

### III-1 Introduction

Le convertisseur matriciel est une nouvelle génération du convertisseur direct de puissance alternatif/alternatif. Il permet d'assurer un écoulement bidirectionnel de puissance entre le réseau et le récepteur, ainsi qu'il permet de contrôler la tension de sortie en amplitude et en fréquence grâce à une matrice des interrupteurs de puissance bidirectionnels en courant et en tension reliant  $n$  phases d'entrée à  $m$  phases de sortie ; cela conduit à avoir  $n \times m$  interrupteurs bidirectionnels. Par conséquent, le convertisseur matriciel triphasé/triphasé nécessite neuf interrupteurs bidirectionnels. Aujourd'hui, le convertisseur matriciel est devenu un axe de recherche important et plus attractif par beaucoup de chercheurs dans le domaine d'entraînement ou de génération à vitesse variable grâce aux avantages présentés par celui-ci par rapport aux convertisseurs classiques comme le cyclo-convertisseur et le cascade redresseur/lien continu/onduleur[37]:

- La commande découplée de l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie
- Un courant sinusoïdal à l'entrée avec un déphasage ajustable, donc la possibilité de fonctionner à un facteur de puissance unitaire pour n'importe quelle charge
- Le rapport entre la tension de sortie et celle de l'entrée est maximisé au possible
- La possibilité d'avoir un écoulement de puissance bidirectionnel et par conséquent d'obtenir un fonctionnement dans les quatre quadrants
- Un taux d'harmoniques réduit aussi bien pour les courants d'entrée que pour les courants de sortie
- Une large gamme de fréquence opérationnelle pour la tension de sortie
- L'absence d'un grand condensateur pour le stockage de l'énergie comme dans le cas d'une cascade redresseur/lien continu/onduleur, ce qui permet de réduire le coût et le dimensionnement du convertisseur.

Dans la littérature concernant le convertisseur matriciel, on trouve deux stratégies de commande qui sont principalement adoptées à la commande du convertisseur matriciel. La première est basée sur la méthode de modulation de Venturini et la deuxième sur la modulation par vecteur spatiale SVM.

La première stratégie par modulation de Venturini a été proposée en 1980 par Venturini[38], spécialement pour la commande du convertisseur matriciel. Cette dernière est caractérisée par sa formulation mathématique ardue, et son application pour des tensions d'entrée du convertisseur équilibrées et parfaitement sinusoïdales. Cette méthode présente de hautes performances au niveau des formes d'ondes de la tension de sortie et du courant

d'entrée du convertisseur matriciel[52]. La seconde stratégie est fondée sur la modulation vectorielle ou par vecteur spécial (SVM), adopte une approche différente de celle de la modulation de Venturini. Elle consiste de construire la tension désirée de sortie par la sélection des états valides de commutation des interrupteurs et de calculer leurs durées de conduction correspondantes. Cette méthode a été adoptée initialement par Huber en 1992[39],[40] pour la commande du convertisseur matriciel. L'avantage principal de cette stratégie par rapport à celle de Venturini réside dans les pertes réduites de commutation [52].

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la modélisation du convertisseur matriciel, ainsi qu'à la stratégie de commande par modulation de Venturini. Afin d'évaluer les performances apportées par le convertisseur matriciel commandé par la technique considérée, une étude de simulation est prévue[41].

### **III-2 Le convertisseur matriciel**

Le convertisseur matriciel possède plusieurs qualités opérationnelles dont quelques-unes sont mises en évidence. Le courant de charge est sinusoïdal et le courant de source ne contient que des harmoniques d'ordre élevé, multiples de la fréquence d'échantillonnage[42]. Il permet le réglage du facteur de déplacement du courant de source, ce qui revient à réduire la consommation de puissance réactive et par conséquent à optimiser la dimension et la puissance des équipements installés. L'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels permet au flux de puissance de circuler de la source vers la charge et inversement de la charge vers la source.

L'un des aspects les plus importants du convertisseur matriciel est qu'il ne nécessite pas d'élément réactif encombrant, lourd et susceptible de défaillance. Pour ces raisons, les industries aéronautique et militaire portent un grand intérêt à ce convertisseur[43].

Au chapitre des inconvénients, on note la limitation de la tension de sortie à  $\sqrt{3}/2$  de la tension d'entrée, les risques de fautes de commutation et le nombre élevé de semi-conducteurs à commander. En réponse à ses inconvénients, des études ont été menées et certaines solutions ont été apportées[44].

Le Tableau III-1 établit une comparaison entre le convertisseur matriciel et les convertisseurs à fréquence intermédiaire, en mettant en évidence leurs avantages et inconvénients

Tableau III 1 : Tableau comparatif du convertisseur matriciel à fréquence intermédiaire

	Présence d'harmoniques de rang faible dans le courant de source	Possibilité de correction du facteur de déplacement	Présence d'un lien à courant continu	Nombre de semi-conducteurs	Possibilité de bidirectionnalité du flux de puissance	Complexité de la commande
Convertisseur à 2 étages avec redresseur à diodes	oui	Non	oui	18	Non	simple
Convertisseur à 2 étages avec redresseur MLI	non	Oui	oui	24	Oui	complexe
Convertisseur matriciel direct	non	Oui	non	36	Oui	complexe

### III-3 Principe de fonctionnement du convertisseur matriciel

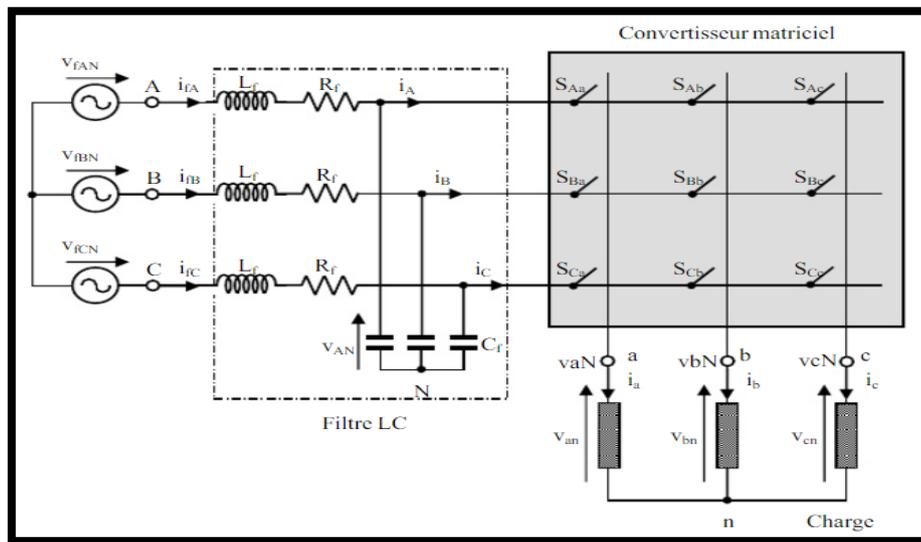


Figure III 1 : Schéma de principe d'un convertisseur matriciel triphasé/triphasé

Le schéma de principe d'un convertisseur matriciel triphasé/triphasé illustré par la figure II-1, consiste à utiliser 9 interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension reliant les trois phases d'entrée à celles de la charge. Un filtre passebas doit être inséré à l'entrée du convertisseur matriciel dont l'objectif d'empêcher la propagation des courants harmoniques dans le réseau. Pour que l'échange d'énergie entre la source et la charge soit possible, il faut que la source présente un comportement différent de celui de la charge. Pour cette raison, la source présente un comportement d'une source de tension, alors que la charge présente celui d'une source de courant.

