

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université de KHEMIS MILIANA



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département des Sciences de la Technologie

Mémoire Présenté
Pour l'obtention de diplôme

MASTER

En

Option : Génie électrique

« Spécialité : Électrotechnique »

Titre :

**Etude de la commande MLI d'un
convertisseur matriciel triphasé (AC/AC)**

Réalisé par :
Tahrat Mounir

Encadré par :
Mr. Bot Youcef

Année Universitaire 2014/2015

REMERCIEMENT

Mes remerciements s'adressent à notre maître tout puissant dieu qui nous a donné la force et le courage de surmonter tous les obstacles qui nous ont surpris.

*Je tiens à adresser mes plus vifs remerciements à, mon encadreur Mr **bout youcef** pour l'aide précieuse qu'il m'a apporté pour mener ce travail à terme. Je remercie également mon Co-encadreur Mr **boukabcha** qui m'a beaucoup aidé.*

*Je tiens à remercier aussi tous **les enseignants** qui ont contribué à ma formation, ainsi que tous ceux qui m'ont aidés de près et de loin à l'élaboration de ce travail.*

Tahrat Mounir



Dédicace

A ma chère et tendre mère

A celle qui a tout souffert, sans me faire souffrir, qu'elle trouve dans ce travail le témoignage de ma reconnaissance et de mon affection pour tous les sacrifices, l'extrême amour et la bonté qu'elle m'a offert pour me voir réussir

A mon cher père

*A l'homme que je dois ma réussite, mon bonheur, et tout le respect ;
Qu'il trouve ici l'expression de mon affection et une récompense des sacrifices consentis pour moi*

A mes frères et sœurs

En témoignage de mon profond amour et respect, auxquels je souhaite le succès et le bonheur

Que dieu nous protège et nous préserve le bonheur et la santé

A mes amis

Qu'elle trouve ici mes meilleurs vœux de bonheur

A tous mes amis, tous ceux que j'aime, tous ceux qui m'aiment et tous ceux qui me sont chers

J'offre ce travail qui représente le fruit de leurs sacrifices, leurs aides et leur dévouement

Tahrat mounir

Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : modélisation du convertisseur matriciel

I-1-Introduction.....	3
I-2- Structure.....	3
I-2-1 les vecteurs de commutation.....	4
I-3-Modélisation en vue de la commande.....	6
I-3-1-Hypothèses.....	7
I-3-2-Fonction et matrice de connexion des interrupteurs.....	7
I-3-3-Fonction génératrice de connexion des interrupteurs.....	7
I-3-4-Modélisation aux valeurs instantanées.....	8
I-3-4-1-Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion.....	8
I-3-4-1-1-Matrice de conversion des tensions.....	9
I-3-4-1-2-Matrice de conversion des courants.....	10
I-3-5-Calcul des rapports cycliques des interrupteurs.....	10
I-3-6-Limite.....	11
I-3-7-Filtre d'entrée.....	12
I-3-8-Interrupteurs utilisés dans le convertisseur matriciel.....	13
I-3-8-1-Interrupteurs quatre segments.....	13
I-3-8-2-Interrupteurs composés de diodes et d'IGBT.....	14
I-4-Les performances du convertisseur matriciel.....	15
I-4-1-Les avantages et les inconvénients du convertisseur matriciel.....	16
I-4-1-1-les avantages.....	16

I-4-4-2-les inconvénients.....	16
I-5-Conclusion.....	17

Chapitre II : Stratégies de modulation

II-1-Introduction.....	18
II-2-Stratégie de modulation.....	18
II-2-1-L'algorithme de contrôle de Venturini.....	21
II-2-1-1-Les formes d'onde des tensions de sorties.....	21
II-2-1-2-Les formes d'onde des courants d'entrée.....	24
II-2-1-3-algorithme amélioré de Venturini et Alessina.....	25
II-2-2-Algorithme scalaire de Roy.....	26
II-2-3-Technique de modulation.....	27
II-3-Résultats de simulation et interprétations.....	27
II-3-1-Résultats de simulation de la méthode de Venturini.....	28
II-3-2-Venturini avec $Q=0.86$	29
II-3-3-Venturini avec $Q=0.5$	32
II-3-4-Interprétations des résultats de la méthode de Venturini.....	33
II-3-5- résultats de simulation de la méthode de Roy	34
II-3-6- Interprétations des résultats de la méthode de Roy	38
II-3-7- conclusion	39

Chapitre III : PWM à trois intervalles

III-1-Introduction.....	40
III-2- principe de la stratégie de commande.....	40
III-2-1-définition de la tension intermédiaire fictive.....	41
III-3-Etude de la partie redresseuse.....	41
III-4-Etude de la partie onduleur.....	43
III-5- Modulation de la tension intermédiaire fictive.....	45
III-6-principe de la stratégie de modulation par sous oscillation (PWM à trois intervalle).....	46
III-7-Résultats de simulation de la méthode de PWM à trois intervalles.....	49
III-7-1-Les performances du convertisseur matriciel avec la stratégie PWM à trois intervalles.....	50
III-7-2-Interprétations des résultats de la méthode de PWM à trois intervalles.....	57
III-7-3- conclusion	57
III-8- Conclusion générale.....	59

Liste des figures

Chapitre I Modélisation du convertisseur matriciel

Figure (I-1) Circuit principal du convertisseur matriciel.....	4
Figure (I-2) Un vecteur d'état de commutation de la matrice.....	5
Figure (I-3) Vecteurs zéros.....	6
Figure (I-4) Zone de construction des ondes de sortie.....	12
Figure (I-5) Circuits des filtres passifs communément utilisés pour le convertisseur matriciel.....	13
Figure (I-6) Caractéristique statique/dynamique idéale.....	13
Figure (I-7) Structure d'interrupteur utilisant un seul semi-conducteur commandé....	15
Figure (I-8) Structure d'interrupteurs à deux diodes et deux IGBT.....	15

Chapitre II Stratégies de modulation

Figure (II-1) Segmentation de l'axe de temps pour les consécutifs des intervalles de fermeture des interrupteurs pour synthétiser la 1 ^{ère} phase de sortie V_{o1}	20
Figure (II-2) Circuit électrique simplifié du modèle de simulation.....	29
Figure (II-3) les différents signaux m_{11} , m_{12} , m_{13} de la stratégie de Venturini.....	30
Figure (II-4-a) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_0 = 50\text{hz}$, $f_s = 1000\text{hz}$	30
Figure (II-4-b) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_0 = 50\text{hz}$, $f_s = 5000\text{hz}$	32
Figure (II-4-c) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_0 = 100\text{hz}$, $f_s = 5000\text{hz}$	32
Figure (II-5) Résultats de simulation des courants de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge $f_0 = 50\text{hz}$, $f_s = 5000\text{hz}$	32
Figure (II-6-a) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_0 = 50\text{hz}$, $f_s = 5000\text{hz}$, $Q = 0.5$	33
Figure (II-7) Résultats de simulation des courants de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge $f_0 = 50\text{hz}$, $f_s = 5000\text{hz}$, $Q = 0.5$	33
Figure (II-9) La forme des fonctions V_k , V_l , V_m	35
Figure (II-10-a) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_0 = 25\text{hz}$, $f_s = 1000\text{hz}$	35
Figure (II-10-b) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_0 = 50\text{hz}$, $f_s = 1000\text{hz}$	36
Figure (II-10-c) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_0 = 50\text{hz}$, $f_s = 5000\text{hz}$	37
Figure (II-10-d) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_0 = 100\text{hz}$, $f_s = 5000\text{hz}$	37
Figure (II-11-a) Résultats de simulation des courants de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge $f_0 = 50\text{hz}$, $f_s = 1000\text{hz}$, $Q = 0.87$	38
Figure (II-11-b) Résultats de simulation des courants de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge $f_0 = 50\text{hz}$, $f_s = 5000\text{hz}$, $Q = 0.87$	39

Chapitre III PWM à trois intervalles

Figure (III-1) Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire	42
Figure (III-2) Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif...	44
Figure (III-3) PWM à trois intervalles qui commande la phase de sortie.....	47
Figure (III-4) La structure de ce modulateur PMW à trois intervalles.....	49
Figure (III-5) Les signaux de la stratégie PWM (m_{11}, m_{12}, u_{cm1}).....	50
Figure (III-6) Principe de la stratégie PWM à trois intervalles.....	51
Figure (III-7-a) $m=19, r=0.8, f_o=25$	51
Figure (III-7-b) : $m=21, r=0.8, f_o=25$	52
Figure (III-7-c) $m=30, r=0.8, f_o=25$	53
Figure (III-8-a) $m=19, r=0.8, f_o=50$	53
Figure (III-8-b) $m=21, r=0.8, f_o=50$	54
Figure (III-8-c) $m=30, r=0.8, f_o=50$	55
Figure (III-9-a) $m=18, r=0.8, f_o=150$	55
Figure (III-9-b) $m=21, r=0.8, f_o=150$	56
Figure (III-9-c) $m=30, r=0.8, f_o=150$	57
Figure (III-10-a) $m=21, r=0.8, f_o=25$	57
Figure (III-10-b) $m=21, r=0.8, f_o=150$	58

Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : modélisation du convertisseur matriciel

I-1-Introduction.....	3
I-2- Structure.....	3
I-2-1 les vecteurs de commutation.....	4
I-3-Modélisation en vue de la commande.....	6
I-3-1-Hypothèses.....	7
I-3-2-Fonction et matrice de connexion des interrupteurs.....	7
I-3-3-Fonction génératrice de connexion des interrupteurs.....	7
I-3-4-Modélisation aux valeurs instantanées.....	8
I-3-4-1-Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion.....	8
I-3-4-1-1-Matrice de conversion des tensions.....	9
I-3-4-1-2-Matrice de conversion des courants.....	10
I-3-5-Calcul des rapports cycliques des interrupteurs.....	10
I-3-6-Limite.....	11
I-3-7-Filtre d'entrée.....	12
I-3-8-Interrupteurs utilisés dans le convertisseur matriciel.....	13
I-3-8-1-Interrupteurs quatre segments.....	13
I-3-8-2-Interrupteurs composés de diodes et d'IGBT.....	14
I-4-Les performances du convertisseur matriciel.....	15
I-4-1-Les avantages et les inconvénients du convertisseur matriciel.....	16
I-4-1-1-les avantages.....	16

I-4-4-2-les inconvénients.....	16
I-5-Conclusion.....	17

Chapitre II : Stratégies de modulation

II-1-Introduction.....	18
II-2-Stratégie de modulation.....	18
II-2-1-L'algorithme de contrôle de Venturini.....	21
II-2-1-1-Les formes d'onde des tensions de sorties.....	21
II-2-1-2-Les formes d'onde des courants d'entrée.....	24
II-2-1-3-algorithme amélioré de Venturini et Alessina.....	25
II-2-2-Algorithme scalaire de Roy.....	26
II-2-3-Technique de modulation.....	27
II-3-Résultats de simulation et interprétations.....	27
II-3-1-Résultats de simulation de la méthode de Venturini.....	28
II-3-2-Venturini avec $Q=0.86$	29
II-3-3-Venturini avec $Q=0.5$	32
II-3-4-Interprétations des résultats de la méthode de Venturini.....	33
II-3-5- résultats de simulation de la méthode de Roy	34
II-3-6- Interprétations des résultats de la méthode de Roy	38
II-3-7- conclusion	39

Chapitre III : PWM à trois intervalles

III-1-Introduction.....	40
III-2- principe de la stratégie de commande.....	40
III-2-1-définition de la tension intermédiaire fictive.....	41
III-3-Etude de la partie redresseuse.....	41
III-4-Etude de la partie onduleur.....	43
III-5- Modulation de la tension intermédiaire fictive.....	45
III-6-principe de la stratégie de modulation par sous oscillation (PWM à trois intervalle).....	46
III-7-Résultats de simulation de la méthode de PWM à trois intervalles.....	49
III-7-1-Les performances du convertisseur matriciel avec la stratégie PWM à trois intervalles.....	50
III-7-2-Interprétations des résultats de la méthode de PWM à trois intervalles.....	57
III-7-3- conclusion	57
III-8- Conclusion générale.....	59

_____:

تعتبر الأبحاث الخاصة بالمحولات الكهربائية قليلة على الرغم من أن هذه الأبحاث المباشرة المتعلقة بالمحولات AC-AC تبدو ، من خلال هيكل، نيض العرض التحوير بهم.

و من بين الاهداف التي نصبو إليها : خفض الجهد التوافقي والانتاج الحالي من العاكس، من دون استخدام عنصر تحكم تصفية الإخراج والمراقبة الخطية من الناتج التريبيعي. ومع ذلك، يتم أيضا ذكر المرشح السلبي الحالي إلى الإدخال باستخدام خلية LC ، لأنه من المهم أن يكون مدخلا مجانا للتيار التوافقي جنبا إلى جنب مع مصدر التيار الكهربائي عن طريق تحويل المدخلات.

Résumé :

Les travaux de recherche sur les convertisseurs directs AC-AC à commutation dure sont beaucoup moins nombreux bien que ces derniers se prêtent également, de par leur structure, à la modulation de largeur d'impulsion. Parmi nos objectifs: la réduction des harmoniques de la tension et du courant de sortie du convertisseur, sans l'utilisation d'un filtre de sortie et le contrôle linéaire de la valeur efficace de sortie. Toutefois le filtrage passif de courant à l'entrée à l'aide d'une cellule LC est également à mentionner, car il est important d'avoir un courant d'entrée dépourvu d'harmonique en même temps qu'une source de tension à l'entrée du convertisseur.

ABSTRACT

The research on the direct AC-AC converters for hard switching are much less numerous although these also seem to be, by their structure, pulse-width modulation.

Among our objectives: reducing harmonic voltage and output current of the inverter, without the use of an output filter and linear control of the RMS output. However, the current passive filter to the input using a LC cell is also to be mentioned, since it is important to have an input current harmonic-free together with a voltage source of the converter input.

Introduction générale

L'électronique de puissance est le domaine de l'énergie électrique s'intéressant aux circuits capables de transformer les formes du flux de puissance, dans le but de l'adapter aux besoins des différentes charges connectées au réseau. Dans de nombreuses applications, couvrant une large plage de puissance, la conversion d'énergie est présente dans tous les secteurs de transformation et d'utilisation de l'énergie électrique (domestique, commercial, industriel).

L'évolution de l'électronique et les semi-conducteurs, depuis le début des années 1950, ont permis de faire un bond considérable dans le contrôle et la régulation de l'énergie électrique. Plusieurs s'accordent à dire que l'électronique de puissance est appelée à jouer un rôle majeur durant les prochaines décennies et ce grâce à l'évolution des réseaux électriques, de ces méthodes de gestion et de l'avènement des réseaux intelligents. D'une manière générale, un convertisseur de puissance est un circuit électrique constitué d'éléments semi-conducteurs (non linéaires) et d'éléments passifs (linéaires). Il permet de transformer la forme du flux de puissance entre deux sources de natures différentes (tension/courant). Cette transformation se fait grâce à un circuit externe qui doit agir sur les semi-conducteurs avec précision.

Les structures de convertisseurs et les techniques de conversion de puissance dépendent intrinsèquement de la nature des sources reliées au convertisseur. Il existe quatre types de convertisseurs: les redresseurs (CA/CC), les hacheurs (CC/CC), les onduleurs (CC/CA) et les convertisseurs de fréquence directs (CA/CA ou CFD).

La conversion alternative-alternative (CA/CA) est la plus répandue, car le secteur industriel est le principal consommateur d'énergie électrique; les charges industrielles sont, pour l'essentiel, des machines électriques à courant alternatif et de nombreuses applications en dépendent. Entre autres, on peut citer comme exemples d'application :

- La commande des moteurs alternatifs,
- L'interconnexion de réseaux électriques,
- L'amélioration du rendement des systèmes éoliens
- La régulation de l'alimentation électrique des avions.

Introduction générale

➤ Les systèmes de transmission de courant alternatif flexible (FACTS)

Actuellement, au niveau industriel, les convertisseurs CA/CA les plus communs sont les convertisseurs indirects dont la structure est composée d'un redresseur, d'un onduleur et

d'un circuit intermédiaire, inductance ou condensateur jouant le rôle d'élément de stockage. Ce type de circuit, très répandu, est utilisé depuis les années 1970. Le redresseur génère du côté source d'alimentation des harmoniques de courant qui se propagent aux autres charges connectées au même segment du réseau, constituant un problème de qualité de l'onde [1]. Quelques solutions ont été apportées tel que l'emploi de filtres passifs ou actifs; il est aussi parfois avantageux d'envisager les systèmes dans leur ensemble afin de mixer les charges et d'éliminer, le cas échéant, les harmoniques qui sont en opposition de phases [2].

Un inconvénient du convertisseur à fréquence intermédiaire est la présence d'un ou plusieurs éléments passifs (condensateur ou inductances). Par leurs poids et leurs volumes, ces éléments hypothèquent l'utilisation de ces convertisseurs particulièrement dans le domaine du transport. Les convertisseurs directs ne possèdent pas de lien à courant continu et sont constitués d'un seul étage. Ils connectent les phases d'entrées aux phases de sorties au travers d'éléments semi-conducteurs uniquement.

Le convertisseur CA/CA le plus commun est le gradateur. Constitué d'une paire de semi-conducteurs montés en tête-bêche, il permet d'ajuster l'amplitude de la tension de sortie mais non sa fréquence. Plusieurs structures pour différentes applications tant en monophasé qu'en triphasé existent [3].

Le convertisseur matriciel, objet de cette étude, est, quant à lui, un convertisseur direct de fréquence qui ne possède théoriquement pas de limite d'adaptation en fréquence entre ses ports d'entrée et de sortie.

Dans ce document qui présente la synthèse de notre travail, nous présentons trois chapitres :

Nous consacrons le premier chapitre à la modélisation du convertisseur matriciel, en traitant la topologie matricielle, les exigences, les performances de ce convertisseur.

Au deuxième chapitre, nous présentons certaines méthodes de modulation adaptées pour la commande du convertisseur matriciel, notamment la méthode de VENTURINI & ALESINA et celle de ROY. Dans le troisième chapitre, nous

Introduction générale

présentons la stratégie de modulation PWM à trois intervalles, aussi bien des différents résultats de sa simulation seront montrés et commentés à la fin de l'étude de cette command. Nous terminerons à la fin par une conclusion générale, qui fait une synthèse de ces chapitres.

I-1-Introduction :

L'amélioration des performances des équipements électroniques de commande a été l'objet de plusieurs recherches scientifiques ces dernières années, ces recherches scientifiques ont donné de résultats de plus avantageux, l'un de ces résultats est l'apparition d'une nouvelle catégorie de convertisseur statique appelés « convertisseur matriciel ». Ce dernier permet de synthétiser directement du réseau (sans circuit intermédiaire) un système de tension triphasé sans passer par un étage intermédiaire ou continu.

Le convertisseur matriciel est une nouvelle topologie de convertisseur de fréquence directe. il permet d'obtenir un système de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel. Ceci est réalisé par une matrice d'interrupteurs de puissance bidirectionnels, En courant et en tension, reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie [4].

Ce convertisseur permet à la fois une absorption sinusoïdale des courants réseaux mais également une consommation réduite de la puissance réactive.

Dans ce chapitre on va entamer la structure du convertisseur matriciel, ainsi que son fonctionnement,

I-2- Structure :

Le convertisseur matriciel est un convertisseur à une seule étape qui a un choix de $(m \times n)$ commutateurs de puissance bidirectionnels à relier directement (m phases de source de tension à n phases de charge). Le convertisseur matriciel de (3×3) commutateurs, est réalisé par une matrice de neuf commutateurs de puissance reliant chaque phase d'entrée (a, b, c) à chaque phase de sortie (A, B, C). Le schéma de principe du convertisseur matriciel est montré dans la figure (I-1) [5].

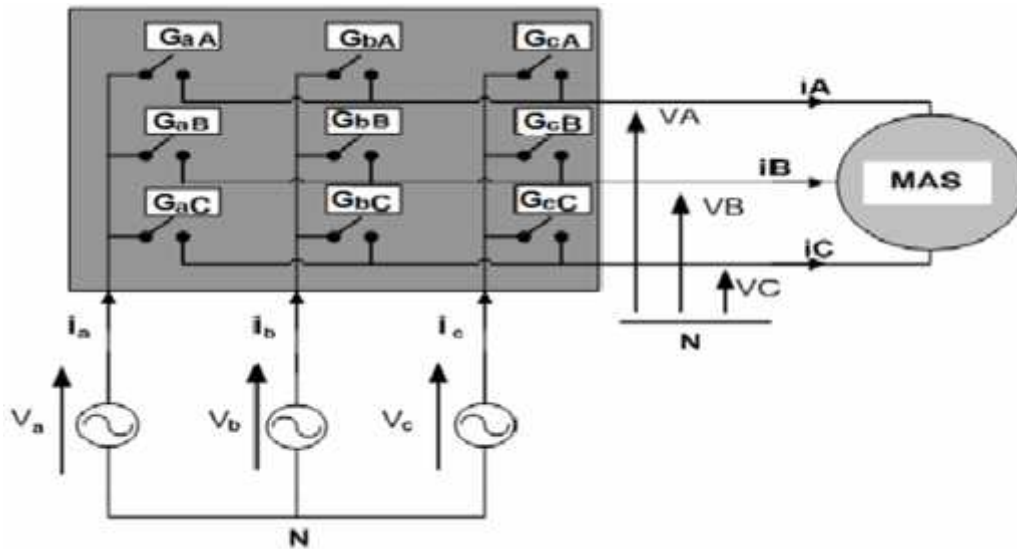


Figure (I-1) Circuit principal du convertisseur matriciel

Les commutateurs de puissance de la matrice sont bidirectionnels, c'est-à-dire, ils permettent de conduire le courant symétriquement dans les deux sens ainsi que de bloquer les tensions de deux polarités

La matrice est alimentée par les trois tensions de phases v_a, v_b, v_c . Le moteur asynchrone est connecté à la sortie du convertisseur. Les tensions de sorties sont dénotées par v_A, v_B, v_C . On parle d'une conversion directe de fréquence parce que la conversion est réalisée sans circuit intermédiaire continu CC servant à un stockage d'énergie. Dans le cas idéal, les tensions aux bornes de la charge correspondent à chaque instant à une des trois tensions d'alimentation

La conversion de fréquence est réalisée en pulsant les neuf commutateurs selon une séquence de pulsation adéquate et avec une fréquence de pulsation fixe.

La combinaison possible des commutateurs nous a permis de les classifiés en trois groupes (Groupe - Groupe - Groupe),

Ces groupes définis possèdent la symétrie fonctionnelle. Où on a une symétrie par rapport à la commande et aussi une symétrie par rapport au circuit électrique.

