

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

THÈME

Diagnostic de Défaut dans un Convertisseur Matriciel (3x3)

Préparé par : Diab Hania Zaànoune Maghnia

Devant le Jury :

Nom et prénoms	Grade	Qualité
Mr. M. Larbi.	Pr	Président
Mr. S.Belfedhal.	MCB	Examineur 1
Mr.A.Berkani.	MCB	Examineur 2
M ^{ème} . S.Laribi.	MCA	Encadreur
Mr.B.Belabess	MCA	Co-Encadreur

Promotion : 2019/2020



Dédicace

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

Ames cher s grand père et grand mère

Amon cher père et ma chère mère

Ames chers frères et mes chères sœurs

A tous mes oncles et tantes

A mon binôme #AMA

A tous mes proches

A tous mes amies

A tous ce que j'aime

Ce mémoire leur et dédié





Dédicace

Je dédie ce travail

*À ma très chère mère, et mon père
À mes frères : Karim, Khaled, Abdelwahab et Aziz
Dhjalél et Farouk*

À ma sœur NACIRA

*À la personne qui m'a soutenu tout au long de ce projet ;
Mon encadreur LARBI.S*

*À tous mes chères amies en particulier Samira , Siham et Assmaà
À mon binôme Maghnia*

*Et toute la famille DIAB
À tous ceux que j'aime
HANA*

Remercîments

On remercie ALLAH, le tout puissant, le miséricordieux, de nous avoir appris ce que nous ignorons, de nous avoir donné la santé et tout dont nous avons besoin pour l'accomplissement de ce mémoire

On tient à exprimer notre profonde gratitude à Madame LARIBI.S, Maître de conférences à l'Université de Tiaret pour avoir dirigé ce travail.

Nous remercions également, Mr BELLABASS .B, qui n'a pas cessé de nous encourager pour pouvoir mener à terme ce travail

On tient à remercier les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer notre travail.

On remercie tout particulièrement nos parents, pour leur soutien inconditionnel tout au long de ces longues années d'études.

Merci à tous ceux qui nous a aidés de près ou de loin durant ces années d'études.

On ne peut conclure sans un mot de remerciement à tous nos enseignants tout le long de notre formation.

INTRODUCTION GENERALE	
CHAPITRE I : GENERALITES SUR LE CONVERTISSEUR MATRICIEL	
I.1 Introduction.....	3
I.1.1. Le convertisseur direct	3
I.1.2 Le convertisseur indirect AC/DC/AC	4
I.2 Etat de l'art sur les convertisseurs matriciels.....	4
I.3 Le Convertisseur matriciel.....	5
I.4 .Principe de fonctionnement	6
I.5 Nature des interrupteurs du convertisseur matriciel.....	7
I.6 Avantages et inconvénients des convertisseurs matriciels.....	12
CHAPITRE II : MODELISATION ET SIMULATION D'UN CONVERTISSEUR MATRICIEL	
II.1 Introduction	14
II.2 Topologie du convertisseur matriciel direct.....	14
II.3 Modélisation de convertisseur matriciel.....	15
II.4 Principe de fonctionnement d'un convertisseur matriciel.....	16
II.5 Stratégies de commande d'un convertisseur matriciel.....	19
II.5.1. Techniques de Modulation Venturini.....	20
II.5.2 Deuxième algorithme de Venturini.....	21
II.6. Résultats de simulation	22
CHAPITRE III : DIAGNOSTIC DE DEFAUT DANS LE CONVERTISSEUR MATRICIEL	
III.1 Introduction	35
III.2. Les types de défauts du convertisseur matriciel	35
III.2.1. Transistor en court-circuit.....	36
III.2.2. Blocage de transistor (circuit-ouvert).....	36
III.2.3. Diode bloquée (diode maintenue ouverte)	36
III.3 les différentes étapes d'un diagnostic	36
III.4 Méthodes de diagnostic	38
III.4.1 Méthodes internes de diagnostic	38
III.4.2 Méthodes externes de diagnostic.....	38
III.5 Diagnostic par l'analyse de la trajectoire du vecteur courant instantané (contour de Park).....	40
III.6 Résultats de Simulation d'un convertisseur matriciel avec un défaut de circuit ouvert	41
III.6.1. L'application de défaut sur les interrupteurs de convertisseur matriciel	41
III.6.2 Diagnostic par l'analyse de la trajectoire du vecteur courant instantané (contour de Park).....	45
CONCLUSION GENERALE	
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	

AC	Alternative Current
A	Ampère
C	Capacité
CDF	Convertisseur direct de fréquence
CC	Courant continu
DC	Direct Current
FACTS	Les systèmes de transmission de courant alternatif flexible
FFT	Fast Fourier Transformé
F	Farad
HZ	Hertz
H	Henry
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
I_A, I_B, I_C	Courants du port d'entrée
I_a, I_b, I_c	Courants du port de sortie
K	Le range de la période de commutation sur l'intervalle de temps
L	Inductance
m_{ij}	Fonction d'existence de l'interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j »
MLI	Modulation de largeur d'Impulsion
Q	gain en tension du convertisseur
Φ_s	le déphasage entre de courant et de tension
Φ_s	le déphasage sortie de courant et de tension
R	Résistance
SVM	Space Vector Modulation
SVPM	Space Vector Pulse Modulation
S_{ij}	Interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».
T_{ij}	temps de fermeture d'interrupteur commandable connectant la $i^{\text{ème}}$ entrée et la $j^{\text{ème}}$ sortie
T_s	Période d'échantillonnage
V_A, V_B, V_C	Tensions de phase du port d'entrée
V_a, V_b, V_c	Tensions de phase du port de sortie
V	Volt
w_i et w_o	les pulsations de la tension d'entrée et courant de sortie
α_1, α_2	le facteur de déplacement d'entrée aux bornes du convertisseur
Ω	Ohm

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LE CONVERTISSEUR MATRICIE

Figure. I .01: Convertisseur matriciel..... 4

Figure. I .02: Schéma de principe du le Convertisseur Matriciel connecté au réseau 6

Figure .I .03 :Caractéristique statique de l'interrupteur bidirectionnel en tension et en courant
Interrupteur bidirectionnel, b) Caractéristique statique d'un Interrupteur bidirectionnel 8

Figure .I.0 4 :Caractéristiques statiques d'interrupteurs unidirectionnels(a)Diode, (b) Transistor.... 8

Figure .I.0 5 : Assemblage d'interrupteurs trois quadrants 8

Figure .I .06 :Construction des Interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant(a)Structures
de 2 IGBT et diode en parallèle mis en série (émetteur commun), (b) Structures de 2 IGBT et diode
en parallèle mis en série (collecteur commun), (c)IGBT dans un pont de diodes 9

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un convertisseur matriciel

Figure. II .01: Topologie du convertisseur matriciel direct 14

Figure. II .02: Convertisseur matriciel de neuf interrupteurs bidirectionnels 16

Figure .II .03: Les indices de modulation d'une phase j..... 17

Figure .II .04: Stratégies de commande d'un convertisseur matriciel..... 19

Figure .II .05:Convertisseur matriciel commandé par la modulation de Venturini..... 23

Figure.II.06:Tensions de sortie d'un convertisseur matriciel à vide, pour
 $f_s = 50\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$ 23

Figure. II.07: Zoom de la tension de sortie de la phase « a », pour $f_s = 50\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$ 24

Figure. II .08: L'analyse spectrale de la tension de sortie V_a à vide ave $f_s = 50\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$
..... 24

Figure.II.09:Tensions de sortie d'un convertisseur matriciel à vide, pour
 $f_s = 50\text{HZ}, f_p = 100000\text{HZ}$ 25

Figure. II. 10: Zoom de la tension de sortie de la phase « a », pour $f_s = 50\text{HZ}, f_p = 100000\text{HZ}$ 25

Figure .II. 11: L'analyse spectrale de la tension de sortie V_a pour un fonctionnement à vide
avec $f_s = 50\text{HZ}, f_p = 100000\text{HZ}$ 26

Figure.II.12:Tensions de sortie d'un convertisseur matriciel à vide, pour
 $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 100000\text{HZ}$ 26

Figure .II .13: Zoom de la tension de sortie de la phase « a », pour $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 100000\text{HZ}$
..... 27

Figure.II.14: L'analyse spectrale de la tension de sortie V_a pour un fonctionnement à vide av
 $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 100000\text{HZ}$ 27

Figure .II .15: Filtre RC.....	28
Figure .II .16: tensions de sortie d'un convertisseur matriciel avec un filtre $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$	29
Figure II 17: L'analyse spectrale de la tension de sortie Va pour un fonctionnement à vide ave $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$	29
Figure. II. 18: courants de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge $R = 10\Omega, L = 0.0035\text{mH}, f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$	30
Figure. II. 19: L'analyse spectrale de courant de sortie « I_A » d'un convertisseur matriciel avec	30
Figure .II .20: Zoom de courant d'entrée d'un convertisseur matriciel avec charge pour $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$	31
Figure. II. 21: Tensions de sortie d'un convertisseur matriciel à vide avec $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}, q = 0.866$	31
Figure .II. 22: Zoom de la tension de sortie de phase « Va » d'un convertisseur matriciel à vide avec $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$	32
Figure .II .23: La tension de sortie « Va » d'un convertisseur matriciel avec filtrage pour $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$	32
Figure .II .24: L'analyse spectrale de tension Va de sortie d'un convertisseur matriciel avec filtrage pour $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$	33
Figure. II. 25: courants de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge $R = 10\Omega, L = 0.0035\text{H}, f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$	33
Figure .II .26 : L'analyse spectrale du courant de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge $R = 10\Omega, L = 0.0035\text{H}, f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$	34
Chapitre III : Diagnostic de défaut dans le convertisseur matriciel	
Figure .III .01: Différent étape de diagnostique.....	37
Figure .III .02: Synoptique de classement des méthodes de diagnostic	38
Figure. III .03: Transformation de Concordia.....	40
Figure .III .04: Courants de sortie d'un convertisseur matriciel à l'état sain.....	41
Figure .III .05 : (a), (b) et (c) Zoome des courant I_{ABC} en présence de défaut dans les interrupteur S_{11} et S_{12} et S_{13}	42
Figure .III.06 : (a),(b) et (c) Zoom des courant I_{ABC} en présence de défaut dans les interrupteur S_{21} et S_{22} et S_{23}	43

Figure .III .07: (a), (b) et(c) Zoom des courant I_{ABC} en présence de défaut dans les interrupteur S_{31} et S_{32} et S_{33}	44
Figure .III .08: Analyse de contour de Park à l'état sain	45
Figure. III. 09: (a), (b) et(c) respectivement l'analyse du contour de Park en présence de défaut de circuit ouvert dans les interrupteur S_{11} , S_{12} , S_{13}	46
Figure .III .10: (a), (b) et(c) respectivement l'analyse du contour de Park en présence de défaut de circuit ouvert dans les interrupteur S_{21} , S_{22} , S_{23}	47
Figure .III .11: (a),(b) et(c) respectivement l'analyse du contour de Park en présence de défaut de circuit ouvert dans es interrupteur S_{31} , S_{32} , S_{33}	48

Tableau I 01 : Tableau comparatif des convertisseurs matriciels à fréquence intermédiaire 11

Introduction générale

Grâce aux progrès considérables réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, il a été possible de l'exploiter dans les différents secteurs industriels.

L'électronique de puissance est basée sur l'usage des composants de type semi-conducteurs qui sont des interrupteurs électroniques, soient commandables, ou non commandables associés intégralement dans un convertisseur statique. Ces derniers sont utilisés afin d'améliorer la conversion d'énergie, et le contrôle du transfert de puissance dans certains domaines tel que l'alimentation des machines à courant alternatif ou le domaine informatique (domaines les plus dominants ces dernières décennies). Ces applications furent pendant longtemps limitées à la technique de haute fréquence, mais à la suite de l'apparition de nouveaux interrupteurs de puissance tel que les *GTO*, *MOSFET* et les *IGBTs* et leurs développements, de nouvelles techniques peuvent être envisagées. Parmi ces convertisseurs les plus étendus, les convertisseurs matriciels qui sont des convertisseurs commandables permettant la conversion de l'énergie de la forme alternative-alternative. [1]

Actuellement, au niveau industriel, les convertisseurs AC/AC 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. Quelques solutions ont été apportées telles 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.

Un inconvénient du convertisseur AC/AC indirect (aussi appelé à fréquence intermédiaire) est la présence d'un ou plusieurs éléments passifs (condensateur ou inductances). Par leurs coûts, leurs poids et leurs volumes, ces éléments hypothèquent l'utilisation de ces convertisseurs particulièrement dans le domaine du transport.

Les convertisseurs AC/AC directs ne possèdent pas de lien à courant continu et sont constitués d'un seul étage. Ils connectent les phases d'entrée aux phases de sortie au travers d'éléments semi-conducteurs uniquement.

Le convertisseur AC/AC direct le plus connu est le gradateur, il est 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 ; [2]

Les cyclo convertisseurs sont aussi des convertisseurs AC/AC directs de fréquence à commutation naturelle qui permettent d'obtenir, à partir d'un réseau AC de fréquence donnée, une ou plusieurs tensions de fréquence plus petite, généralement très inférieure à celle du réseau d'alimentation. Du fait qu'ils ne fonctionnent qu'en abaisseur, les cyclo convertisseurs ne constituent donc qu'une partie de l'ensemble des convertisseurs directs de fréquence, qui comprennent également les multiplicateurs de fréquence tels que les convertisseurs matriciels.

Vu la complexité de ces dispositifs, ceux-ci se situent essentiellement dans le domaine des fortes puissances nécessitant de basses fréquences d'opération. Ils servent essentiellement à la commande de vitesse de grandes machines alternatives telles que les machines synchrones [2].

