rapport des temps d'activation des deux tensions d'entrées ayant la même polarité instantanée.

Les temps de conduction t_K, t_L et t_M sont calculés en résolvant les systèmes d'équations de (I.13) à (I.15) ce qui donne :

$$\begin{aligned} t_{Lj} &= \frac{T_c V_L (V_j - V_M)}{1.5 V_{im}^2} \\ t_{Kj} &= \frac{T_c V_K (V_j - V_M)}{1.5 V_{im}^2} \quad \text{avec } j=a, b \text{ et } c \\ t_{Mj} &= T_c - t_{Lj} - t_{Kj} \end{aligned} \quad (\text{I.17})$$

A l'aide de l'équation (I.17), les rapports cycliques peuvent être définis comme suit :

$$\begin{aligned}
m_{Lj} &= \frac{t_{Lj}}{T_c} = \frac{V_L (V_j - V_M)}{1.5V_{im}^2} \\
m_{Kj} &= \frac{t_{Kj}}{T_c} = \frac{V_K (V_j - V_M)}{1.5V_{im}^2} \\
m_{Mj} &= \frac{t_{Mj}}{T_c} = 1 - m_{Kj} - m_{Lj}
\end{aligned} \tag{I.18}$$

De la même manière pour la méthode de Venturini, le rapport de transformation q est limité à 0.5. En ajoutant la troisième harmonique, ce rapport, peut atteindre la valeur $\sqrt{3}/2$ d'où, l'expression des rapports cycliques avec injection de l'harmonique est donnée pour $i=A, B, C$ et $j=a, b, c$ par :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_c} = \frac{1}{3} \left[\frac{1+2V_i V_j}{V_{im}^2} + \frac{2}{3} \sin(\omega_i t - \beta_i) \sin(3\omega_i t) \right] \tag{I.19}$$

β_i peut prendre respectivement les valeurs 0 rad , $\frac{2\pi}{3} \text{ rad}$, $\frac{4\pi}{3} \text{ rad}$ pour $i=A, B$ et C .

I.6.3.1 Affectation des rapports cycliques m_{ij}

Les temps de conduction t_{ij} des interrupteurs sont appliqués sur le système d'entrée réel constitué des tensions V_A , V_B et V_C . Selon la section où l'on se situe à un instant donné, les rapports cycliques sont évalués comme suit [1] :

- Section 1 ($\frac{\pi}{6} < \omega t < \frac{\pi}{3}$) : $V_K = V_B$ alors : $t_{12} = t_K$;
 $V_L = V_A$ alors : $t_{11} = t_L$;
 $V_M = V_C$ alors : $t_{13} = t_M$
- Section 2 ($\frac{\pi}{3} < \omega t < \frac{\pi}{2}$) : $V_K = V_A$ alors : $t_{11} = t_K$;
 $V_L = V_B$ alors : $t_{12} = t_L$;
 $V_M = V_C$ alors : $t_{13} = t_M$
- Section 3 ($\frac{\pi}{2} < \omega t < \frac{2\pi}{3}$) : $V_K = V_A$ alors : $t_{11} = t_K$;
 $V_L = V_C$ alors : $t_{13} = t_L$;
 $V_M = V_B$ alors : $t_{12} = t_M$
- Section 4 ($\frac{2\pi}{3} < \omega t < \frac{5\pi}{6}$) : $V_K = V_C$ alors : $t_{13} = t_K$;
 $V_L = V_A$ alors : $t_{11} = t_L$;

(I.20)

$$V_M = V_B \text{ alors : } t_{12} = t_M$$

- Section 5 ($\frac{5\pi}{6} < \omega_i t < \pi$) : $V_K = V_C$ alors : $t_{13} = t_K$;

$$V_L = V_B \text{ alors : } t_{12} = t_L;$$

$$V_M = V_A \text{ alors : } t_{11} = t_M$$

- Section 6 ($\pi < \omega_i t < \frac{7\pi}{6}$) : $V_K = V_B$ alors : $t_{12} = t_K$;

$$V_L = V_C \text{ alors : } t_{13} = t_L;$$

$$V_M = V_A \text{ alors : } t_{11} = t_M$$

I.6.3.2 Algorithme de la méthode de Roy avec injection de l'harmonique 3

La réalisation de cet algorithme passe nécessairement par les étapes suivantes :

Etape 1 : mesure des tensions d'entrées;

Etape 2 : détermination des trois nouvelles tensions V_K , V_L et V_M en utilisant les deux règles citées en haut. Pour ce faire, on fait le produit de deux tensions d'entrées si ces tensions sont de même signe la troisième est V_M , après les deux tensions restantes la plus petite en valeur absolue est V_K et l'autre est V_L ;

Etape 3 : ajout de l'harmonique trois à la tension de sortie;

Etape 4 : calcul des rapports cycliques selon l'équation (I.18);

Etape 5 : génération des impulsions de la même manière que la méthode de Venturini.

I.6.3.3 Résultats de simulation : Méthode de Roy

Dans cette section il s'agit de simuler le convertisseur matriciel direct alimentant une charge triphasée linéaire et contrôlé par la méthode de Roy, voir la Figure (I.10). Les paramètres de simulation sont : valeur efficace des tensions d'entrée : 220V, résistance de la charge : 1Ω ; inductance de charge : 50mH ; fréquence d'entrée : 50Hz ; fréquence de sortie 50 Hz et fréquence de commutation $f_c=6\text{kHz}$.

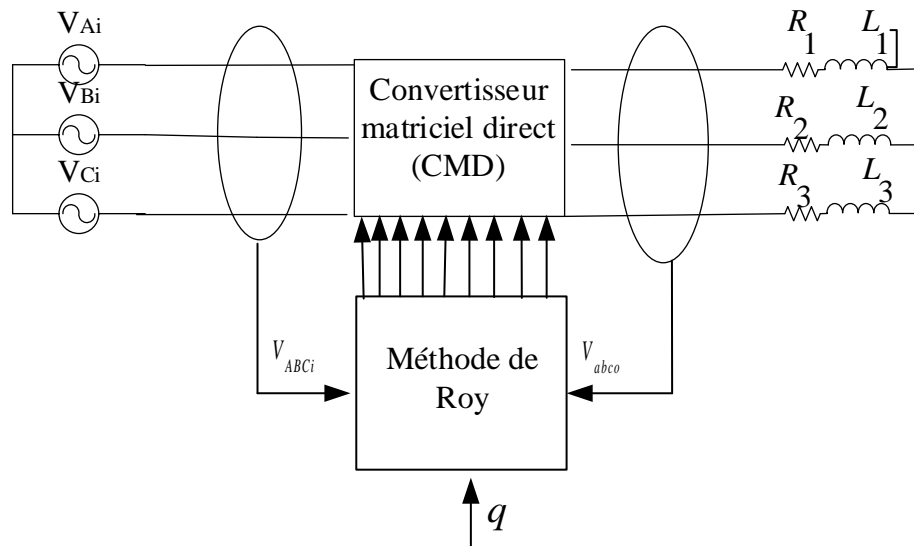


Figure (I.10) : Schéma de simulation de la méthode Roy contrôlant un CMD alimentant une charge triphasée RL.

La Figure (I.11) représente les résultats de simulation d'un CMD contrôlé par la méthode de Roy pour $q=0.45$.