I-2-1 les vecteurs de commutation

Dans le convertisseur matriciel les (3×3) commutateurs bidirectionnels permettent de connecter n'importe qu'elle phase de sortie à n'importe quelle phase d'entrée, on a donc

($2^3=8$) différentes combinaisons possible d'états de commutateurs de la matrice à disposition.

Conformément à la règle « il ne faut jamais fermer une source de tension ni ouvrir une source de courant », il en découle deux règles pratiques ou contraintes pratiques fondamentales concernant notre convertisseur.

- Il ne faut jamais fermer plus d'un seul commutateur par groupe d'une phase de sortie, dans ce cas, deux tensions d'alimentation seraient court-circuitées et les courants y circulants détruiraient les commutateurs.
- Il n'est pas admissible non plus d'ouvrir à la fois tous les commutateurs d'un groupe d'une phase de sortie parce que dans ce cas là le courant serait interrompu dans cette phase à cause de la charge inductive, cependant la continuité du courant de sortie doit être assuré à chaque instant.

Par conséquent, le nombre de combinaisons possible se réduit alors à ($3^3=27$). Dans ce cas, un vecteur d'ordre 3 est suffisant pour décrire l'état de commutation de la matrice complète.

La figure.2-6 montre la convention adoptée dans notre travail.

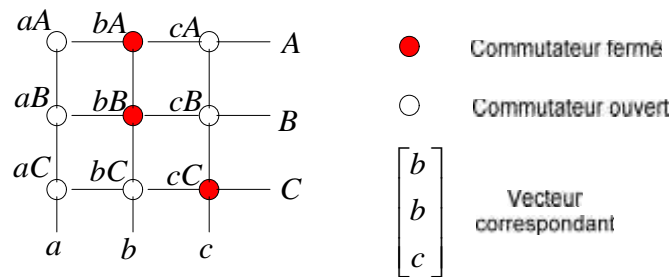


Figure (I-2) Un vecteur d'état de commutation de la matrice

On représente dans le tableau (I-1) les 27 vecteurs d'états de commutation admissibles du convertisseur matriciel classés en trois groupes, tel que

GROUPE : Vecteurs de rotation :

- Chaque sortie est liée à une entrée.
- Le vecteur spatial résultant avec son amplitude constante et de phase variable tourne dans l'une des directions avec la vitesse angulaire de la source.

GROUPE : Vecteurs stationnaires :

- Chacune des deux sorties est liée à une seule entrée et la troisième est liée à l'une des deux entrées non connectées.
- Le vecteur spatial résultant à une amplitude variable avec une phase constante et direction fixe

GROUPE : Vecteurs zéros :

- Les trois phases de sorties sont liées à une seule entrée.
- Le vecteur spatial résultant à une amplitude nulle se situant à l'origine.

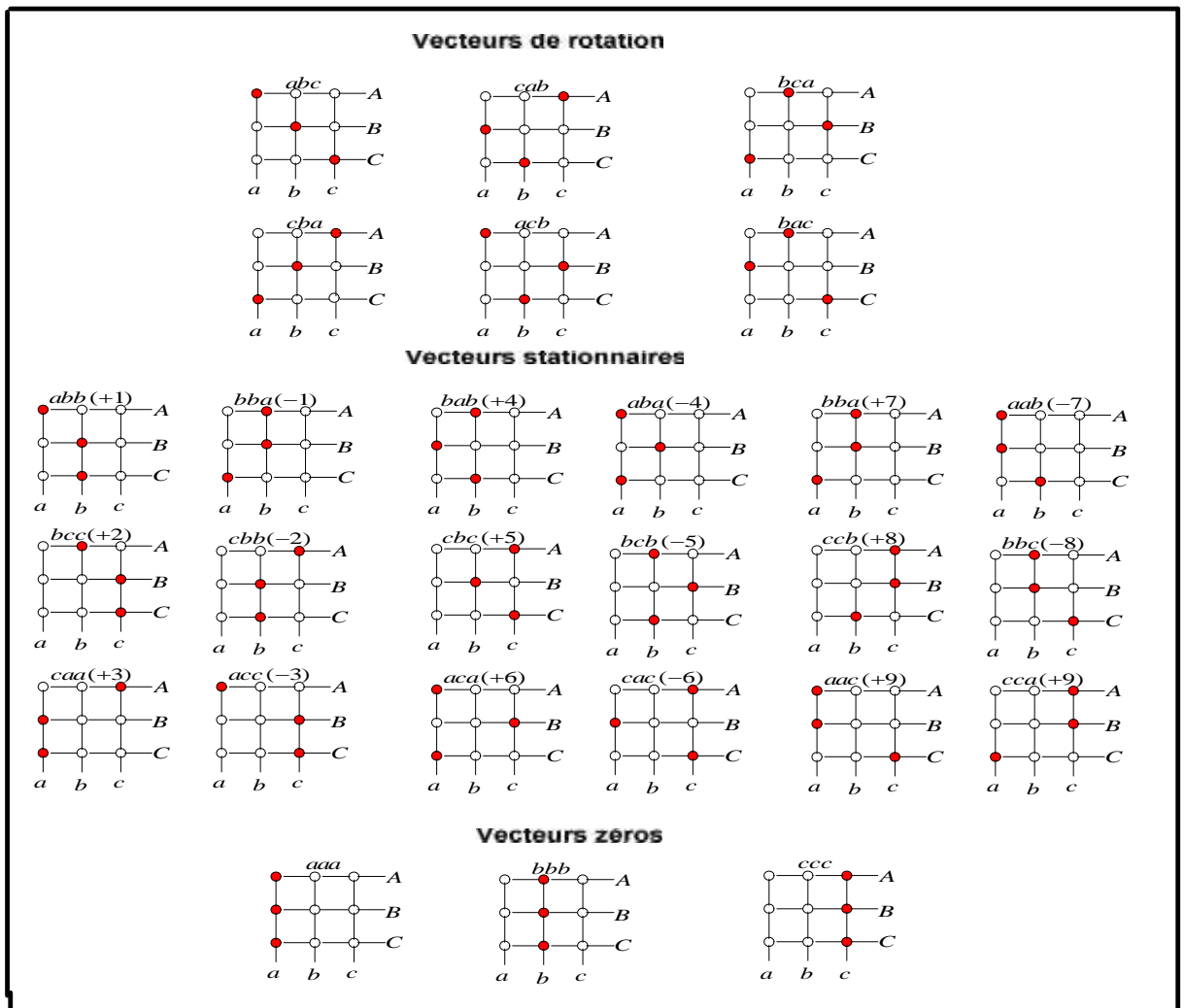


Figure (I-3) Vecteurs zéros

I-3-Modélisation en vue de la commande

I-3-1-Hypothèses

- La commutation des interrupteurs est supposée parfaite.
- La chute de tension aux bornes des semi conducteurs est négligeable devant les tensions d'alimentation.

I-3-2-Fonction et matrice de connexion des interrupteurs

La fonction de connexion [S] permet de lier entre les grandeurs électriques propres à l'interrupteur et les grandeurs imposées par les sources telles que [6] :

$$\begin{cases} i(t) = S_{ij}(t) \cdot i_S(t) \\ U(t) = (1 - S_{ij}(t)) \cdot U_S(t) \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

Avec :

- $S_{ij} = 1$ quand l'interrupteur G_{ij} est fermé.
- $S_{ij} = 0$ quand l'interrupteur G_{ij} est ouvert.
-
- $i = a, b, c$ et $j = A, B, C$
- (u_A, i_A) : grandeurs électriques propres à l'interrupteur (grandeurs modulées).
- (u_a, i_a) : grandeurs imposées par les sources connectées à interrupteur (grandeurs commutées).

L'ensemble des fonctions de connexion forme les éléments d'une matrice dite matrice de connexion [S] tel que :

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

I-3-3-Fonction génératrice de connexion des interrupteurs :

On définit la fonction génératrice de connexion S_{ij}^g des interrupteurs G_{ij} comme étant la valeur moyenne de la fonction de connexion discontinue S_{ij} sur une période de commutation T_s (T_s supposée infiniment petite).

$$S_{ij}^g = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} S_{ij}(t) d\tau \quad (0 \leq S_{ij} \leq 1) \quad (\text{I-3})$$

I-3-4-Modélisation aux valeurs instantanées :

I-3-4-1-Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion :

Dans ce qui suit, on considère par convention que le récepteur est une source de courant et que l'alimentation est une source de tension.

Grandeurs d'entrée :

Tensions :

$$\begin{aligned} v_a &= \hat{v}_i \cdot \cos(\omega_i t) \\ v_b &= \hat{v}_i \cdot \cos(\omega_i t + 2\pi / 3) \\ v_c &= \hat{v}_i \cdot \cos(\omega_i t + 4\pi / 3) \end{aligned} \tag{I-4}$$

Courants :

$$\begin{aligned} i_a &= \hat{i}_i \cdot \cos(\omega_i t + \phi_i) \\ i_b &= \hat{i}_i \cdot \cos(\omega_i t + \phi_i + 2\pi / 3) \\ i_c &= \hat{i}_i \cdot \cos(\omega_i t + \phi_i + 4\pi / 3) \end{aligned} \tag{I-5}$$

$\omega_i = 2\pi \cdot f_i$: Pulsation d'entrée

ϕ_i : Angle de déplacement d'entrée

Grandeurs de sorties :

Tensions :

$$\begin{aligned} v_A &= \hat{v}_0 \cdot \cos(\omega_0 t) \\ v_B &= \hat{v}_0 \cdot \cos(\omega_0 t + 2\pi / 3) \\ v_C &= \hat{v}_0 \cdot \cos(\omega_0 t + 4\pi / 3) \end{aligned}$$

Courants :

$$\begin{aligned} i_A &= \hat{i}_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_0) \\ i_B &= \hat{i}_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_0 + 2\pi / 3) \end{aligned} \tag{I-6}$$

$$i_c = \hat{i}_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_0 + 4\pi/3)$$

$\omega_0 = 2\pi \cdot f_0$: Pulsation de sortie

ϕ_0 : Angle de déplacement de sortie

I-3-4-1-1-Matrice de conversion des tensions :

Les tensions composées et modulées (v_A, v_B, v_C) aux bornes des sources de courants dépendent essentiellement de l'état des cellules de commutation et des tensions commutées (v_a, v_b, v_c) délivrées par la source de tension. La conversion appliquée sur la source de tension peut être exprimée par [7]:

On Définissant la fonction de commutation d'un commutateur simple comme suit

$$S_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{.....commutateur fermé} \\ 0 & \text{.....commutateur ouvert} \end{cases}$$

$$\text{Ou } i = \{a \ b \ c\} \text{ et } j = \{A \ B \ C\} \quad (\text{I-7})$$

Les contraintes discutées ci-dessus peuvent être exprimées par

$$S_{aj} + S_{bj} + S_{cj} = 1 \text{ Ou } j = \{A \ B \ C\} \quad (\text{I-8})$$

Les tensions de charge et de source sont mises a la référence neutre " 0 " dans figure (I.1), et peuvent être exprimées comme vecteurs définis par

$$\vec{V}_o = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad \vec{V}_i = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

$$\vec{V}_o = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{aB} & S_{bB} & S_{cB} \\ S_{aC} & S_{bC} & S_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

$$\vec{V}_o = M \vec{V}_i \quad (\text{I-11})$$

Où M est la matrice de transfert instantanée

I-3-4-1-2-Matrice de conversion des courants :

Et sous la même forme, les rapports suivants sont valides pour les courants de sortie et d'entrée :

$$\vec{I}_i = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad \vec{I}_o = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

$$\vec{I}_i = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

$$\vec{I}_i = M^T \vec{I}_o. \quad (\text{I-14})$$

M^T : Et la matrice transposée de transfert instantanée

I-3-5-Calcul des rapports cycliques des interrupteurs :

Les rapports cycliques de chaque interrupteur G_{ij} sont définis comme suit :

$$m_{ij}^{(k)} = \frac{\text{Intervalle de temps de conduction de } G_{ij} \text{ à la } K^{\text{nième}} \text{ séquence}}{\text{durée de la séquence}}$$

$$m_{ij}^{(k)} = \frac{t_{ij}^{(k)}}{T_S} \quad (\text{I-15})$$

Avec les restrictions suivantes :

Il faut que pour chaque phase de sortie ($i = A, B$ ou C).on a

$$\forall k \sum_{j=1}^3 m_{ij}^{(k)} = 1 \quad (\text{I-16})$$

Et que $0 < m_{ij}^{(k)} < 1$

La matrice de transfert de basse fréquence est définie comme suit :

$$M(t) = \begin{bmatrix} m_{11}(t) & m_{21}(t) & m_{31}(t) \\ m_{12}(t) & m_{22}(t) & m_{32}(t) \\ m_{13}(t) & m_{23}(t) & m_{33}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I-17})$$

$M(t)$: représente la matrice de transfert et les éléments $(m_{ij}(t))$ représentent les fonctions de transfert du voltage d'entrée instantanée vers le voltage instantanée de sortie et le courant de sortie vers le courant d'entrée.

$$[V_o] = [M] \cdot [V_i]$$

$$[I_i] = [M]^T \cdot [I_o]$$

Où : $[M]$ matrice de conversion (3 *3) constituée par les 9 éléments $m_{ij}^{(k)}$

$[M^T]$ Représente la matrice transposée de la matrice $[M]$.

Le convertisseur matriciel ne possédant aucun élément de stockage, ses puissances d'entrée et de sortie peuvent être considérées égales. Comme on fonctionne en régime sinusoïdal triphasé équilibré, les puissances moyennes sont constantes et égales.

$$p = p_E = p_S = \frac{3}{2} V_E \cdot I_E = \frac{3}{2} V_S \cdot I_S \cdot \cos(\varphi_S) \quad (I-18)$$

I-3-6-Limite :

Du fait de l'absence d'élément de stockage, le convertisseur matriciel possède une limite intrinsèque quant au niveau maximal de l'amplitude des tensions générées en sortie du variateur [8].

L'amplitude de la plus grande tension composée de sortie est, à chaque instant, inférieure ou égale l'amplitude de la plus grande tension composée d'entrée. L'amplitude de la tension composée de sortie est donc limitée à la valeur minimale de la plus grande tension composée d'entrée. La Figure (I-2) montre l'enveloppe basse et haute des tensions composées du réseau d'entrée (avec un réseau ayant une tension simple de 230V efficace et une de fréquence 50 Hz) illustrant ainsi la limite de l'amplitude maximale des tensions composées de sortie. Cette valeur est gale la tension composée d'entrée maximale multipliée par un rapport de 0.867.

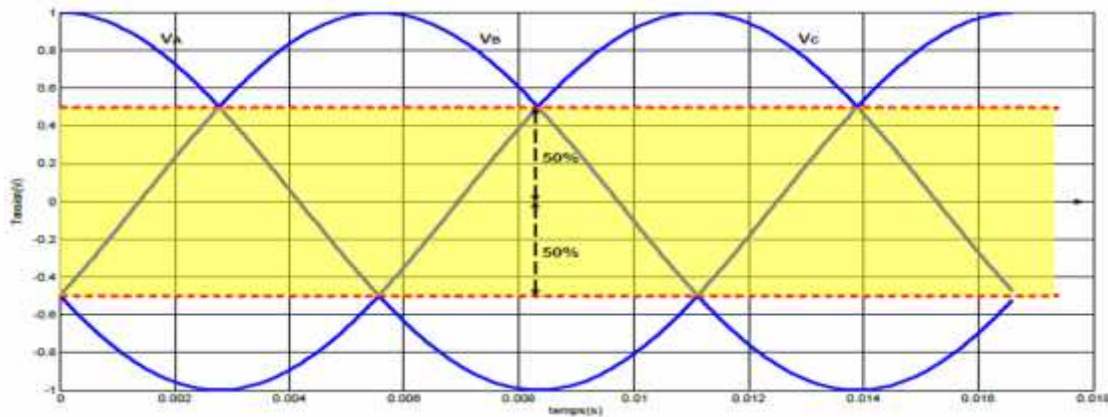


Figure (I-4) Zone de construction des ondes de sortie

I-3-7-Filtre d'entrée

Le fait que la structure du convertisseur matriciel ne contient que des semi-conducteurs rend ce dispositif vulnérable aux surtensions ou aux surintensités. Afin d'assurer un fonctionnement sûr du convertisseur matriciel, il est nécessaire d'ajouter des éléments réactifs qu'on retrouve dans les circuits auxiliaires comme le filtre d'entrée, le circuit d'écrêtage et le circuit de mise sous tension [9].

Les convertisseurs de puissance sont des circuits non linéaires qui transforment les signaux de puissance fournis par le réseau; ce faisant, ils génèrent habituellement des courants harmoniques qui, en circulant dans le réseau, engendrent des distorsions de tension qui affectent les charges.

Le rôle du dispositif de filtrage placé en amont du convertisseur matriciel est de réduire les courants harmoniques retournant au réseau en leur fournissant un chemin de faible impédance. En plus de respecter les normes de qualité de l'onde [10], le dispositif de filtrage doit également respecter un certain nombre de critères, à savoir:

- être peu onéreux,
- avoir un poids et des dimensions faibles.
- avoir une bonne atténuation à la fréquence de coupure,
- introduire un minimum d'angle de déplacement à l'entrée, dimensions faibles,
- permettre un fonctionnement stable du système complet...etc.

selon l'importance des critères choisis, différents circuits de filtrage sont envisageables et

plusieurs exemples sont traités dans la littérature [11]. Le filtre le plus commun utilisé pour le convertisseur matriciel est le filtre passe-bas L-C [12]

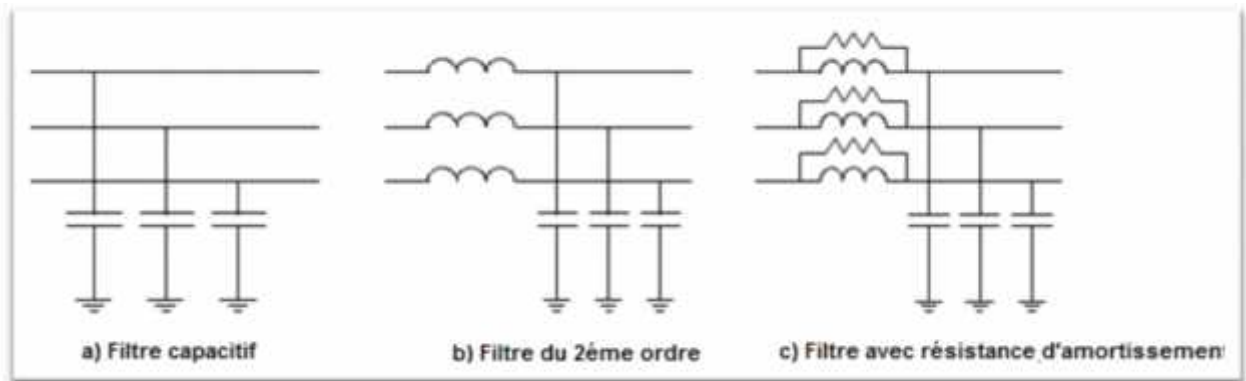


Figure (I-5) Circuits des filtres passifs communément utilisés pour le convertisseur matriciel

I-3-8-Interrupteurs utilisés dans le convertisseur matriciel :

I-3-8-1-Interrupteurs quatre segments

Le convertisseur matriciel nécessite l'utilisation de neuf interrupteurs quatre segments, dont La caractéristique statique est représentée à la Figure (I-8). Ces interrupteurs sont commandables aussi bien l'amorçage qu'au blocage et nécessitent d'avoir la capacité de bloquer une tension ainsi que de conduire un courant quel que soit son signe.

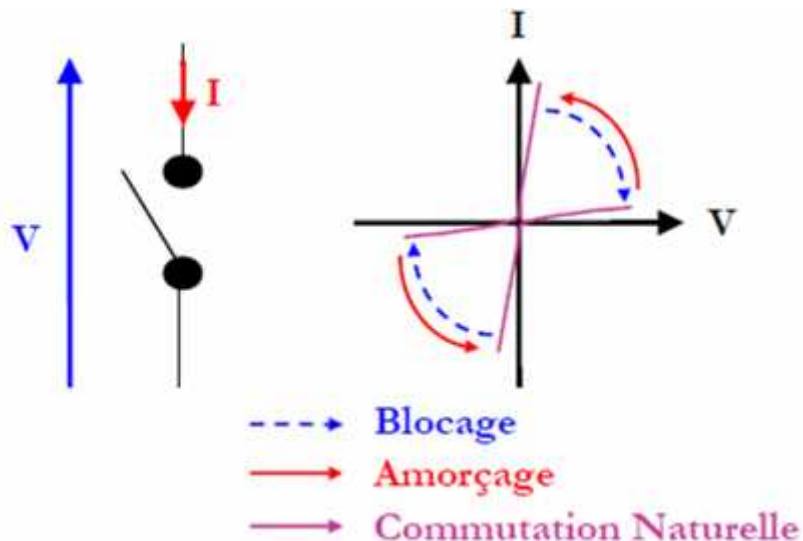


Figure (I-6) Caractéristique statique/dynamique idéale.

Les interrupteurs réversibles en courant et en tension (capables de conduire le courant dans les deux sens et de bloquer une tension quelque soit son signe) sont des éléments clefs du convertisseur. Ils utilisent généralement des IGBT en silicium et des diodes la plupart du temps en silicium, parfois en carbure de silicium, mais d'autres composants peuvent être utilisés ou pourront être utilisés dans un futur proche (JFET en carbure de silicium[13]).

I-3-8-2-Interrupteurs composés de diodes et d'IGBT

Deux structures existent pour réaliser des interrupteurs bidirectionnels à partir de diodes et d'IGBT. Avec la première Figure (I-5), les interrupteurs sont constitués d'un pont de diode et d'un seul IGBT.

Avec la deuxième Figure (I-6), les interrupteurs sont réalisés à partir de deux diodes et deux IGBT soit à émetteurs commun soit à collecteurs communs. La première structure présente l'avantage de ne posséder qu'un semi-conducteur commandé et donc un seul driver par interrupteur. Elle est donc économique mais elle présente deux problèmes: La première structure présente l'avantage de ne posséder qu'un semi-conducteur commandé et donc un seul driver par interrupteur. Elle est donc économique mais elle présente deux problèmes. deuxième structure permet de diminuer les pertes par conduction (seulement deux composants par interrupteur sur le chemin du courant).