### III-4 Interrupteurs à semi-conducteurs utilisés dans le convertisseur matriciel

L'utilisation d'interrupteurs réversibles en tension et en courant à blocage et amorçage commandés dans le premier et le troisième quadrant est indispensable pour permettre au convertisseur de connecter à tout instant chacune des bornes d'entrée du récepteur à n'importe quelle borne de sortie du générateur et ceci indépendamment de l'évolution des tensions et des courants aux niveaux du réseau et du récepteur. De tels interrupteurs statiques ne sont pas disponibles sur le marché ; il faut associer des composants élémentaires (diodes, thyristors, IGBT...) pour obtenir un interrupteur bidirectionnel en tension et en courant. La figure III -2 montre les diverses possibilités d'association des composants à partir d'éléments disponibles actuellement sur le marché[45].

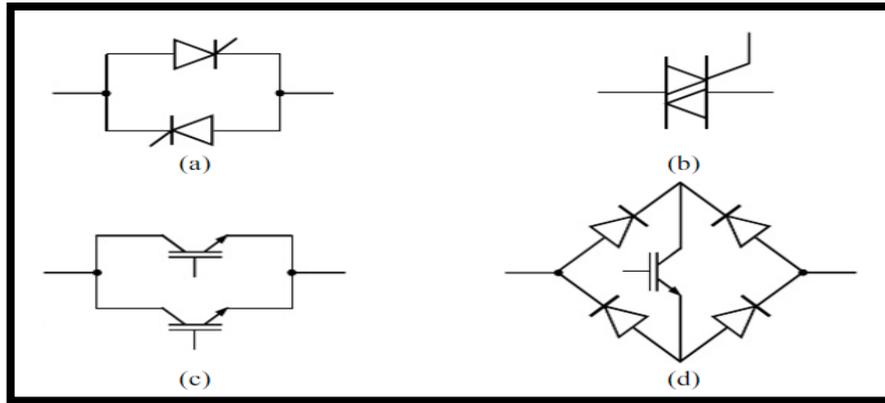


Figure III 2 : Interrupteurs bidirectionnels à base de : (a)deux thyristors montés en antiparallèle,(b) triac,(c)deux IGBT montés en antiparallèle ,(d) pont de diodes avec IGBT

L'interrupteur de puissance (d) de la figure II-2 consiste à insérer un IGBT au centre d'un pont de diode. Ce type, présente les avantages de la rapidité à la commutation ainsi que de l'aptitude au blocage inverse de même qu'il présente une commande simple qui nécessite un seul signal de commande (la présence d'une seule gâchette). Cependant, il présente des pertes par conduction sont relativement importantes, vu que le courant dans les deux sens passe par trois composants (2 diodes et 1 IGBT), ainsi qu'il ne permet pas une gestion convenable des commutations entre les composants.

Elle,n'est jamais utilisée car elle conduit à des pertes importantes et ne permet pas une gestion convenable des commutations. Dans la littérature, il y a deux variantes d'interrupteur à commutation rapide à base de deux diodes et deux IGBT qui ont été typiquement utilisées pour composer l'interrupteur bidirectionnel (figure III-3) [46]:

- L'interrupteur bidirectionnel avec émetteur commun (figure III-3-a) : consiste à utiliser deux diodes et deux IGBT connectées en antiparallèle. De telle sorte que, les diodes sont introduites dont l'objectif d'assurer un blocage inverse. Le contrôle indépendant de la direction du courant et les pertes de conduction réduites causées par le courant qui passe seulement par deux composants (1 diode et 1 IGBT) pour chaque direction, constituent les principaux avantages de cet interrupteur.
- L'interrupteur bidirectionnel avec collecteur commun (figure III-3-b) : cet interrupteur est identique à celui de la figure (III-3-a), sauf qu'il n'est pas faisable dans la pratique et ceci dû à la présence de l'inductance parasite entre les cellules de commutation qui pose des problèmes gênants. Par conséquent, la configuration avec émetteur commun est généralement préférable pour créer les interrupteurs bidirectionnels constituant le convertisseur matriciel

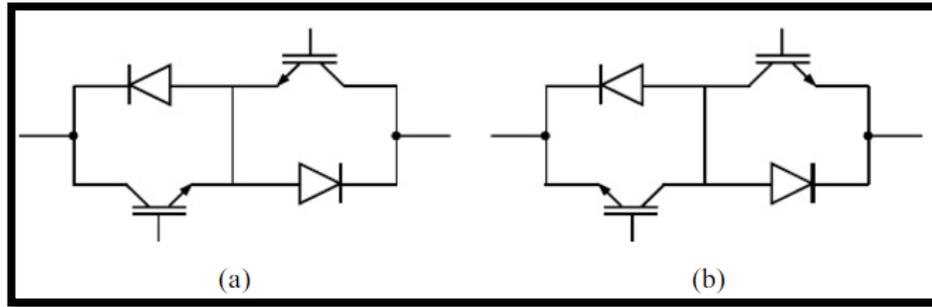


Figure III 3 : Interrupteurs bidirectionnels à base de deux diodes et deux IGBT avec :

(a) émetteur commun, (b) collecteur commun

### III-5 Modélisation du convertisseur matriciel

Pour déterminer les relations liant les grandeurs d'entrée et de sortie du convertisseur matriciel, on idéalise le réseau d'alimentation et le filtre en considérant qu'à l'entrée on a une pure source de tension triphasée, ainsi qu'à la sortie on a une source de courant idéale.

De même on considère que les interrupteurs sont idéaux : on néglige leurs courants de fuite à l'état bloqué et leurs chutes de tension à l'état de conduction et on suppose que les commutations sont instantanées. Par conséquent, le convertisseur apparaît comme un multiport de connexion non énergétique[47].