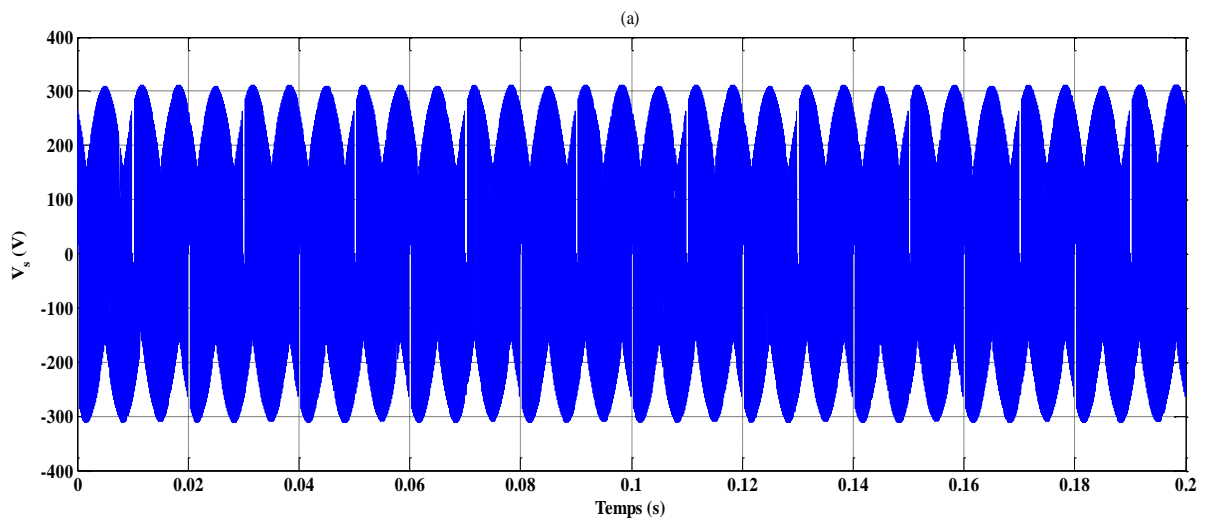


Figure (I.11) : Performances d'un convertisseur matriciel direct contrôlé par la méthode de Roy pour $q=0.45$: (a) Tension simple.

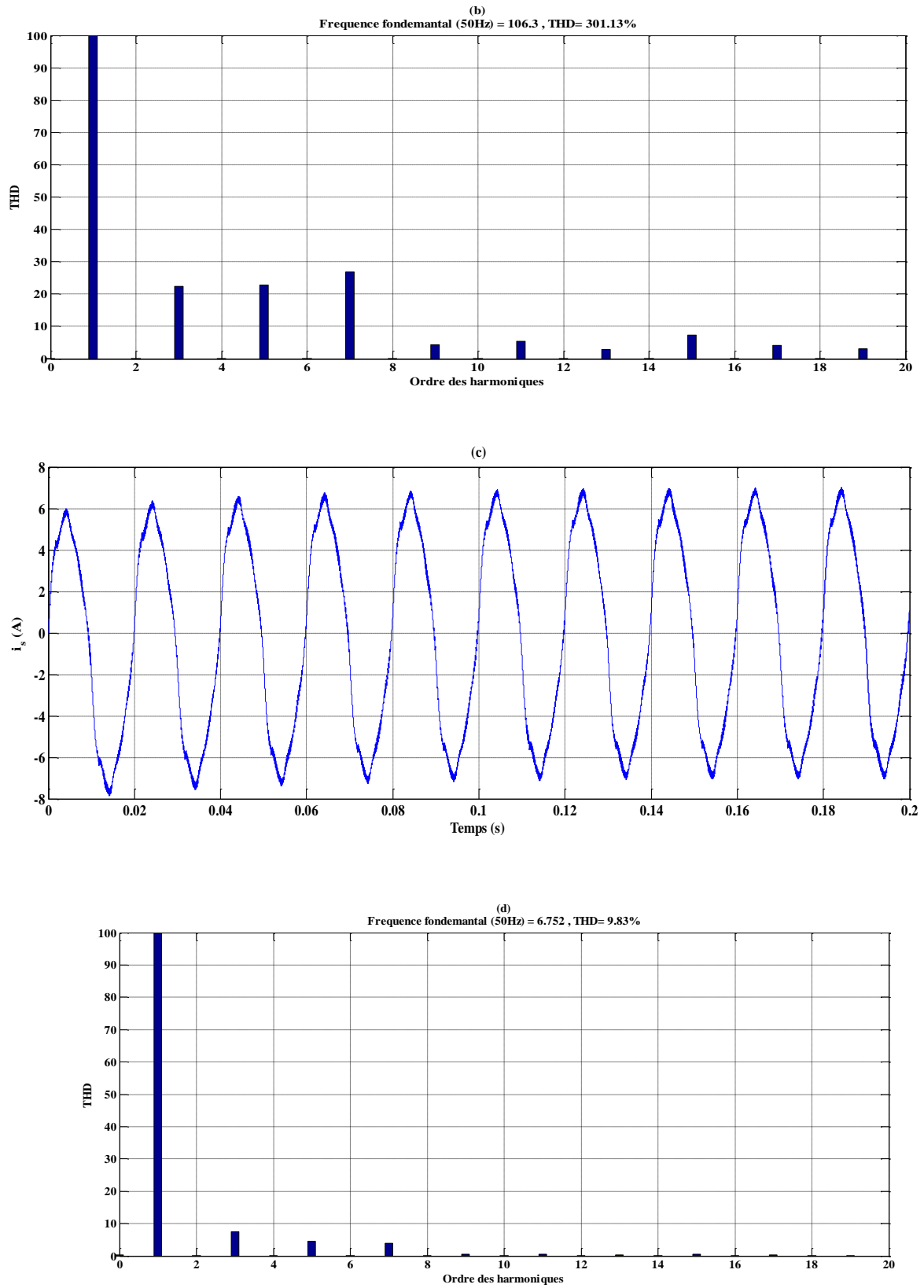


Figure (I.11) : Performances d'un convertisseur matriciel direct contrôlé par la méthode de Roy pour $q=0.45$: (b) THD de la tension d'entrée, (c) Courant de sortie, (d) THD du courant de sortie.

On remarque que la tension simple admet une quantité d'harmonique importante et le courant de sortie admet un THD assez grande et un régime transitoire considérable égal à 0.08s.

La Figure (I.12) représente les résultats de simulation de la méthode de Roy avec injection de l'harmonique trois pour $q=0.86$.