- Les interrupteurs bidirectionnel avec émetteur commun (figure (I-6-a)) : consiste à utiliser deux diodes et deux IGBT connectées en antiparallèle, de telle sorte que, les diodes sont introduites dont l'objectif est d'assurer un blocage inverse. Le contrôle indépendant de la direction du courant et les pertes de conduction réduite à cause du courant qui passe seulement par deux composant (1 diode et 1 IGBT) pour chaque direction, constituent les principaux avantages de cet interrupteur.
- Les interrupteurs bidirectionnels avec collecteur commun (figure (I-6-b)) : cet interrupteur est identique à celui de la figure (I-6-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.

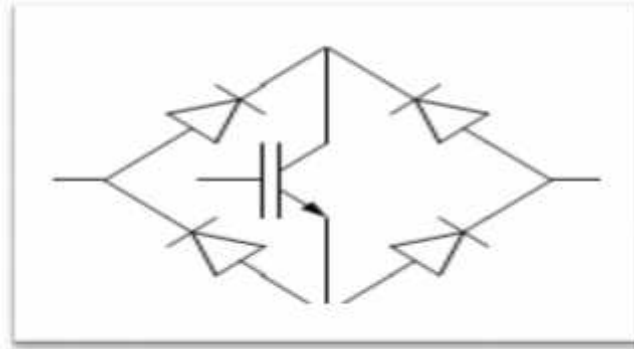


Figure (I-7) Structure d'interrupteur utilisant un seul semi-conducteur commandé

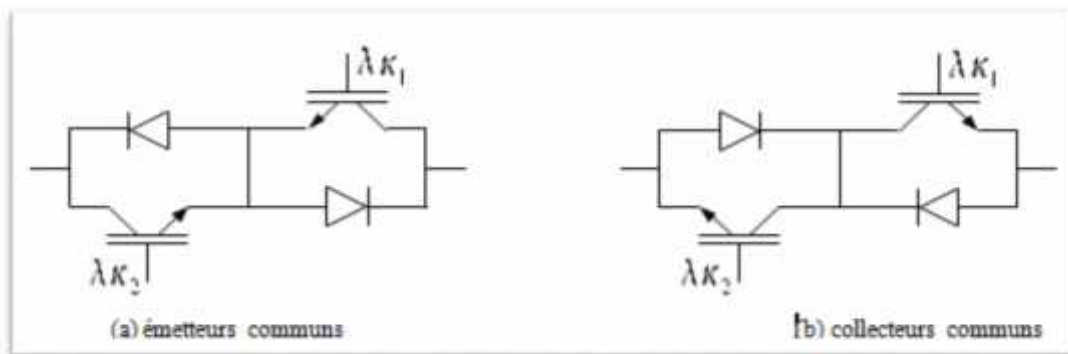


Figure (I-8) Structure d'interrupteurs à deux diodes et deux IGBT

I-3-9-Les performances du convertisseur matriciel :

Dans un système d'entraînement, le convertisseur matriciel est soumis à certaines exigences de performance. Les performances électriques sont évidemment déterminées. D'abord par le circuit de puissance et par les semi-conducteurs utilisés [14].

Les performances dépendent aussi d'une manière fondamentale d'une optimisation de la stratégie de commande car le prix à payer par l'élimination du circuit intermédiaire continu se traduira par la complexité de la commande.

Parmi ces performances :

- la fourniture d'une haute qualité d'onde d'entrée/sortie ; cela veut dire que les valeurs moyennes des tensions de phase de la charge ainsi que les courants d'entrées du convertisseur matriciel sont de forme sinusoïdale. Bien qu'il s'agisse.

De grandeurs pulsées, leur spectre des harmoniques ne contient pratiquement que l'onde fondamentale et des composantes de haute fréquence dus à la pulsation.

- le nombre de commutations total maximal peut être limité à 6 par période de pulsation.
- il est possible d'imposer la fréquence de sortie à partir d'un régime continu jusqu'à une valeur maximale qui est limité uniquement par la fréquence de pulsation maximale admissible.
- le facteur de puissance à la sortie $\cos(\phi_o)$ peut varier librement en fonctionnement de la charge.
- le facteur de puissance à l'entrée est unitaire et peut être imposé par une commande de l'angle de déphasage.
- le convertisseur matriciel fonctionne sans restriction dans les quatre quadrant du plant tension-courant.
- la taille du convertisseur est réduite en comparaison avec la technologie conventionnelle et peut travailler à la température de 300° (composant à base de selicon de carbone).

I-3-10-Les avantages et les inconvénients du convertisseur matriciel :

I-3-10-1-les avantages :

- une large gamme de variation de fréquence.
- possibilité de maintenir le facteur de puissance égal à l'unité.
- possibilité de travailler dans les deux sens.
- Les neufs interrupteurs sont rapides.
- le temps séquentiel est élevé.

I-3-10-2-les inconvénients :

- réalisation complexe, ce qui nécessite des microprocesseurs.
- complexité de la commande.

I-4-Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude de la modulation du convertisseur matriciel. On a présenté les différentes configurations d'une cellule, ainsi que le filtre d'entrée. Par la suite on a évoqué les performances du convertisseur matriciel, ses avantages, ses inconvénients.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude des différentes stratégies de modulation, et la simulation du convertisseur matriciel commandé par ces dernières.

II-1-Introduction :

Les méthodes de modulations permettent de réaliser la commande par pulsation des commutateurs de puissance du convertisseur matriciel. Ce principe possède une grande souplesse pour la commande des commutateurs de puissance de la matrice et par conséquent elle est particulièrement adaptée à l'étude de différents algorithmes de modulation.

La commande du convertisseur matriciel consiste donc à trouver dans un premier temps une matrice de conversion [M], correspondant au modèle moyen et image des temps de connexion relatif à une période donnée pour chaque interrupteur [15]. On détermine ainsi les neuf rapports cycliques m_{ij} des neuf interrupteurs de la matrice, ce qui permet :

- D'obtenir des tensions de sortie moyennes égales aux tensions de sortie référence, à partir des tensions d'entrée fournies par le réseau.
- D'obtenir des courants d'entrée moyens égaux aux courant d'entrée référence (en phase avec leur tension d'entrée respective), à partir des courants de sortie générés par le moteur.

Ensuite, il est nécessaire de transformer ces neuf rapports cycliques en neuf fonctions de connexion de façon à pouvoir commander les interrupteurs, tout en respectant les contraintes liées aux cellules de commutation. Cette étape devra permettre de définir la matrice des fonctions de connexion à partir de la matrice de conversion [M].

Deux types de mise en forme des stratégies de modulation peuvent être définis :

- Les stratégies scalaires.
- Les stratégies vectorielles.

Dans ce chapitre on va entamer deux stratégies de commandes pour le convertisseur matriciel qui font partie des stratégies scalaires, et qui sont :

1. Méthode de **Venturini & Alesina**
2. Methode de **Roy** dite scalaire

II-2-Stratégie de modulation :

Les objectifs les plus souhaitables dans les circuits de commutation de puissance sont [16]:

- Un circuit de puissance simple et compact ;
- Génération de tension de charge avec amplitude et fréquence au choix ;
- Un courant d'entrée et de sortie sinusoïdale ;

- Opération avec facteur de puissance égal à l'unité pour toute charge ;
- Possibilité de régénération (de compenser l'atténuation de signaux de tension et de courant pendant le transfert).

Ces caractéristiques idéales peuvent être accomplies par des convertisseurs matriciels. Précisément, par les performances électriques de ce convertisseur et les performances qui dépendent d'une manière fondamentale d'une optimisation de la stratégie de commande, et c'est la raison de l'intérêt porté au choix d'une stratégie.

Rappel :

Comme ce qui a été vu au chapitre précédent, Les tensions de charge et de source sont mises à la référence neutre " 0 " dans figure (I-1), et peuvent être exprimées comme vecteurs définis par :

$$\vec{V}_o = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad \vec{V}_i = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II-1})$$

$$\vec{V}_o = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{aB} & S_{bB} & S_{cB} \\ S_{aC} & S_{bC} & S_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II-2})$$

$$\vec{V}_o = M \vec{V}_i \quad (\text{II-3})$$

Où M est la matrice de transfert instantanée

Et sous la même forme, les rapports suivants sont valides pour les courants de sortie et d'entrée :

$$\vec{I}_i = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

$$\vec{I}_i = M^T \vec{I}_o. \quad (\text{II-5})$$

M^T : Et la matrice transposée de transfert instantanée

Ou \vec{V}_o et \vec{V}_i sont des vecteurs ou chaque élément représente la valeur instantanée d'entrée est de sortie de voltage et de même pour le courant.

Les interrupteurs servant à synthétiser une même phase de sortie sont actionnés (voir la figure (II-1)) en séquence et cyclique tel que la somme de leurs intervalles de temps de conduction pendant une séquence k est constante et égale à $T_s = 1/f_s$ appelée période séquentielle (f_s : fréquence de hachage).

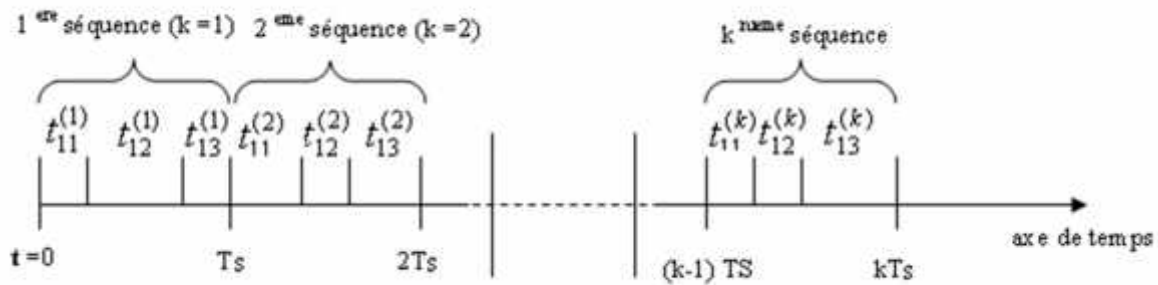


Figure (II-1) Segmentation de l'axe de temps pour les consécutifs des intervalles de fermeture des interrupteurs pour synthétiser la 1^{ère} phase de sortie V_{o1}

Les valeurs moyennes des trois phases de sortie durant la $K^{\text{ième}}$ séquence sont :

$$\begin{aligned}
 V_{o1AV}^{(k)} &= m_{11}^{(k)}V_{i1}^{(k)} + m_{12}^{(k)}V_{i2}^{(k)} + m_{13}^{(k)}V_{i3}^{(k)} \\
 V_{o2AV}^{(k)} &= m_{21}^{(k)}V_{i1}^{(k)} + m_{22}^{(k)}V_{i2}^{(k)} + m_{23}^{(k)}V_{i3}^{(k)} \\
 V_{o3AV}^{(k)} &= m_{31}^{(k)}V_{i1}^{(k)} + m_{32}^{(k)}V_{i2}^{(k)} + m_{33}^{(k)}V_{i3}^{(k)}
 \end{aligned}
 \tag{II-6}$$

les $m_{ij}^{(k)}$ qui ont la signification physique des coefficients d'utilisation (duty cycles) des interrupteurs G_{ij} pendant la $K^{\text{ième}}$ séquence. Leur définition est :

$$m_{ij}^{(k)} = \frac{t_{ij}^{(k)}}{T_s}
 \tag{II-7}$$

La matrice de transfert de basse fréquence est définie comme suit :

$$M(t) = \begin{bmatrix} m_{11}(t) & m_{21}(t) & m_{31}(t) \\ m_{12}(t) & m_{22}(t) & m_{32}(t) \\ m_{13}(t) & m_{23}(t) & m_{33}(t) \end{bmatrix}
 \tag{II-8}$$

Les relations (II-2) et (II-4) donne la relation entre les quantités de sortie et d'entrée et prouve que la modulation des commutateurs affecte la tension de sortie aussi bien que le courant d'entrée. Cela revient à dire que le problème de base consiste qu'avec une méthode de calcul bien définie, de trouver à chaque séquence k, les coefficients d'utilisation des interrupteurs ($m_{ij}^{(k)}$) tel que les relations ci-dessous sont vérifiées simultanément.

$$[V_o] = [M] \cdot [V_i]$$

$$[I_i] = [M]^T \cdot [I_o]$$

Ou : $[M]$ matrice de conversion (3 *3) constituée par les 9 éléments $m_{ij}^{(k)}$

$[M^T]$ Représente la matrice transposée de la matrice $[M]$.

La commande du convertisseur matriciel doit calculer en temps réel les éléments de la matrice M, c'est-à-dire, les rapports cycliques des neuf interrupteurs. Pour cela plusieurs algorithmes sont développés pour assurer la commande du convertisseur matriciel. Dans ce chapitre on va entamer deux stratégies de commandes qui sont :

II-2-1-L'algorithme de contrôle de Venturini :

Algorithme de Venturini permet un contrôle des interrupteurs $G_{11}, G_{12}, \dots, G_{33}$ de tel sorte que les parties de basse fréquence des tensions de sortie synthétisées V_{o1}, V_{o2}, V_{o3} et les courant d'entrée I_{i1}, I_{i2}, I_{i3} sont purement sinusoïdales avec les valeurs prescrites de la fréquence de sortie, la fréquence d'entrée, le facteur de déplacement et l'amplitude d'entrée [17].

II-2-1-1-Les formes d'onde des tensions de sorties :

Durant chaque séquence k la valeur moyenne des tensions de sortie V_{o1}, V_{o2}, V_{o3} sont :

$$V_{o1} = V_{im} \cos(\check{S}_i t) \frac{t_{11}}{T_s} + V_{im} \cos(\check{S}_i t + \frac{2f}{3}) \frac{t_{12}}{T_s} + V_{im} \cos(\check{S}_i t + \frac{4f}{3}) \frac{t_{13}}{T_s}$$

$$V_{o2} = V_{im} \cos(\check{S}_i t) \frac{t_{21}}{T_s} + V_{im} \cos(\check{S}_i t + \frac{2f}{3}) \frac{t_{22}}{T_s} + V_{im} \cos(\check{S}_i t + \frac{4f}{3}) \frac{t_{23}}{T_s} \quad (\text{II-9})$$

$$V_{o3} = V_{im} \cos(\check{S}_i t) \frac{t_{31}}{T_s} + V_{im} \cos(\check{S}_i t + \frac{2f}{3}) \frac{t_{32}}{T_s} + V_{im} \cos(\check{S}_i t + \frac{4f}{3}) \frac{t_{33}}{T_s}$$

Si les temps de commutation (conduction) sont modulés sous la forme de sinusoïdale avec la pulsation \check{S}_m , tout en maintenant T_s constante, tel que $\check{S}_o = \check{S}_i + \check{S}_m$ (appelé le mode de séquence de phase positif ~ système inverse), pour synthétiser les trois phases de sortie et pour un k de séquence donnée, ces temps sont définies comme suite :

Pour la 1^{ère} phase de sortie V_{o1}

$$t_{11} = \frac{T_s}{3} [1 + 2q \cos(\check{S}_m t + \alpha)]$$

$$t_{12} = \frac{T_s}{3} [1 + 2q \cos(\check{S}_m t + \alpha - \frac{2f}{3})]$$

$$t_{13} = \frac{T_s}{3} [1 + 2q \cos(\check{S}_m t + \alpha - \frac{4f}{3})]$$

Pour la 2^{ème} phase de sortie V_{o2}

$$t_{21} = \frac{T_s}{3} [1 + 2q \cos(\check{S}_m t + \alpha - \frac{4f}{3})]$$

$$t_{22} = \frac{T_s}{3} [1 + 2q \cos(\check{S}_m t + \alpha)] \tag{II-10}$$

$$t_{23} = \frac{T_s}{3} [1 + 2q \cos(\check{S}_m t + \alpha - \frac{2f}{3})]$$

Pour la 3^{ème} phase de sortie V_{o3}

$$t_{31} = \frac{T_s}{3} [1 + 2q \cos(\check{S}_m t + \alpha - \frac{2f}{3})]$$

$$t_{32} = \frac{T_s}{3} [1 + 2q \cos(\check{S}_m t + \alpha - \frac{4f}{3})] \tag{II-11}$$

$$t_{33} = \frac{T_s}{3} [1 + 2q \cos(\check{S}_m t + \alpha)]$$

Où : α c'est le déphasage initial et $q = Q$ c'est le rapport de conversion des amplitudes.

On définit la matrice de contrôle $[M]$ qui satisfait la conduction rappelée ci-dessous :

$$[V_o^{(k)}] = [M^{(k)}] \cdot [V_i^{(k)}]$$

Où : les éléments de $[M^{(k)}]$ sont les coefficients d'utilisation des 9 interrupteurs cette matrice peut être déduite par la substitution du système d'équation (II-10) dans le système d'équations (II-8) ainsi on a :

$$[M^{(k)}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A)) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{2f}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{4f}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{4f}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A)) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{2f}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{2f}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{4f}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A)) \end{bmatrix} \quad (II-12)$$

Où :

$$\begin{cases} A = \omega_m t + \theta \\ \omega_m = \omega_o + \omega_i \end{cases}$$

Si la matrice de contrôle $M^{(k)}$ est remplacée dans l'équation (II-2) alors on a le système d'équation suivant (II-12) :

$$\begin{bmatrix} V_{o1} \\ V_{o2} \\ V_{o3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A)) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{2f}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{4f}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{4f}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A)) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{2f}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{2f}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A - \frac{4f}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(A)) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{im} \cos(\check{S}_o t) \\ V_{im} \cos(\check{S}_o t + 2f / 3) \\ V_{im} \cos(\check{S}_o t + 4f / 3) \end{bmatrix} \quad (II-13)$$

Après développement et simplification de ce système on aboutit à la formulation du système (II-13) suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{o1} \\ V_{o2} \\ V_{o3} \end{bmatrix} = Q \cdot V_{om} \begin{bmatrix} \cos(\check{S}_o t) \\ \cos(\check{S}_o t + 2f / 3) \\ \cos(\check{S}_o t + 4f / 3) \end{bmatrix} \quad (II-14)$$

Avec
$$\begin{cases} 0 \leq Q \leq 0.5 \\ \omega_o = \omega_i + \omega_p \end{cases}$$

Ceci montre que le C.M en fonctionnant avec l'algorithme de Venturini génère à la sortie un système triphasé sinusoïdal de pulsation $\tilde{\omega}_o$, d'amplitude $(Q \cdot V_{im})$ et d'un déphasage initial notée $\{o\}$

II-2-1-2-Les formes d'onde des courants d'entrée

Si nous supposons que le CM est connecté à une charge (R-L) triphasée avec son déphasage $\{o\}$, les expressions des courants de sortie peuvent être écrites sous la forme (II-14)

Si le système d'équation (II-11) avec la transposée est remplacés dans l'équation (II-4) alors on aboutit au système (II-14) ci- dessous :

$$[I_i] = \begin{bmatrix} I_{i1} \\ I_{i2} \\ I_{i3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1+2q \cos(A)) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{4f}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{2f}{3})) \\ \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{2f}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A)) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{4f}{3})) \\ \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{4f}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A-\frac{2f}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q \cos(A)) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{im} \cos(\tilde{\omega}_i t + \{o\}) \\ I_{im} \cos(\tilde{\omega}_i t + 2f/3 + \{o\}) \\ I_{im} \cos(\tilde{\omega}_i t + 4f/3 + \{o\}) \end{bmatrix}$$

Où :
$$\begin{cases} A = \omega_m t + \theta \\ \omega_m = \omega_o + \omega_i \end{cases} \quad (II-15)$$

Après développement et simplification de ce système (II-14) on aboutit à la formulation du système (II-15) suivant :

$$[I_i] = \begin{bmatrix} I_{i1} \\ I_{i2} \\ I_{i3} \end{bmatrix} = Q \cdot I_{im} \begin{bmatrix} \cos(\tilde{\omega}_i t + \{o\}) \\ \cos(\tilde{\omega}_i t - 4f/3 + \{o\}) \\ \cos(\tilde{\omega}_i t - 2f/3 + \{o\}) \end{bmatrix} \quad (II-16)$$

Ainsi, le courant moyen obtenu à l'entrée est un système triphasé équilibré à la fréquence d'alimentation $\tilde{\omega}_i$ et avec un facteur de déplacement égale au facteur de déplacement de la charge $\cos(\{o\})$.

Après avoir résolu le système d'équation on aura une formule générale qui détermine les éléments de la matrice $M(t)$ comme suit :

$$M(t) = \frac{1}{3} \left[\begin{matrix} 1 + 2q \cos(w_m t) & 1 + 2q \cos(w_m t) - \frac{2\pi}{3} & 1 + 2q \cos(w_m t) + \frac{2\pi}{3} \end{matrix} \right] \quad (\text{II-17})$$

On exprimant cette relation en fonction de

$$\begin{aligned} v_{ii} &= \hat{v}_i \cos(w_i t + 2(j-1)f/3) \\ v_{oj} &= Q \hat{v}_i \left[\cos(w_o t + 2(i-1)f/3) \right] \end{aligned} \quad (\text{II-18})$$

On aura l'algorithme original simple proposé par **Venturini**

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_{ii}v_{oj}}{\hat{v}_i^2} \right] \quad (\text{II-19})$$

$$i, j = 1, 2, 3$$

Le problème dans cet algorithme est que son rapport Q est limité à 0.5 ce qui limite normalement son utilisation.

II-2-1-3- Algorithme amélioré de Venturini et Alesina

On utilise la technique prédite (la technique de modulation du point neutre) on peut y aller avec ce rapport jusqu'à 0.866 sans passer à la sur modulation (over-modulation) on ajoute le vecteur Zéro à la tension de sortie de référence comme suit [17]:

$$\begin{aligned} v_{ii} &= \hat{v}_i \cos(w_i t + 2(j-1)f/3) \\ \text{avec } v_{oj} & \text{ tension de sortie de référence et définie comme suit :} \end{aligned} \quad (\text{II-20})$$

$$v_{oj} = Q \hat{v}_i \left[\cos(w_o t + 2(i-1)f/3) - \frac{1}{6} \cos(3w_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3w_i t) \right]$$

$$\text{Où } V_{zéro} = -\frac{1}{6} \cos(3w_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3w_i t) \quad (\text{II-21})$$

On aura finalement l'expression simplifier de VENTURINI ;

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \left[1 - \frac{2v_{ij}v_{oj}}{\hat{v}_i^2} + \frac{4Q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_i t - S_i) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (\text{II-22})$$

$i, j = 1, 2, 3$ et

$S_i = 0, 2f/3, 4f/3$ pour $i = 1, 2, 3$ respectivement

Le calcul de m_{ij} est effectué à une fréquence f_s d'échantillon qui définit également la fréquence de commutation de convertisseur.