Dans ce cas, on peut caractériser l'état de chaque interrupteur par une variable logique égale à : 1 si l'interrupteur est conducteur et 0 s'il est bloqué. Par exemple, pour l'interrupteur  $S_{ij}$  qui permet de connecter la borne d'entrée  $i$  à la borne de sortie  $j$  on a :

$$S_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec :  $i=(A,B,C)$  et  $j=(a,b,c)$

Les tensions triphasées instantanées d'entrée et de sortie peuvent être représentées sous la forme matricielle par :

$$V_{ec} = \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

$$V_{sc} = \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

D'après la figure III-1, on déduit la relation entre les tensions instantanées de sortie et celles d'entrée suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

On peut également exprimer la relation (III.4) par :

$$V_{sc} = T \cdot V_{ec} \quad (\text{III.5})$$

Avec T la fonction matricielle de transfert instantanée. De même qu'on peut exprimer les tensions composées à la sortie du convertisseur matriciel comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{aN} - V_{bN} = S_{Aa}V_{AN} + S_{Ba}V_{BN} + S_{Ca}V_{CN} - S_{Ab}V_{AN} - S_{Bb}V_{BN} - S_{Cb}V_{CN} \\ V_{bc} = V_{bN} - V_{cN} = S_{Ab}V_{AN} + S_{Bb}V_{BN} + S_{Cb}V_{CN} - S_{Ac}V_{AN} - S_{Bc}V_{BN} - S_{Cc}V_{CN} \\ V_{ca} = V_{cN} - V_{aN} = S_{Ac}V_{AN} + S_{Bc}V_{BN} + S_{Cc}V_{CN} - S_{Aa}V_{AN} - S_{Ba}V_{BN} - S_{Ca}V_{CN} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

On peut écrire l'équation (III.6) sous la forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (S_{Aa} - S_{Ab}) & (S_{Ba} - S_{Bb}) & (S_{Ca} - S_{Cb}) \\ (S_{Ab} - S_{Ac}) & (S_{Bb} - S_{Bc}) & (S_{Cb} - S_{Cc}) \\ (S_{Ac} - S_{Aa}) & (S_{Bc} - S_{Ba}) & (S_{Cc} - S_{Cb}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

La relation entre les courants instantanés d'entrée et ceux de sortie est donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

On peut écrire aussi :

$$i_{ec} = T^t \cdot i_{sc} \quad (\text{III.9})$$

Avec  $T^t$  la matrice transposée de T.

$$i_{ec} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

$$i_{sc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Si on tient compte de l'équation (III.1), le convertisseur matriciel triphasé/triphasé de la figure III-1 possède théoriquement 512 ( $2^9$ ) combinaisons possibles. Sachant que l'entrée du convertisseur se comporte comme une source de tension, alors que la charge se comporte comme une source de courant (figure III-1). En outre, les interrupteurs d'une même colonne doivent être complémentaires pour que la source de tension ne soit jamais en court-circuit et pour que la charge ne soit jamais en circuit-ouvert[48].

Dans ce cas on a :

$$S_{Aj} + S_{Bj} + S_{Cj} = 1 \quad (\text{III.12})$$

Avec :  $j = (a, b, c)$

Par conséquent, le convertisseur matriciel triphasé/triphasé présenté par la figure III-1 possède 27 combinaisons possibles de commutation. Si on suppose  $t_{ij}$  (t) la durée de conduction de l'interrupteur  $S_{ij}$ , définie par :

$$t_{Aj} + t_{Bj} + t_{Cj} = T_{seq} \quad (\text{III.13})$$

Avec  $T_{seq}$  la période ou la séquence de commutation du convertisseur matriciel.

Dans ce cas :

$$0 < t_{ij} < T_{seq} \quad (\text{III.14})$$

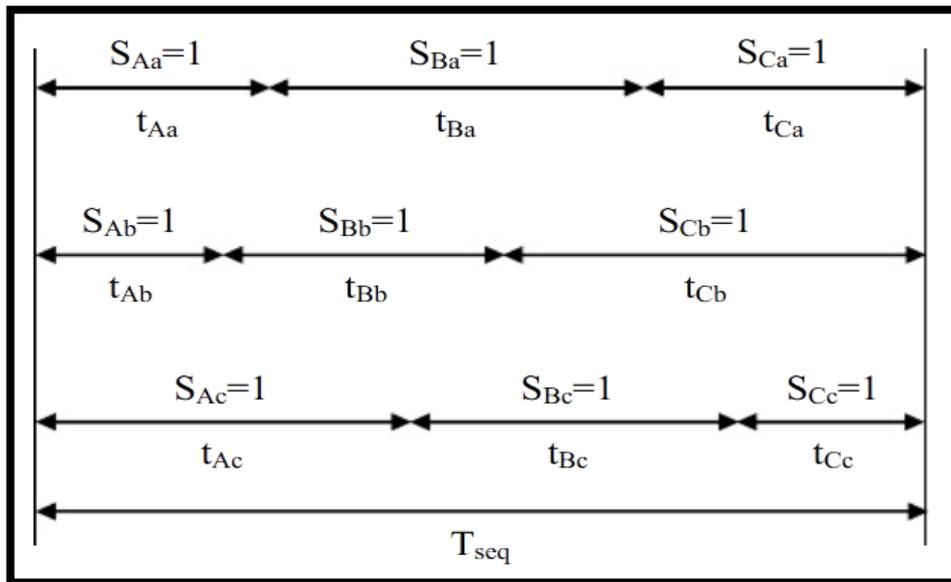


Figure III 4 : Durées de conduction des interrupteurs pendant une période de commutation

La figure III-4 donne un exemple de la durée de conduction des interrupteurs pendant une période ou séquence de commutation  $T_{seq}$  du convertisseur matriciel.

Si on suppose que  $m_{ij}(t)$  est le rapport cyclique de conduction de l'interrupteur  $S_{ij}$ , définie par :

$$m_{ij}(t) = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} \quad (III.15)$$

Tel que :

$$0 < m_{ij} < 1 \quad (III.16)$$

D'autre part et d'après l'expression(III.14), on peut écrire :

$$m_{Aj} + m_{Bj} + m_{Cj} = 1 \quad (III.17)$$

En tenant compte (III.14) et (III.16), les expressions (III.4) et (III.8) peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (III.18)$$

Avec :

$$M = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \quad (III.19)$$

M représente la matrice de modulation.

Ainsi que :

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (III.20)$$

### III-6 Modélisation de la charge

En général, le neutre au niveau de la charge (n) est isolé par rapport à celui de la source (N) comme il est montré par la figure III-1. Par conséquent, et dont l'objectif de calculer le courant de charge, il est nécessaire de connaître le potentiel à la sortie du convertisseur matriciel qui correspond au neutre de la charge (n)[49].

Dans ce cas, on a:

$$V_{jn} = V_{jN} - V_{nN} \quad (\text{III.21})$$

Avec :  $j = (a, b, c)$

La différence de potentiel entre les deux neutres est donnée par :

$$V_{nN} = \frac{V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}}{3} \quad (\text{III.22})$$

Ainsi que, la fonction de transfert du courant de la charge est donnée par :

$$i_j(s) = \frac{1}{L_{ch}s + R_{ch}} V_{jn}(s) \quad (\text{III.23})$$

### III-7 Principe et formulation mathématique de la technique de modulation de Venturini

Venturini a proposé une stratégie de commutation à haute fréquence généralisée pour les convertisseurs matriciels. Cette méthode a été modifiée par la suite dont l'objectif d'augmenter le rapport de transformation entre la tension de sortie et celle de l'entrée de 0.5 à 0.866.