Les convertisseurs matriciels sont des convertisseurs AC/AC directs à commutation forcée. Ils permettent d'obtenir, à partir d'un réseau AC de fréquence donnée, une ou plusieurs tensions de fréquence inférieures et même supérieures à celle du réseau d'alimentation avec une amplitude variable. Cela rend ces convertisseurs AC/AC les plus flexibles. De ce fait, ce type de convertisseur va être le thème d'étude de ce mémoire.

Comme tout système, le convertisseur matriciel peut être le siège d'incidents conduisant au mal-fonctionnement ou défaillances d'une ou plusieurs parties du système. Afin d'éviter une dégradation totale du système suite à une défaillance partielle, il est nécessaire de localiser et d'identifier le défaut pour prendre la décision adéquate. Dans ce sens, le travail proposé dans ce mémoire s'attarde sur le diagnostic de convertisseur matriciel 3x3.

Le présent travail, s'intéresse à l'étude par simulation les défauts d'un convertisseur matriciel triphasé sous l'environnement de Matlab/Simulink avec la mise en œuvre d'un principe algorithme de commande, basé sur la technique de modulations et stratégies de commande.

A cet effet, ce mémoire est reparti sur trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à des généralités sur les convertisseurs matriciel ses avantages et inconvénients en électronique de puissance.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation du convertisseur matriciel 3x3, ainsi qu'à la présentation de la commande par la méthode de Venturini appliquée sur le convertisseur matriciel 3x3.

Dans le troisième chapitre, nous synthétiserons en premier lieu les défauts les plus fréquents que peuvent affecter un convertisseur matriciel et en second lieu les différentes méthodes de diagnostic existantes. Ensuite, nous allons simuler le convertisseur matriciel 3x3-en mode de fonctionnement sain et en mode de fonctionnement défaillant, plus précisément un défaut de circuit ouvert au niveau de chaque interrupteur du convertisseur matriciel.

Et enfin, on termine par une conclusion générale.

Chapitre I : Généralités sur le convertisseur matriciel

I.1 Introduction

La conversion alternative-alternative (AC/AC) 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 ;
- Les systèmes de transmission de courant alternatif flexible (FACTS).

Il existe plusieurs type des conversions alternatif-alternatif soit directe ou indirect :

I.1.1. Le convertisseur direct

Un convertisseur direct de puissance AC/AC est constitué exclusivement de semi-conducteurs. Il est également connu sous les noms de convertisseur direct de fréquence (CDF) et de cyclo convertisseur à commutation forcée, parmi les convertisseurs direct :

a. Le gradateur

Il est 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.

b. Les cyclo convertisseurs

Ce sont des convertisseurs de fréquence à commutation naturelle. Ils sont utilisés dans des applications à grande puissance nécessitant de basses fréquences d'opération. Ils servent essentiellement à la commande de vitesse de grandes machines synchrones.

c. Le Convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est une nouvelle topologie de conversion de la 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 de puissance

bidirectionnelle, En courant et en tension, reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie, comme illustré à la figure I. 01.

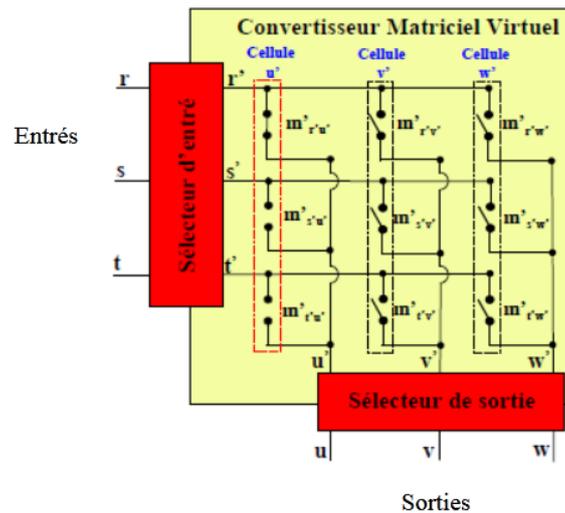


Figure. I .01: Convertisseur matriciel

Dans notre étude nous nous intéressons au convertisseur direct qui est le convertisseur matriciel direct AC-AC. [4]

I.1.2 Le convertisseur indirect AC/DC/AC

Avec une structure composée d'un redresseur AC/DC, d'un onduleur DC/AC sans circuit intermédiaire (inductance ou condensateur jouant le rôle d'élément de stockage). [4]

I.2 Etat de l'art sur les convertisseurs matriciels

Le concept du convertisseur matriciel fut décrit pour la première fois en 1976. L.Gyugi et B.Pelly proposent la réalisation d'un convertisseur direct, utilisant uniquement des interrupteurs bidirectionnels disposés selon une matrice d'interconnexion. Ils expliquent également le principe de construction de l'onde de sortie. En 1980, M. Venturini et A.Alesina mentionnent pour la première fois le nom du convertisseur matriciel. Ils décrivent le circuit du convertisseur, et font l'analyse et définissent le concept de matrice de modulation. Ils élaborent un algorithme de commande permettant de calculer les temps de conduction des interrupteurs en fonction de la forme de l'onde de sortie désirée. À partir de 1983, toute une série de travaux concernant l'analyse et la commande du convertisseur matriciel a été publiée. J.Rodriguez introduit le concept de lien à courant continu fictif afin d'introduire les commandes à base de MLI, celles-ci étant bien

répandues dans la commande des convertisseurs AC-CC/ CC-AC usuels. Les méthodes basées sur l'approche du lien fictif sont nommées « méthodes indirectes ».

En 1985, J .Rodriguez et G .Kastner présentent l'analyse du convertisseur matriciel en utilisant la notion de vecteur d'espace. L.Huber et D.Borojevic élaborent, quatre ans plus tard, une commande par modulation du vecteur d'espace. Parallèlement, en 1987 et en 1989, G.Roy et G.E.April développent un nouvel algorithme scalaire de commande. Plus pratique que celui de Venturini, il permet d'obtenir des résultats sensiblement similaires. La détermination des temps de fermeture, à partir des valeurs instantanées mesurées à l'entrée et à la sortie du convertisseur, conduit à une modulation plus robuste mais nécessite un processeur de calcul rapide.

D'autres travaux sur l'élaboration d'algorithmes de commande ont également été réalisés et peuvent être classés en deux familles : algorithmes scalaires et algorithmes vectoriels. Depuis 1990, les études menées, ont surtout visé à optimiser les performances des systèmes électromécaniques alimentés via un convertisseur matriciel, à réduire le nombre de semi-conducteurs utilisés dans le convertisseur et à apporter des solutions aux inconvénients que présente un convertisseur matriciel, à savoir la limitation du ratio de tension, et le fonctionnement en régime déséquilibré . L'un des points déterminant pour assurer l'avenir commercial du convertisseur matriciel réside dans la résolution des problèmes rencontrés lors de la commutation entre deux cellules. Pour assurer un fonctionnement fiable et robuste, des méthodes dites « par étapes » ont vu le jour : par la modification à l'algorithme de commande, ces méthodes réalisent la commutation en passant par des états qui ne comportent pas de court -circuit ou de circuit ouvert. Présentement, Les convertisseurs matriciels sont toujours dans une phase de développement et suscitent de plus en plus d'intérêt dans la conversion AC /AC à cause de la puissance spécifique élevée du dispositif et de la souplesse de sa commande .Les prochaines étapes de son évolution mise ont sur l'amélioration de sa fiabilité, la réduction des coûts de fabrication et l'élaboration d'un véritable élément semi-conducteur bidirectionnel [5].

I.3 Le Convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel, présenté à la figure I.02 a été proposé par Guygyi Pelly. C'est un convertisseur direct, totalement réversible, il permet la conversion directe c'est-à-dire sans avoir recours à un circuit intermédiaire continu. Ce dernier a les caractéristiques principales des convertisseurs conventionnels redresseur - onduleur. Il permet d'avoir en sortie un système triphasé de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir d'une entrée d'un système triphasé de tension fixe du réseau d'alimentation électrique. Ce convertisseur est caractérisé par une topologie

matricielle de neuf interrupteurs (matrice $[3 \times 3]$), tel que les trois phases d'entrées du réseau sont interconnectées aux trois phases de sortie du convertisseur par le biais de commutateurs de puissance bidirectionnels (conduisant le courant dans les deux sens et bloquant les tensions des deux polarités). 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.

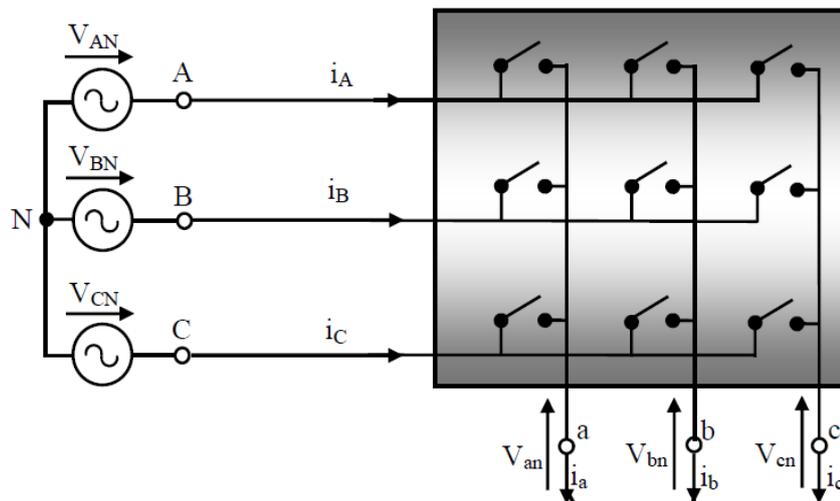


Figure. I .02: Schéma de principe du le Convertisseur Matriciel connecté au réseau

I.4 .Principe de fonctionnement

Le convertisseur matriciel est réalisé par une matrice de puissance bidirectionnelle, En courant et en tension, reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie comme montré dans la figure I.01.

A partir de la topologie de la figure ci-dessous, on constate l'existence de trois cellules de commutation (trois cellules u, v et w) et chacune d'elles porte trois interrupteurs. D'après les théories de probabilité on peut donc avoir 27 configurations possibles, car le convertisseur possède neuf interrupteurs et chacun peut être à l'état ouvert ou l'état fermé [6].

Ce type de convertisseur possède une haute densité de puissance, une grande compacité et potentiellement une haute fiabilité puisque aucun condensateur de stockage n'est a priori nécessaire.

Les potentiels d'entrée, nommés r, s et t, sont connectés à la sortie du filtre engendrant une source de nature capacitive sur l'entrée, assimilée à une source de tension. Ces trois potentiels sont référencés par rapport au potentiel n, neutre du réseau d'entrée. Les potentiels de sortie nommés u, v et w sont connectés à un moteur. Le moteur étant de nature inductive, son comportement peut

être assimilé à une source de courant, permettant ainsi le respect de l'alternance des sources. Ces potentiels de sortie sont quant à eux, référencés à un neutre moteur n' . [7]

Les autres performances du convertisseur matriciel sont connues par les aspects suivants:

- ✓ 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 due à la pulsation. En évaluant les harmoniques jusqu'à l'ordre 50 par rapport à l'onde fondamentale, le facteur de distorsion harmonique totale (THD) s'élève à 3% environ pour les courants d'entrée et à 2% environ pour les tensions de phase. Étant donné que la fréquence de pulsation est située bien en dessus de ce domaine considéré, les harmoniques correspondantes ne fournissent aucune contribution.
- ✓ Il est possible d'imposer la fréquence de sortie à partir d'un régime continu jusqu'à une valeur maximale qui est limitée uniquement par la fréquence de pulsation maximale admissible.
- ✓ Le facteur de puissance à la sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge
- ✓ Le rapport de transformation entre la tension de phase de la charge et la tension d'entrée est variable entre zéro et une valeur maximale qui est de 0.866.
- ✓ Le facteur de puissance à l'entrée peut être unitaire. De plus il peut être imposé par la commande ; ceci est cependant lié à une diminution de la tension maximale de sortie. Elle diminue avec le cosinus du déphasage[16]

I.5 Nature des interrupteurs du convertisseur matriciel

L'élément clé de la structure du convertisseur matriciel est l'interrupteur bidirectionnel. Cet interrupteur a la possibilité de conduire le courant et de bloquer la tension dans les deux sens, sa caractéristique statique est présentée à la figure I.03.

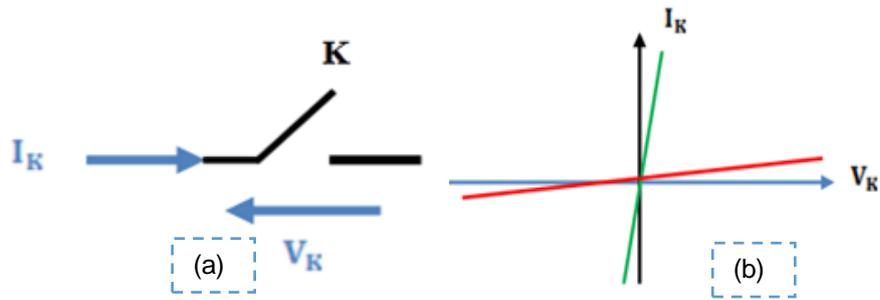


Figure .I .03.Caractéristique statique de l'interrupteur bidirectionnel en tension et en courant Interrupteur bidirectionnel, b) Caractéristique statique d'un Interrupteur bidirectionnel

Il n'existe pas d'interrupteurs bidirectionnels ; ils sont réalisés en assemblant des interrupteurs unidirectionnels, essentiellement des diodes et des transistors. La figure I.04 montre les caractéristiques statiques de ces semi-conducteurs.