Notons bien que l'équation (II-21) est une forme de base qui convient à l'implémentation en temps réel pour la méthode d'optimisation de l'amplitude de VENTURINI

II-2-2-Algorithmme scalaire de Roy

La méthode " scalaire " de modulation de Roy est une méthode typique d'un certain nombre de méthodes de modulation qui ont été développées où les signaux de mise en action de commutateur sont calculés directement à partir des mesures des tensions d'entrée [18].

La motivation derrière leur développement est habituellement donnée comme complexité perçue de la méthode de Venturini. Cette méthode scalaire se fonde sur la mesure des tensions d'entrée instantanées et comparer leurs grandeurs relatives suivant l'algorithme ci-dessous :

1. Assignez l'indice M à La tension d'entrée qui a une polarité différente aux autres tensions d'entrée.
2. Assignez l'indice L à la plus petite tension (en valeur absolue) des deux autres tensions d'entrées. La troisième entrée à l'indice K.

$$m_{LJ} = \frac{(v_j - v_M)v_L}{1.5\hat{v}_i^2}$$

$$m_{KJ} = \frac{(v_j - v_M)v_L}{1.5\hat{v}_i^2} \quad (\text{II-23})$$

$$m_{MJ} = 1 - (m_{LJ} + m_{KJ}) \quad \text{pour } j=1,2,3$$

Les coefficients d'utilisation de modulation pour la méthode scalaire sont indiqués dans (II-24) et on remarque que pour la valeur max de $Q = \sqrt{3}/2$

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \left[1 - \frac{2v_{ii}v_{oj}}{\hat{v}_i^2} + \frac{2}{3} \sin(w_i t - S_i) \sin(3w_i t) \right] \quad (\text{II-25})$$

La relation (II-21) et (II-23) sont identique alors la seule différence entre ces deux méthodes et que dans la deuxième le rapport d'amplitude est fixé à sa valeur max.

L'effet de ceci sur la qualité des ondes est négligeable excepté à des fréquences bas de commutation où la méthode de VENTURINI est supérieure.

Toutes les lois de commande proposées permettent de calculer les coefficients $m_{ij}^{(k)}$ de la matrice de modulation M, qui permettent à leur tour de synthétiser à partir des tensions d'entrées du convertisseur des tensions de sortie désirées.

Durant la $K^{\text{nième}}$ séquence la tension de sortie du convertisseur matriciel est donnée par :

II-2-3-Technique de modulation :

Toutes les lois de commande proposées permettent de calculer les coefficients $m_{ij}^{(k)}$ de la matrice de modulation M, qui permettent à leur tour de synthétiser à partir des tensions d'entrées du convertisseur des tensions de sortie désirées.

Durant la $K^{\text{nième}}$ séquence les tensions de sortie du convertisseur matriciel sont données par :

$$\begin{aligned} v_{01}^k &= v_{11}^k m_{11}^k + v_{21}^k m_{21}^k + v_{31}^k m_{31}^k \\ v_{02}^k &= v_{12}^k m_{12}^k + v_{22}^k m_{22}^k + v_{32}^k m_{32}^k \\ v_{03}^k &= v_{13}^k m_{13}^k + v_{23}^k m_{23}^k + v_{33}^k m_{33}^k \end{aligned} \quad (\text{II-26})$$

Où la phase de sortie est donné par :

$$v_{0i} = \begin{cases} v_{i1} & 0 \leq t - (K-1)T_p < m_{11}^k T_p \\ v_{i3} & (m_{11}^k)T_p \leq t - (K-1)T_p < (m_{11}^k + m_{21}^k)T_p \\ v_{i3} & (m_{11}^k + m_{21}^k)T_p \leq t - (K-1)T_p < (m_{11}^k + m_{21}^k + m_{31}^k)T_p \end{cases} \quad (\text{II-27})$$

Avec $K = 1, 2, 3, 4, \dots$.

$$\sum_{i=1}^3 m_{ij}^k = m_{1j}^k + m_{2j}^k + m_{3j}^k \quad \text{et} \quad 0 < m_{ij}^k < 1$$

La généralisation aux deux autres phases de sortie suit une démarche identique.

II-3-Résultats de simulation et interprétations :

pour évaluer les performances apportées par les deux techniques de commande (Venturini , Roy) appliquées au convertisseur matriciel, une étude par simulation numérique sous l'environnement **Matlab Simulink** a été réalisée.

Une fois la simulation lancée, le calcul des rapports cycliques des neufs interrupteurs est effectué, ces rapports sont par la suite traduits en impulsions d'activation des interrupteurs du convertisseur matriciel. La structure du modèle générique contient tous les éléments structurels du convertisseur matriciel, dont le circuit est repris à la figure (II-2).

Le circuit de puissance est constitué d'une source équilibrée triphasée du convertisseur matriciel triphasé direct, d'une charge triphasée R-L dont ces paramètres valent respectivement 7Ω , 0.011 H . Le circuit de commande permet de calculer les temps de fermeture des interrupteurs et de générer les signaux de commande adéquats en fonction des signaux de référence et des entrées.

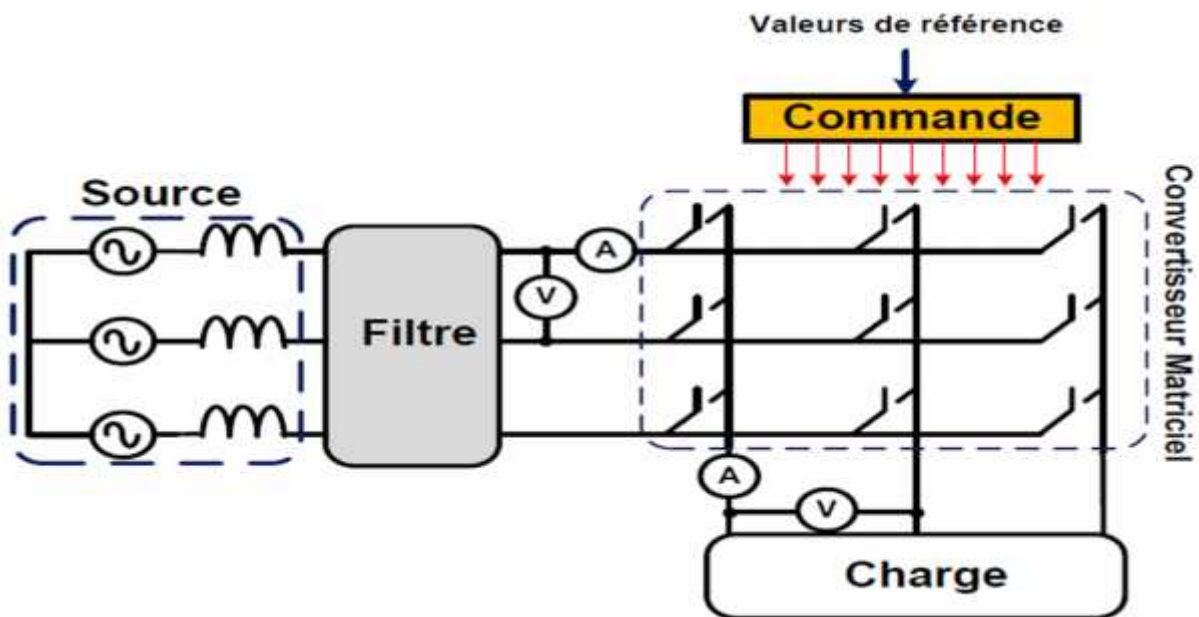


Figure (II-2) Circuit électrique simplifié du modèle de simulation

Cette étude a été effectuée pour différentes valeurs de la fréquence de sortie et de différentes valeurs du rapport de transformation (q) entre la tension d'entrée et celle de sortie.

II-3-1-Résultats de simulation de la méthode de Venturini:

Les formes des fonctions m_{11} , m_{12} , m_{13} sur une période est représentées ci-dessous figure (II-3)

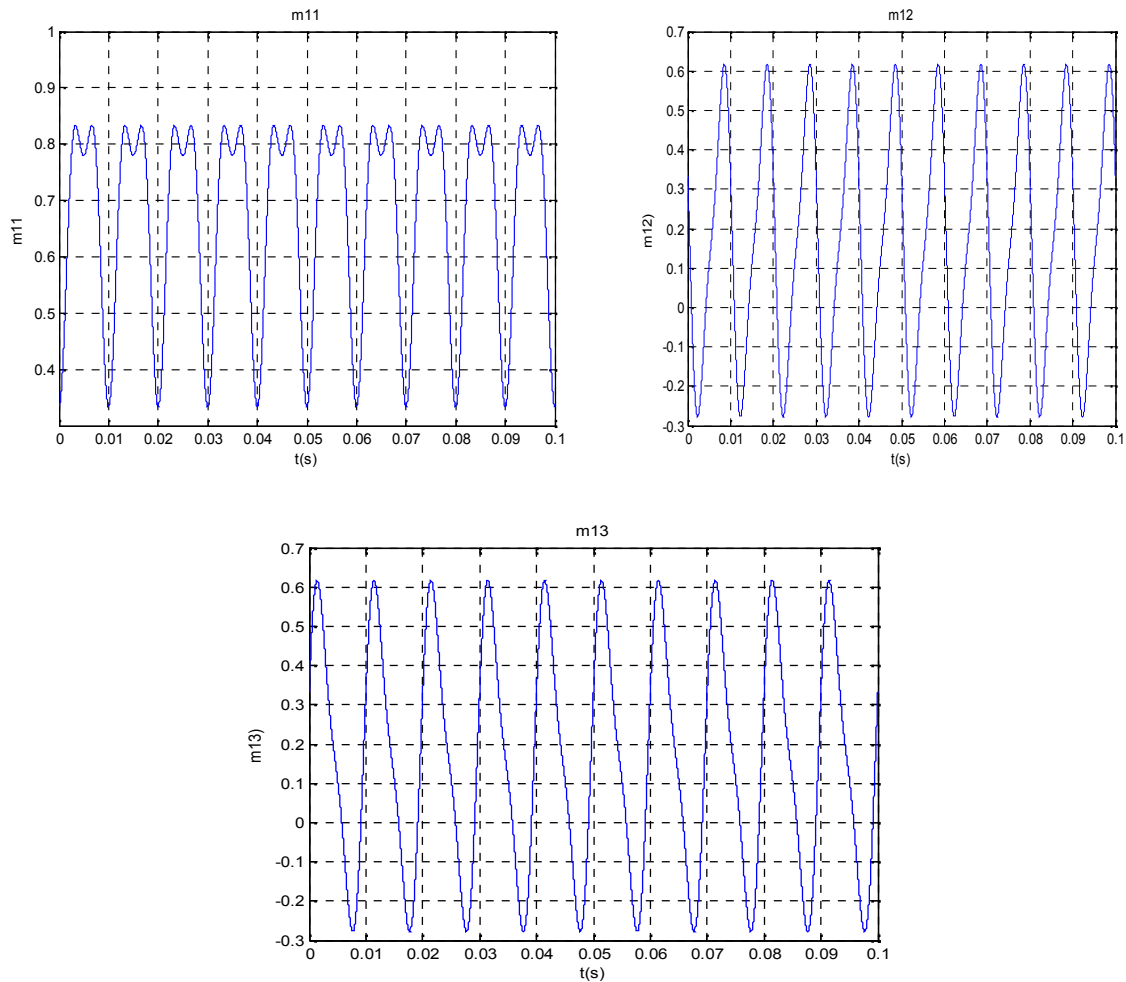
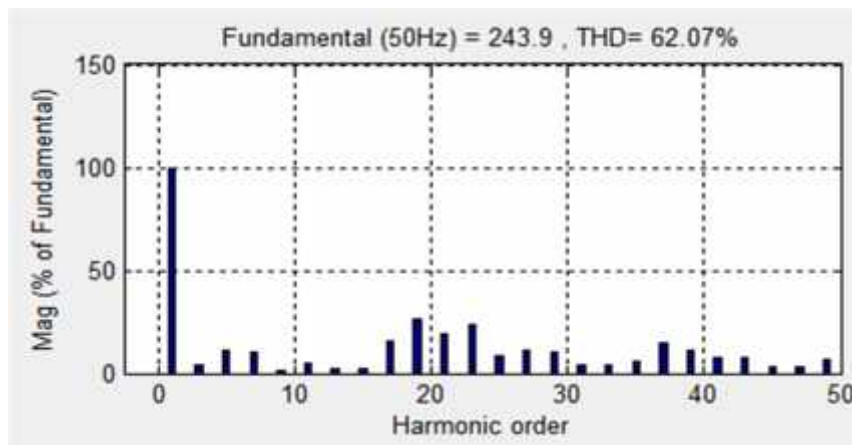
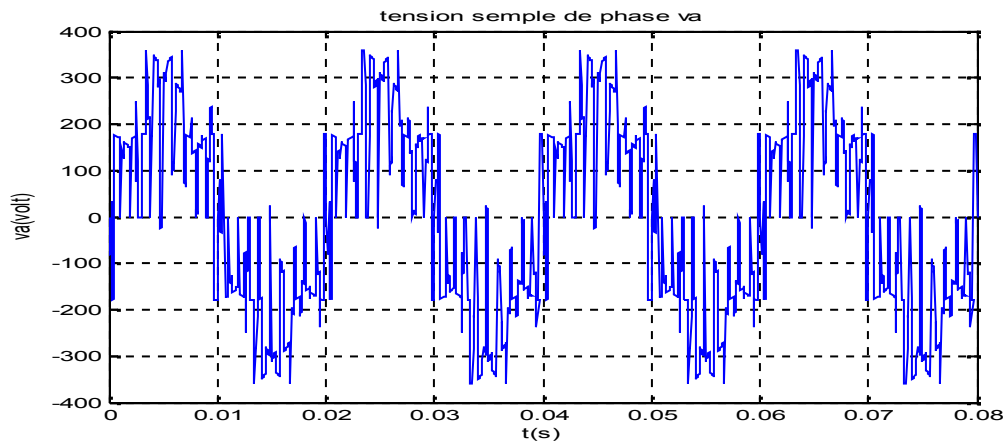


Figure (II-3) les différents signaux m_{11} , m_{12} , m_{13} de la stratégie de Venturini

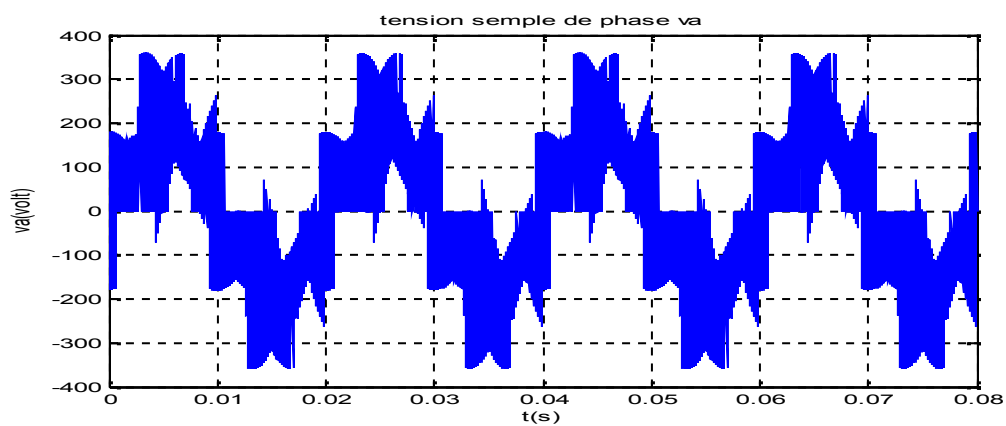
II-3-2-Venturini avec $Q=0.86$

A – sans charge $f_s = 1000\text{hz}$, $f_i = 50\text{hz}$, $f_o = 50\text{hz}$, $V_i = \sqrt{2} \cdot 220 = 311,13\text{V}$



¹Figure (II-4-a) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_o = 50\text{Hz}$, $f_s = 1000\text{Hz}$

$f_i = 50\text{Hz}$, $f_o = 50\text{Hz}$, $f_s = 5000\text{Hz}$, $Q = 0.86$



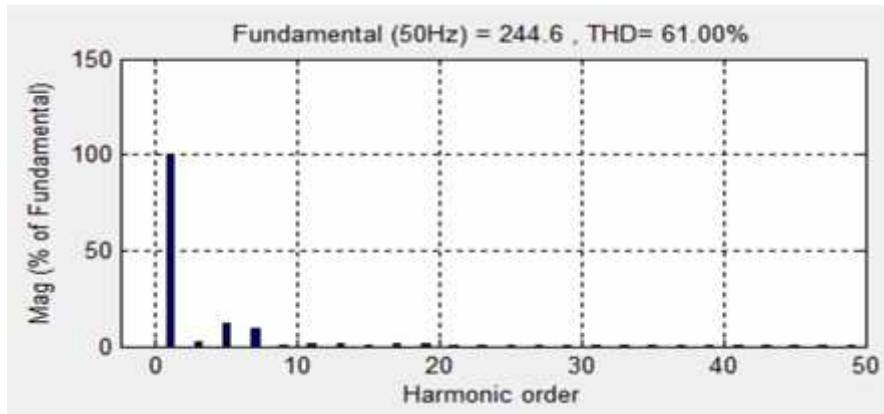


Figure (II-4-b) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_o = 50\text{Hz}$, $f_s = 5000\text{Hz}$

$f_i = 50\text{Hz}$, $f_o = 100\text{Hz}$ $f_s = 5000\text{Hz}$, $Q = 0.86$

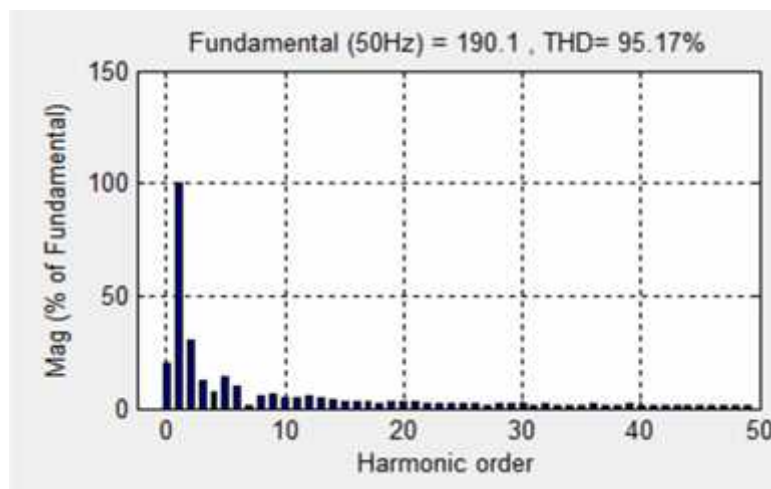
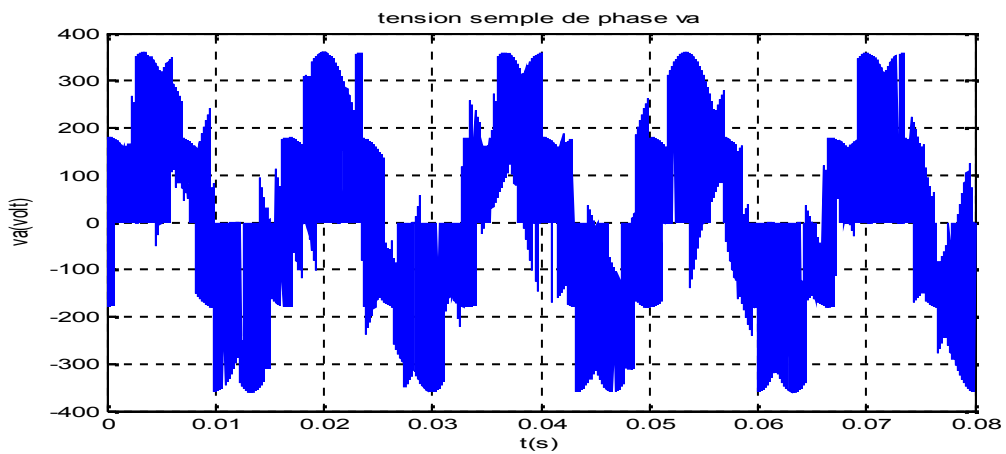


Figure (II-4-c) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_o = 100\text{Hz}$, $f_s = 5000\text{Hz}$

B-avec charge $R = 7$, $L = 0.011\text{H}$, $f_i = 50\text{Hz}$, $f_o = 50\text{Hz}$, $f_s = 5000\text{Hz}$

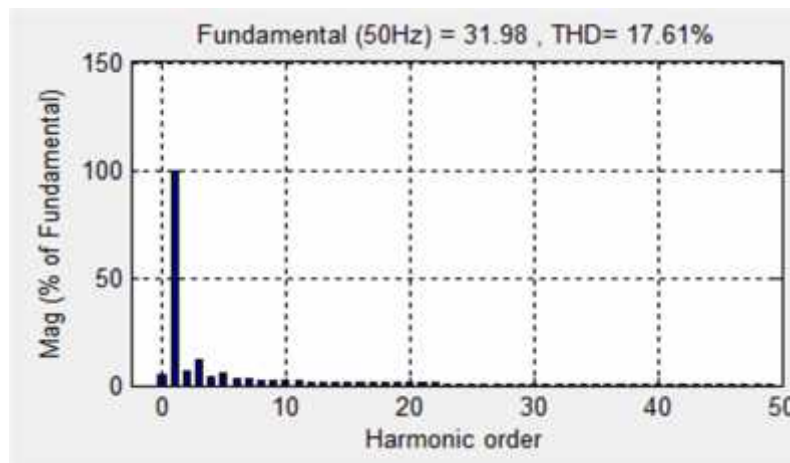
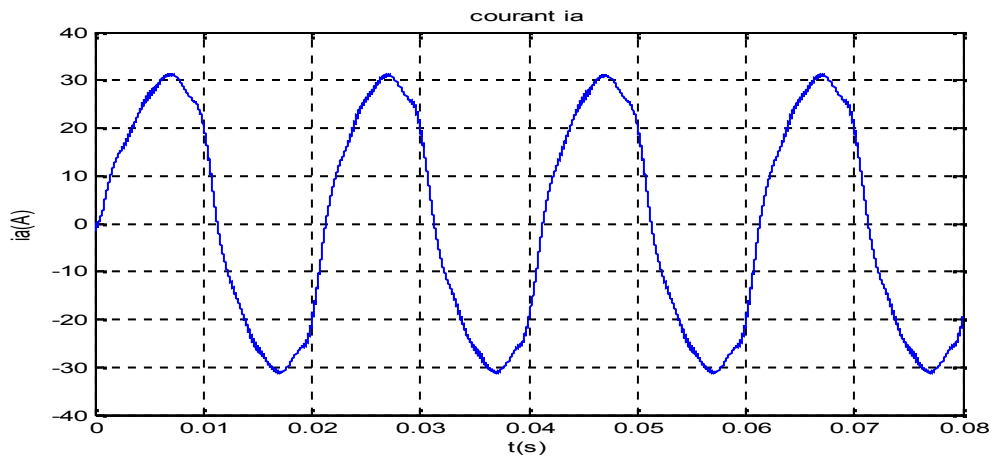
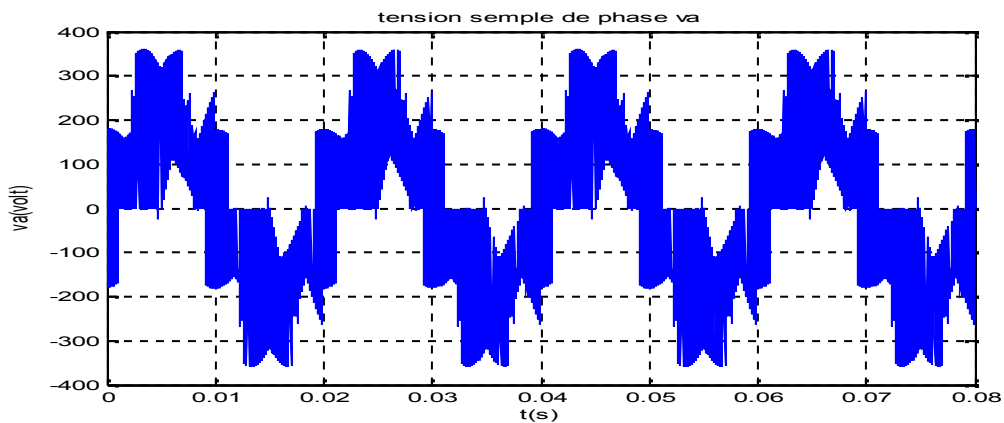