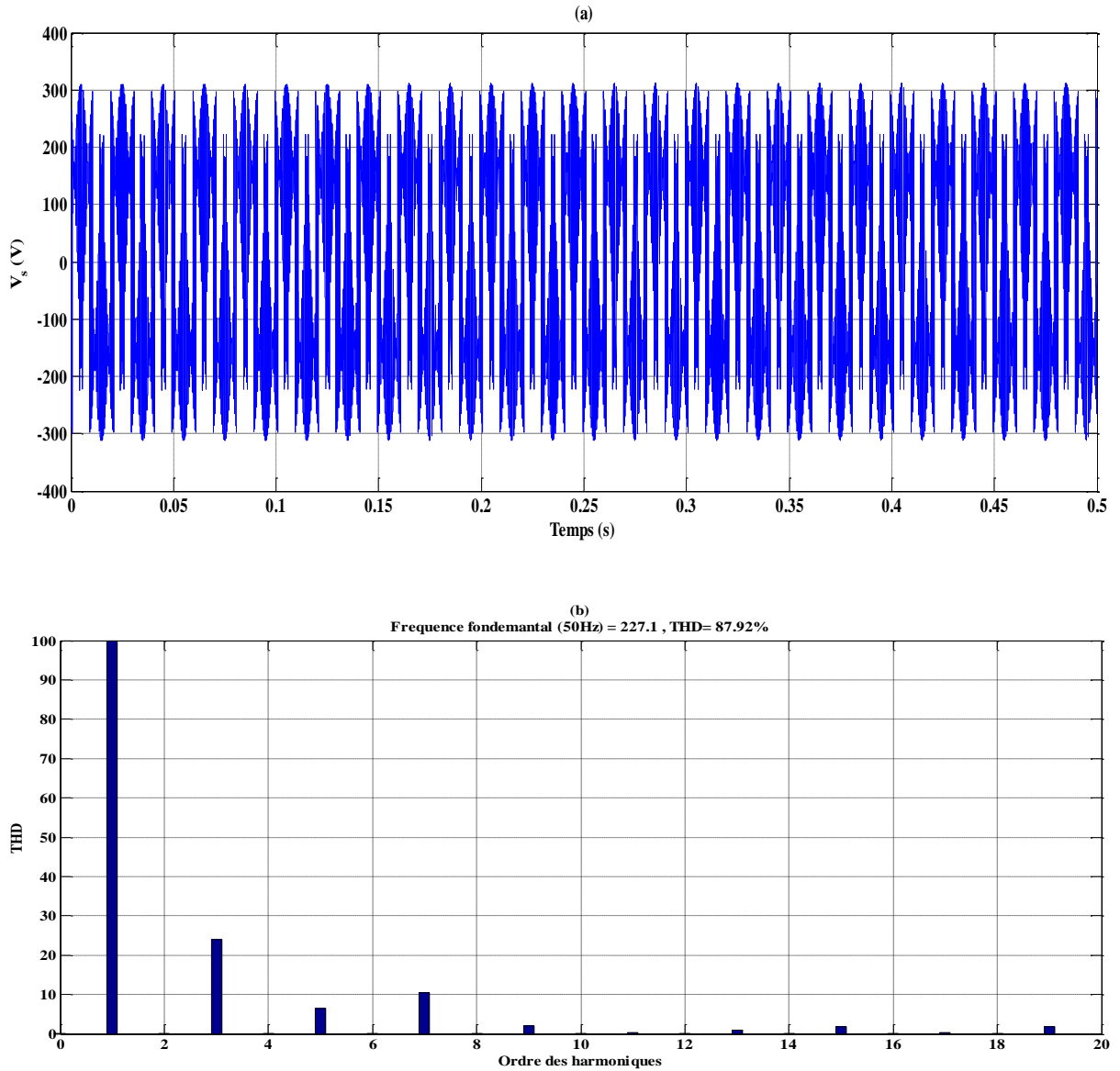


Figure (I.12) : Performances d'un convertisseur matriciel direct contrôlé par la méthode de Roy avec injection de l'harmonique 3 pour $q=0.86$: (a) Tension simple.

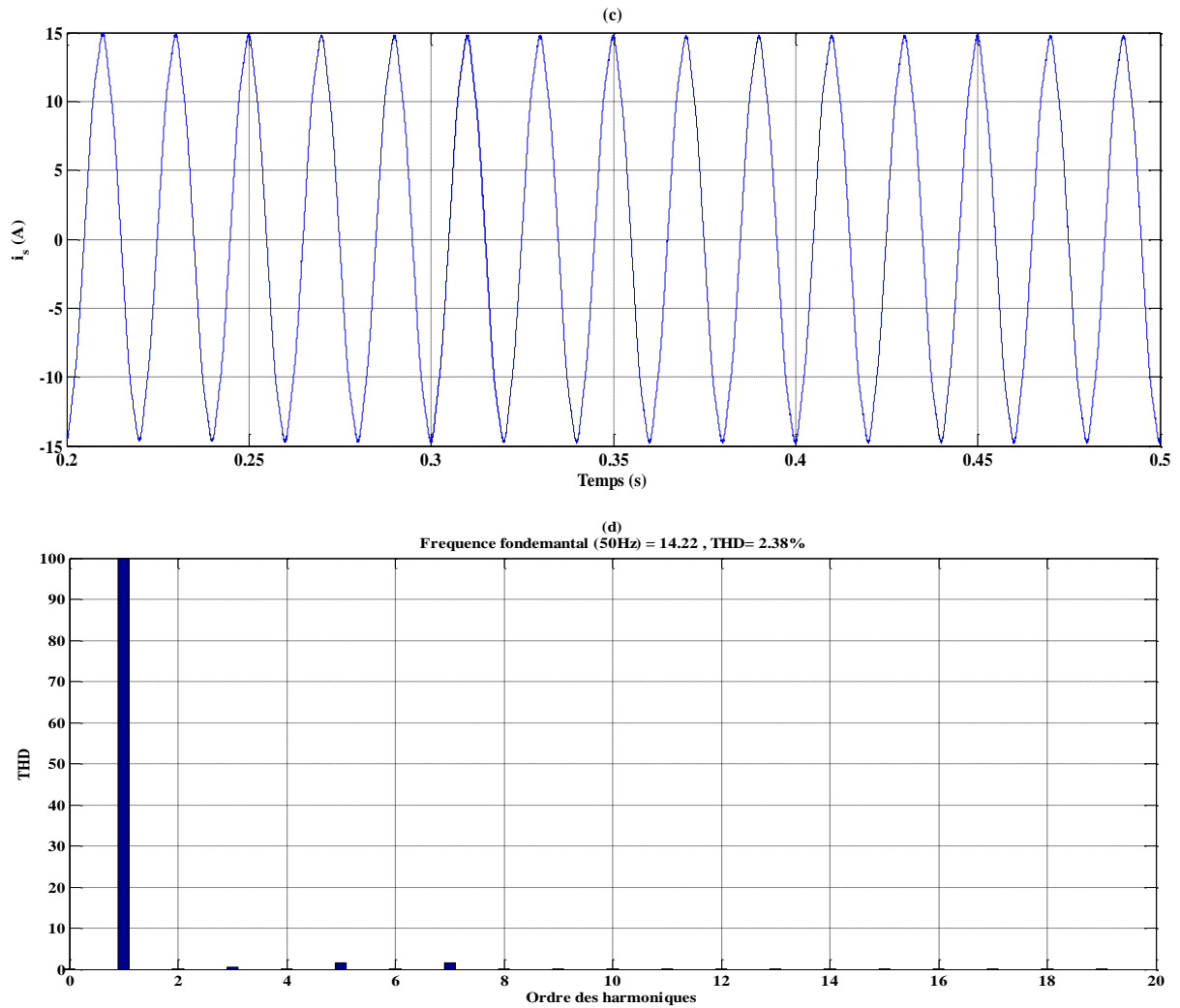


Figure (I.12) : Performances d'un convertisseur matriciel direct contrôlé par la méthode de Roy avec injection de l'harmonique 3 pour $q=0.86$: (b) THD de la tension simple, (c) Courant de sortie, (d) THD du courant de sortie.

On constate que l'injection de l'harmonique trois permet de réduire le THD de la tension simple ainsi que celui du courant.

I.6.4 Méthode de la modulation vectorielle

La modulation vectorielle indirecte (indirect SVM) a été proposée par Borojević [27] en 1989 où le convertisseur matriciel est décrit par un circuit équivalent combinant un redresseur de courant à un onduleur de tension connecté par une liaison continue virtuelle comme présenté dans la Figure (I.13). Les deux étages de puissance sont directement reliés par leurs côtés continus et sont bidirectionnels en puissance. Le principe de fonctionnement de la SVM indirecte est illustré par une approche graphique [28], [29].