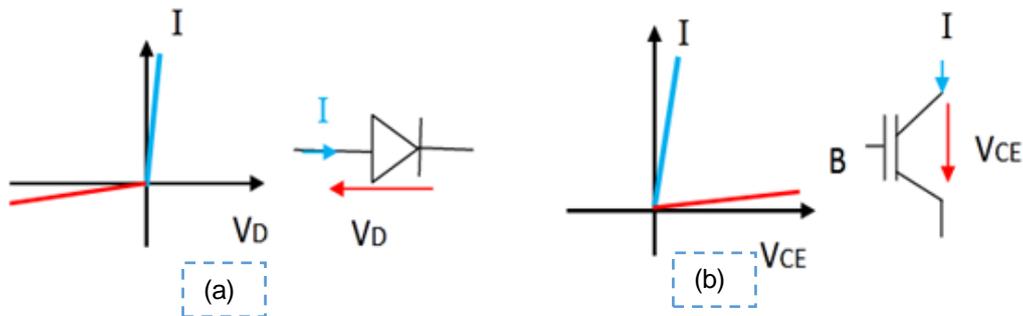


Figure .I.0 4.Caractéristiques statiques d'interrupteurs unidirectionnels(a)Diode, (b) Transistor

Suivant la manière d'assembler ces deux éléments, il est possible de construire un interrupteur à trois quadrants tel qu'illustré à la figure I.05 :

- Interrupteur réversible en tension s'ils sont mis en série ;
- Interrupteur réversible en courant s'ils sont mis en parallèle.

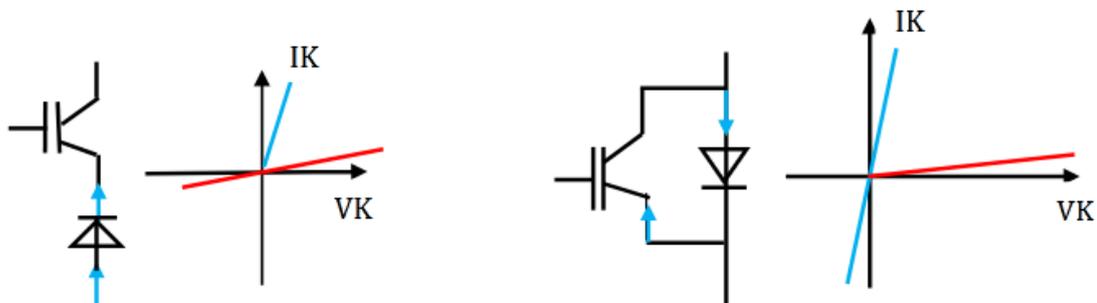


Figure .I.0 5. Assemblage d'interrupteurs trois quadrants

En pratique, les principaux montages utilisés pour la réalisation d'un convertisseur matriciel sont présentés à la Figure I.06 [8]

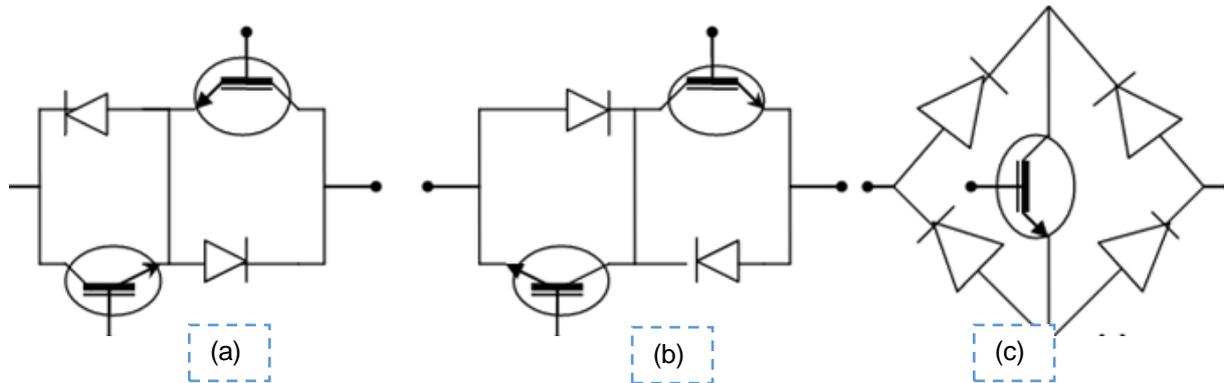


Figure I.06. Construction des Interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant (a) Structures de 2 IGBT et diode en parallèle mis en série (émetteur commun), (b) Structures de 2 IGBT et diode en parallèle mis en série (collecteur commun), (c) IGBT dans un pont de diodes

- **Interrupteur quatre segments à émetteur commun**

Cet arrangement de semi-conducteurs est composé deux diodes et deux transistors connectés comme le présente la Figure I.06.a. Les diodes restent indispensables ; elles permettent de fournir la capacité de blocage en tension inverse. L'un des avantages de cette structure est d'offrir un degré de liberté supplémentaire pour la gestion de la commutation de l'interrupteur. Les pertes par conduction sont également réduites puisque, à tout moment, seuls deux éléments (un transistor et une diode) conduisent. Comme pour la topologie à pont de diodes, chaque interrupteur quatre segments, nécessite une alimentation isolée car la commande des drivers est référencée au même potentiel.

- **Interrupteur bidirectionnel à collecteur commun**

Cet arrangement possède les mêmes caractéristiques que la configuration précédente. La différence est que les transistors sont disposés dans une configuration à collecteur commun comme le montre la Figure I.06.b. Les pertes par conduction sont strictement identiques à celles de la configuration à émetteur commun. Comme les émetteurs des deux transistors ne sont pas communs, l'interrupteur quatre segments nécessite deux alimentations isolées. Pour la réalisation du convertisseur matriciel, six alimentations isolées suffisent du fait de la mise au même potentiel de certains émetteurs de transistors appartenant à différents interrupteurs.

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

La première topologie proposée est l'association la plus simple possible. Elle est constituée d'un transistor connecté au centre d'un pont à diodes comme illustré à la Figure I.06.c. Ces diodes sont incluses afin de fournir la capacité de blocage en tension inverse manquant au transistor. L'avantage principal de cette topologie est de ne posséder qu'un seul et unique composant commandable. Cette particularité permet de réduire d'une part le coût de l'association mais aussi la complexité de la commande ainsi que le nombre d'alimentation isolée nécessaire à l'alimentation des circuits drivers, qui fournissent les signaux de commande de grille (une alimentation isolée par interrupteur quatre segment). En revanche, le défaut majeur de cet interrupteur est que trois composants (deux diodes et un transistor) sont mis en conduction lors de son activation produisant une chute de tension importante à ses bornes [6].

Les IGBT (transistor bipolaire à grille isolée) représentent un bon choix pour la réalisation d'interrupteurs quatre quadrants, car c'est un élément opérable à des fréquences de plus de 10kHz, pour des puissances relativement importantes (10kW et plus). La connexion de semi-conducteurs la plus utilisée pour le convertisseur matriciel est celle à collecteur commun. Les interrupteurs bidirectionnels ont fait l'objet de plusieurs études pour en analyser les performances et identifier les défauts de commutation. [8]

Le tableau ci-dessous présente une étude comparative entre les trois structures de convertisseurs les plus utilisés [9] :

Tableau I 01 : Tableau **comparatif des convertisseurs matriciels à fréquence intermédiaire**

	Cycloconvertisseur	Red-Ond à MLI	Convertisseur matriciel
Technologie	Ancienne	Moderne	En cour de développement
Conversion	AC-AC	AC-DC-AC	AC- AC
Fréquence Limite	40% de F entrée	Illimitée	Illimitée
Nombre d'interrupteurs	36 Unidirect	12 bidirect	09 Bidirect
Qualité du signal de sortie	Acceptable	Bonne	Très bonnes
Complexité	Moyenne	Grandes	Grandes
Pertes	Faibles	Grandes	Pratiquement faible
Poids Physique	Lourd	Moyens	Léger tous

I.6 Avantages et inconvénients des convertisseurs matriciels

Les avantages et les inconvénients des convertisseurs matriciels sont :

✓ **Avantages**

- Une large gamme de variation de la fréquence ;
- Un spectre de fréquence faible pour les grandeurs d'entrée aussi bien que pour les grandeurs de sortie ;
- Possibilité de travailler dans les deux sens donc dans les quatre quadrants du plan tension/ courant, ce qui permet d'avoir le fonctionnement moteur, aussi bien le fonctionnement générateur.
- Caractéristiques de puissance d'entrée pure avec un facteur de puissance unitaire
- Convertisseur tout silicium de petite taille et économique.[9]
- Il ne nécessite pas d'élément réactif encombrant,
- Lourd et susceptible de défaillance [17].

✓ **Inconvénients**

- L'inconvénient principal est qu'il génère de larges courants d'harmoniques à l'entrée ainsi que des tensions d'harmoniques à la sortie qui ne peuvent être éliminées facilement par des filtres. Ce problème a été résolu par Mr Venturini en 1980 Qui proposé un nouvel algorithme à commande MLI .Cet algorithme permet d'avoir des courants à l'entrée et des tensions de sortie sinusoïdale. En 1989 Venturini a publié une démonstration mathématique concernant l'amélioration du rapport de tension après avoir modifié l'algorithme original de Venturini. [9]
- les risques de fautes de commutation
- Le nombre élevé de semi-conducteurs à commander. [17]
- L'inconvénient majeur est le manque d'interrupteurs bidirectionnels, ce qui explique l'utilisation, en général, de deux transistors (IGBT) et deux diodes pour la réalisation de chaque interrupteur bidirectionnel. On peut également avoir un montage avec 01 transistor IGBT et 04 diodes (figure. I.06.c). les deux transistors IGBT sont montés soit en collecteur commun (figure. I.06.b) ou en émetteur commun (figure. I.06.a); alors que le montage à émetteur commun est le plus utilisé car celui à collecteur commun est difficile à réaliser physiquement à cause des tensions différente[16]

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le principe de fonctionnement du convertisseur matriciel, en donnant la configuration des interrupteurs et le fonctionnement d'une cellule de commutation et aussi les avantages et les inconvénients du convertisseur matriciel. Le chapitre suivant traite l'application de l'algorithme de commande de Venturini.

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un convertisseur matriciel

II.1 Introduction

Les convertisseurs matriciels, présentés comme une nouvelle alternative de la conversion AC-DC-AC, sont dotés d'un intérêt remarquable puis qu'ils révèlent des avantages très attractifs par rapport au convertisseur classique. Contrairement au convertisseur classique, ce convertisseur matriciel est un circuit compact et ne contient pas d'éléments de filtrage et de stockage d'énergie dont la durée de vie est limitée. De plus, cette topologie matricielle nous permet d'avoir un courant d'entrée de forme d'onde sinusoïdale avec un facteur de puissance contrôlable et proche de l'unité tandis que les tensions et les courants de sortie peuvent être variables en amplitude et en fréquence. [10]

II.2 Topologie du convertisseur matriciel direct

Le convertisseur matriciel est un convertisseur du type AC-AC, formé d'interrupteurs bidirectionnels et permettant d'alimenter une charge polyphasée de "m" phases, à fréquence variable, à partir d'un système de tension polyphasé comportant "n" sources à fréquence fixe. Plusieurs topologies du convertisseur matriciel dérivent de cette topologie de base parmi lesquelles on cite principalement les convertisseurs matriciels formés de (3*3) interrupteurs bidirectionnels en courant.

- Les convertisseurs matriciels (3~/3~) de type direct.
- Les convertisseurs matriciels (3~/3~) de type indirect.

On développe la structure directe du convertisseur matriciel figure II .01 ainsi que sa commande adoptée. [10]

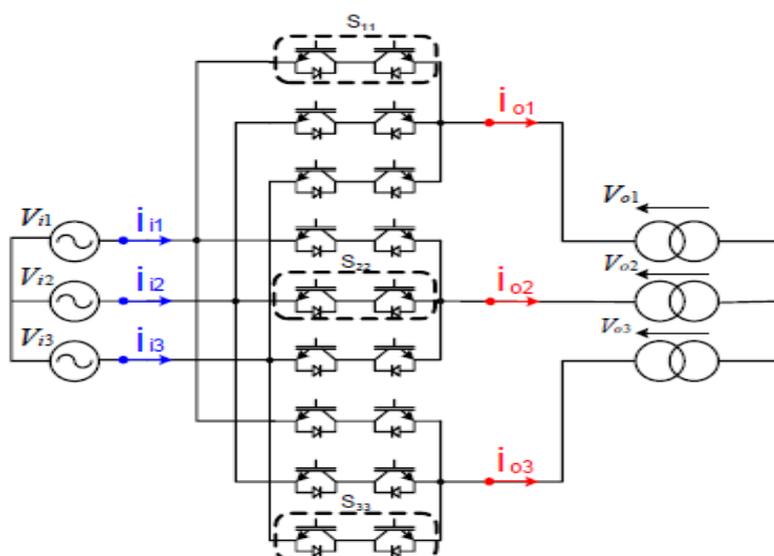


Figure. II .01: Topologie du convertisseur matriciel direct

II.3 Modélisation de convertisseur matriciel

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

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

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

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

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

$$\left\{ \begin{array}{l} m_{11} + m_{12} + m_{13} = 1 \\ m_{21} + m_{22} + m_{23} = 1 \\ m_{31} + m_{32} + m_{33} = 1 \end{array} \right.$$

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

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = M(t) * \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad \text{II.01}$$

Avec :

$$M(t) = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{pmatrix} \quad \text{II.02}$$