Figure (II-5) Résultats de simulation des courants de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge $f_0 = 50\text{Hz}$, $f_s = 5000\text{Hz}$

II-3-3-Venturini avec $Q=0.5$

A – sans charge $f_s = 5000\text{Hz}$, $f_i = 50\text{Hz}$, $f_o = 50\text{Hz}$, $V_i = \sqrt{2} \cdot 220 = 311,13\text{V}$



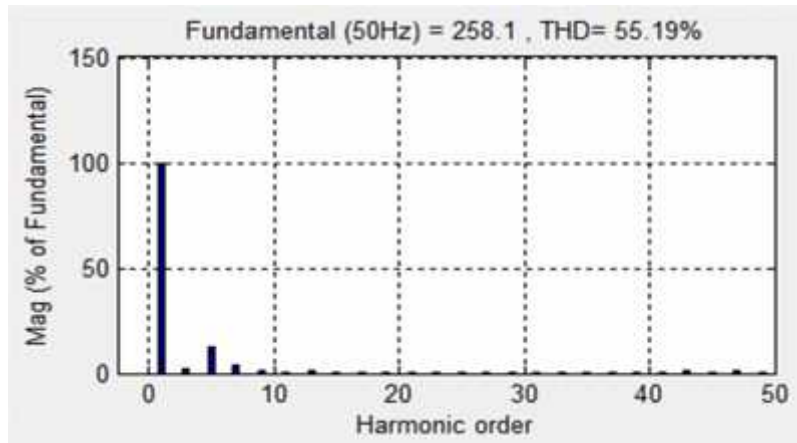


Figure (II-6-a) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_o = 50\text{hz}$, $f_s = 5000\text{hz}$ $Q = 0.5$

B-avec charge : $R = 7$, $L = 0.011\text{H}$, $f_i = 50\text{hz}$, $f_o = 50\text{hz}$, $f_s = 5000\text{hz}$, $Q = 0.5$

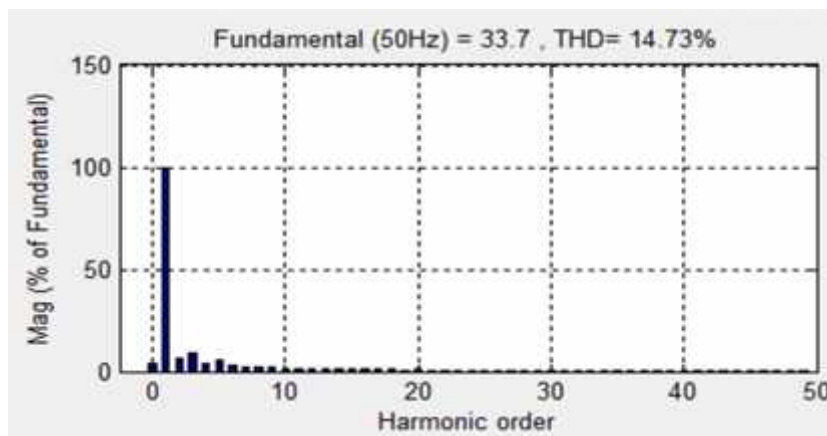
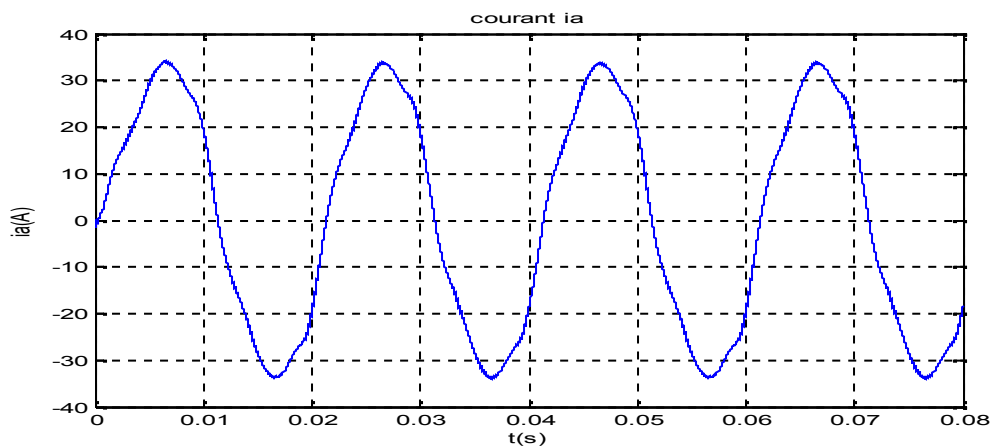


Figure (II-7) Résultats de simulation des courants de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge $f_o = 50\text{hz}$, $f_s = 5000\text{hz}$, $Q = 0.5$

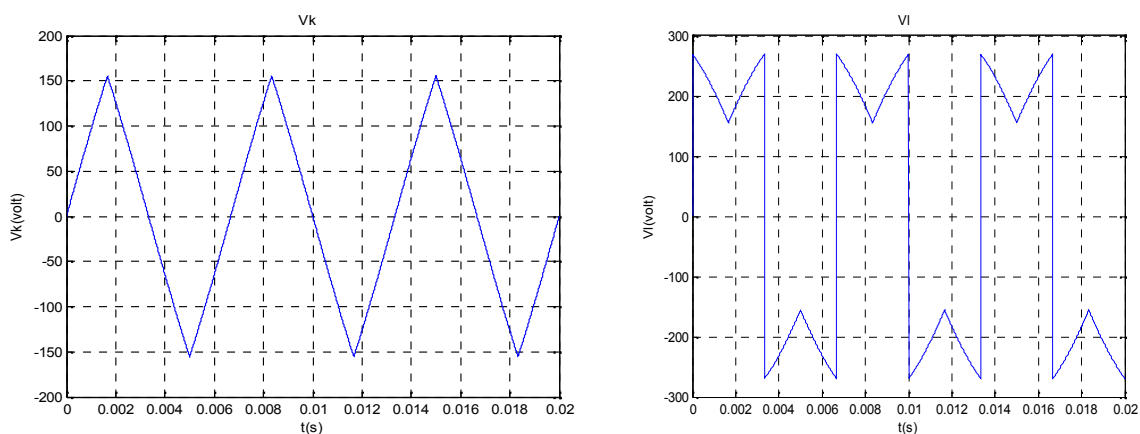
II-3-4-Interprétations des résultats de la méthode de Venturini:

D'après les résultats de simulation des performances de la technique de commande de Venturini appliquée au convertisseur matriciel, on peut faire les observations suivantes :

- La tension de chaque phase à la sortie est formée par une succession de créneaux de largeur inversement proportionnelles à la fréquence de la tension de référence f_0 .
- L'augmentation de la fréquence de référence provoque une diminution de largeurs de ces créneaux.
- Le taux d'harmonique diminue avec l'augmentation du rapport (Q) entre la tension de sortie et celle d'entrée.
- une faible valeur de f_s 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_s mais cette dernière est limitée par les pertes ohmiques et le coût économique.
- les harmoniques sont repoussées et regroupée autour de la fréquence de pulsation .cela facilite le filtrage, en plus, réduit le volume et le poids ainsi que le coût du filtre.

II-3-5- résultats de simulation de la méthode de Roy:

Les formes des tensions V_k , V_l , V_m est représentées dans la figure ci-dessous (figure(II-9)).



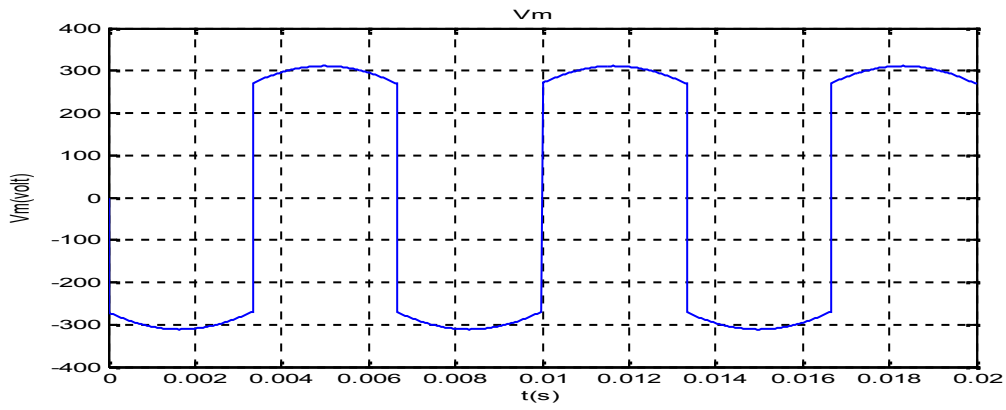


Figure (II-9) La forme des fonctions \$V_k, V_l, V_m\$

A – sans charge $f_s = 1000\text{Hz}$, $f_i = 50\text{Hz}$, $f_o = 25\text{Hz}$, $V_i = \sqrt{2} \cdot 220 = 311,13\text{V}$

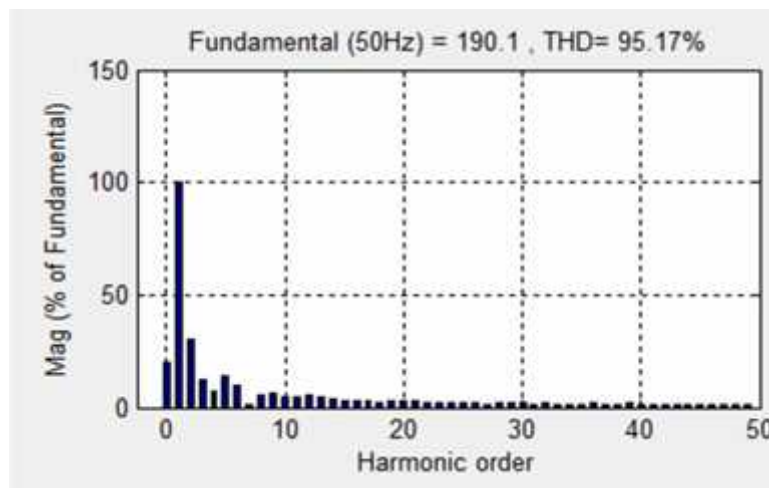
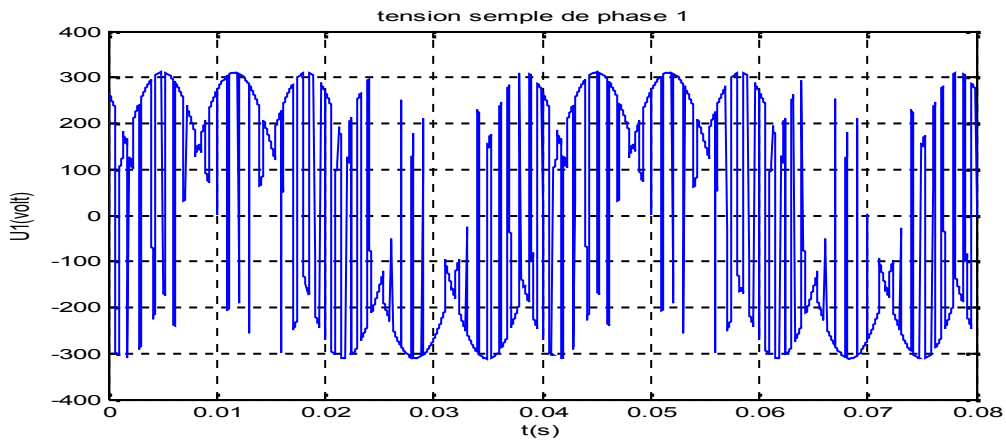


Figure (II-10-a) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_o = 25\text{Hz}$, $f_s = 1000\text{Hz}$

$f_s = 1000\text{Hz}$, $f_i = 50\text{Hz}$, $f_o = 50\text{Hz}$, $V_i = \sqrt{2} \cdot 220 = 311,13\text{V}$

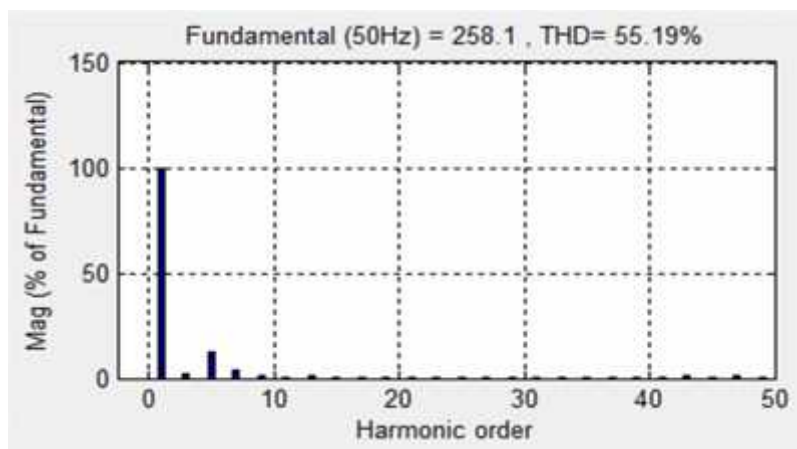
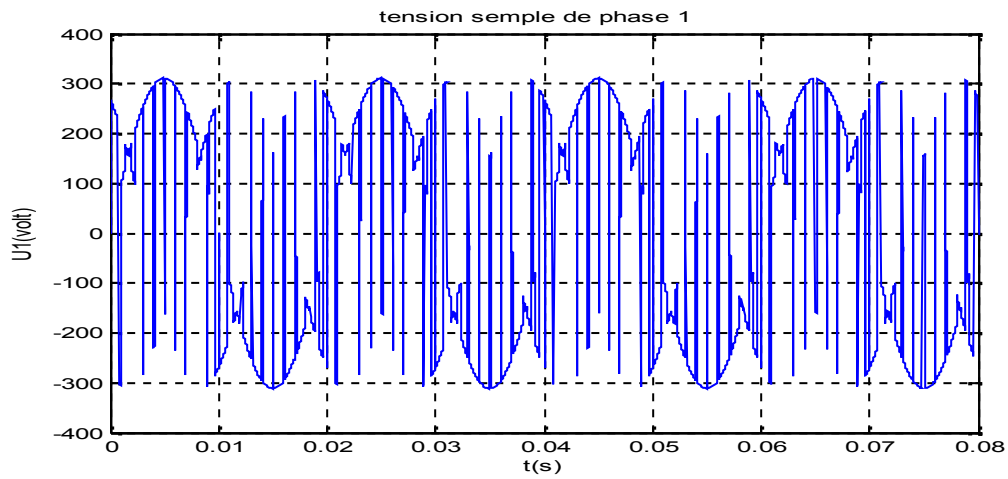


Figure (II-10-b) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_o = 50\text{hz}$, $f_s = 1000\text{hz}$

$$f_s = 5000\text{hz} , f_i = 50\text{hz} , f_o = 50\text{hz} , V_i = \sqrt{2} \cdot 220 = 311,13\text{V}$$

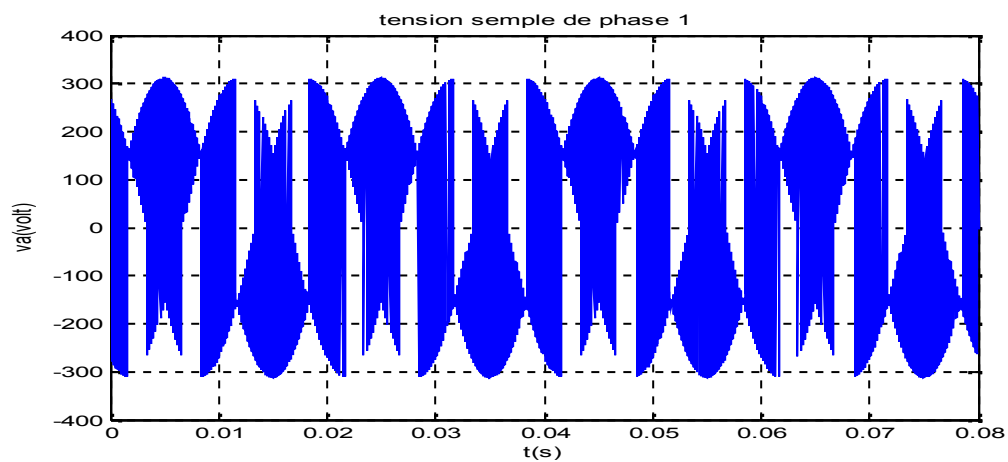


Figure (II-10-c) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_o = 50\text{hz}$, $f_s = 5000\text{hz}$

$f_s = 5000\text{Hz}$, $f_i = 50\text{Hz}$, $f_o = 100\text{Hz}$, $V_i = \sqrt{2} \cdot 220 = 311,13\text{V}$

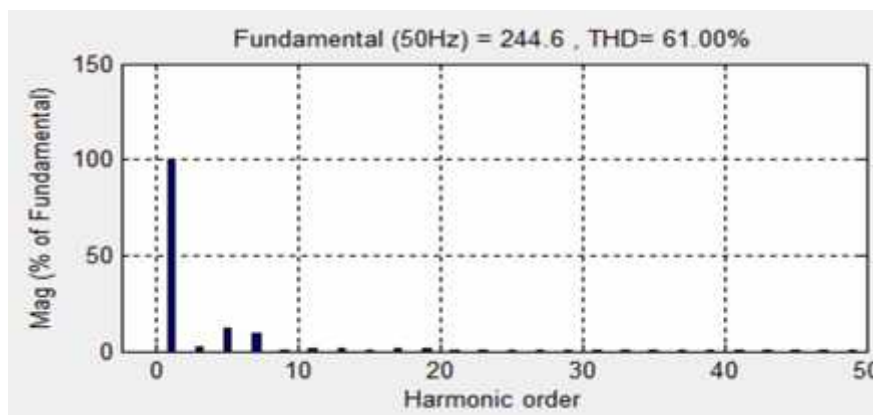
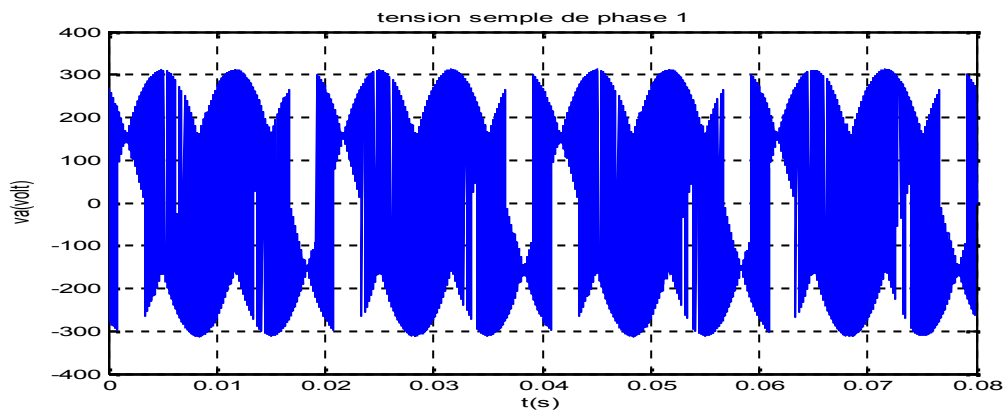
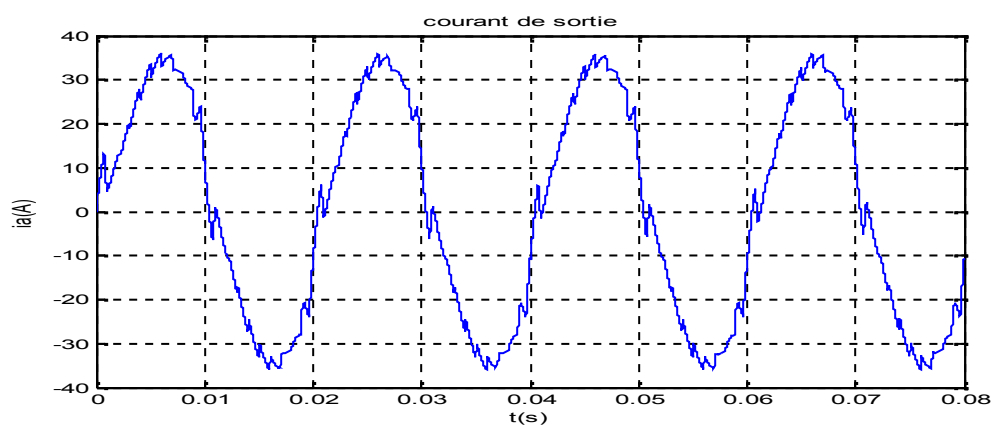


Figure (II-10-d) Résultats de simulation des tensions de sortie d'un convertisseur matriciel sans charge avec $f_o = 100\text{Hz}$, $f_s = 5000\text{Hz}$