De même elle permet produire des courants sinusoïdaux à l'entrée du convertisseur avec un facteur de puissance unitaire indépendant de la charge[38]. Le principe de cette méthode consiste à synthétiser la tension triphasée désirée de sortie à partir de celle d'entrée pour chaque période de commutation bien définie. Dans ce cas, la tension de sortie est formée dans chaque période de commutation par des segments des trois tensions d'entrée, alors que le courant d'entrée est formé par des segments des trois courants de sortie[50]. Les tensions triphasées équilibrées à l'entrée du convertisseur sont exprimées par la formule suivante :

$$V_{ec} = V_{ecm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{ec}t) \\ \cos(\omega_{ec}t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{ec}t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

D'autre part, les courants triphasés équilibrés à la sortie du convertisseur sont exprimés par l'expression suivante :

$$i_{sc} = i_{scm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{sc}t + \varphi_{sc}) \\ \cos(\omega_{sc}t + \varphi_{sc} + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{sc}t + \varphi_{sc} + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

Avec :  $V_{ecm}, i_{scm}, \omega_{ec}$  et  $\omega_{sc}$  sont les valeurs maximales et les pulsations, de la tension d'entrée du convertisseur et du courant à la sortie de celui-ci respectivement, ainsi que  $\varphi_{sc}$  est

le déphasage entre le courant et la tension à la sortie du convertisseur. En tenant compte du rapport entre la tension de sortie et celle d'entrée du convertisseur matriciel :

$$q = \frac{V_{sc}}{V_{ec}} = \frac{i_{ec}}{i_{sc}} \quad (\text{III.26})$$

On obtient :

$$V_{sc} = qV_{ecm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{sc}t) \\ \cos(\omega_{sc}t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{sc}t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

Et

$$i_{ec} = q \cos(\varphi_{sc}) i_{scm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{sc}t + \varphi_{ec}) \\ \cos(\omega_{ec}t + \varphi_{ec} + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{ec}t + \varphi_{ec} + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})$$

Si on remplace  $V_{ec}$ ,  $V_{sc}$ ,  $i_{ec}$  e  $i_{sc}$  dans les expressions (III.18) et(III.20), la matrice de modulation admet les deux solutions suivante[48].

- Pour  $\varphi_{ec} = \varphi_{sc}$ , on obtient :

$$M_1(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_{se}t) & 1 + 2q \cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se}t) & 1 + 2q \cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se}t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

Avec :  $\omega_{se} = \omega_s - \omega_e$

- Pour  $\varphi_{ec} = -\varphi_{sc}$ , on obtient :

$$M_2(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_{se}t) & 1 + 2q \cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se}t) \\ 1 + 2q \cos(\omega_{se}t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se}t) & 1 + 2q \cos(\omega_{se}t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.30})$$

Avec :  $\omega_{se} = -(\omega_s + \omega_e)$

La solution (III.29) est obtenue pour un déphasage d'entrée égale à celui de sortie ( $\varphi_{ec} = \varphi_{sc}$ ), de même que la solution (III.30) est obtenue pour un déphasage d'entrée en opposition avec celui de sortie ( $\varphi_{ec} = -\varphi_{sc}$ ).

La méthode de modulation de Venturini basée sur les expressions (III.29) et (III.30) permet d'obtenir un rapport maximal entre la tension de sortie et celle d'entrée du convertisseur matriciel de 0.5 (ou 50 %). Cependant, cette méthode peut être optimisée afin d'atteindre un rapport maximal de  $\frac{\sqrt{3}}{2}$  (ou 87 %) grâce à une modification de la tension de sortie désirée, en ajoutant l'harmonique de l'ordre 3 de la tension d'entrée et de celle de sortie dans l'expression (III.29)[51].

$$V_{sc} = qV_{ecm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{sc}t) - \frac{1}{6}\cos(3\omega_{sc}t) + \frac{1}{2\sqrt{3}}\cos(3\omega_{ec}t) \\ \cos(\omega_{sc}t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{6}\cos(3\omega_{sc}t) + \frac{1}{2\sqrt{3}}\cos(3\omega_{ec}t) \\ \cos(\omega_{sc}t + \frac{4\pi}{3}) - \frac{1}{6}\cos(3\omega_{sc}t) + \frac{1}{2\sqrt{3}}\cos(3\omega_{ec}t) \end{bmatrix} \quad (III.31)$$

L'encombrement de la méthode primitive de Venturini basée sur le calcul des durées de conduction des interrupteurs directement à l'aide des équations (III.29) et (III.30) constitue une contrainte gênante à l'implémentation de celle-ci dans la pratique. Par conséquent, Il est recommandé d'exprimer directement les tensions d'entrée et celles de sortie dans les équations (III.18) et (III.20) de telle sorte que le facteur de puissance à l'entrée du convertisseur soit unitaire[48]. Si on tient compte de ces recommandations, on obtient :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2V_i V_j}{V_{ecm}^2} \right] \quad (III.32)$$

Pour :  $i = A, B, C$  et  $j = a, b, c$

La méthode définie par l'équation (III.32) a un rapport significatif de transformation limité à 50%. Si on tient compte de la méthode optimisée de Venturini basée sur (III.31), l'équation (III.32) devient :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2V_i V_j}{V_{ecm}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_{ec}t + \beta_i) \sin(3\omega_{ec}t) \right] \quad (III.33)$$

Avec :  $\beta_i = (0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3})$ ,  $i = (A, B, C)$  et  $j = (a, b, c)$

L'implémentation pratique en temps réel de la méthode de Venturini optimisée est fondée sur l'équation (III.33), et ceci nécessite l'utilisation des processeurs fonctionnant à des fréquences de l'ordre de dizaines de kilohertz. Dans ce cas, le contrôle du facteur de puissance

peut être réalisé grâce à l'insertion d'un capteur de déphasage dans une phase à l'entrée du convertisseur matriciel.

### III-8 Résultats de simulation à vide

Pour évaluer les performances apportées par la technique de commande de Venturini appliquée au convertisseur matriciel, une étude par simulation numérique sous l'environnement Matlab a été réalisée.