La relation entre les tensions de sortie V_i , $i=a, b, c$ et les tensions d'entrée V_j , $j=A, B, C$ est exprimée d'une manière similaire comme suit [11] :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = M(t) \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}$$

II.03

II.4 Principe de fonctionnement d'un convertisseur matriciel

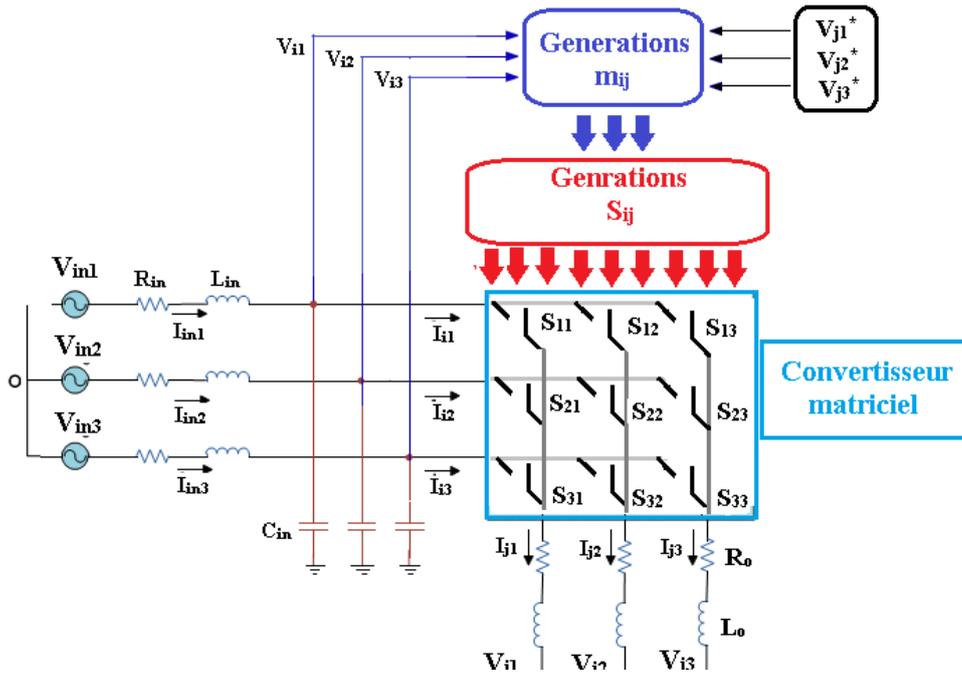


Figure. II .02: Convertisseur matriciel de neuf interrupteurs bidirectionnels

La tension de sortie devient donc :

Chaque $j^{\text{ème}}$ tension de sortie parmi les P est reconstituée à partir de toutes les tensions d'entr (i) connectée respectivement dont chacune de ces dernières contribue par sa valeur pendant :

$$V_{o1} = \left\{ \begin{array}{l} V_{i1} \text{ pour } ; t - (k-1)T \in [0 \ t_{1j}] \\ V_{i2} \text{ pour } ; t - (k-1)T \in [t_{1j} \ t_{1j} + t_{2j}] \\ V_{i3} \text{ pour } ; t - (k-1)T \in [t_{1j} + t_{2j} \ T_s] \end{array} \right\}$$

$$t_{1j} + t_{2j} + t_{3j} = 1$$

ou

$$k = \frac{t}{T_s}$$

t_{ij} temps de fermeture d'interrupteur commandable connectant la $i^{\text{ème}}$ entrée et la $j^{\text{ème}}$ sortie et 'k' le range de la période de commutation sur l'intervalle de temps $[0+\infty[$:

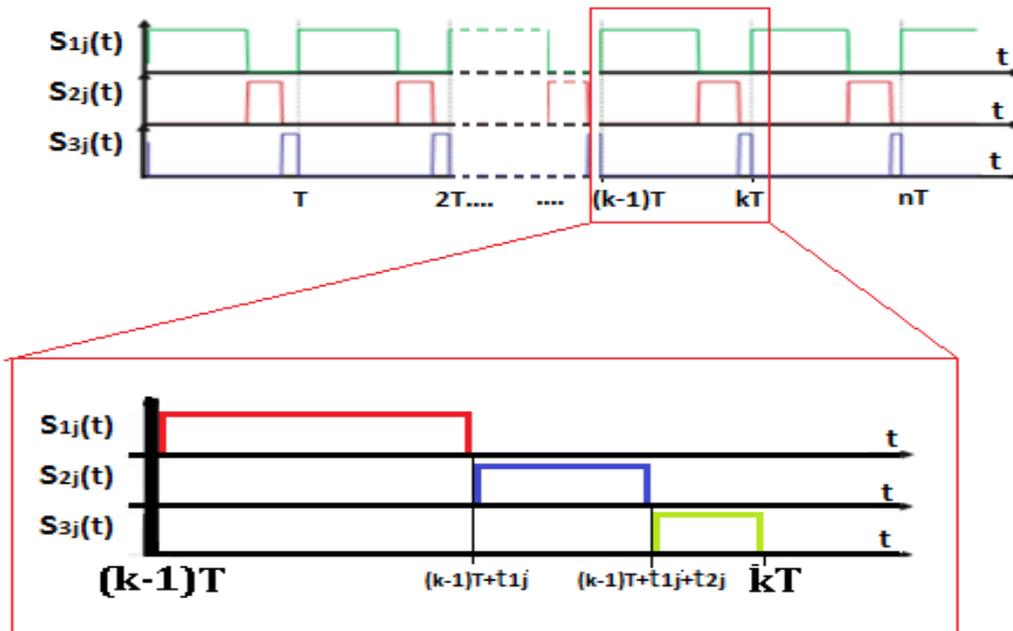


Figure .II .03: Les indices de modulation d'une phase j

On a donc pour une phase « j » de sortie

$$V_{o1} = S_{1j}V_{i1}(t) + S_{2j}V_{i2}(t) + S_{3j}V_{i3}(t) \tag{II.04}$$

Ou : $S_{1j} + S_{2j} + S_{3j} = 1$

Pour un convertisseur d'entrée triphasé et de sortie triphasé, on à $3*3=9$

S_{ij} Interrupteurs commandés avec :

i : l'entré et j : la sortie

La matrice de commutation de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée est donnée ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} V_{o1} \\ V_{o2} \\ V_{o3} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} \\ S_{12} & S_{22} & S_{32} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ V_{i3} \end{bmatrix} \tag{II.05}$$

En procédant à la valeur de chaque tension de sortie, on trouve :

$$V_{o1} = \frac{1}{T_s} (t_{1j}V_{i1} + t_{2j}V_{i2} + t_{3j}V_{i3})$$

$$S_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_s} \tag{II.06}$$

On note : $S_{ij} = m_{ij}$

$$V_{o1} = m_{1j}V_{i1}(t) + m_{2j}V_{i2}(t) + m_{3j}V_{i3}(t) \quad \text{II.07}$$

Finalement on résultant la matrice des équations de commutation M :

$$\begin{bmatrix} V_{o1} \\ V_{o2} \\ V_{o3} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{21} & m_{31} \\ m_{12} & m_{22} & m_{32} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ V_{i3} \end{bmatrix} = [M] [V_i] \quad \text{II.08}$$

Et de mêmes étapes nous retrouvons que les courants d'entrées sont :

$$\begin{bmatrix} I_{o1} \\ I_{o2} \\ I_{o3} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{21} & m_{31} \\ m_{12} & m_{22} & m_{32} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{pmatrix}^T \begin{bmatrix} I_{i1} \\ I_{i2} \\ I_{i3} \end{bmatrix} \quad \text{II.09}$$

A partir d'une tension et du courant de sortie désirés d'une charge donnée

$$\begin{bmatrix} V_{o1} \\ V_{o2} \\ V_{o3} \end{bmatrix} = V_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos\left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_o t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{II.10}$$

$$\begin{bmatrix} I_{o1} \\ I_{o2} \\ I_{o3} \end{bmatrix} = I_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ \cos\left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_o\right) \\ \cos\left(\omega_o t - \frac{4\pi}{3} + \varphi_o\right) \end{bmatrix} \quad \text{II.11}$$

Et les tensions d'entrées de convertisseur sont exprimées de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ V_{i3} \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_i t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{II.12}$$

$$\begin{bmatrix} I_{i1} \\ I_{i2} \\ I_{i3} \end{bmatrix} = I_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \varphi_i) \\ \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_i\right) \\ \cos\left(\omega_i t - \frac{4\pi}{3} + \varphi_i\right) \end{bmatrix} \quad \text{II.13}$$

A partir des équations II.07 et pour avoir les tensions désirées de II.10 à la sortie du convertisseur matriciel on utilise plusieurs méthodes dans notre travail on va utiliser la méthode de modulation de Venturini qui se base sur le calcul des coefficients de modulation m_{ij} des différents interrupteurs ou la méthode de SVM (MLI dans l'espace Vectoriel). [4]

II.5 Stratégies de commande d'un convertisseur matriciel

La commande d'un convertisseur matriciel consiste à trouver les séquences de pulsation pour que la moyenne des tensions de phase à la sortie du convertisseur soit modulée sinusoïdalement. L'amplitude et la fréquence de l'onde fondamentale des tensions doivent être variables. Afin de réaliser ceci, il existe des méthodes qui se basent généralement sur la modulation, dont on peut citer[11] :

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

Résume les différentes stratégies de commande d'un convertisseur matriciel.

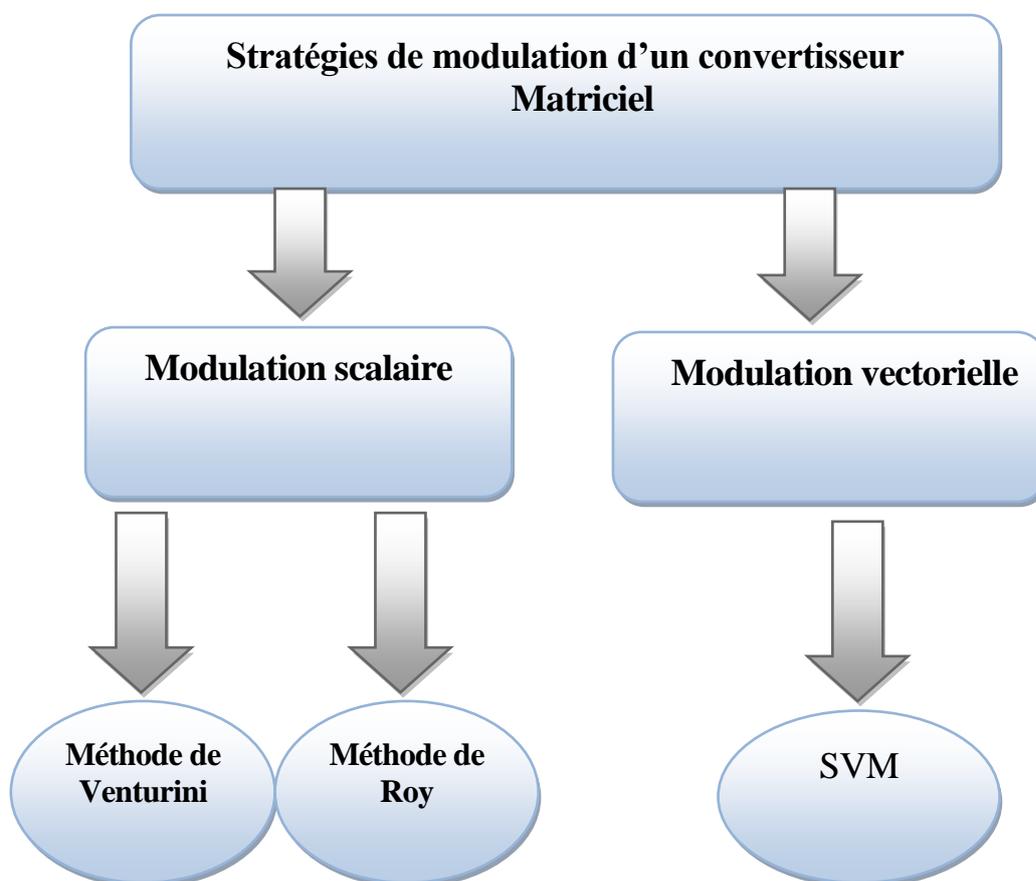


Figure .II .04: Stratégies de commande d'un convertisseur matriciel.