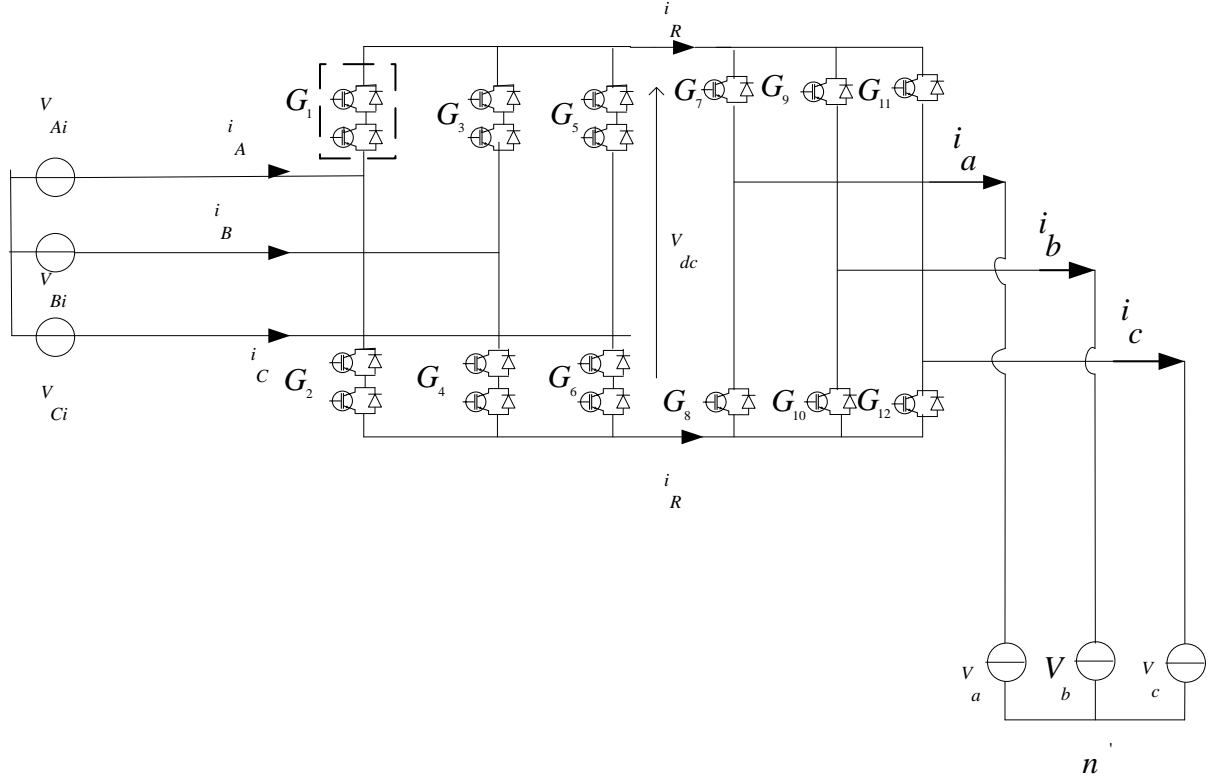


Figure (I.13) : Schéma d'un convertisseur matriciel indirect.

I.6.4.1 Lois électriques de la structure

Le convertisseur matriciel indirect est composé de deux parties:

- La première partie est un redresseur;
- La seconde partie est un onduleur.

Le redresseur du convertisseur matriciel indirect est composé de deux cellules de commutation, décrites par la relation (I.21).

$$[R] = \begin{bmatrix} G_1 & G_3 & G_5 \\ G_2 & G_4 & G_6 \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Ces cellules de commutation doivent avoir un seul et unique interrupteur fermé à chaque instant. Cela se traduit par la relation (I.22)

$$\begin{cases} G_1 + G_3 + G_5 = 1 \\ G_2 + G_4 + G_6 = 1 \end{cases} \quad (I.22)$$

Le fonctionnement du redresseur peut être décrit par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} = [R] \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = [R]^T \begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

L'onduleur du convertisseur matriciel indirect est composé de trois cellules de commutation, décrite par la relation (I.25) et répondant aux contraintes décrites par (I.26).

$$[O] = \begin{bmatrix} G_7 & G_9 & G_{11} \\ G_8 & G_{10} & G_{12} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

$$\begin{cases} G_7 + G_8 = 1 \\ G_9 + G_{10} = 1 \\ G_{11} + G_{12} = 1 \end{cases} \quad (I.26)$$

Le fonctionnement de l'onduleur peut être décrit par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} i_{dcp} \\ i_{dcn} \end{bmatrix} = [O] \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [O]^T \begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Le produit des matrices de connexion du redresseur et de l'onduleur, correspond à la matrice de connexion du convertisseur matriciel indirect nommée $M_{indirect}$ donnée par la relation suivante :

$$M_{indirect} = [O]^T [R] = \begin{bmatrix} G_7 & G_8 \\ G_9 & G_{10} \\ G_{11} & G_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_7 & G_9 & G_{11} \\ G_8 & G_{10} & G_{12} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Cette matrice est à rapprocher de celle du convertisseur matriciel direct puisque ces deux structures (convertisseur matriciel direct d'une part, convertisseur matriciel indirect de l'autre) assurent la même conversion. On peut donc établir une relation d'équivalence entre les fonctions de connexion du convertisseur matriciel direct et celles du convertisseur matriciel indirect selon l'égalité suivante :

$$M(t) = M_{indirect}(t) = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} G_7 & G_8 \\ G_9 & G_{10} \\ G_{11} & G_{12} \end{bmatrix}}^O \overbrace{\begin{bmatrix} G_7 & G_9 & G_{11} \\ G_8 & G_{10} & G_{12} \end{bmatrix}}^R \quad (I.30)$$

On a donc une relation entre les fonctions de conversion du convertisseur matriciel direct et du convertisseur matriciel indirect. Cela nous permet d'établir un lien entre la commande des interrupteurs d'un convertisseur matriciel direct et la commande d'un convertisseur matriciel indirect. A partir de (I.30) on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_7 G_1 + G_8 G_2 & G_7 G_3 + G_8 G_4 & G_7 G_5 + G_8 G_6 \\ G_9 G_1 + G_{10} G_2 & G_9 G_3 + G_{10} G_4 & G_9 G_5 + G_{10} G_6 \\ G_{11} G_1 + G_{12} G_2 & G_{11} G_3 + G_{12} G_4 & G_{11} G_5 + G_{12} G_6 \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

L'idée de base de la technique de modulation indirecte est de dissocier le contrôle des courants d'entrée du contrôle des tensions de sortie. Cela est possible en dissociant le contrôle des deux convertisseurs en utilisant la relation (I.31) pour régénérer la matrice des rapports cycliques m_{ij} .

Les relations qui relient les tensions de sortie aux tensions d'entrée aussi que celles reliant les courants d'entrée aux courant de sortie sont données par (I.31) et (I.32)

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_7 G_1 + G_8 G_2 & G_7 G_3 + G_8 G_4 & G_7 G_5 + G_8 G_6 \\ G_9 G_1 + G_{10} G_2 & G_9 G_3 + G_{10} G_4 & G_9 G_5 + G_{10} G_6 \\ G_{11} G_1 + G_{12} G_2 & G_{11} G_3 + G_{12} G_4 & G_{11} G_5 + G_{12} G_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_7 G_1 + G_8 G_2 & G_7 G_3 + G_8 G_4 & G_7 G_5 + G_8 G_6 \\ G_9 G_1 + G_{10} G_2 & G_9 G_3 + G_{10} G_4 & G_9 G_5 + G_{10} G_6 \\ G_{11} G_1 + G_{12} G_2 & G_{11} G_3 + G_{12} G_4 & G_{11} G_5 + G_{12} G_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

La tension intermédiaire virtuelle est la différence entre V_{dcp} et V_{dcn} définie comme suit :

$$V_{dc} = V_{dcp} - V_{dcn} \quad (I.33)$$

I.6.4.2 Commande de l'étage onduleur

L'onduleur de tension est alimenté par une tension V_{dc} comme le montre la Figure (I.14). Le vecteur spatial de tension de sortie V_o et le vecteur spatial de courant de sortie I_o sont exprimés par :

$$\begin{cases} V_o = \frac{2}{3} (V_a + V_b e^{\frac{2\pi j}{3}} + V_c e^{\frac{4\pi j}{3}}) \\ I_o = \frac{2}{3} (I_a + I_b e^{\frac{2\pi j}{3}} + I_c e^{\frac{4\pi j}{3}}) \end{cases} \quad (I.34)$$