#### ❖ $Q = 0.5$

1.  $Q=0.5$  ,  $f_e=50$  Hz ,  $f_s=50$  Hz ,  $f_p=6000$  Hz ,  $V_e=\sqrt{2}*220$  V

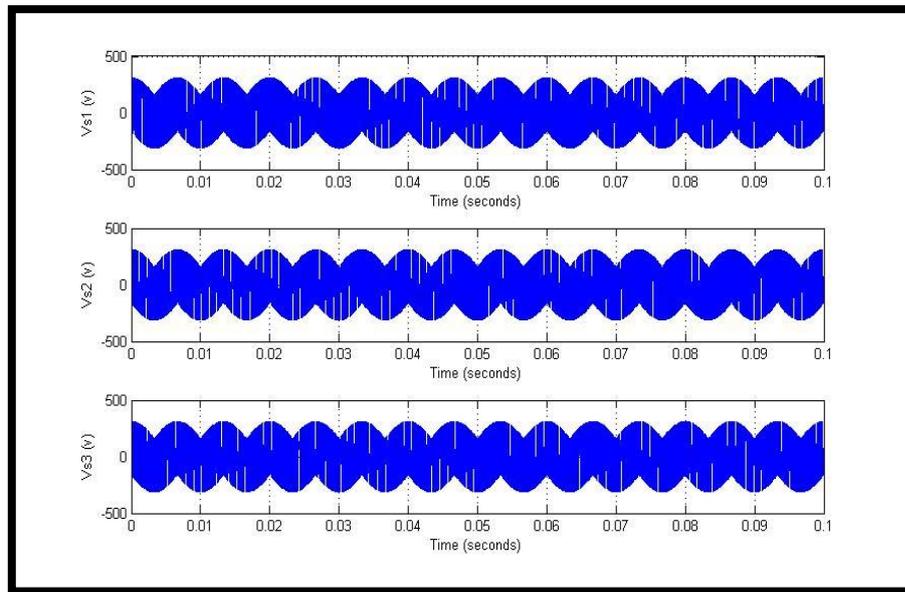


Figure III 5 : Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel a vide avec  $f_s = 50$  Hz,  $f_p=6000$  Hz

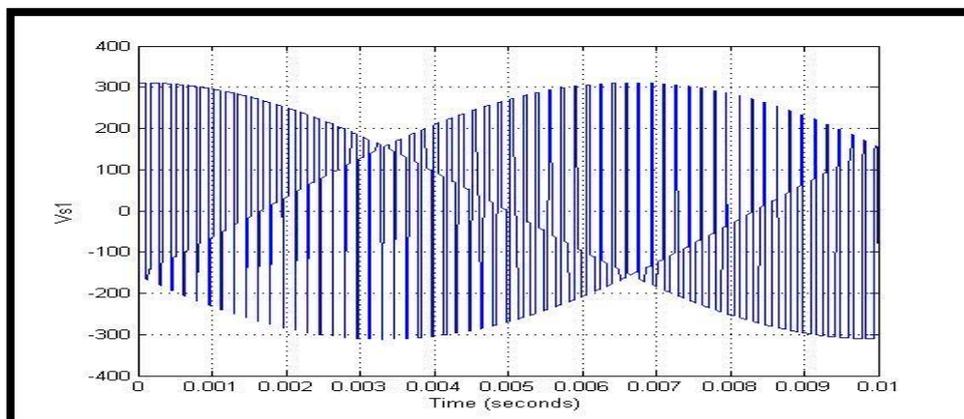


Figure III 6 : Zoom la tension de sortie d'un convertisseur matriciel a vide avec  $f_s = 50$  Hz,  $f_p=6000$  Hz

2.  $Q=0.5$  ,  $f_e=50$  Hz ,  $f_s=50$  Hz ,  $f_p=100000$  Hz ,  $V_e=\sqrt{2}*220$  V

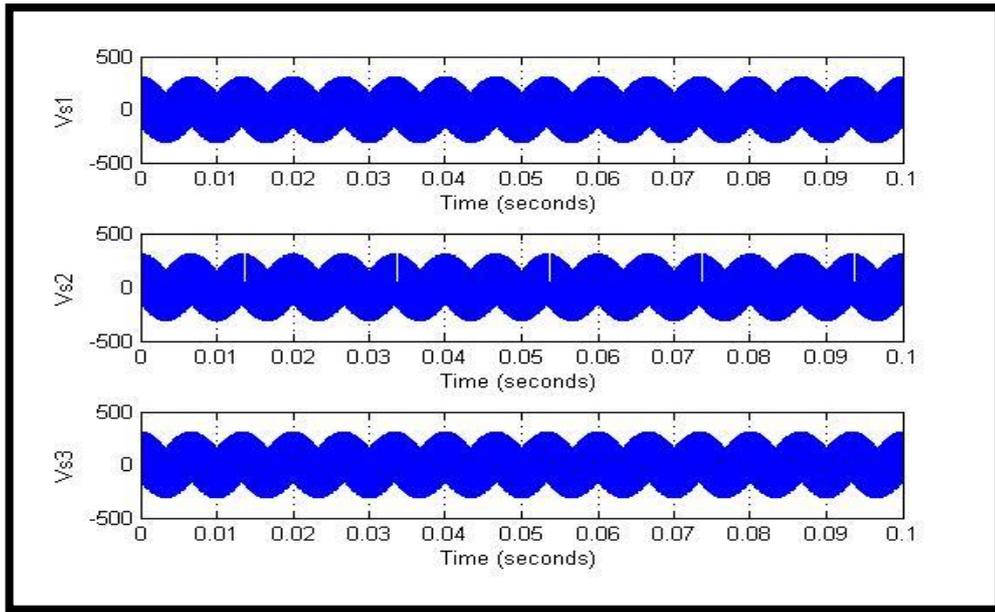


Figure III 7 : Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel a vide avec  $f_s = 50$  Hz,  $f_p=100000$  Hz

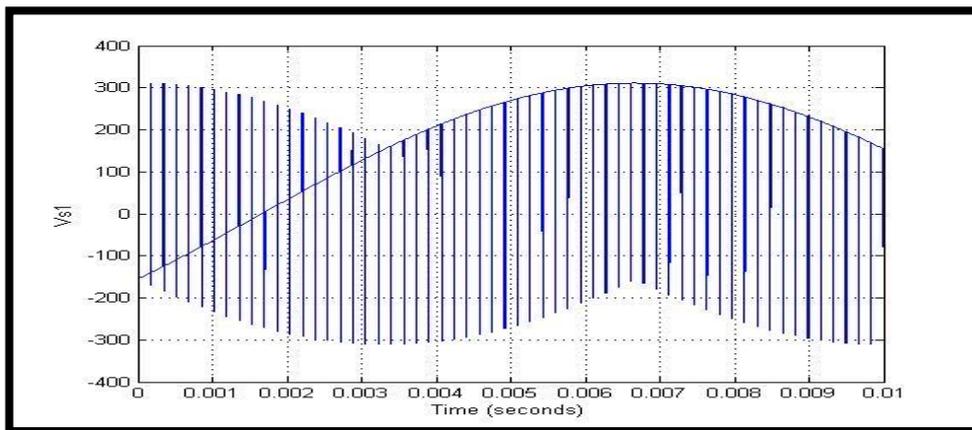


Figure III 8 : Zoom de la tension de sortie d'un convertisseur matriciel a vide avec  $f_s = 50$  Hz,  $f_p=100000$  Hz

3.  $Q=0.5$  ,  $f_e=50$  Hz ,  $f_s=100$  Hz ,  $f_p=100000$  Hz ,  $V_e=\sqrt{2}*220$  V