II.5.1. Techniques de Modulation Venturini

Cet algorithme de commande permet de synthétiser à la sortie de convertisseur un système de tension triphasé dont l'expression du fondamental est donnée par l'équation II.10 avec un facteur de puissance unitaire à l'entrée du convertisseur. L'expression des coefficients de modulation pour cet algorithme a été proposée par II.06 et conformément aux hypothèses II.14, II.15 et aux équations II.16 :

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \frac{V_o}{3*V_i}$$

$$\frac{V_o}{V_i} \leq 0.5$$

La méthode de modulation de Venturini basée sur les équations ($M_1(t)$) et ($M_2(t)$) permet d'obtenir un rapport maximal entre la tension de sortie et celle d'entrée du convertisseur matriciel de 0.5 (ou 50 %).[19]

Pour le utilise la matrice $m_{ij} = M_1 + M_2$ comme une solution c'est-à-dire $(\alpha_1, \alpha_2) = (1,1)$ Donc le facteur de déplacement d'entrée aux bornes du convertisseur est unitaire, quel que soit le caractère de charges (facteur de déplacement de charge), par le choix de α_1 et α_2 , il est possible d'entrer le contrôle du facteur de déplacement.[10]

$$[M_1(t)] = \frac{\alpha_1}{3} \begin{pmatrix} 1+2q\cos(\omega_m t) & 1+2q\cos(\omega_m t - 2\frac{\pi}{3}) & 1+2q\cos(\omega_m t - 4\frac{\pi}{3}) \\ 1+2q\cos(\omega_m t - 2\frac{\pi}{3}) & 1+2q\cos(\omega_m t) & 1+2q\cos(\omega_m t - 2\frac{\pi}{3}) \\ 1+2q\cos(\omega_m t - 4\frac{\pi}{3}) & 1+2q\cos(\omega_m t - 2\frac{\pi}{3}) & 1+2q\cos(\omega_m t) \end{pmatrix}$$

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

$$[M_2(t)] = \frac{\alpha_2}{3} \begin{pmatrix} 1+2q\cos(\omega_m t) & 1+2q\cos(\omega_m t - 2\frac{\pi}{3}) & 1+2q\cos(\omega_m t - 4\frac{\pi}{3}) \\ 1+2q\cos(\omega_m t - 4\frac{\pi}{3}) & 1+2q\cos(\omega_m t) & 1+2q\cos(\omega_m t - 2\frac{\pi}{3}) \\ 1+2q\cos(\omega_m t - 2\frac{\pi}{3}) & 1+2q\cos(\omega_m t - 4\frac{\pi}{3}) & 1+2q\cos(\omega_m t) \end{pmatrix}$$

Avec : $\omega_m = \omega_o - \omega_i$

$$\begin{aligned}
m_{11} &= \frac{1}{3} + \alpha_1 \cos((\omega_o - \omega_i)t) + \alpha_2 \cos(-(\omega_o - \omega_i)t) \\
m_{12} &= \frac{1}{3} + \alpha_1 \cos((\omega_o - \omega_i)t - 2\frac{\pi}{3}) + \alpha_2 \cos(-(\omega_o - \omega_i)t - 2\frac{\pi}{3}) \\
m_{13} &= \frac{1}{3} + \alpha_1 \cos((\omega_o - \omega_i)t - 4\frac{\pi}{3}) + \alpha_2 \cos(-(\omega_o - \omega_i)t - 4\frac{\pi}{3}) \\
m_{21} &= \frac{1}{3} + \alpha_1 \cos((\omega_o - \omega_i)t - 4\frac{\pi}{3}) + \alpha_2 \cos(-(\omega_o - \omega_i)t - 2\frac{\pi}{3}) \\
m_{22} &= \frac{1}{3} + \alpha_1 \cos((\omega_o - \omega_i)t) + \alpha_2 \cos(-(\omega_o - \omega_i)t - 4\frac{\pi}{3}) \\
m_{23} &= \frac{1}{3} + \alpha_1 \cos((\omega_o - \omega_i)t - 2\frac{\pi}{3}) + \alpha_2 \cos(-(\omega_o - \omega_i)t) \\
m_{31} &= \frac{1}{3} + \alpha_1 \cos((\omega_o - \omega_i)t - 2\frac{\pi}{3}) + \alpha_2 \cos(-(\omega_o - \omega_i)t - 4\frac{\pi}{3}) \\
m_{32} &= \frac{1}{3} + \alpha_1 \cos((\omega_o - \omega_i)t - 4\frac{\pi}{3}) + \alpha_2 \cos(-(\omega_o - \omega_i)t) \\
m_{33} &= \frac{1}{3} + \alpha_1 \cos((\omega_o - \omega_i)t) + \alpha_2 \cos(-(\omega_o - \omega_i)t - 2\frac{\pi}{3})
\end{aligned} \tag{II.16}$$

II.5.2 Deuxième algorithme de Venturini

Comme pour la première forme de l'algorithme de modulation de Venturini, cette stratégie de commande permet de synthétiser à la sortie du convertisseur un système de tension triphasé dont l'expression du fondamental est donnée par l'équation II.10.

Les expressions des temps de conduction t_{ij} , pour cette nouvelle stratégie de modulation, sont les suivantes :

- Pour la première phase de sortie :

$$\begin{aligned}
T_{11} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t)) \\
T_{12} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\frac{\pi}{3})) \\
T_{13} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t - 4\frac{\pi}{3}))
\end{aligned} \tag{II.17}$$

- Pour la deuxième phase de sortie :

$$T_{21} = \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t - 4 \frac{\pi}{3}))$$

$$T_{22} = \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t - 4 \frac{\pi}{3}))$$

$$T_{23} = \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t))$$

II.18

- Pour la troisième phase de sortie :

$$T_{31} = \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t - 2 \frac{\pi}{3}))$$

$$T_{32} = \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t - 4 \frac{\pi}{3}))$$

$$T_{33} = \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t))$$

II.19

Avec :

$$\omega_m = \omega_o - \omega_i \text{ et } q = 0,866$$

Bien que cet algorithme de modulation permette l'amélioration du facteur q , par une injection de troisième harmonique des fréquences d'entrée et de sortie dans les tensions de sortie cibles n'a aucun effet sur les tensions de sortie ligne à ligne. La tension de sortie cible est égale à la tension de sortie moyenne pendant chaque séquence de commutation il ne permet pas d'obtenir un facteur de puissance proche de l'unité à l'entrée du convertisseur. De plus, cette stratégie de modulation de Venturini permet d'obtenir le même déphasage entre les grandeurs de sortie et les grandeurs d'entrée qui est déterminé par la nature de la charge. [10]

II.6. Résultats de simulation

Pour évaluer les performances apportées par la technique de commande de Venturini appliquée au convertisseur matriciel, une étude par simulation numérique sous l'environnement Matlab a été réalisée figure.II.05.

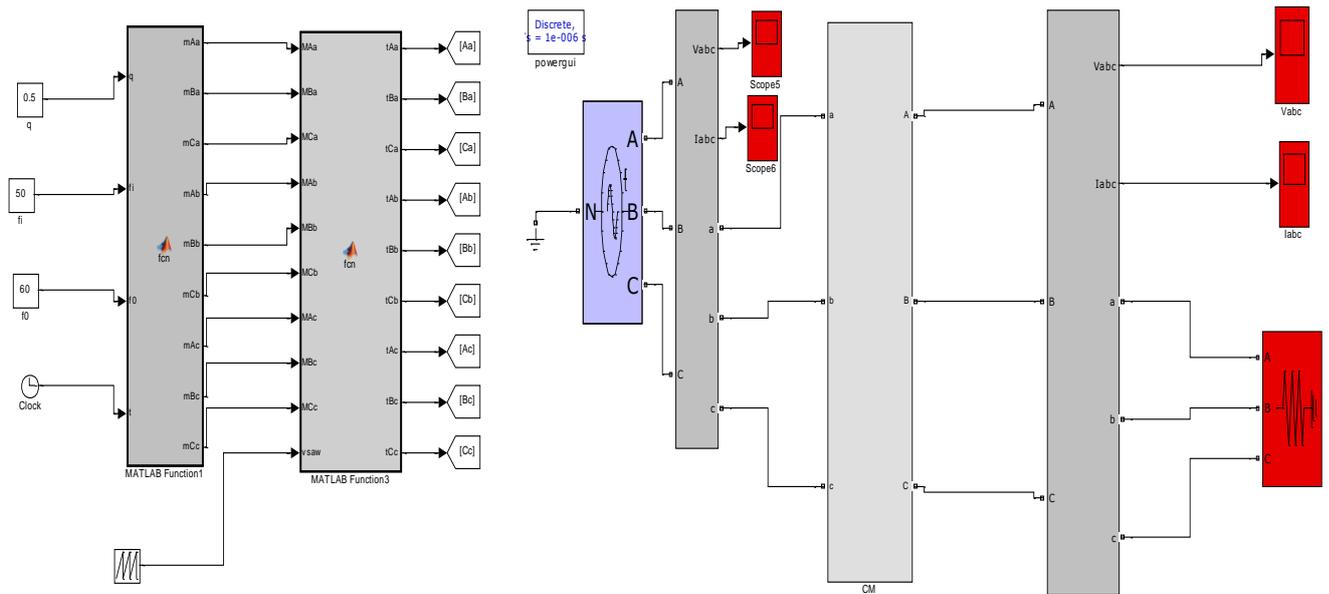


Figure .II .05. Convertisseur matriciel commandé par la modulation de Venturini

Résultats de simulation à vide

❖ $q = 0.5 \quad f_e = 50\text{HZ}, f_s = 50\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}, V_e = 220\sqrt{2}v$

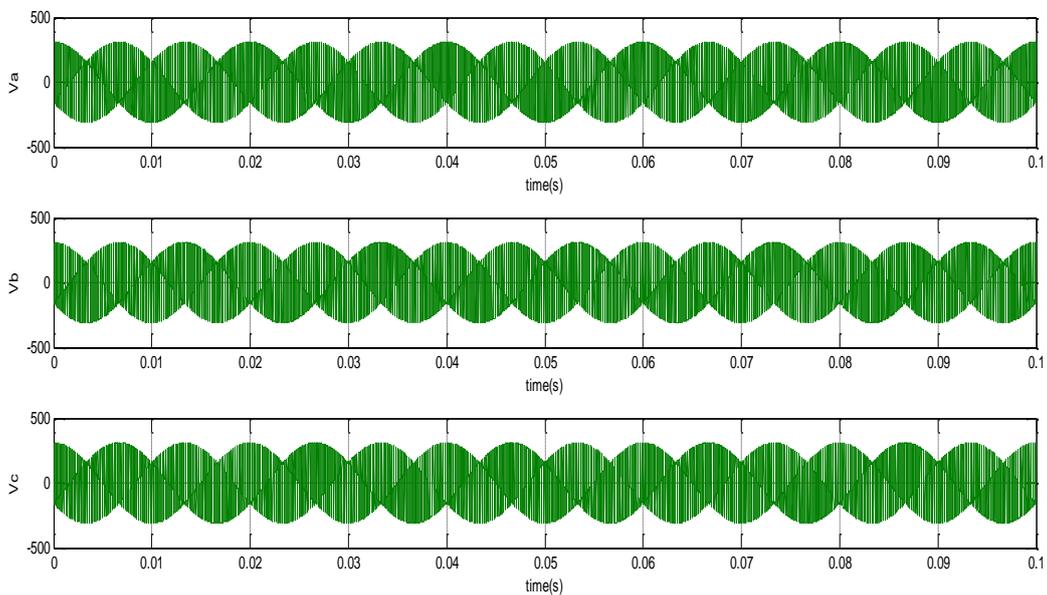


Figure .II .06: Tensions de sortie d'un convertisseur matriciel à vide, pour $f_s = 50\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$

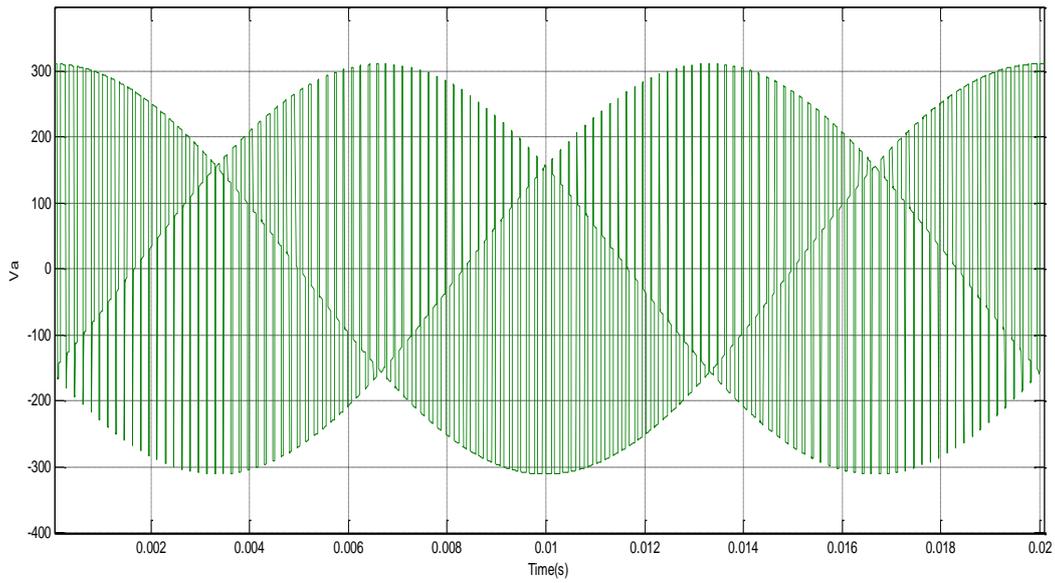


Figure. II.0 7: Zoom de la tension de sortie de la phase « a », pour $f_s = 50\text{HZ}$, $f_p = 6000\text{HZ}$

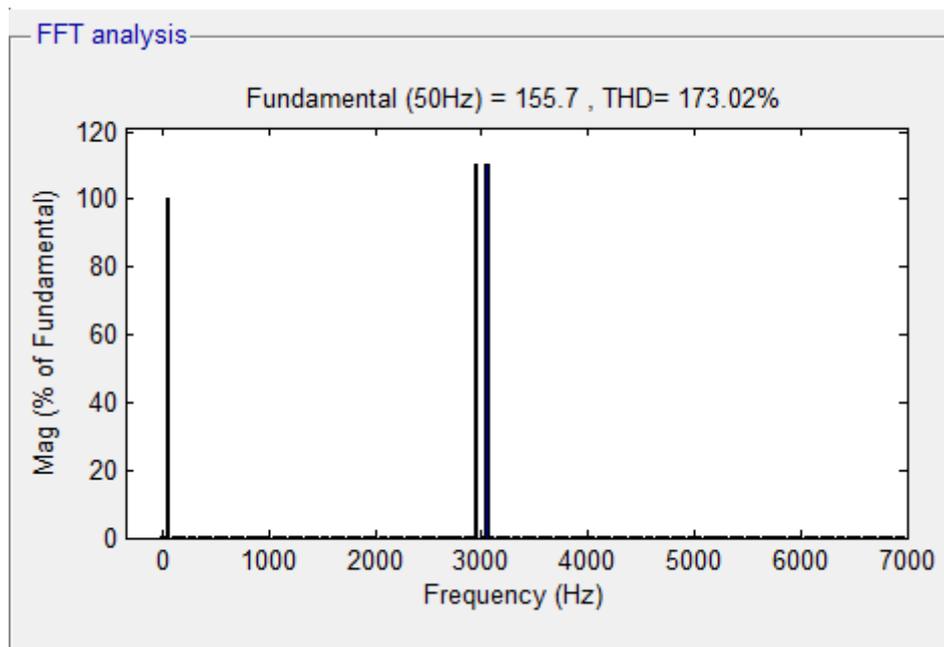


Figure. II .08: L'analyse spectrale de la tension de sortie V_a à vide ave $f_s = 50\text{HZ}$, $f_p = 6000\text{HZ}$

$$q = 0.5, f_e = 50\text{HZ}, f_s = 50\text{HZ}, f_p = 100000\text{HZ}, V_e = 220\sqrt{2}v$$