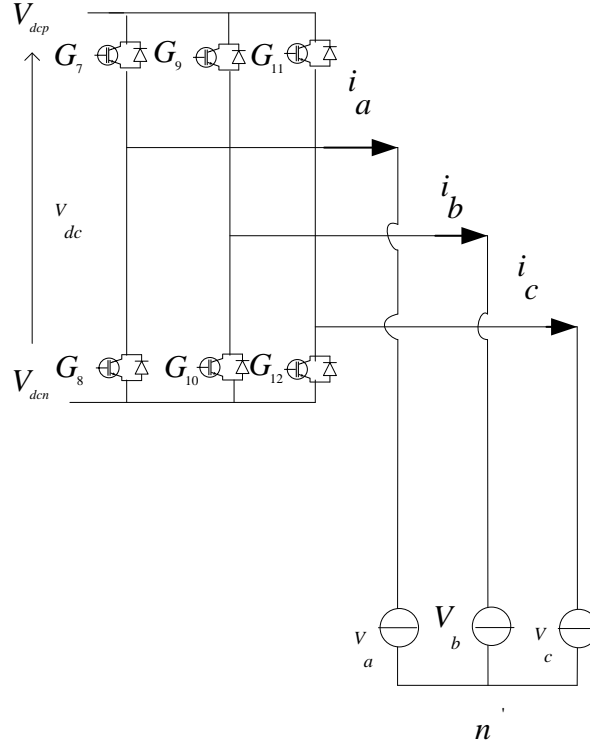


Figure (I.14) : Etage onduleur du circuit équivalent.

Afin de simplifier les calculs, le passage dans le repère (α, β) est une solution adéquate de ce fait les tensions et les courants sont transformés par :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

L'onduleur possède huit états distincts, présentés dans le Tableau (I.5), évitant le court-circuit du bus DC équivalent et l'ouverture des circuits de phases, créant ainsi le diagramme vectoriel dans le plan complexe représenté à la Figure (I.15). Deux de ces états sont des états nuls.

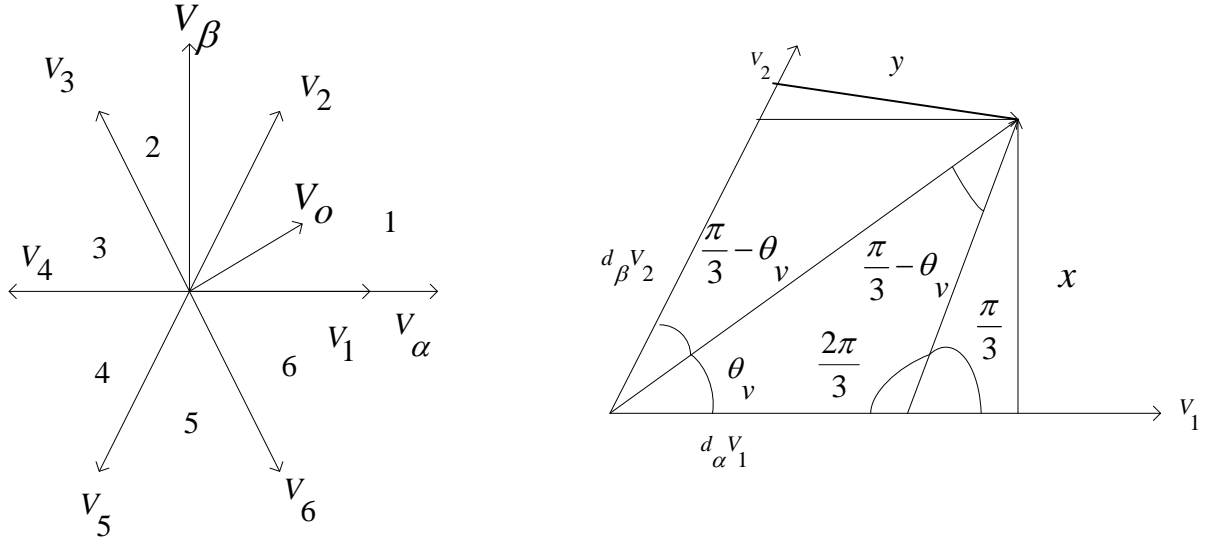


Figure (I.15) : Secteurs des vecteurs de commutation de la tension de sortie.

Vecteur	$\begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix}$	V_a	V_b	V_c	$ V_o $	V_β	V_α	$\angle V_o$	I_o
$V_1 = [1 \ 0 \ 0]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0	I_a
$V_2 = [1 \ 1 \ 0]$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$-I_c$
$V_3 = [0 \ 1 \ 0]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	I_b
$V_4 = [0 \ 1 \ 1]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	π	$-I_a$
$V_5 = [0 \ 0 \ 1]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$	I_c
$V_6 = [1 \ 0 \ 1]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{5\pi}{3}$	$-I_b$
$V_0 = [0 \ 0 \ 0]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$	0	0	0	0	0	0	0	0
$V_7 = [1 \ 1 \ 1]$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau (I.5) : Etats de l'onduleur.

A partir de la somme vectorielle de deux vecteurs actifs adjacents (V_1 , V_2) avec des rapports cycliques qui leurs correspondent, le vecteur de la tension de sorties V_o est

synthétisé. Comme exemple d'application, on définit respectivement t_1 et t_2 les temps d'application des séquences de V_1 et V_2 . A partir de la Figure (I.15), dans le secteur (1) limité par V_1 et V_2 , on définit les rapports cycliques par :

$$d_a = \frac{t_1}{T_c} \text{ et } d_\beta = \frac{t_2}{T_c} \quad (\text{I.37})$$

On calcul x de deux manières, la première en utilisant l'équation suivante :

$$x = V_o \sin(\theta_v) \quad (\text{I.38})$$

θ_v : est l'angle du vecteur spatial de la tension dans le secteur où il se trouve.

La deuxième relation donnant x est :

$$x = d_\beta V_2 \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{I.39})$$

En égalisant les deux équations (I.38) et (I.39), on peut écrire :

$$V_o \sin(\theta_v) = d_\beta V_2 \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{I.40})$$

Sachant que V_2 est égale à :

$$V_2 = \frac{2}{3} V_{dc} \quad (\text{I.41})$$

En remplaçant V_2 par sa valeur dans (I.41) ça nous permet d'en déduire le rapport cyclique d_β par :

$$d_\beta = \frac{t_2}{T_c} = \frac{V_o \sqrt{3}}{V_{dc}} \sin(\theta_v) = m_v \sin(\theta_v) \quad (\text{I.42})$$

Avec :

$$m_v = \frac{\sqrt{3} V_o}{V_{dc}} \quad (\text{I.43})$$

m_v : est le rapport de transformation des tensions désirées à partir de la tension continue fictive et la valeur crête de la tension de sortie.

De la même manière on obtient d_α en calculant y par deux manières, pour arriver enfin à :

$$V_o \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) = \frac{t_1}{T_c} V_1 \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{I.44})$$

En remplaçant V_1 par sa valeur dans (I.44) on obtient l'expression du rapport cyclique d_β comme suit :

$$d_{\alpha} = \frac{t_1}{T_c} = \frac{\sqrt{3}V_o}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) = m_v \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) \quad (\text{I.45})$$

En résumé, les rapports cycliques sont donnés donc par :

$$\begin{cases} d_{\alpha} = m_v \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) \\ d_{\beta} = m_v \sin(\theta_v) \\ d_0 = 1 - (d_{\alpha} + d_{\beta}) \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

Avec :

d_0 : Rapport cyclique du vecteur nul.

Ce dernier vecteur nous permet de générer, par sa projection dans le secteur où il se trouve, deux vecteurs V_{α} et V_{β} avec des rapports cycliques d_{α} et d_{β} , pour minimiser le nombre de commutations, les séquences des deux vecteurs V_1 et V_2 sont $V_1 - V_2 - V_0 - V_1 - V_2$ [30].