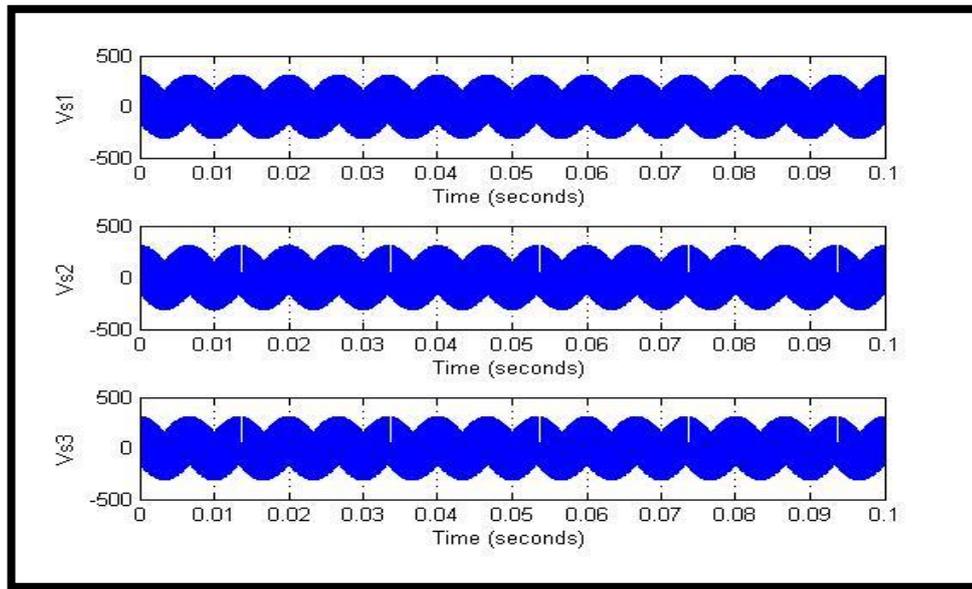


Figure III 9 : Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel a vide avec  $f_s = 100$  Hz,  $f_p = 100000$  Hz

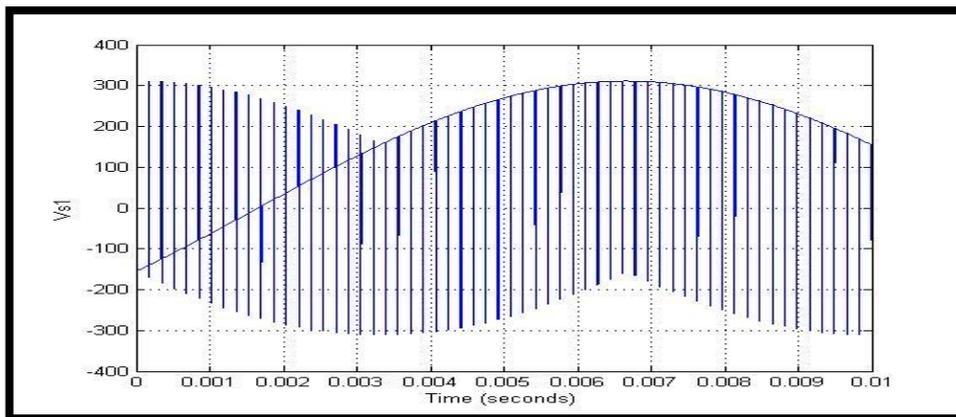


Figure III 10 : Zoom de la tension de sortie d'un convertisseur matriciel a vide avec  $f_s = 100$  Hz,  $f_p = 100000$  H

## 4. Filtrage des tensions de sorties

Filtre passe bas -RC- ( $R=0.45\text{ Ohm}$   $C = 1\text{ mF}$ ),  $f_e=50\text{ Hz}$  , $f_s=100\text{ Hz}$  , $f_p=6000\text{ Hz}$

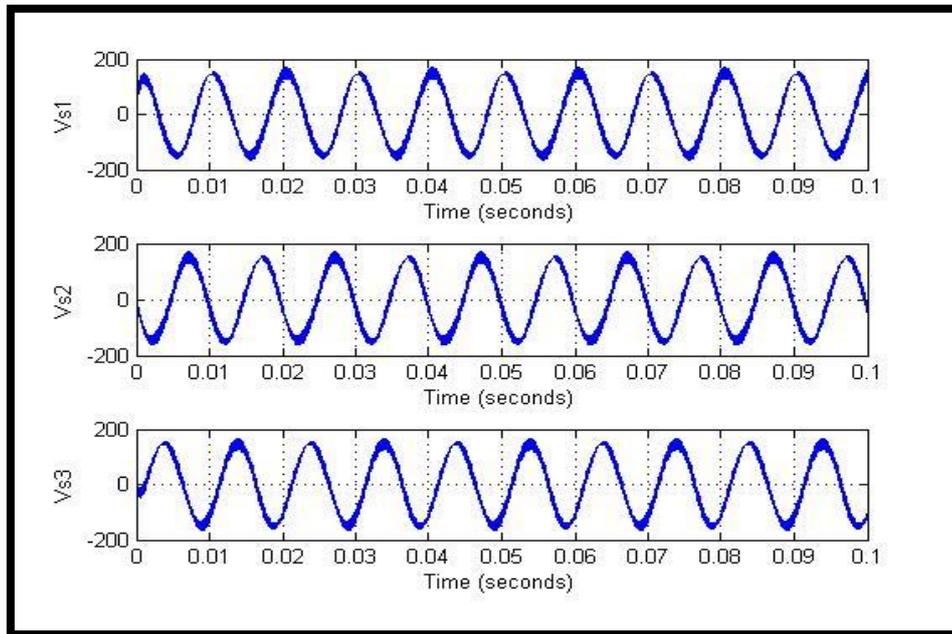


Figure III 11 : Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel avec un filtre , $f_s = 100\text{ Hz}$  , $f_p = 6000\text{ Hz}$

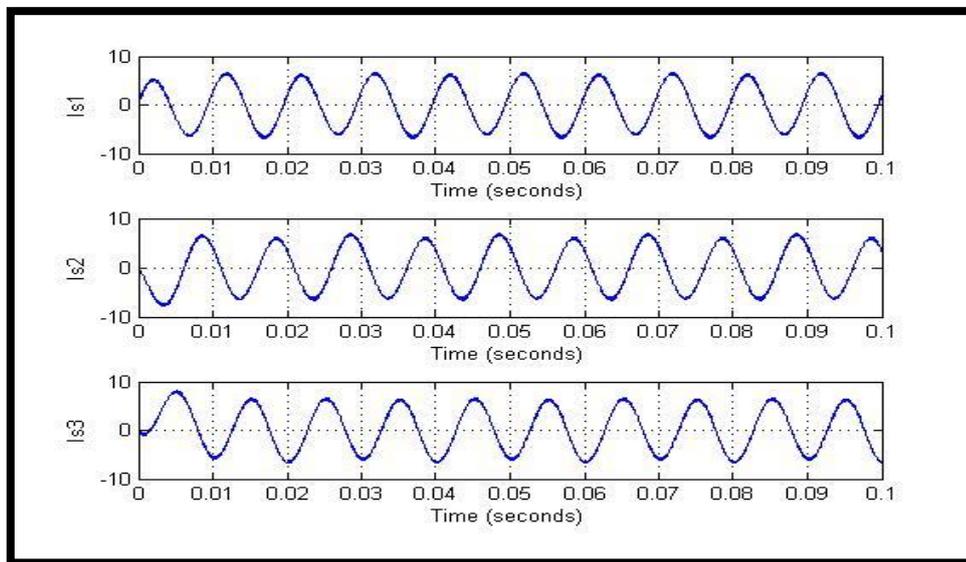


Figure III 12 : Résultats de simulation des courants de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge  $R=10\text{ Ohm}$  , $L=0.0035\text{ mH}$ , $f_s=100\text{ Hz}$  , $f_p=6000\text{ Hz}$