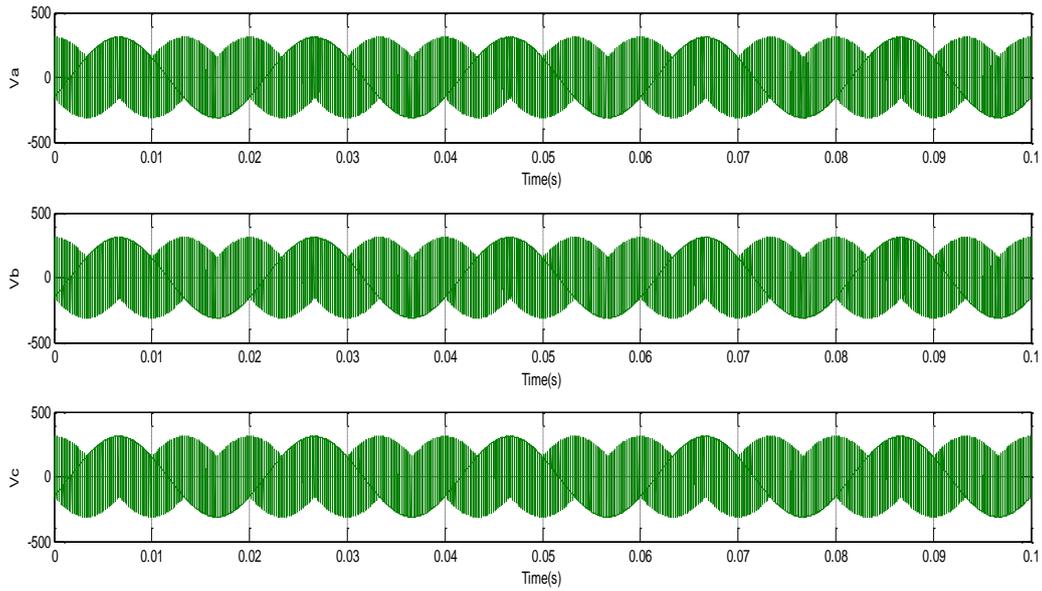


Figure .II .09: Tensions de sortie d'un convertisseur matriciel à vide, pour $f_s = 50\text{HZ}, f_p = 100000\text{HZ}$

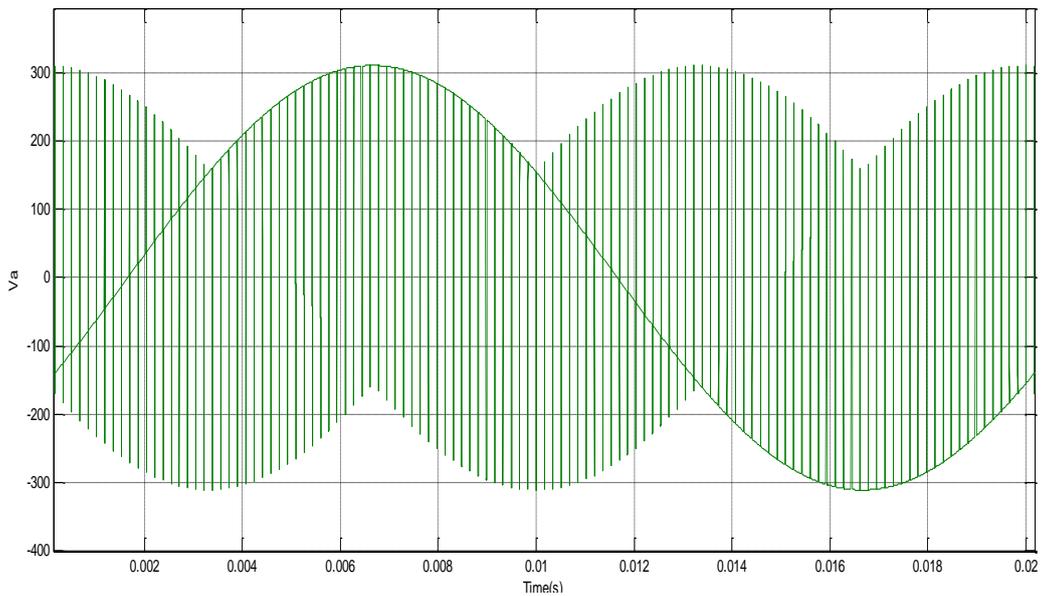


Figure. II. 10: Zoom de la tension de sortie de la phase « a », pour $f_s = 50\text{HZ}, f_p = 100000\text{HZ}$

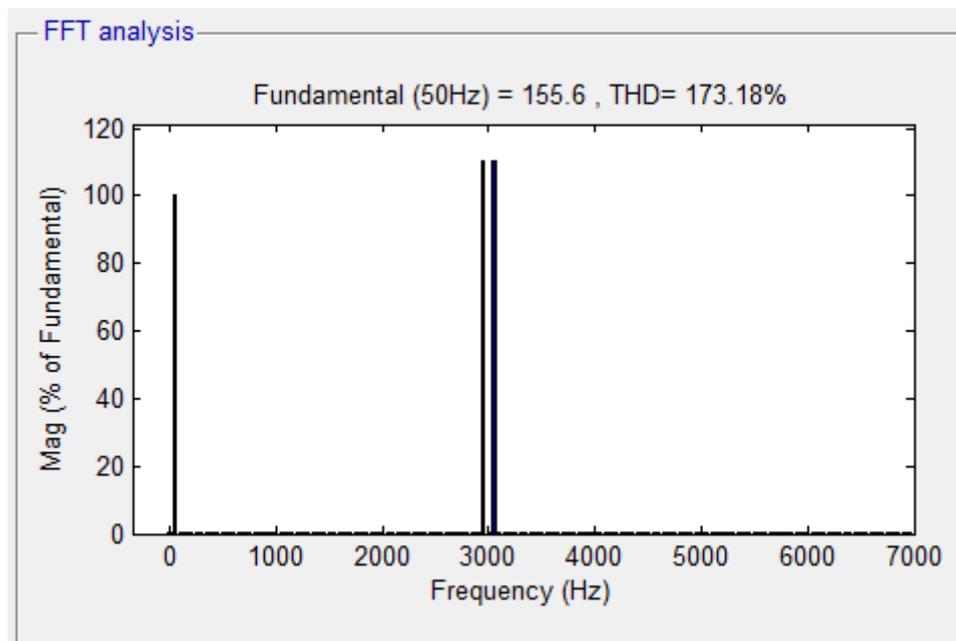


Figure .II. 11: L'analyse spectrale de la tension de sortie V_a pour un fonctionnement à vide avec $f_s = 50\text{HZ}$, $f_p = 100000\text{HZ}$

➤ $q = 0.5, f_e = 50\text{HZ}, f_s = 100\text{HZ}, f_p = 100000\text{HZ}, V_e = 220\sqrt{2}\text{v}$

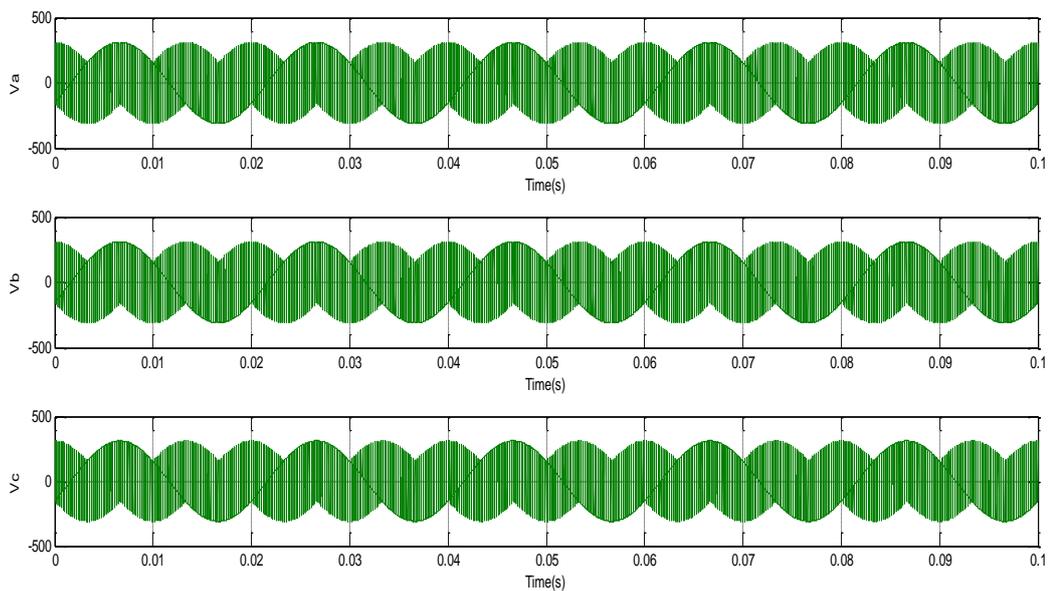


Figure. II. 12: Tensions de sortie d'un convertisseur matriciel à vide, pour $f_s = 100\text{HZ}$, $f_p = 100000\text{HZ}$

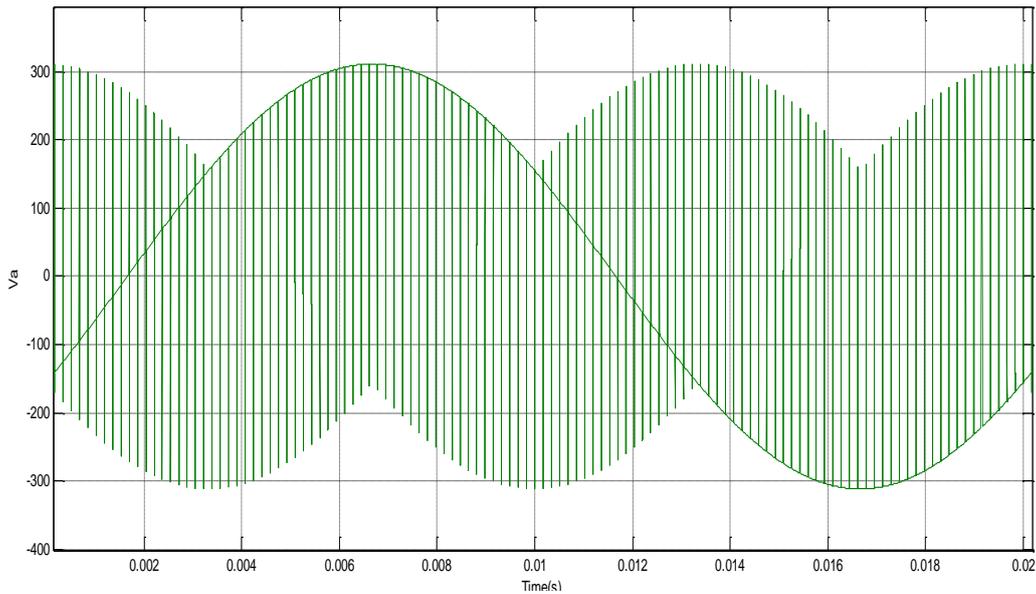


Figure II .13: Zoom de la tension de sortie de la phase « a », pour $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 100000\text{HZ}$

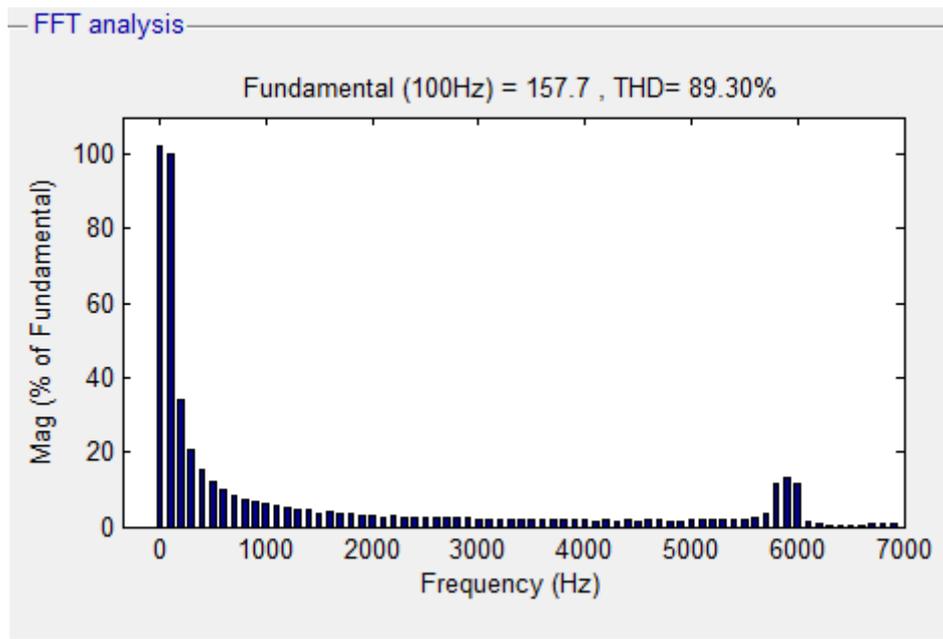


Figure II 14: L'analyse spectrale de la tension de sortie Va pour un fonctionnement à vide av $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 100000\text{HZ}$