La valeur moyenne locale du vecteur de sortie sur une période de commutation est définie comme suit :

$$V_o = d_{\alpha} V_1 + d_{\beta} V_2 + d_0 V_0 \quad (\text{I.47})$$

I.6.4.3 Génération des impulsions

Chaque secteur est délimité par deux vecteurs dont un est pair et l'autre est impair et que l'obtention d'une fréquence de commutation constante nécessite d'appliquer les vecteurs dans cet ordre $V_0, V_{\text{impair}}, V_{\text{pair}}, V_0, V_0, V_{\text{pair}}, V_{\text{impair}}, V_0$ comme le montre la Figure (I.16). Par conséquent, une symétrie apparaît par rapport au centre de la période de commutation.

	V_0	V_{impair}	V_{pair}	V_0	V_0	V_{pair}	V_{impair}	V_0	
iT_c									$(i+1)T_c$
	$\frac{d_0}{4}$	$\frac{d_{\alpha}}{2}$	$\frac{d_{\beta}}{2}$	$\frac{d_0}{4}$	$\frac{d_0}{4}$	$\frac{d_{\beta}}{2}$	$\frac{d_{\alpha}}{2}$	$\frac{d_0}{4}$	

Figure (I.16) : Répartition des vecteurs adjacents durant une période de commutation.

La figure (I.17) montre la répartition des vecteurs V_0, V_7, V_1 et V_2 sur une période de fonctionnement dans le premier secteur.

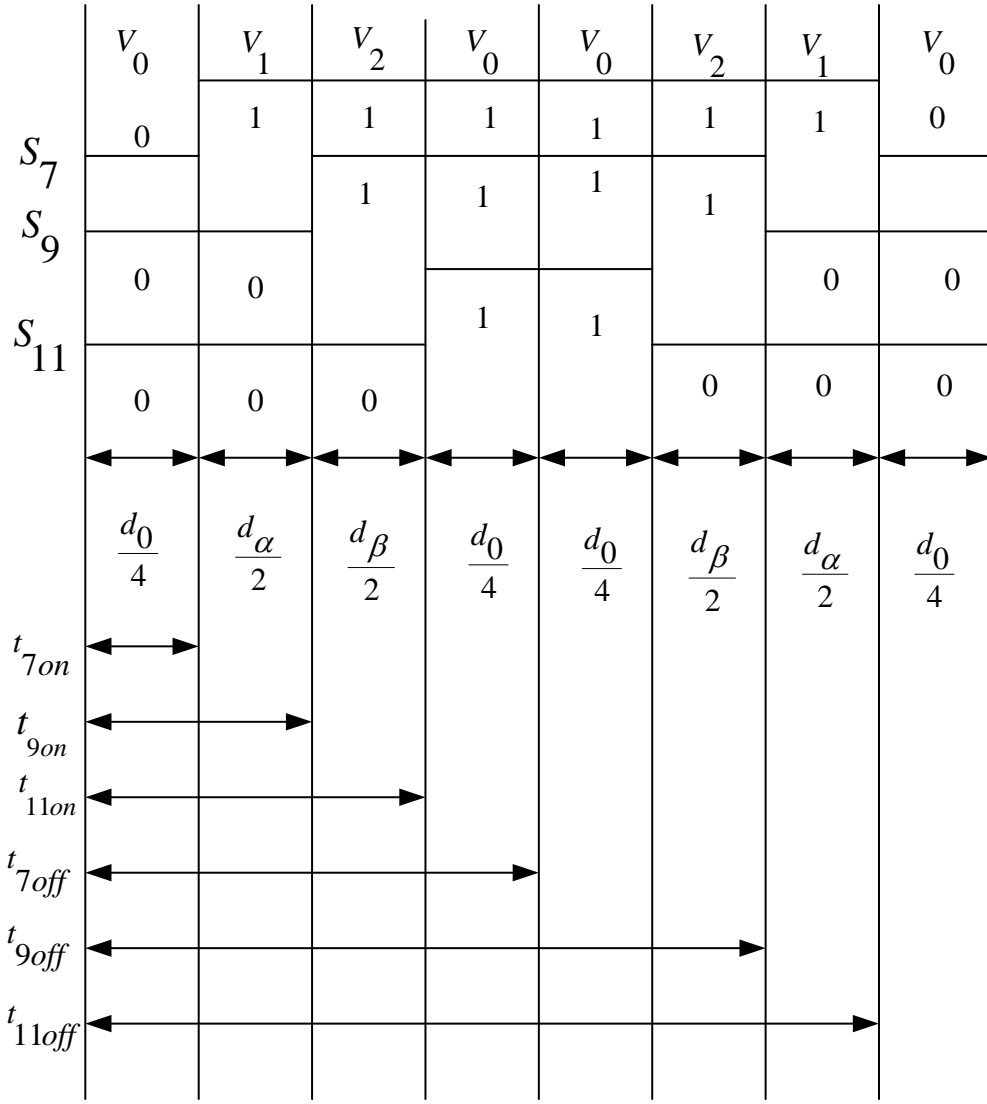


Figure (I.17) : Vecteurs à appliquer dans le secteur 1.

La figure (I.17) permet de donner les relations entre t_{on} , t_{off} de chaque interrupteur et les durées de conduction t_1, t_2, t_0 pour le secteur 1.

L'état de chaque interrupteur est déduit par une simple comparaison entre l'instant t et les instants t_{on}, t_{off} selon la logique suivante :

Si $t_{7on} \leq t < t_{7off}$ alors $S_7 = 1$ sinon $S_7 = 0$

Si $t_{9on} \leq t < t_{9off}$ alors $S_9 = 1$ sinon $S_9 = 0$

Si $t_{11on} \leq t < t_{11off}$ alors $S_{11} = 1$ sinon $S_{11} = 0$

I.6.4.4 Commande de l'étage redresseur

De la même façon que la commande de l'étage onduleur dans le redresseur de la Figure (I.18) un vecteur spatial de courant est défini à partir des courants d'entrée synchronisés au système des tensions d'entrée.

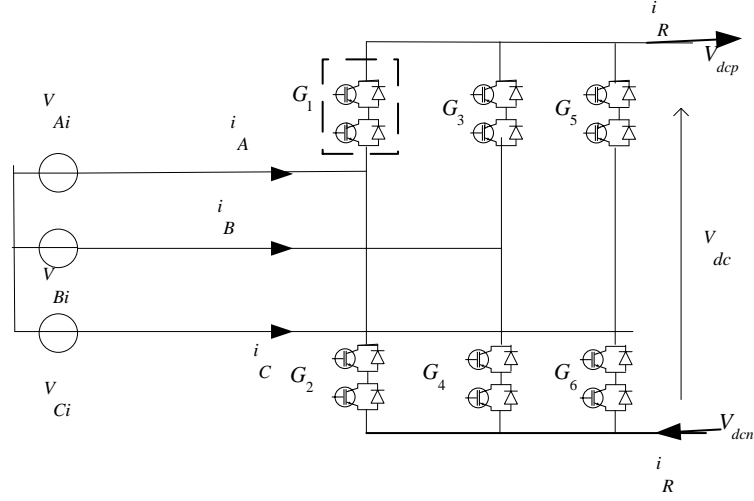


Figure (I.18) : Etage du redresseur.

La transformation complexe des vecteurs instantanés des tensions d'entrée V_i et des courants d'entrée I_i du redresseur sont exprimés comme suit :

$$\begin{cases} V_i = \frac{2}{3} (V_A + V_B e^{\frac{2\pi j}{3}} + V_C e^{\frac{4\pi j}{3}}) \\ I_i = \frac{2}{3} (I_A + I_B e^{\frac{2\pi j}{3}} + I_C e^{\frac{4\pi j}{3}}) \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

Le redresseur possède neuf états possibles, évitant les courts-circuits de la source de tension d'entrée et l'ouverture du circuit de la source de courant équivalente du bus DC (Tableau I.5). Ces états créent ainsi le diagramme vectoriel dans le plan complexe représenté par la Figure (I.19).