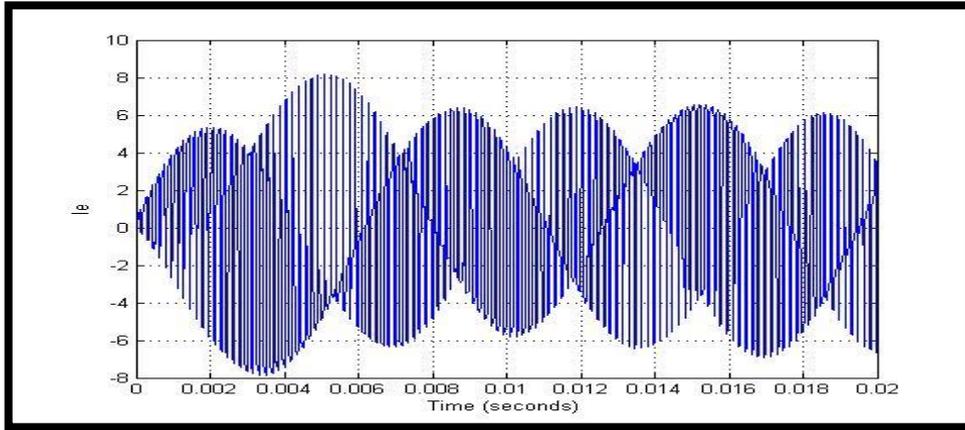


Figure III 13 : Zoom de courant d'entrée d'un convertisseur matriciel avec charge  $f_s=100$  Hz , $f_p=6000$  Hz

❖ **Q=0.866**

5.  $Q=0.866$  , $f_e=50$  Hz , $f_s=100$  Hz , $f_p=100000$  Hz , $V_e=\sqrt{2}*220$  V

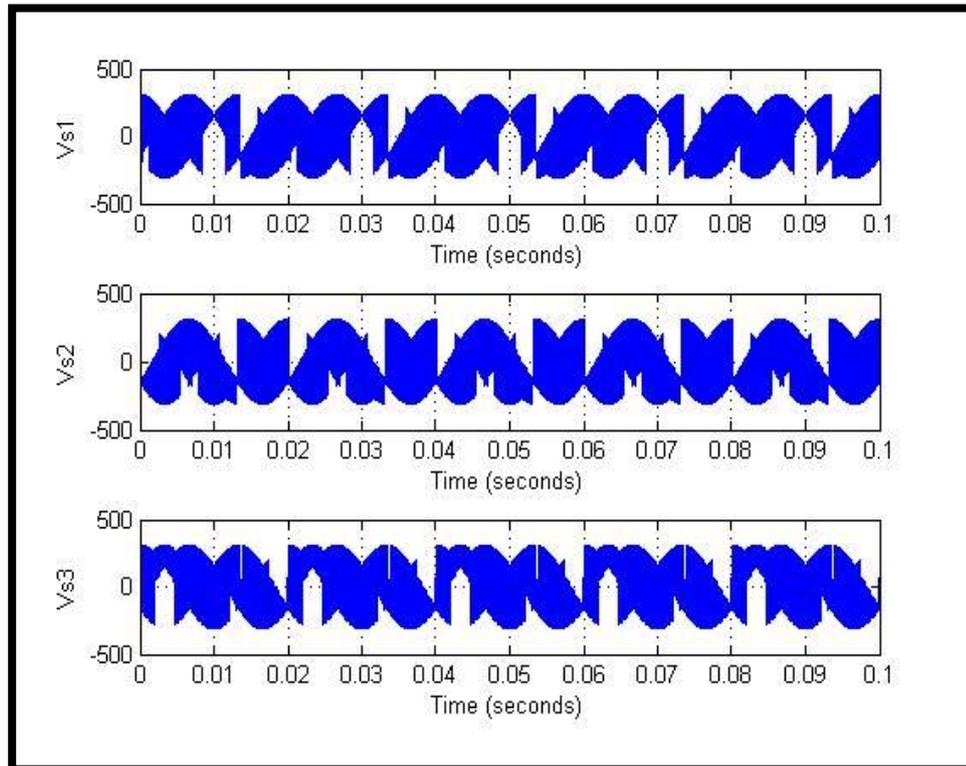


Figure III 14 : Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel avide avec  $f_s=100$  Hz , $f_p=100000$  Hz  $Q=0.866$

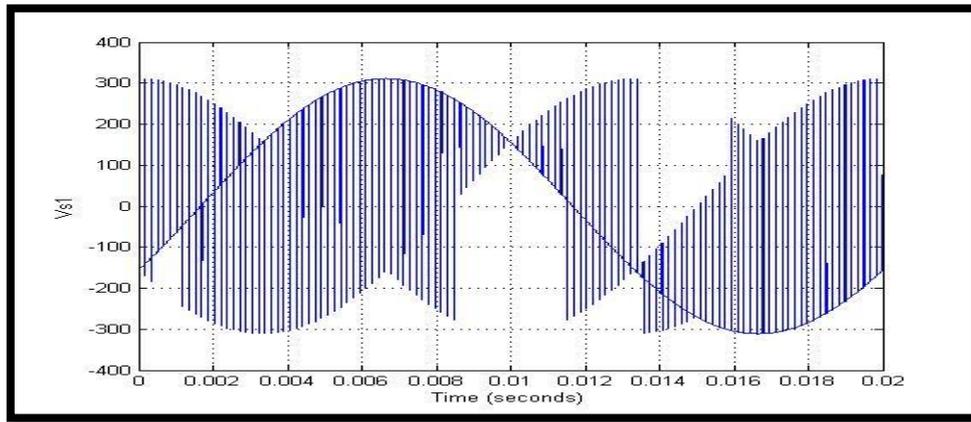


Figure III 15 : Zoom de la tension de sortie d'un convertisseur matriciel a vide avec  $f_s=100$  Hz , $f_p=100000$  Hz

6. Filtrage des tensions de sorties

Filtre passe bas -RC- ( $R=0.45$  Ohm  $C = 1$  mF),  $f_e=50$  Hz , $f_s=100$  Hz , $f_p=100000$  Hz