Filtrage des tensions de sortie

Dans notre travail, pour filtrer les tensions de sortie du convertisseur matriciel, nous avons utilisé un filtre passe-bas-RC-[12], d'où sa modélisation est donnée ci-dessous :

A partir de la figure II .15 on 'a :

$$e(t) = Ri + \frac{1}{c} \int i(t) dt$$

$$\text{et on'a } u_c(t) = \frac{1}{c} \int i(t) dt$$

II.19

$$\rightarrow i(t) = c \frac{du_c(t)}{dt}$$

D'où :

$$e(t) = R(C \frac{du_c(t)}{dt}) + u_c(t)$$

II.19

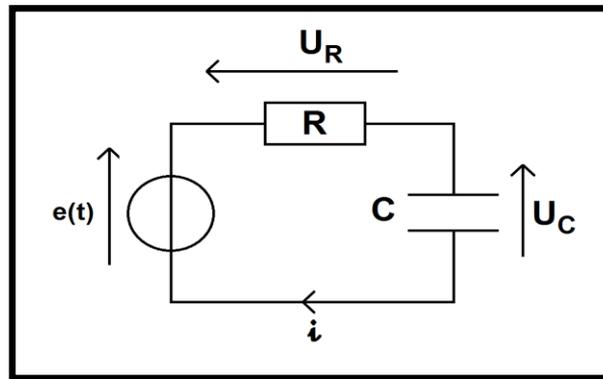


Figure .II .15: Filtre RC

En appliquant la transformé de Laplace sur l'équation (II.19) on obtient :

$$\frac{Uc(s)}{E(s)} = \frac{1}{RCS + 1}$$

Dans notre travail on a adopté les valeurs du filtre : $R = 0.45\Omega, C = 10^{-3} F$

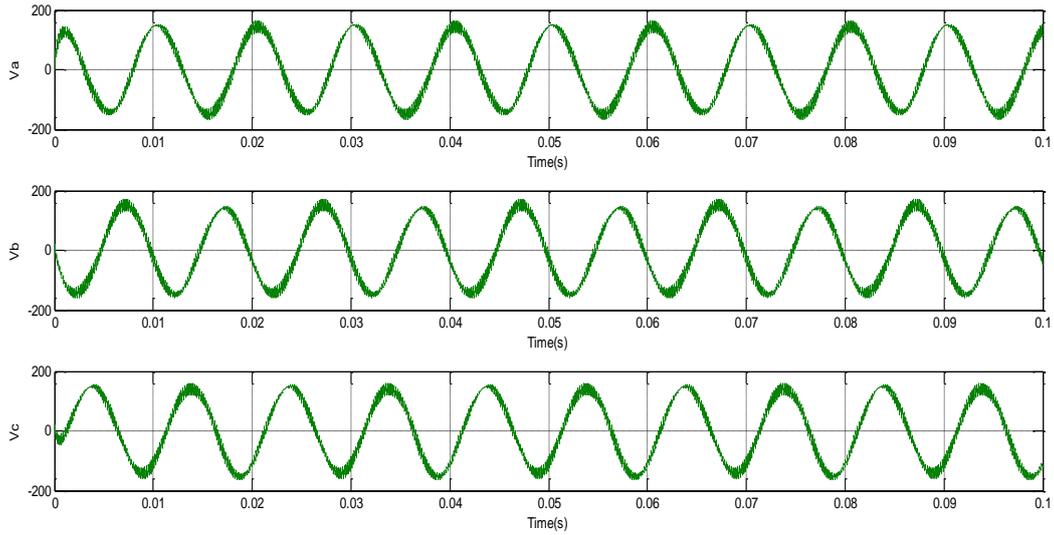


Figure .II .16: tensions de sortie d'un convertisseur matriciel avec un filtre $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$

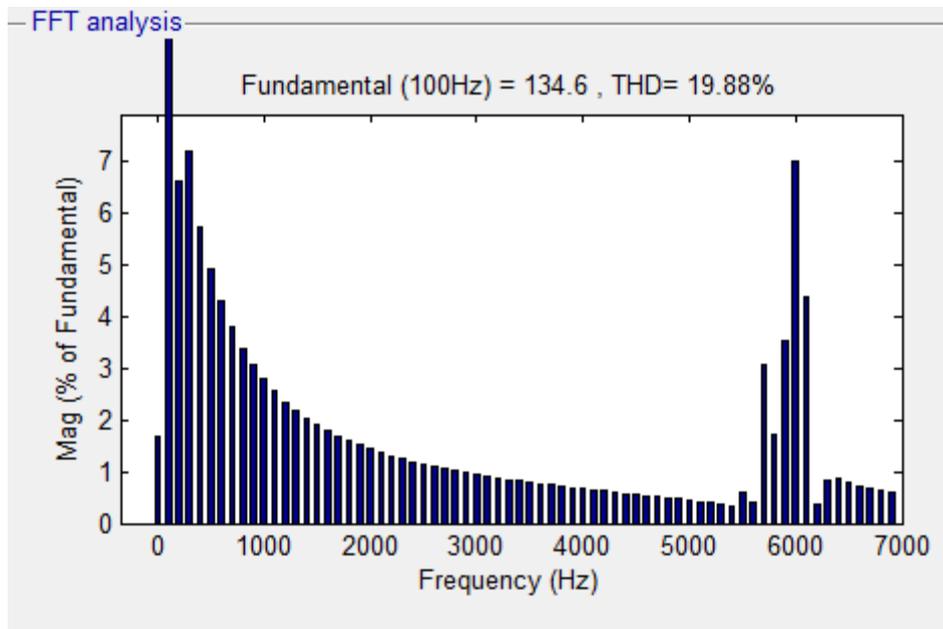


Figure II 17: L'analyse spectrale de la tension de sortie Va pour un fonctionnement à vide avec $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$

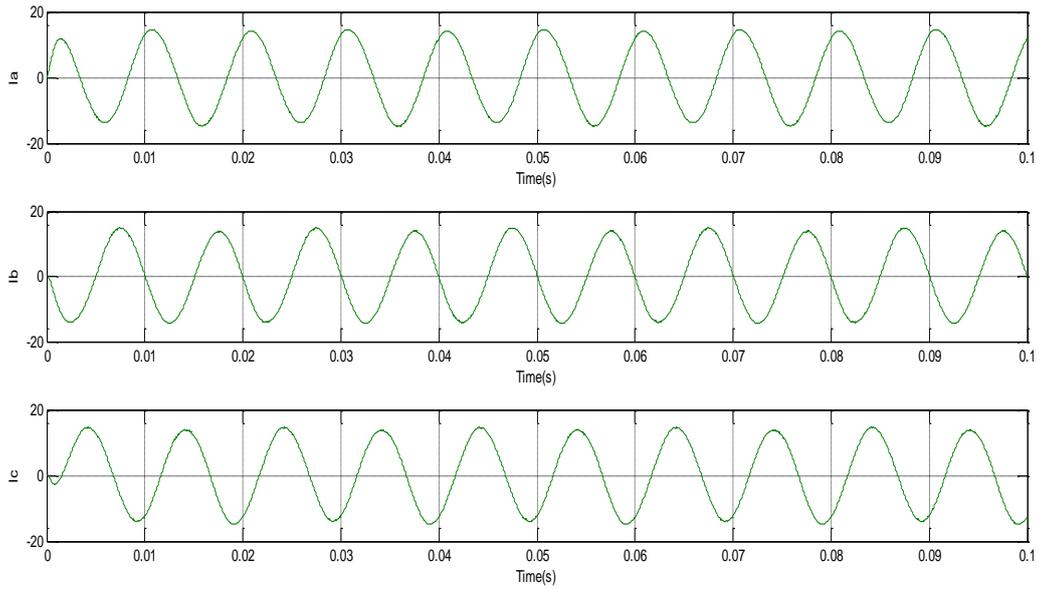


Figure. II. 18: courants de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge
 $R = 10\Omega, L = 0.0035mH, f_s = 100HZ, f_p = 6000HZ$

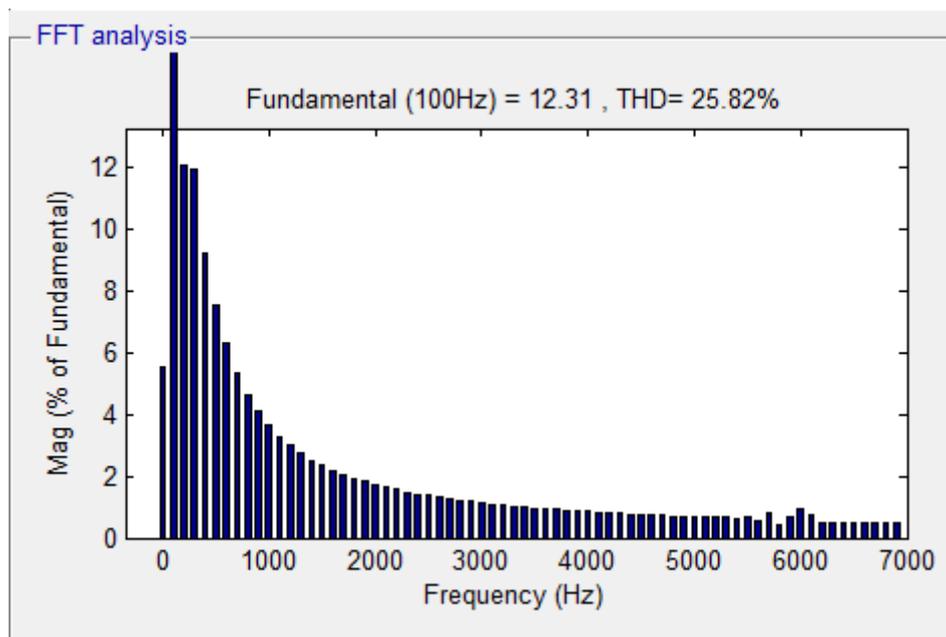


Figure. II. 19: L'analyse spectrale de courant de sortie « I_A » d'un convertisseur matriciel avec

$$f_s = 100HZ, f_p = 6000HZ$$

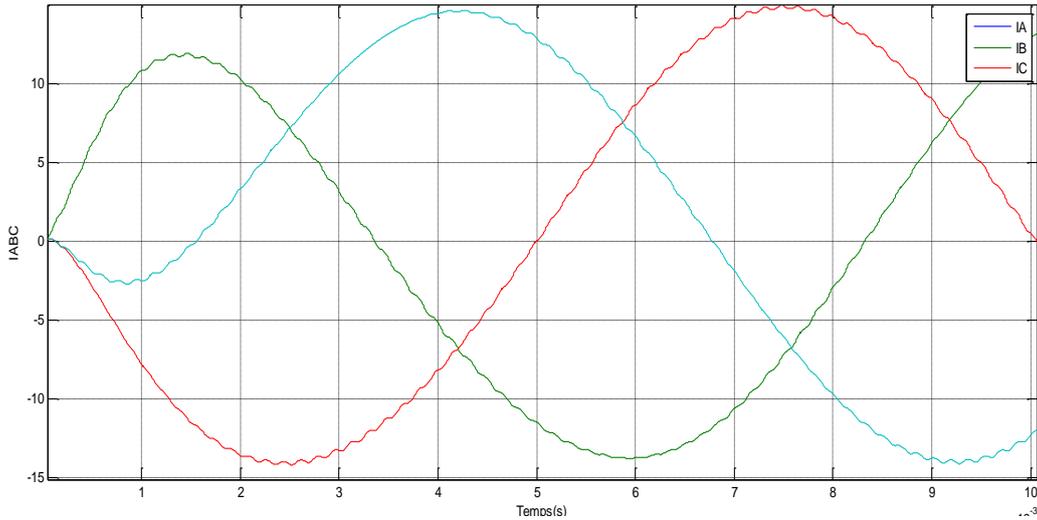


Figure .II .20: Zoom de courant d'entrée d'un convertisseur matriciel avec charge pour $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$

❖ $q = 0.866, f_e = 50\text{HZ}, f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}, V_e = 220\sqrt{2}\text{v}$

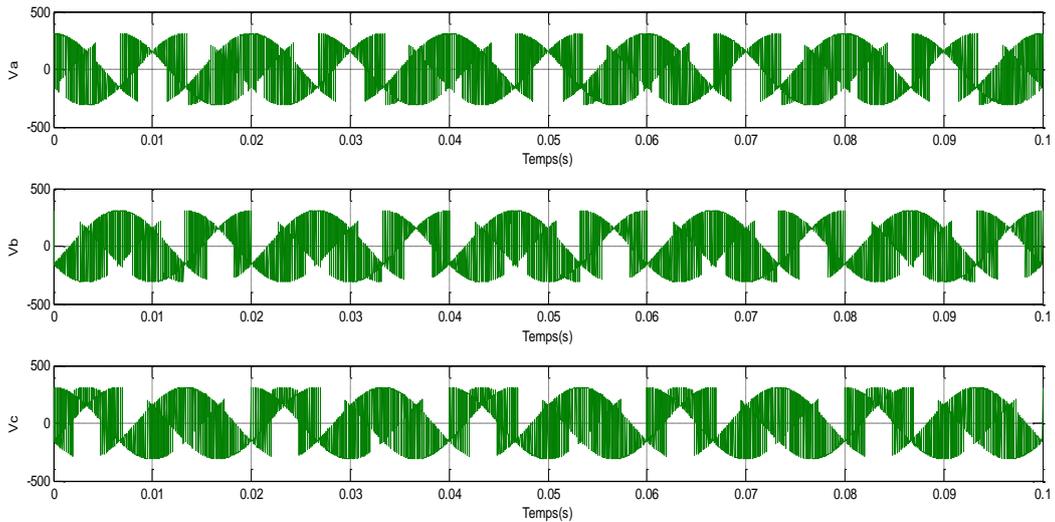


Figure. II. 21: Tensions de sortie d'un convertisseur matriciel à vide avec $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}, q = 0.866$