Vecteur	$\begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix}^T$	i_A	i_B	i_C	$ I_i $	I_α	I_β	$\angle I_i$	V_{dc}
I_1	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$	i_R	$-i_R$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}i_R$	1	$\frac{-1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{6}$	$V_A - V_B$
I_2	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	i_R	0	$-i_R$	$\frac{2}{\sqrt{3}}i_R$	1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{6}$	$V_A - V_C$
I_3	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	0	i_R	$-i_R$	$\frac{2}{\sqrt{3}}i_R$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{2}$	$V_B - V_C$
I_4	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	$-i_R$	i_R	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}i_R$	-1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{5\pi}{6}$	$V_B - V_A$

I_5	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	$-i_R$	0	i_R	$\frac{2}{\sqrt{3}}i_R$	-1	$\frac{-1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{5\pi}{6}$	$V_C - V_A$
I_6	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$	0	$-i_R$	i_R	$\frac{2}{\sqrt{3}}i_R$	0	$\frac{-2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{2}$	$V_C - V_B$
I_0	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	0	0	0	0	0	0	0	0
I_8	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$	0	0	0	0	0	0	0	0
I_9	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau (I.5) : Etats du redresseur.

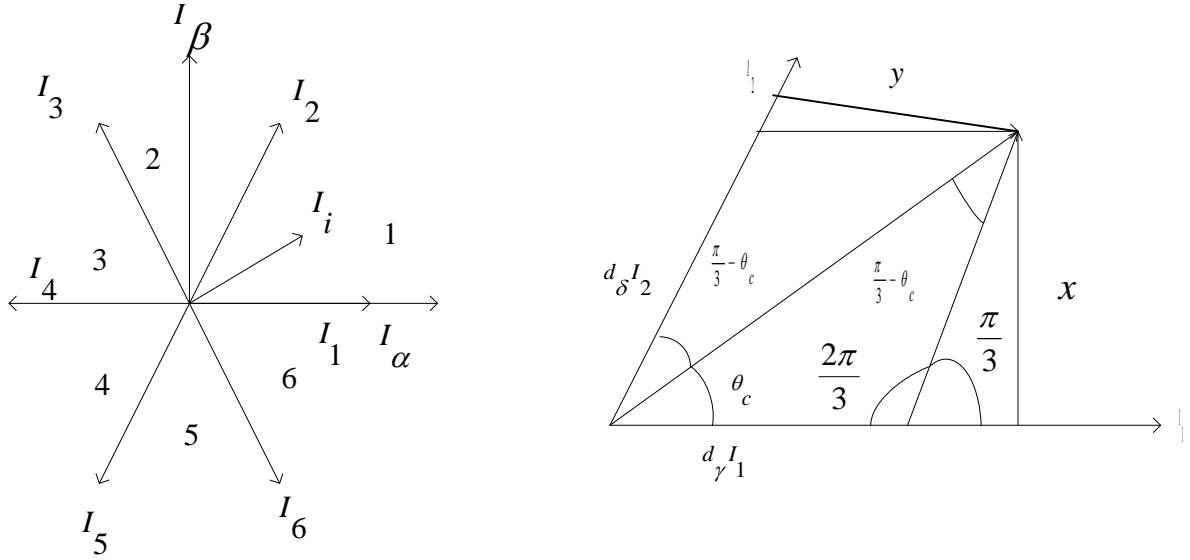


Figure (I.19) : Secteurs du vecteur de commutation du courant d'entrée.

θ_c : l'angle entre I_i et I_1

Ce vecteur est synthétisé par projection sur les deux vecteurs adjacents I_1 et I_2 avec des rapports cycliques respectifs égaux à d_γ et d_δ donnés par :

$$\begin{cases} d_\gamma = m_i \sin(\theta_c) \\ d_\delta = m_i \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_c) \\ d_o = 1 - d_\gamma - d_\delta \end{cases} \quad (I.49)$$

m_i : est le rapport entre le amplitudes de coutant d'entrée I_i et le courant fictif I_{dc}

Sachant que :

$$0 < m_i = \frac{I_i}{I_{dc}} < 1 \quad (I.50)$$

I.6.4.5 Génération du redresseur

La génération des impulsions du redresseur est similaire à celle de l'onduleur en utilisant la Figure (I.20).

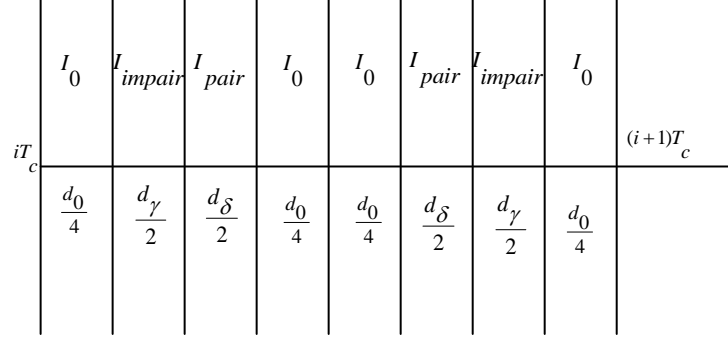


Figure (I.20) : Répartition des vecteurs adjacents du courant durant une période de commutation.

I.6.4.6 Génération des impulsions du convertisseur matriciel

La génération des impulsions du convertisseur matriciel direct se fait en combinant les deux stratégies de commande d'onduleur et celle du redresseur afin de générer les impulsions de commutation. Les impulsions du convertisseur matriciel direct sont calculées de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= s_{71} s_1 + s_{82} s_2 \\
 S_{12} &= s_{73} s_3 + s_{84} s_4 \\
 S_{13} &= s_{75} s_5 + s_{86} s_6 \\
 S_{21} &= s_{91} s_1 + s_{102} s_2 \\
 S_{22} &= s_{93} s_3 + s_{104} s_4 \\
 S_{23} &= s_{95} s_5 + s_{106} s_6 \\
 S_{31} &= s_{111} s_1 + s_{122} s_2 \\
 S_{32} &= s_{113} s_3 + s_{124} s_4 \\
 S_{33} &= s_{115} s_5 + s_{126} s_6
 \end{aligned} \quad (I.51)$$

I.6.4.7 Algorithme de la méthode vectorielle indirecte

Etape 1 : Mesure des courants d'entrée et des tensions de sortie;

Etape 2 : Appliquer la transformation de Clark sur les courants d'entrée et des tensions de sortie ;

Etape 3 : Calcul des amplitudes de la tension sortie, du courant d'entrée et calcul de l'angle

$$\varphi_i = \arg \left(\frac{I_\alpha}{I_\beta} \right) \text{ entre } I_\alpha \text{ et } I_i \text{ et l'angle } \varphi_o = \arg \left(\frac{V_\alpha}{V_\beta} \right) \text{ entre } V_\alpha \text{ et } V_o,$$

Etape 4 : Calcul de m_i et m_v ;

Etape 5 : Détermination des numéros des secteurs S_i et S_v ;

Etape 6 : Calcul des rapports cycliques des courants d_γ, d_δ et des tensions d_α, d_β et d_o

Etape 7 : Génération d'impulsions de la SVM du courant et celle de la SVM de tension (6 impulsions générés par la SVM de tension et 6 impulsions générés par la SVM du courant)

Etape 8 : La génération des impulsions du convertisseur matriciel direct est réalisée en utilisant l'équation (I.51).