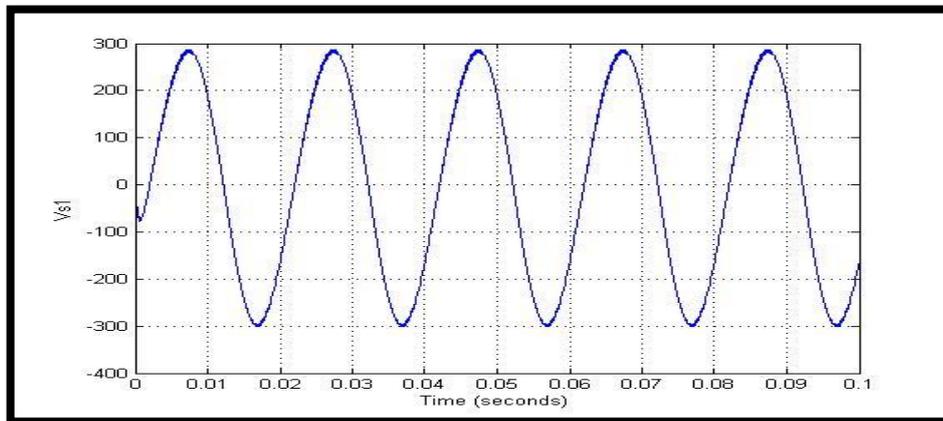


Figure III 16 : Zoom de la tension de sortie d'un convertisseur matriciel après filtrage  $f_s = 100$  Hz , $f_p=100000$  Hz

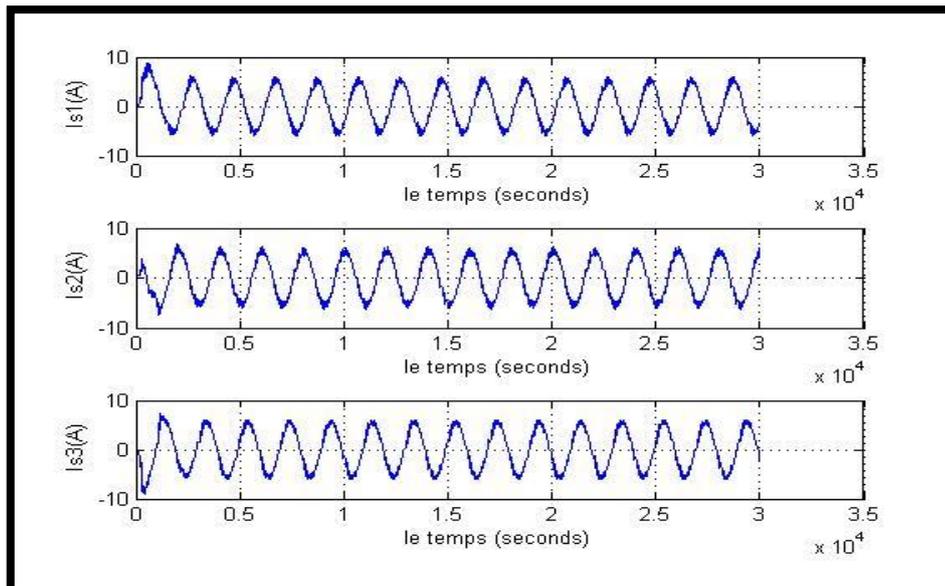


Figure III 17 : Résultats de simulation des courants de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge  $R=10$  Ohm , $L=0.0035$  mH , $f_s=100$  Hz , $f_p=100000$  Hz

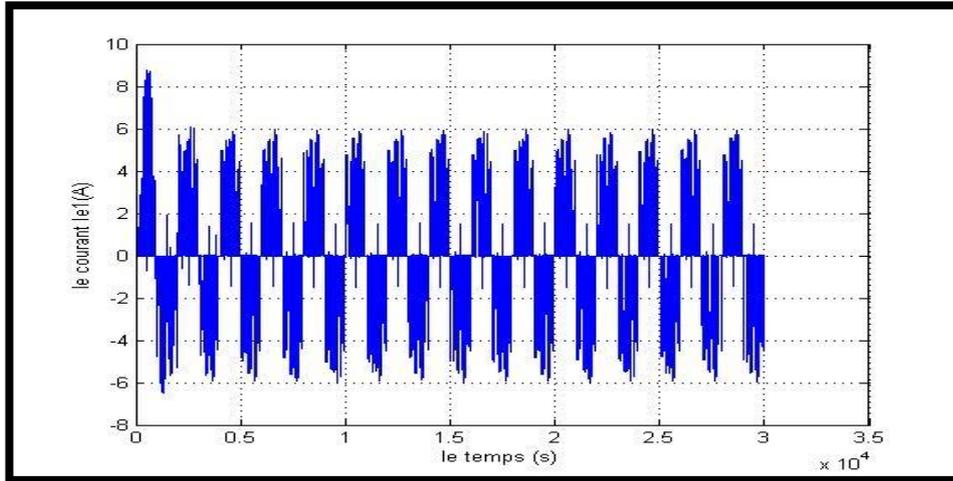


Figure III 18 : courant d'entrée d'un convertisseur matriciel avec charge  $f_s=100$  Hz , $f_p=100000$  Hz

### III-9 Commentaires

- La fondamentale de sortie ( $V_s=V_e*0.5$ )
- Une faible valeur de  $f_p$  implique une mauvaise qualité d'onde d'entrée de courant et tension de sortie
- La qualité d'onde (sinusoïdale) augmente avec l'augmentation de  $f_p$  mais cette dernière est limitée par les pertes ohmique est le coût économique
- On remarque que le rapport d'amplitude a augmenté de 0.866 son perd la qualité du signaux sinusoïdaux ( $V_s=V_e*0.866$ )

### III-9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude de modélisation et de simulation du convertisseur matriciel commandé par la technique de modulation de Venturi ni .

D'après cette étude, on constate que la technique de modulation se divisé en deux :

- Modulation de Venturi ni simple :  $Q=0.5$
- Modulation de Venturi ni amélioré :  $Q=0.866$

Cette technique permet de moduler d'une manière très précise le courant d'entrée ainsi que la tension de sortie. L'insertion d'un filtre passif à l'entrée du convertisseur matriciel permet d'empêcher la propagation des courants harmoniques vers le réseau. Par conséquent, il est indispensable d'optimiser les paramètres du filtre passif en tenant compte de la gamme de fréquence dans laquelle le convertisseur matriciel doit être fonctionné.

L'avantage principal procuré par le convertisseur matriciel est le fait d'avoir un facteur de puissance réglable pouvant atteindre l'unité et par conséquent, on obtient un réglage fin des puissances actives et réactives fournies par le réseau. Cet avantage permet au convertisseur matriciel de trouver un large domaine d'application notamment dans les systèmes d'entraînement et de génération à vitesse variable.