B-avec charge $f_s = 1000\text{Hz}$, $f_i = 50\text{Hz}$, $f_o = 50\text{Hz}$, $V_i = \sqrt{2} \cdot 220 = 311,13\text{V}$



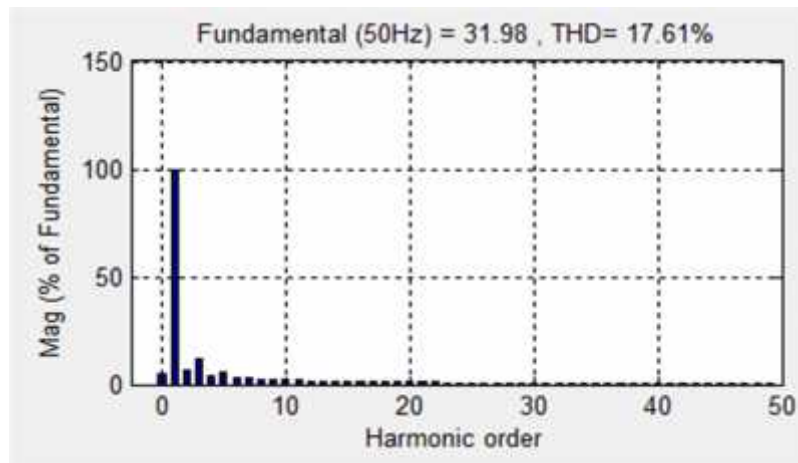


Figure (II-11-a) Résultats de simulation des courants de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge $f_0=50\text{hz}$, $f_s=1000\text{hz}$, $Q=0.87$

$f_s=5000\text{hz}$, $f_i=50\text{hz}$, $f_o=50\text{hz}$, $V_i=\sqrt{2}.220 = 311,13\text{V}$

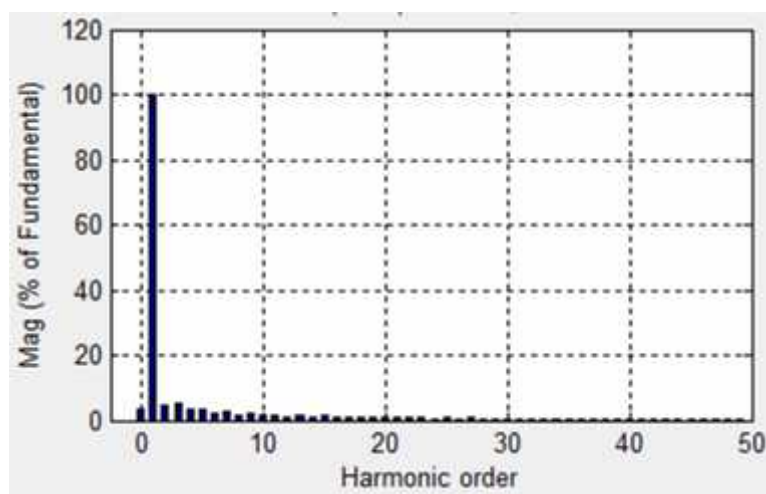
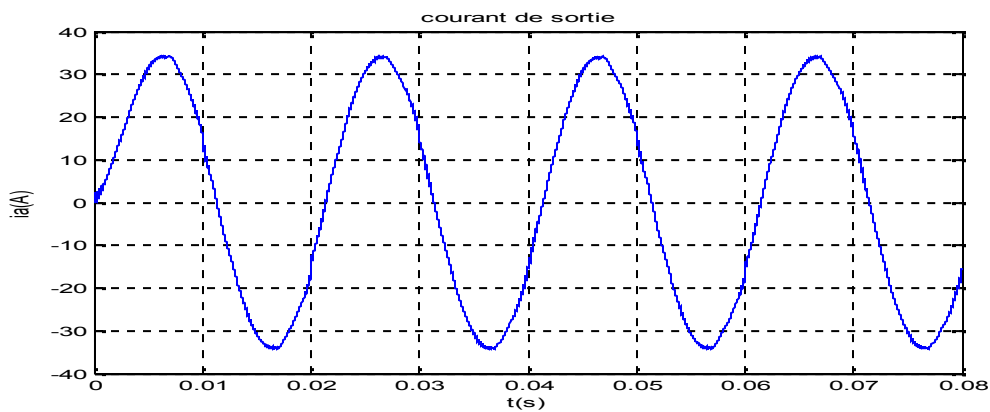


Figure (II-11-b) Résultats de simulation des courants de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge $f_0=50\text{hz}$, $f_s=5000\text{hz}$, $Q=0.87$

II-3-6-Interprétations des résultats de la méthode de Roy:

A partir des résultats de simulation du convertisseur matriciel commandé par la méthode de ROY, il est à constaté que :

- Pour les valeurs de l'indice de modulation m , il n'y a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs.
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_o$).
- La première famille centrée autour de la fréquence $m f_o$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.
- Le taux de modulation r , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental.

II-4-conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons effectuée une étude de simulation de deux méthodes de modulation du convertisseur matriciel, il s'agit de la technique de modulation de Venturini, et celle de ROY.

D'après cette étude, on constate que la technique de modulation de Venturini, permet de moduler de manière assez précise la tension de sortie.

L'avantage principal procuré par le convertisseur matriciel est le fait d'avoir un facteur de puissance réglable pouvant atteindre l'unité.

Les résultats obtenus par la technique de modulation de Roy montrent la validité de cette technique pour la commande du convertisseur matriciel.

Le chapitre suivant sera consacré à une autre technique de modulation qui est la PWM à trois intervalles.

II-1-Introduction :

Le convertisseur matriciel présente plusieurs avantages par rapport aux topologies traditionnelles. Il présente un fonctionnement dans les quatre quadrants du plan courant et tension, ceci veut dire qu'il peut fonctionner avec moteur ou générateur. Le facteur de puissance à l'entrée du convertisseur matriciel peut être réglé et prédéfini quelque soit la charge à alimenter. Les tensions de sortie du convertisseur et les courants d'entrée sont de forme sinusoïdale en fonctionnement stationnaire, contiennent des harmoniques de rang élevé. La fréquence à la sortie du convertisseur peut aller au delà de la fréquence du réseau d'alimentation, c'est la différence majeure entre ce type de convertisseur et les cycloconvertisseurs [19]. La taille du convertisseur matriciel est très réduite par rapport aux convertisseurs traditionnels du fait de l'absence du circuit intermédiaire continu et par conséquent des capacités de stockage d'énergie.

Les problèmes majeurs des convertisseurs matriciels résident dans la commutation du courant, à cause de l'absence des chemins de roue libre, la complexité des algorithmes de commande et la réduction du rapport de la tension de sortie.

Dans ce thème, on va entamer la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) à Trois Intervalles. Cette méthode de commande a déjà été utilisée pour la commande des convertisseurs de fréquence conventionnels, et on l'a adapté à la topologie matricielle [20].

L'analyse de cette stratégie sera basée sur les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par le convertisseur matriciel, sur la bande de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sortie du convertisseur matriciel.

III-2- principe de la stratégie de commande

Pour pouvoir commander le convertisseur matriciel, il est nécessaire de se référer par analogie au convertisseur conventionnel avec circuit intermédiaire continu (redresseur - onduleur), autrement dit, Le principe de l'émulation du convertisseur matriciel à un convertisseur conventionnel redresseur – onduleur avec circuit intermédiaire continu.

Il a l'avantage de l'analyse et le développement séparés des algorithmes de commande des deux compartiments : redresseur et onduleur.

C'est pour parer à la complicité de la commande du convertisseur matriciel qu'il faut adopter l'avantage du convertisseur conventionnel en introduisant une tension

intermédiaire fictive (Figure (III.1)), et qu'on a étudié les deux blocs redresseur – onduleur séparément.

III-2-1-définition de la tension intermédiaire fictive :

Cette considération est basée sur le fait que pour chaque angle de phase de la tension d'alimentation, il existe au moins une phase qui est momentanément positive et au moins une qui est momentanément négative par rapport au neutre d'alimentation.

En d'autres mots, il est possible de définir une tension intermédiaire hypothétique U_d continue à chaque instant, égale à la tension entre la phase positive et la phase négative. Les potentiels fictifs U^+ et U^- sont choisis tel que :

$$U_d = U^+ - U^- \quad (III - 1)$$

U_d : est dite tension intermédiaire fictive.

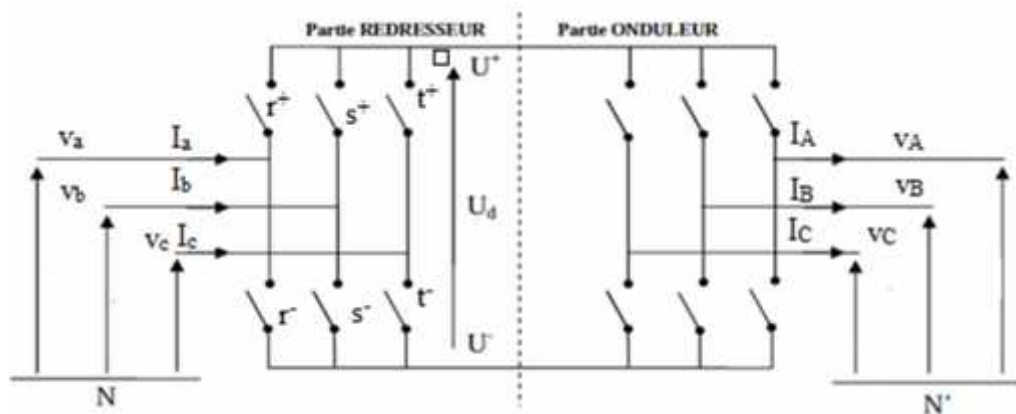


Figure (III-1) Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif

Le but de l'introduction de la tension intermédiaire fictive est de pouvoir analyser et optimiser séparément le redressement et l'ondulation, et par suite le développement séparé des algorithmes de commande [21].

III-3-Etude de la partie redresseur :

Pour le redressement, le spectre d'harmoniques des courants d'entrée est très important. Donc il est nécessaire de faire recours à une fonction de modulation pour

donner au courant d'entrée une forme sinusoïdale, en conservant la puissance équivalente transmise via le circuit intermédiaire.

Cette fonction de modulation est définie par [22] :

$$\tau = \frac{\cos(\Phi - \frac{\pi}{3})}{\cos(\Phi)} \quad 0 \leq \tau \leq 1 \quad (\text{III-2})$$

Avec :

$$\Phi = (\omega t)_{\text{mod}(\frac{\pi}{3})} - \frac{\pi}{6} \quad (\text{III-3})$$

Afin d'implémenter facilement le redressement, on définit la matrice des fonctions de redressement qui permet la liaison entre les tensions d'alimentation et la partie intermédiaire fictive:

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r^+ & s^+ & t^+ \\ r^- & s^- & t^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-4})$$

A noter que :

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = [M_R] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-5})$$

$[M_R]$: est dite matrice des fonctions de redressement

La validité des fonctions de redressement (r^+ , r^- ,.....) telles quelles sont définies s'étend sur toute la période de redressement.

Vu la symétrie constatée dans une période de redressement, on pourra distinguer six intervalles. En se référant à l'intervalle $\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$ la matrice des fonctions de redressement est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \tau & 1 - \tau & \tau \end{bmatrix} \quad (\text{III-6})$$

Les cinq intervalles qui restent sont définis dans le tableau ci-dessous :

Intervalles	$0 \leq \omega t < \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \omega t < \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \omega t < \pi$	$\pi \leq \omega t < \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq \omega t < \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \leq \omega t < 2\pi$
$\begin{bmatrix} R^+ & S^+ & T^+ \\ R^- & S^- & T^- \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \tau & 0 & 1-\tau \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1-\tau & \tau \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1-\tau & \tau & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \tau & 0 & 1-\tau \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1-\tau & \tau \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1-\tau & \tau & 0 \end{bmatrix}$

Tableau. III. 1. Matrices des fonctions de redressement sur toute la période de redressement.

La tension intermédiaire de redressement sur toute la période est donnée par :

$$U_d = U^+ - U^- \quad (\text{III-7})$$

La forme de la tension intermédiaire fictive sur une période est représentée ci-dessous:

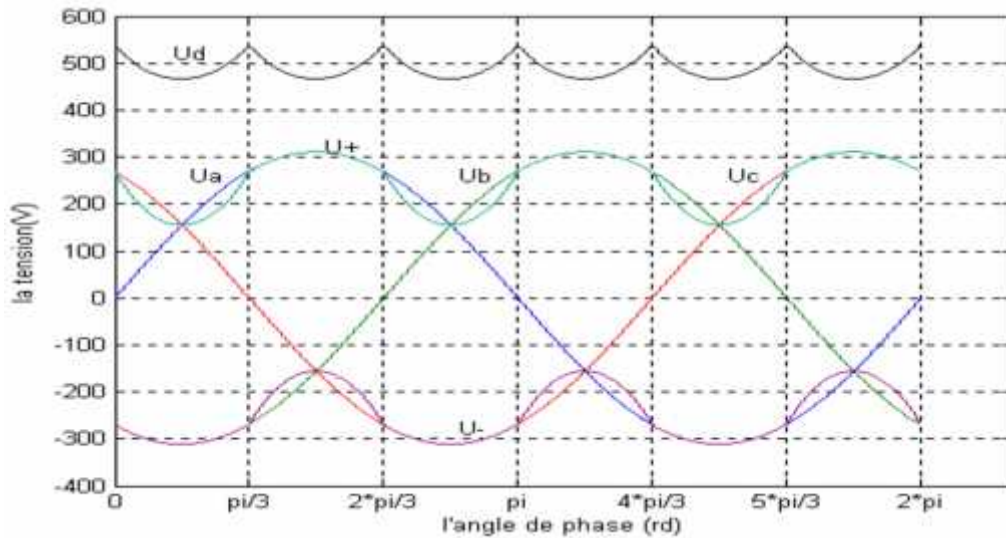


Figure (III-2) Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif

III-4-Etude de la partie onduleur :

On pourra introduire, les fonctions de modulation u_{cmk} qui peuvent prendre des valeurs continues entre 0 et 1, A partir de ces fonctions, la matrice de modulation $[M_O]$ est définie. Cette dernière permet de lier entre les potentiels intermédiaires fictifs et les tensions de sortie du convertisseur matriciel, comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{cm1} & (1 - u_{cm1}) \\ u_{cm2} & (1 - u_{cm2}) \\ u_{cm3} & (1 - u_{cm3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (\text{III-8})$$

Noté :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = [M_0] \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (\text{III-9})$$

$[M_0]$: est dite matrice de modulation.

En tenant compte des deux blocs redresseur – onduleur, on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{cm1} & (1 - u_{cm1}) \\ u_{cm2} & (1 - u_{cm2}) \\ u_{cm3} & (1 - u_{cm3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r^+ & s^+ & t^+ \\ r^- & s^- & t^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-10})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-11})$$

Avec :

$$[S] = [M_0][M_R] \quad (\text{III-12})$$

La matrice $[S]$ permet finalement de définir et caractériser l'algorithme complet de la conversion de fréquence, tel que :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{aB} & S_{bB} & S_{cB} \\ S_{aC} & S_{bC} & S_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-13})$$

Avec :

$$[S_{ij}] = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{aB} & S_{bB} & S_{cB} \\ S_{aC} & S_{bC} & S_{cC} \end{bmatrix} \quad (\text{III-14})$$

Ou $i = \{a \ b \ c\}$ et $j = \{A \ B \ C\}$

Remarque :

De même pour les courants, on aura :

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (\text{III-15})$$

Par identification entre les équations (III. 10) et (III.13) on aura les éléments de la matrice [S] tel que :

$$\begin{cases} S_{aA} = r^+ U_{cm1} + r^-(1 - U_{cm1}) \\ S_{bA} = s^+ U_{cm1} + r^-(1 - U_{cm1}) \\ S_{cA} = 1 - (S_{aA} + S_{bA}) \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

III-5- Modulation de la tension intermédiaire fictive

Les tensions de référence des phases de sortie sont définies comme suit :

$$\begin{cases} U_{Xref} = U_m \sin(\omega_0 t) \\ U_{Yref} = U_m \sin(\omega_0 t + 2\pi/3) \\ U_{Zref} = U_m \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

Avec :

f_0 : la fréquence des tension de référence

La détermination des fonctions d'ondulation (fonctions de référence normalisée) consiste en la modulation de la tension intermédiaire fictive donnée par l'équation (III.18) selon [23]

$$U_{cmk} = \frac{U_m}{U_{d \min}} \cos(\Phi) \sin\left(\omega_0 t - \frac{2(k-1)\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \quad (\text{III-18})$$

Avec :

U_{cmk} : fonction de modulation ou fonction de référence normalisée

U_m : valeur crête de référence des phases de sortie.

ω_0 : Pulsation des tensions de sortie

III-6-principe de la stratégie de modulation par sous oscillation (PWM à trois intervalle)

La modulation par largeur d'impulsion est une technique bien établie pour les convertisseurs à pulsation. . On s'aperçoit que pour la commande du convertisseur matriciel chaque phase de sortie doit pouvoir être commutée à chaque phase d'entrée pendant un intervalle déterminé de la période de pulsation. Cette technique divise la période de pulsation en trois intervalles pour commander chacun des trois interrupteurs de la cellule de commutation [24].

Pour cela il est nécessaire d'employer une technique similaire à celle des modulateurs PMW conventionnels. Le signal triangulaire de référence dit porteuse sera comparé à deux signaux de commande. De cette manière, on obtient deux signaux binaires de sortie par phase, indiquant les états des commutateurs de puissance. La figure (Figure(III.3)) montre la succession temporelle de la conduction des interrupteurs d'une cellule sur une période de pulsation.

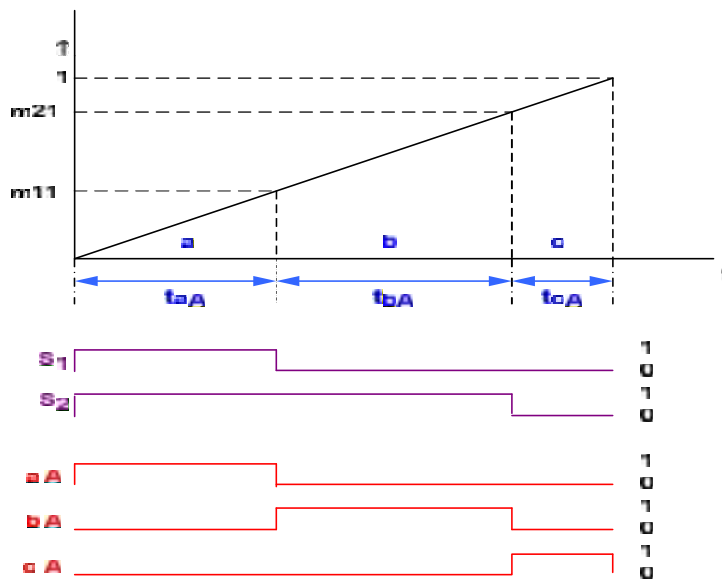


Figure (III-3) PWM à trois intervalles qui commande la phase de sortie. la période de pulsation est divisée en trois intervalles correspondants aux trois intervalles d'enclenchement des commutateurs aA , bA et cA

la stratégie MLI est caractérisée par deux paramètres qui sont :

- l'indice de modulation m qui est le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f_o , soit :

$$m = \frac{f_p}{f_o} \quad (\text{III-19})$$

- le taux de modulation r qui est le rapport entre l'amplitude maximale de la tension de référence U_m sur la valeur minimale de la tension redressée fictive U_{dmin} . Soit :

$$r = \frac{U_m}{U_{dmin}} \quad (\text{III-20})$$

L'équation de porteuse est donnée par la formule suivante :

$$U_P = \frac{1}{T_P} t \quad 0 \leq t \leq T_P \quad (\text{III-21})$$

Les signaux binaires de sortie X_1 et X_2 du modulateur PWM sont définis comme suit [21]:

$$S_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau_{X1} > U_P \\ 0 & \text{si non} \end{cases}$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau_{X2} > U_P \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{III-22})$$

Les signaux de commande des commutateurs du convertisseur matriciel s'obtiennent à partir des signaux du modulateur PWM S_1 et S_2 à comme suit :

$$\begin{cases} A = S_1 \\ B = S_2 \text{ et } \bar{S}_1 \\ C = \bar{S}_2 \end{cases} \quad (\text{III-23})$$

On tenant compte des équations (III. 16), on définit les signaux de référence τ_{S1} et τ_{S2} comme suit :

$$\begin{cases} \tau_{S1=S_{aA}} = r^+ u_{cm1} + r^-(1 - u_{cm1}) \\ \tau_{S2=S_{aA}} = s^+ u_{cm1} + s^-(1 - u_{cm1}) \end{cases} \quad (\text{III-24})$$

Il faut noter ici que la condition $x_2 > x_1$ doit toujours être remplie car l'état $S_1 = S_2 = 1$ n'est pas défini.

La fonction d'ondulation u_{cm1} pour la phase A peut s'écrire comme suit :

$$u_{cm1} = \frac{u_{xref}}{u_{dmin}} \cos(\Phi) + \frac{1}{2} \quad (\text{III-25})$$

La structure de ce modulateur PWM à trois intervalles est montrée par la figure (III.4) ci-dessous :

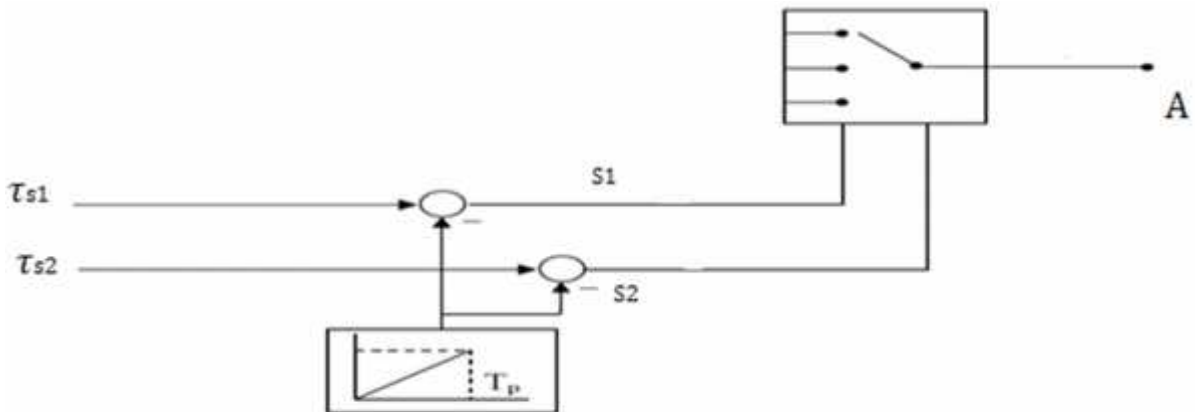


Figure (III-4) La structure de ce modulateur PWM

III-7-Résultats de simulation de la méthode de PWM à trois intervalles:

Afin d'étudier les performances de la commande du convertisseur matriciel par la PWM à trois intervalles, l'étude du spectre d'harmoniques des tensions de sortie du Convertisseur matriciel est effectué. Pour les simulations, la tension de sortie du convertisseur V_A de la phase A est prise comme échantillon.