I.6.4.8 Résultats de simulation

Dans cette partie on présentera les résultats de simulation du convertisseur matriciel direct alimentant une charge triphasée linéaire et contrôlé par SVM indirecte. Les paramètres de simulation sont : valeur efficace des tensions d'entrée : 220V, résistance de la charge : 1Ω ; inductance de charge : 50mH ; fréquence d'entrée : 50Hz ; fréquence de sortie 50Hz et la fréquence de commutation est de 6kHz.

La Figure (I.18) présente les résultats de simulation d'un CMD contrôlé par un ISVM

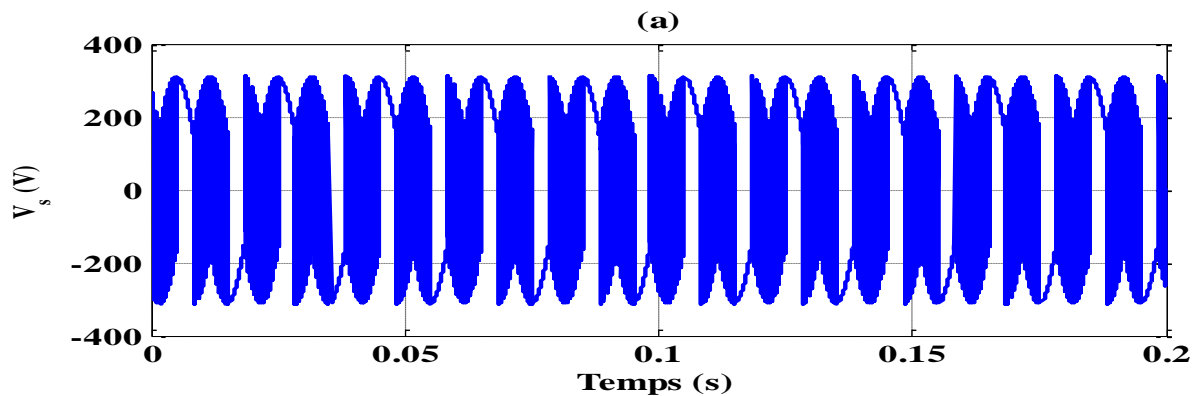


Figure (I.18) : Performances du convertisseur matriciel direct contrôlé par ISVM, (a) tension simple.

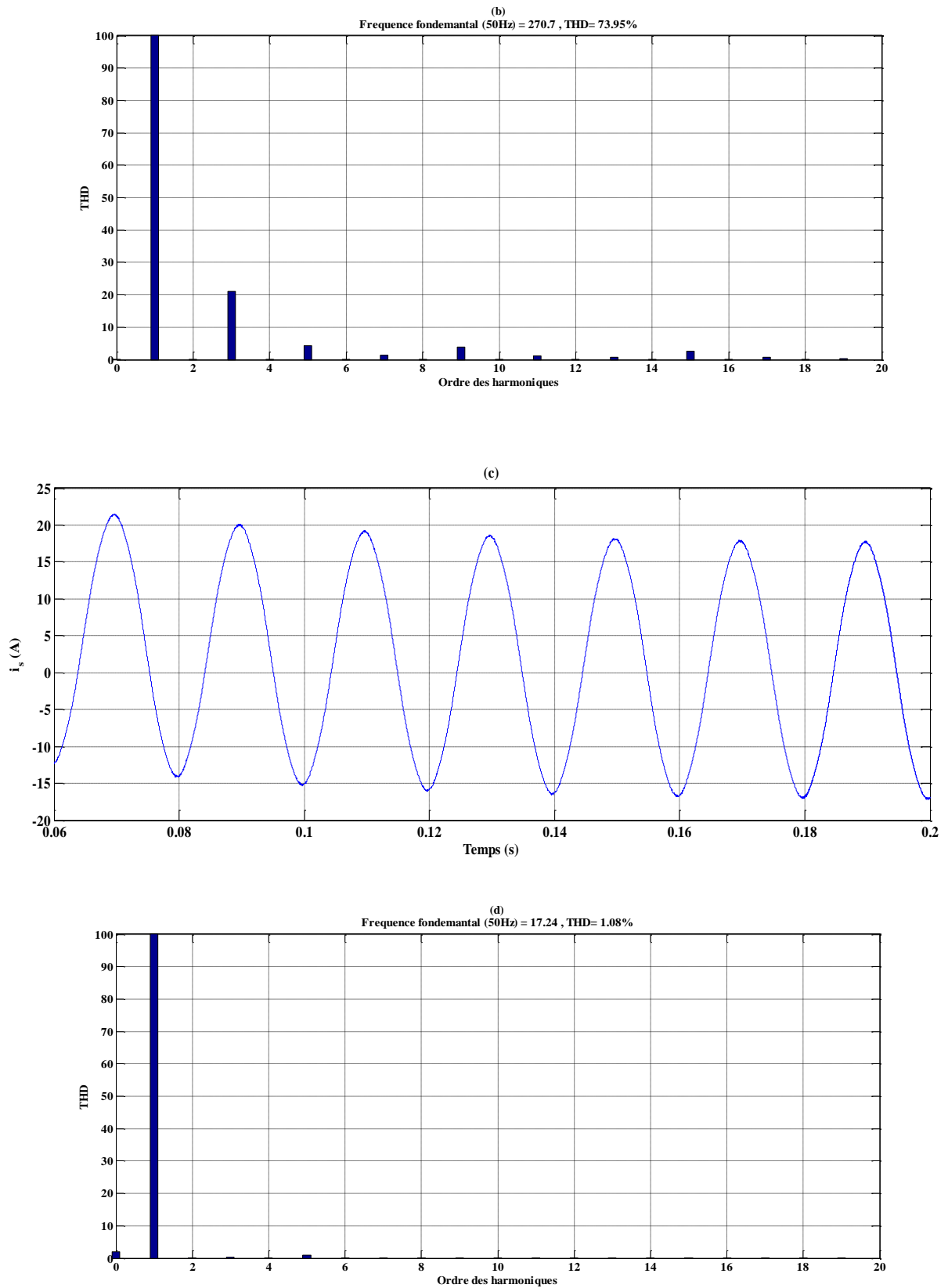


Figure (I.18) : Performances du convertisseur matriciel direct contrôlé par ISVM, (b) THD de la tension simple, (c) courant de sortie, (d) THD du courant de sortie.

On remarque que la tension simple admet un THD de 73.95% et que le courant de sortie admet un THD d'ordre de 1% ce qui veut dire que le courant est pratiquement sinusoïdal.

Les résultats essentiels de ces simulations sont regroupés dans le Tableau (I.6).

Méthode	Venturini	Roy	ISVM
Rapport de transformation	$q=0.86$	$q=0.86$	$q=0.86$
Courant fondamental	13.31	14.23	17.24
THD du courant	3.08%	3.09%	1.08%

Tableau (I.6) : Etude comparative entre les techniques de modulation d'un CMD.

D'après les résultats de simulation on peut conclure que:

- Le THD diminue lorsque le rapport de tension augmente ;
- La forme du courant obtenue par la stratégie ISVM est la meilleure par rapport aux autres stratégies.

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la structure du convertisseur matriciel direct et ses différentes techniques de modulation. Nous avons donné dans une première partie un aperçu général sur le filtrage d'entrée de ce convertisseur ainsi que sur ses circuits de protection utilisés contre les surtensions et les surcharges. Dans une deuxième partie nous avons présenté les trois stratégies de commande du convertisseur les plus connues à savoir les méthodes de Venturini, Roy et ISVM.

Via une étude comparative nous avons conclu que la technique de modulation ISVM est la meilleure en termes de maximisation du rapport de tension et de la réduction du taux de distorsion harmonique.

Dans le chapitre suivant, le convertisseur matriciel direct étudié sera intégré dans un variateur de vitesse à base d'une MSAP.