Dans les figures qui viendront les spectres d'harmonique de la tension V_A sont représentés pour des fréquences de sortie du convertisseur 25, 50 et 100Hz, en prenant différents indices de modulation m ($m = 19, 21$ et 30) et le taux de modulation de 0.8.

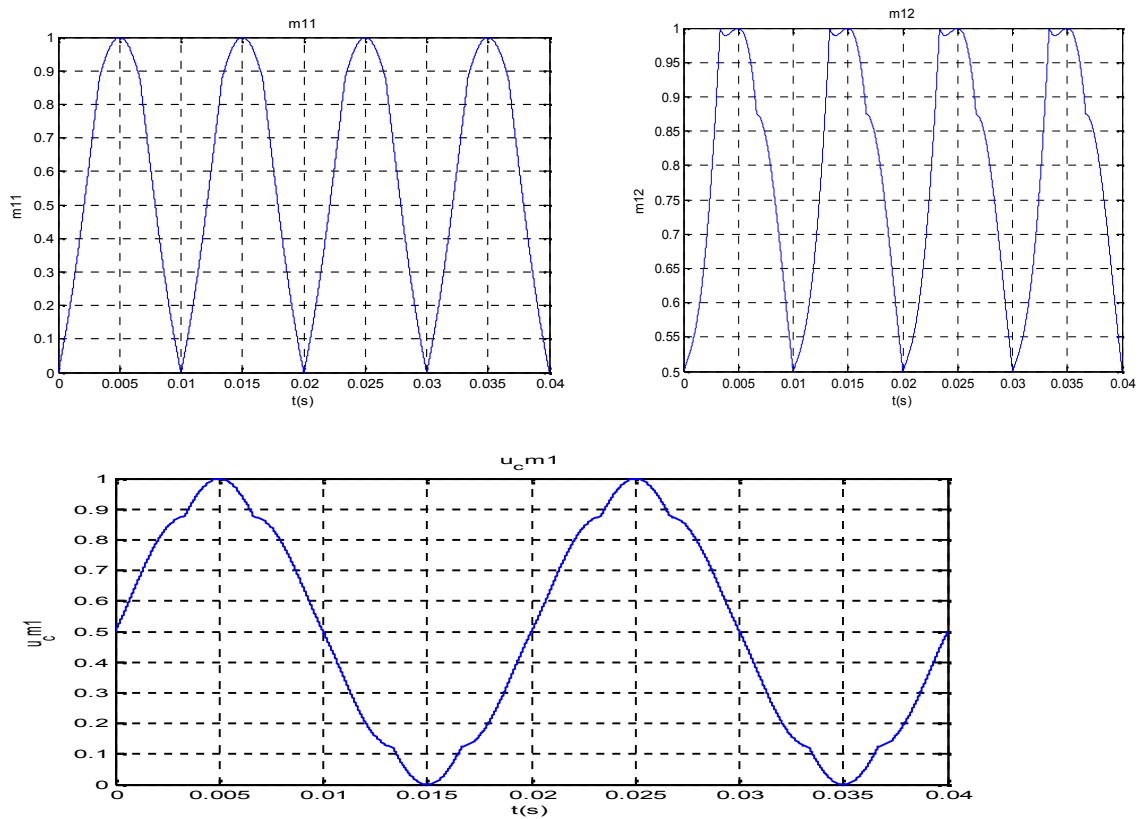


Figure (III-5) Les signaux de la stratégie PWM (m_{11}, m_{12}, u_{cm1})

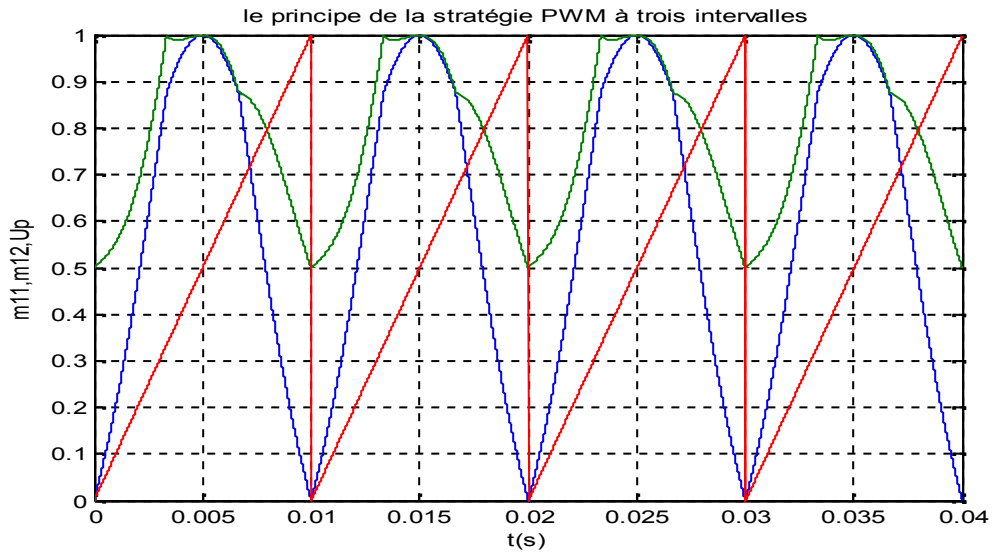


Figure (III-6) Principe de la stratégie PWM à trois intervalles

III-7-1-Les performances du convertisseur matriciel avec la stratégie PWM à trois intervalles :

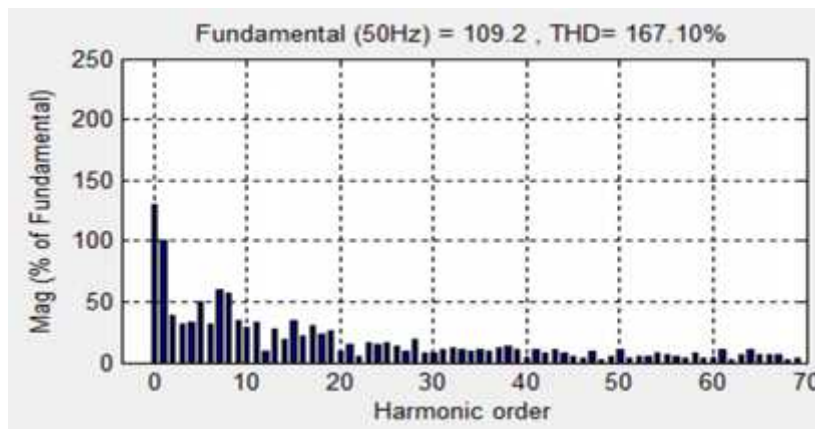
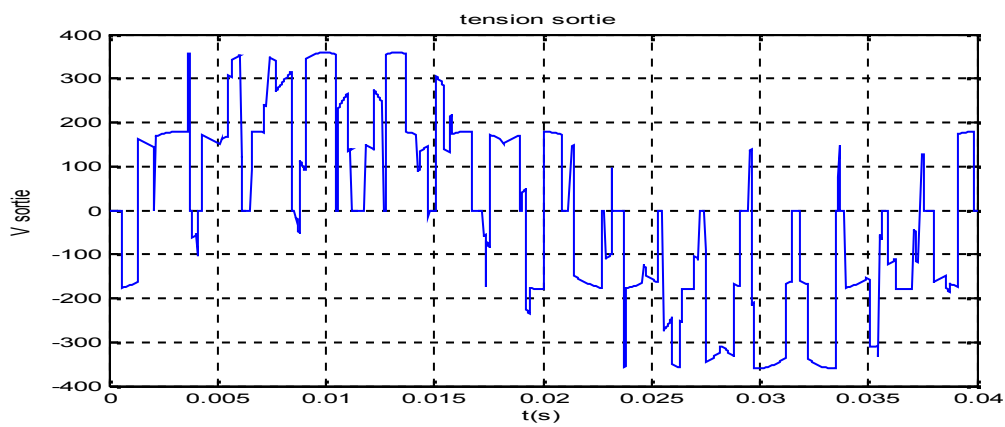


Figure (III-7-a) $m=19, r=0.8, f_o=25$.

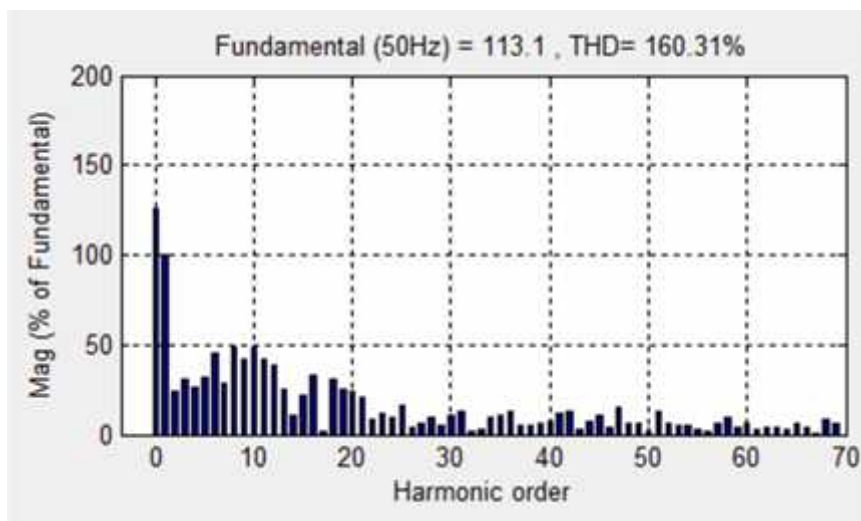
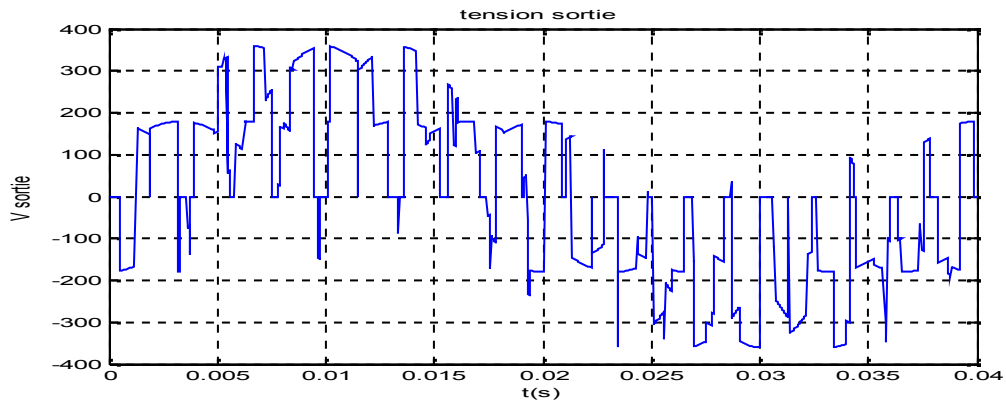
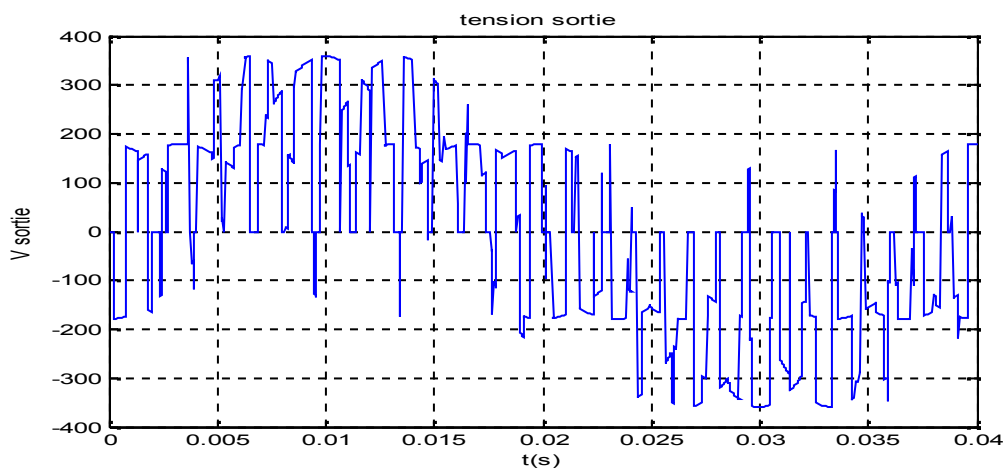


Figure (III-7-b) : $m=21, r=0.8, f_o=25$.



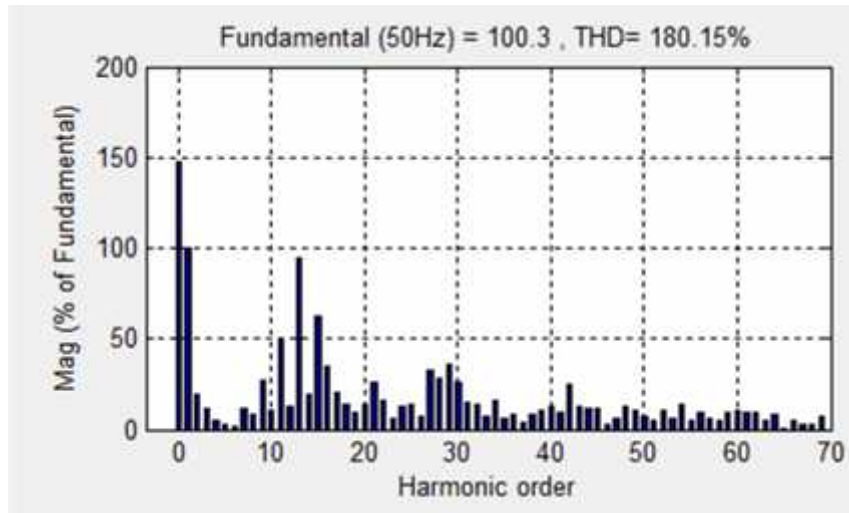


Figure (III-7-c) $m=30, r=0.8, f_o=25$.

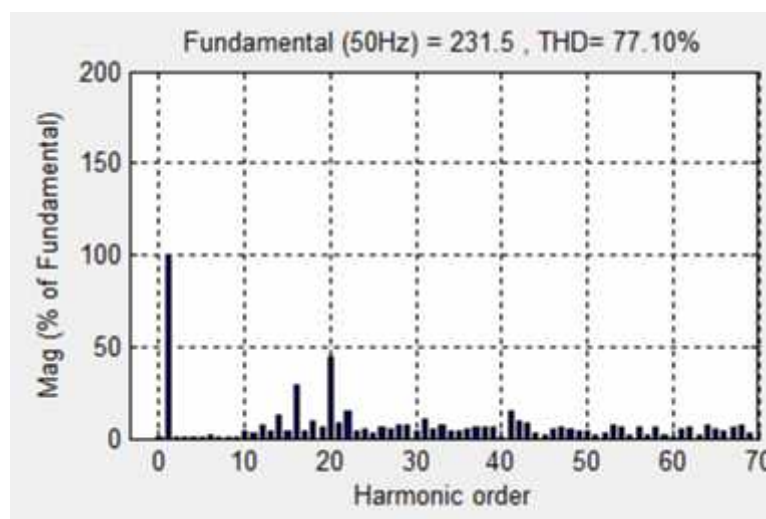
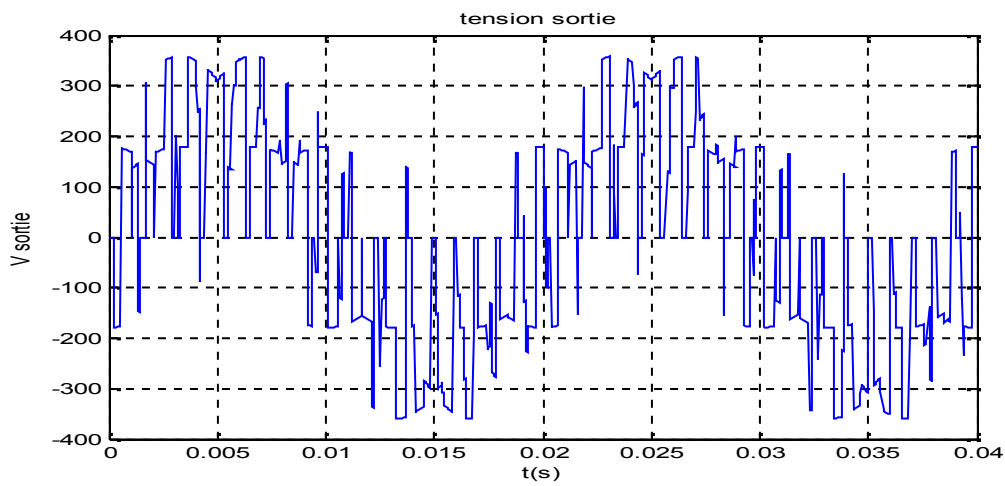


Figure (III-8-a) $m=19, r=0.8, f_o=50$.

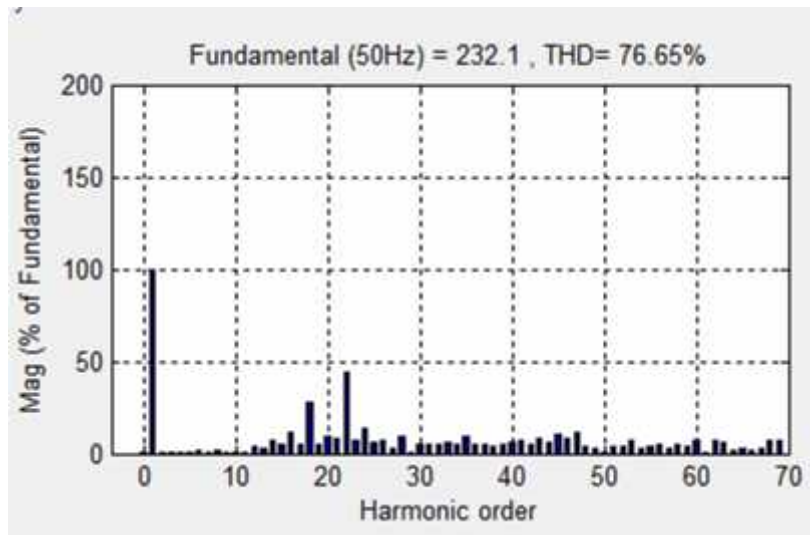
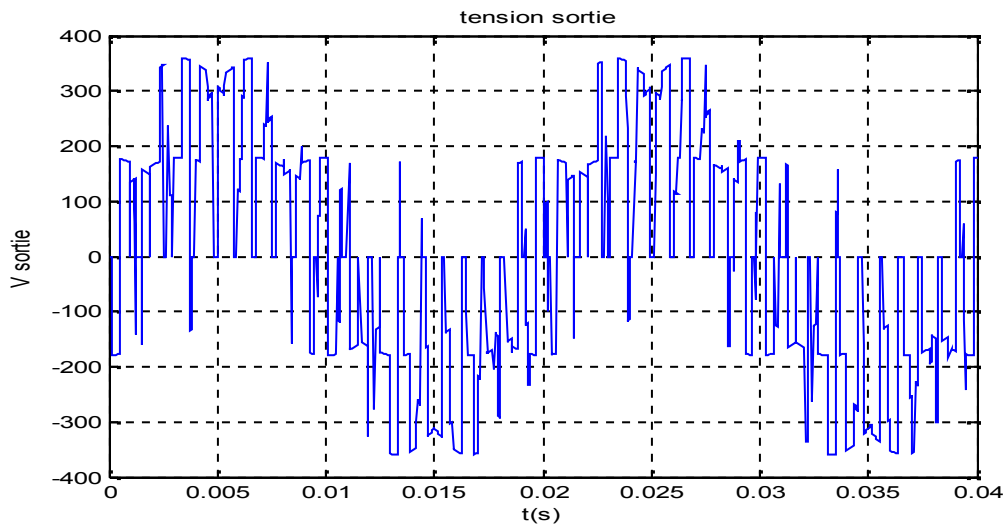
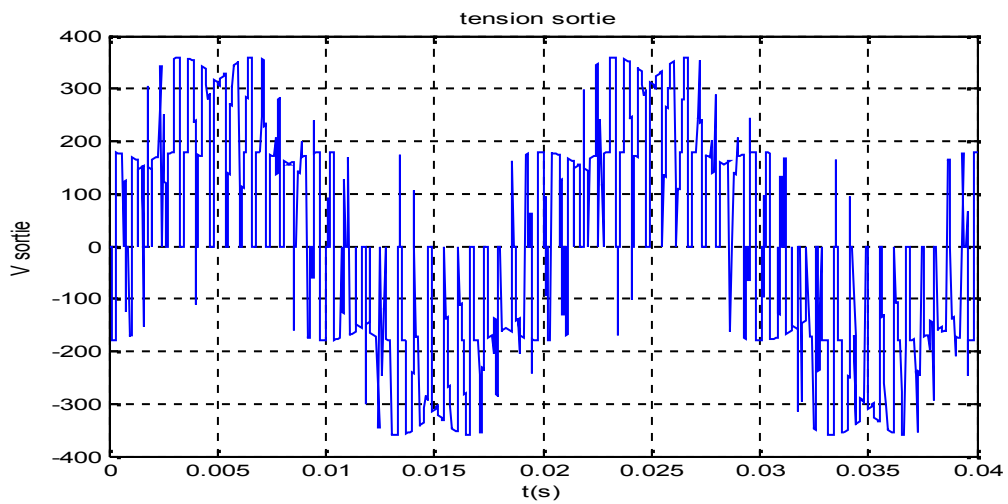


Figure (III-8-b) $m=21$, $r=0.8$, $f_o=50$.



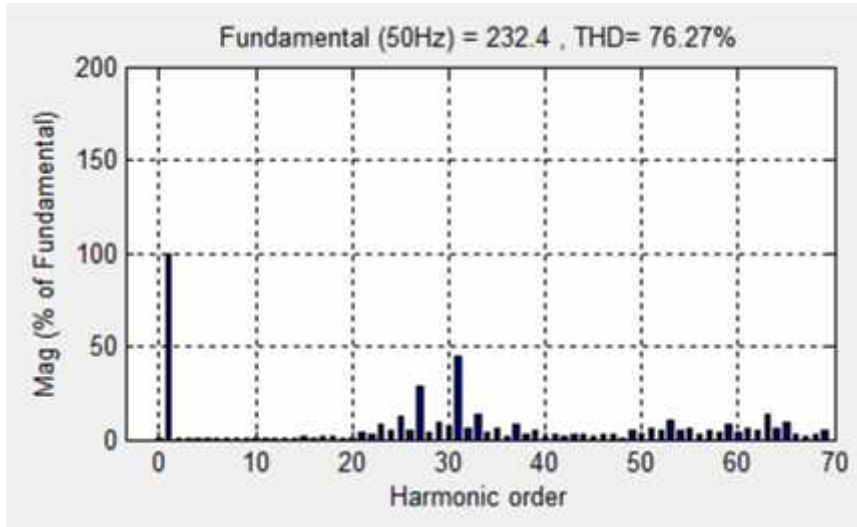


Figure (III-8-c) $m=30, r=0.8, f_o=50$.

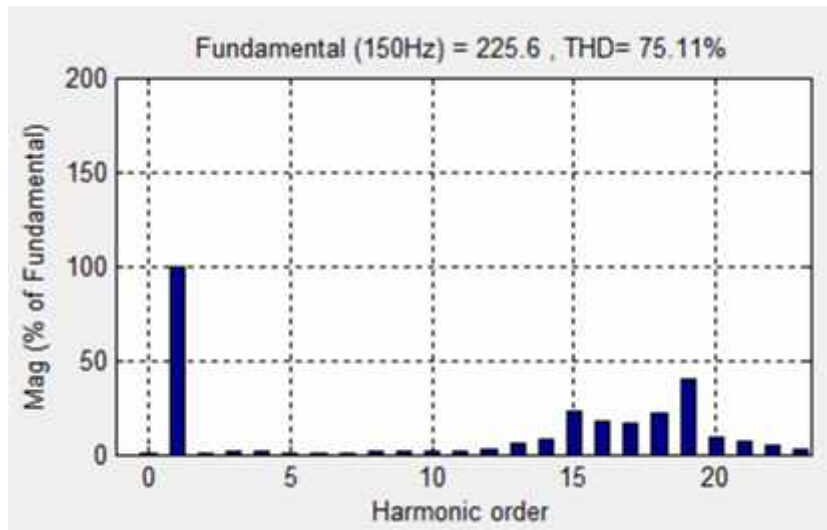
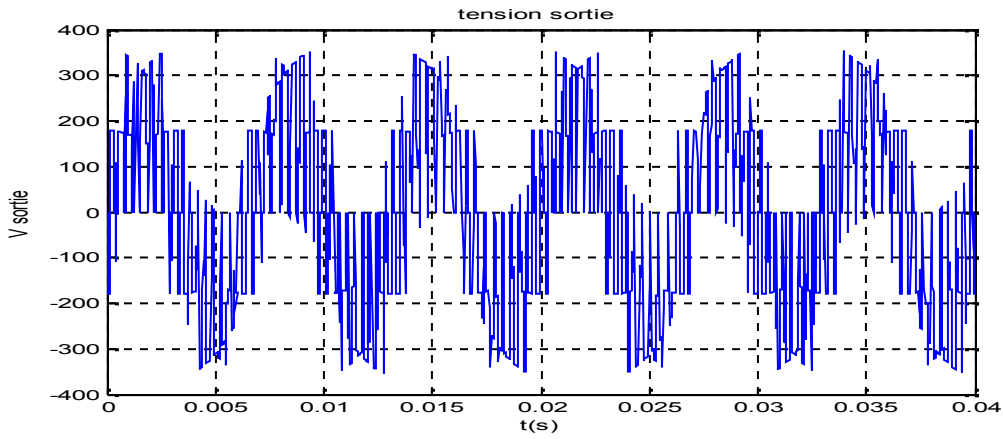


Figure (III-9-a) $m=18, r=0.8, f_o=150$.

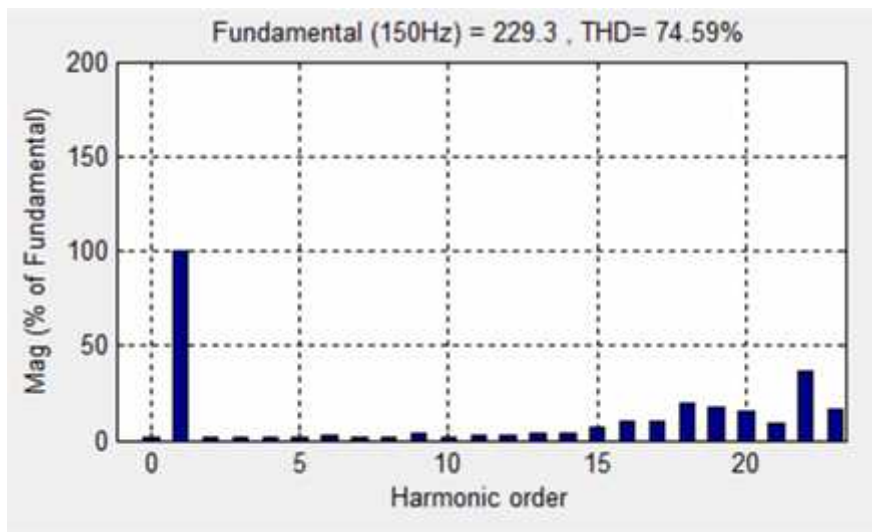
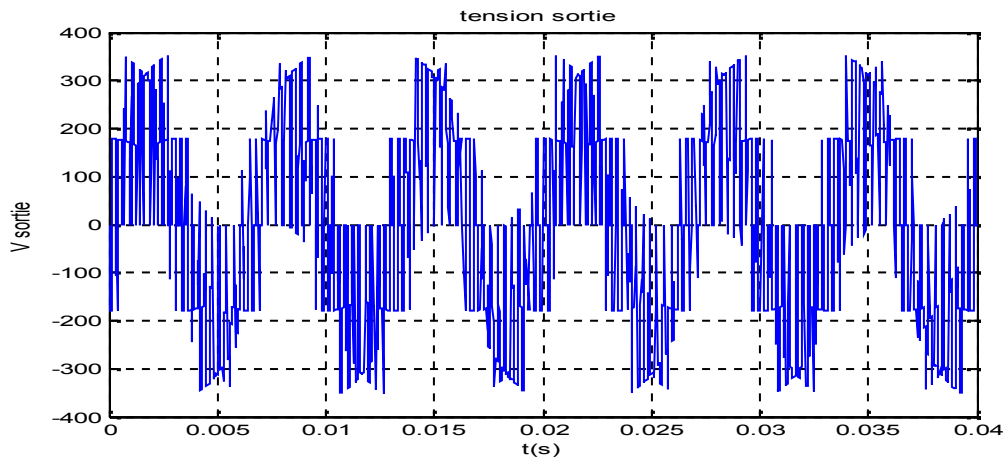
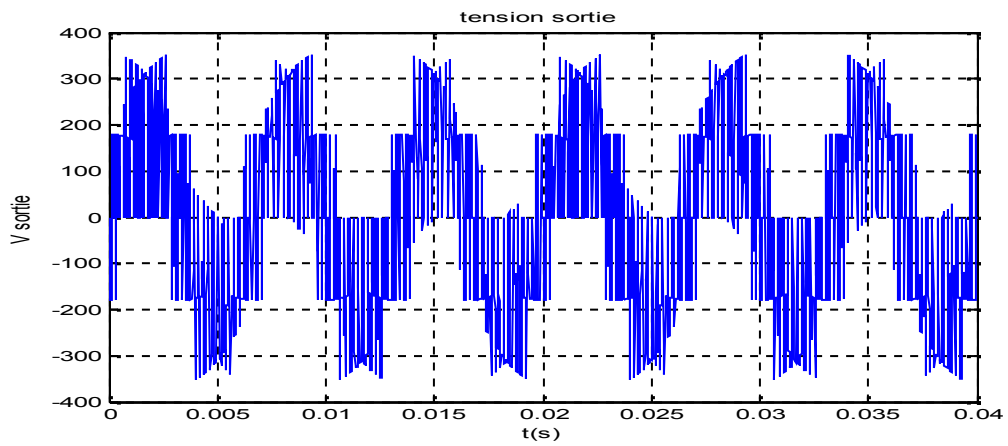


Figure (III-9-b) $m=21$, $r=0.8$, $f_o=150$.



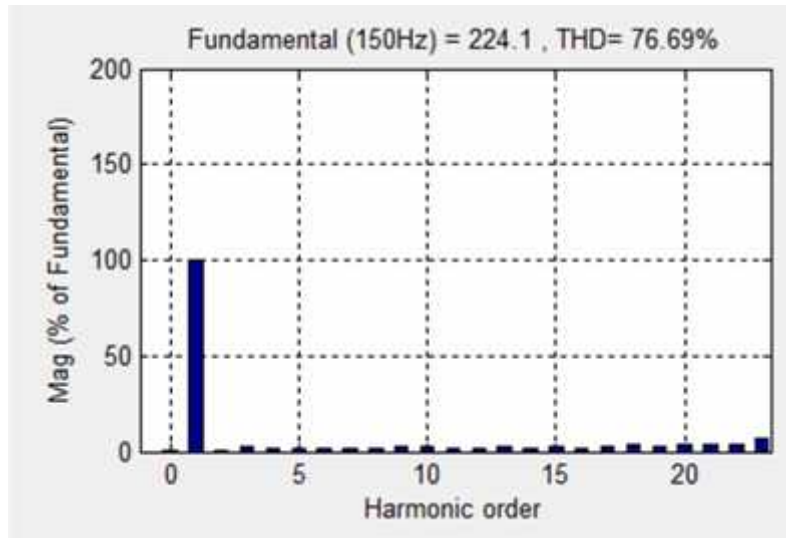


Figure (III-9-c) $m=30$, $r=0.8$, $f_o=150$.

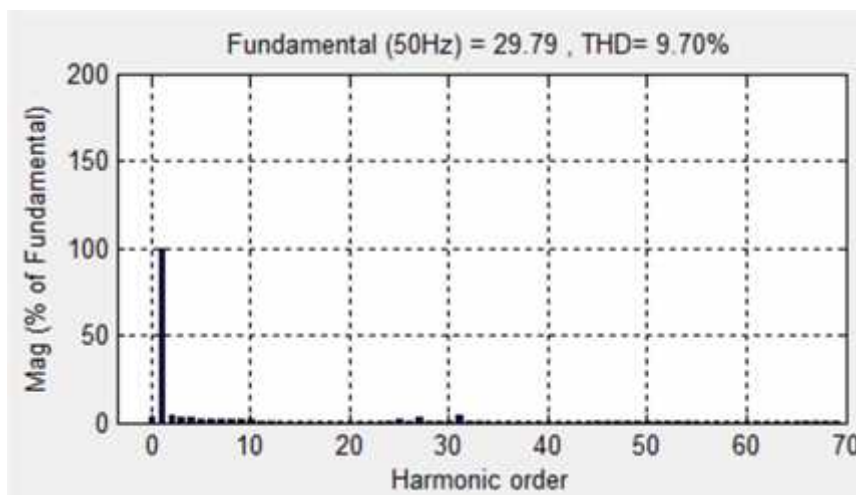
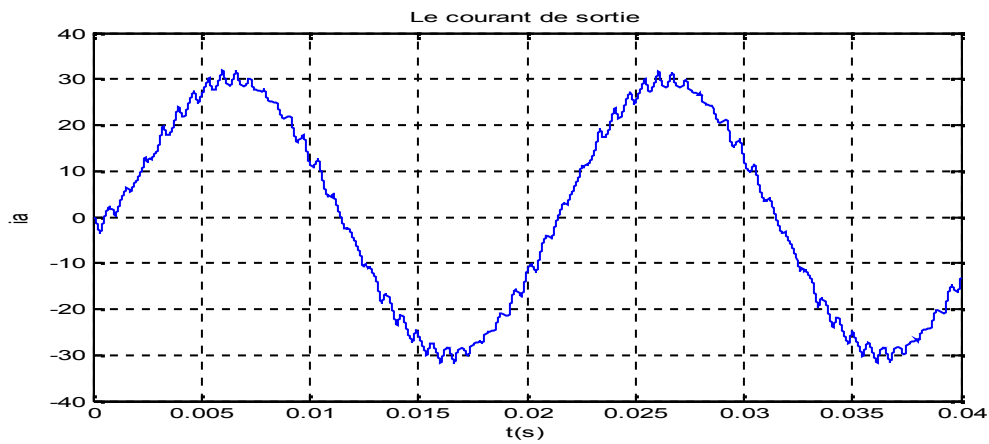


Figure (III-10-a) $m=21$, $r=0.8$, $f_o=25$.

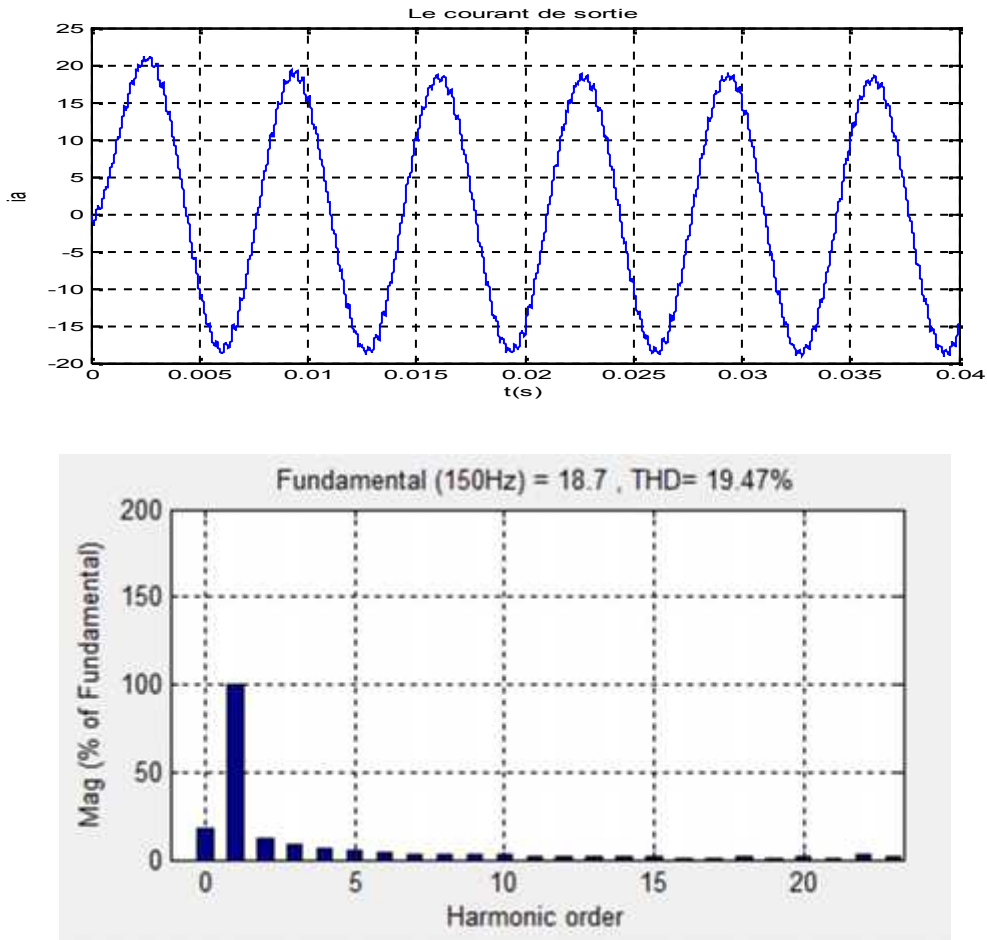


Figure (III-10-b) $m=21$, $r=0.8$, $f_o=150$.

III-7-2-Interprétations des résultats de la méthode de PWM à trois intervalles:

A partir des résultats de simulation des spectres d'harmonique de la tension V_A , il est à constater que :

- Pour les valeurs de l'indice de modulation m , il n'y a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs.
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_s = m f_o$).
- La première famille centrée autour de la fréquence $m f_o$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.

III-8-conclusion :

Les résultats obtenus avec cette stratégie de modulation (PWM à trois intervalles), montrent le bon fonctionnement du convertisseur matriciel, en outre, ils montrent aussi une

bonne conduite de la machine asynchrone associée à un convertisseur matriciel.

La forme des tensions de sortie ainsi que les courants déterminent les performances et les avantages de cette stratégie.

Donc, à vrai dire, cette technique est suffisante vu la qualité des signaux obtenus sur une charge inductive à différente fréquence de sortie.

Conclusion générale

Dans le cadre de ce projet, les bases théoriques du convertisseur matriciel ont été présentées et trois des principaux algorithmes de commande ont été étudiés et décrits en vue de les adapter à un logiciel de simulation.

L'objectif premier visait à présenter un modèle de commande du convertisseur matriciel triphasé/triphasé, afin de prévoir les résultats de simulation numérique.

Nous avons donc présenté la modélisation de ce convertisseur dans le chapitre I, ensuite nous avons parlé dans le chapitre II de deux stratégies de commande de ce convertisseur en commençant par la méthode de Venturini puis celle de ROY.

Encore une fois, Dans le chapitre III nous avons parlé aussi d'une autre stratégie de modulation du convertisseur matriciel qui est la MLI à trois intervalles. Au cours de ce chapitre nous avons adopté la modélisation du convertisseur conventionnel redresseur-onduleur pour l'appliquer au convertisseur matriciel.

D'après cette étude nous avons mis en évidence que La problématique, qu'impose la construction d'un tel modèle peut être décomposée en plusieurs points:

- Le circuit de puissance regroupant les éléments suivants: le circuit du convertisseur matriciel et de ces interrupteurs bidirectionnels, le circuit du filtre, le circuit de la charge et le circuit de la source de tension.
- Les algorithmes de commande et leurs exigences.
- Le séquenceur réalisant l'interprétation des algorithmes en signaux de commande.

Les résultats, présentés dans ce mémoire permettent d'étudier le fonctionnement du convertisseur matriciel et d'analyser son comportement dans différents scénarios mettant en évidence ses avantages et ses limites ainsi que ceux de sa commande.

L'intérêt d'étudier le convertisseur matriciel a été exposé, ses avantages sont entre autres: la production de courants quasi-sinusoïdaux en entrée et en sortie, le fonctionnement dans les quatre quadrants et le réglage du facteur de déplacement. Il constitue, par conséquent, une alternative fort intéressante au convertisseur traditionnels à deux étages. Ses inconvénients sont surtout liés à la génération

Conclusion générale

importante d'harmoniques de courant qu'il est nécessaire d'atténuer par des techniques plus ou moins complexes de filtrage.

BIBLIOGRAPHIE

[1]: F.Rotella, « Commande, réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînement par moteur asynchrone », thèse de magister, Ecole polytechnique fédérale de lausane, 2003.

[2]: Said Barkati, « commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone », Thèse magistère, Ecole nationale polytechnique d'alger.

[3] : Said Barkati, « commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone », Thèse magistère, Ecole nationale polytechnique d'alger.

[4]: P.Borne, G. Dauphin, J.P Richard, « commande et optimisation des processus », Thèse magistère, université de Strasbourg,2000.

[5]: P.Borne, G. Dauphin, J.P Richard, « commande et optimisation des processus », Thèse magistère, université de Strasbourg,2000.

[6] : P.Borne, G. Dauphin, J.P Richard, « commande et optimisation des processus », Thèse magistère, université de Strasbourg,2000.

[7]: M.Bouazdia,«Etude spectrale et simulation d'un convertisseur matriciel proceeding », 2eme GST, Boumerdes, 2001.

[8]: M.Bouezdia, « Etude de la commande d'un moteur à induction alimenté par un convertisseur matriciel utilisant la méthode du flux orienté », thèse de magister, USTO, janvier 2001.

[9]: B.Galem, « dégénérescence d'un convertisseur matriciel en un convertisseur AC/DC », thèse de magistère, USTO, juillet 2003.

[10]: M.Bouezdia, « Etude de la commande d'un moteur à induction alimenté par un convertisseur matriciel utilisant la méthode du flux orienté », thèse de magister, USTO, janvier 2001

- [11]: I.Zambettaki, « the principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines », these de doctorat, university de Harvard, 2002.
- [12]: A.Bouhani, « Etude et réalisation d'un convertisseur matriciel », these de magistere, UHBC, 2012.
- [13]: A.Bouhani, « Etude et réalisation d'un convertisseur matriciel », these de magistere, UHBC, 2012.
- [14]: A. Khechkhouch, B.Boubekki, « Commande d'une machine asynchrone manophasée par réseau de neurones », these P.F.E en Genie Electrique, ENP Alger, 2002.
- [15]: A. Khechkhouch, B.Boubekki, « Commande d'une machine asynchrone manophasée par réseau de neurones », these P.F.E en Genie Electrique, ENP Alger, 2002.
- [16] : M.Bouazdia,«Etude spectrale et simulation d'un convertisseur matriciel proceding », 2eme GST, Boumerdes, 2001.
- [17] : M.Bouazdia,«Etude spectrale et simulation d'un convertisseur matriciel proceding », 2eme GST, Boumerdes, 2001.
- [18]: M.Bouezdia, « Etude de la commande d'un moteur à induction alimenté par un convertisseur matriciel utilisant la méthode du flux orienté », thèse de magister, USTO, janvier 2001.
- [19]: A. Khechkhouch, B.Boubekki, « Commande d'une machine asynchrone manophasée par réseau de neurones », these P.F.E en Genie Electrique, ENP Alger, 2002.
- [20] : M.Bouezdia, « Etude de la commande d'un moteur à induction alimenté par un convertisseur matriciel utilisant la méthode du flux orienté », thèse de magister, USTO, janvier 2001.
- [21] : A. Khechkhouch, B.Boubekki, « Commande d'une machine asynchrone manophasée par réseau de neurones », these P.F.E en Genie Electrique, ENP Alger, 2002.
- [22]: E.M.Berkouk, « Contrubtion à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirect application aux gradateurs et aux onduleurs multi-niveaux », thèse de doctorat du CNAM, Paris, 1995.

Bibliographie

[23] : E.M.Berkouk, « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirect application aux gradateurs et aux onduleurs multi-niveaux », thèse de doctorat du CNAM, Paris, 1995.

[24] : E.M.Berkouk, « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirect application aux gradateurs et aux onduleurs multi-niveaux », thèse de doctorat du CNAM, Paris, 1995.