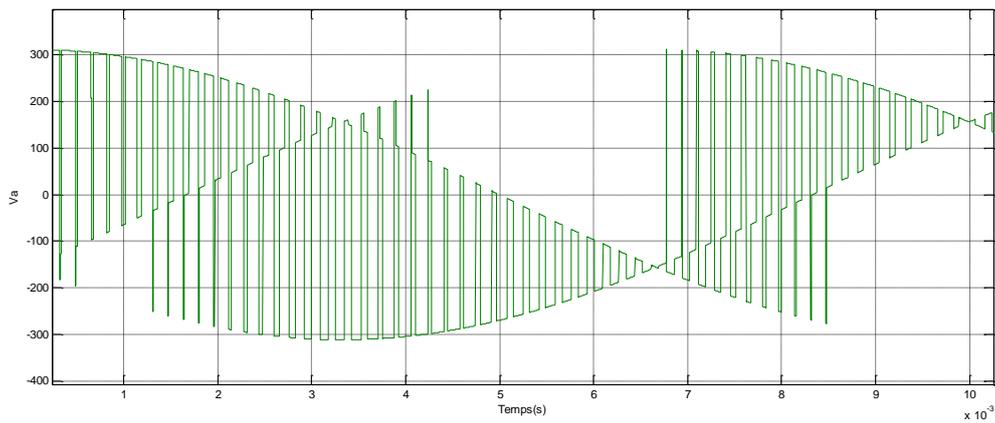


Figure .II. 22: Zoom de la tension de sortie de phase « Va » d'un convertisseur matriciel à vide avec $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$

- **Filtrage des tensions de sorties**

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

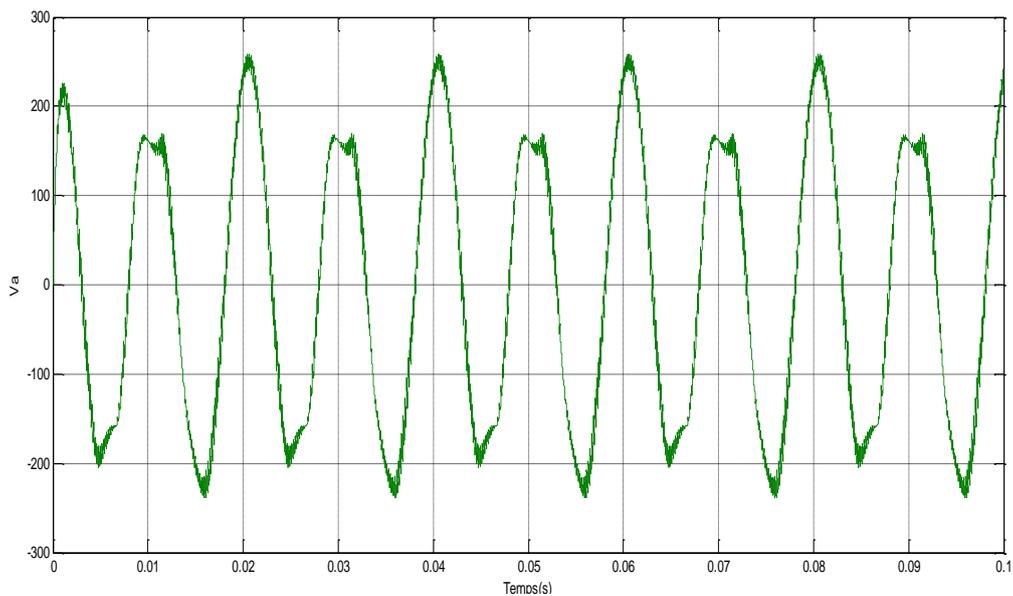


Figure .II .23: La tension de sortie « Va » d'un convertisseur matriciel avec filtrage pour $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$

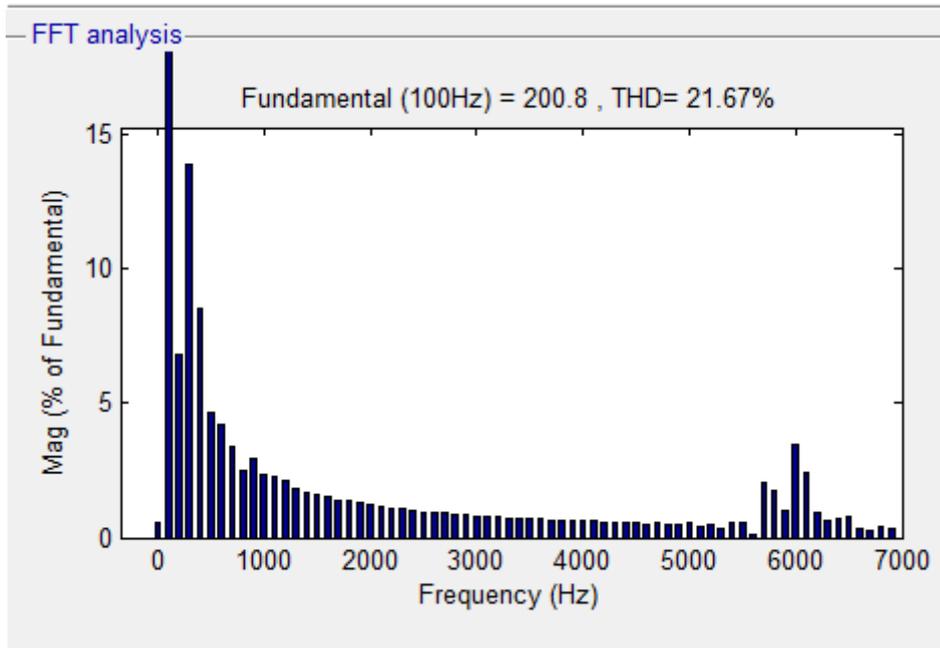


Figure II.24: L'analyse spectrale de tension V_a de sortie d'un convertisseur matriciel avec filtrage pour $f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$

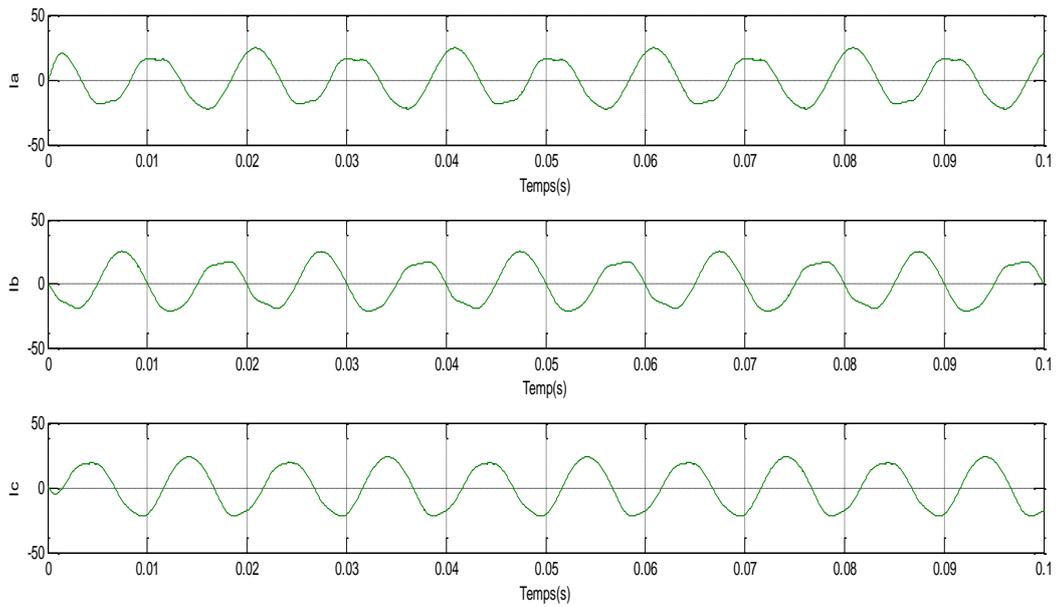


Figure II.25: courants de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge $R = 10\Omega, L = 0.0035\text{H}, f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$

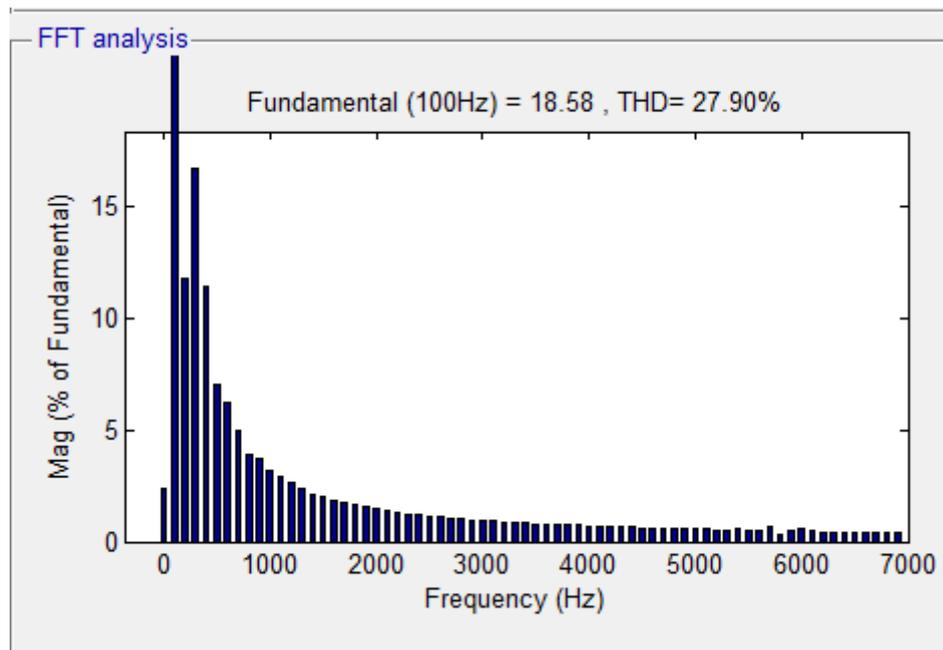


Figure .II .26 : L'analyse spectrale du courant de sortie d'un convertisseur matriciel avec charge $R = 10\Omega, L = 0.0035H, f_s = 100\text{HZ}, f_p = 6000\text{HZ}$

- **Commentaires**

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 :

- Le fondamental de la tension de sortie ($V_s = V_e \cdot q$) ;
- 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_s ;
- Une augmentation de gain q de 0.5 à 0.86 a fait une différence dans les résultats de THD, mais avec des valeurs fluctuantes ;
- Une faible valeur de f_s implique une mauvaise qualité d'onde d'entrée de courant et tension de sortie

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la structure du convertisseur matriciel de type direct. Par la suite on a détaillé les deux algorithmes de modulation de Venturini employés pour la commande des différents interrupteurs de puissance qui constituent ce convertisseur. Cette technique permet de moduler d'une manière très précise le courant d'entrée ainsi que la tension de sortie.

Chapitre III : Diagnostic de défaut dans le convertisseur matriciel

III.1 Introduction

La commande du convertisseur matriciel et la défaillance des composants sont des causes principales de création des défauts dans un convertisseur qui soient un circuit ouvert, ou court-circuit. Ces types de dysfonctionnements induisent des contraintes d'endommagement pour le système (le convertisseur matriciel lui-même), ces défauts doivent être rapidement détectés et localisés et afin d'empêcher la répartition de danger de ces défauts [1].

Les diagnostics sont de plus en plus utilisés dans l'industrie. Elles permettent de détecter un défaut d'une manière précoce afin d'éviter des arrêts inattendus de l'installation. Et, ainsi assuré une maintenance rapide et à temps en évitant plus de dépenses. Cependant, on a présenté dans ce chapitre l'essentiel des méthodes de diagnostic.[18]

- **Terminologie propre au diagnostic**
- **Défaut**

Un défaut se caractérise par tout écart entre la caractéristique observée sur un dispositif et sa caractéristique référentielle, lorsque celui-ci est en dehors des spécifications. Ou n'importe quel état indésirable d'un composant ou d'un système.

- **Défaillance**

Une défaillance définit une particularité fonctionnelle au sein d'un système physique, et caractérise son incapacité à accomplir certaines fonctions qui lui sont assignées.

- **Diagnostic**

Le diagnostic est le raisonnement menant à l'identification de la cause (l'origine) d'une défaillance ou d'un problème. Le diagnostic d'un défaut dans un C/S désigne toute méthode permettant de déterminer si ce dernier est défaillant ou non et de déterminer l'origine de la panne à partir des informations relevées par observation, contrôles et tests.

On distingue classiquement trois étapes :

- **Localisation** : Détermine l'organe ou dispositif élémentaire défectueux.
- **Identification** : Détermine les causes qui ont engendré la défaillance constatée.
- **Explication** : Justifie les conclusions du diagnostic [13]

III.2. Les types de défauts du convertisseur matriciel

Les trois principaux défauts du convertisseur sont les suivants :

III.2.1. Transistor en court-circuit

Ce type de défaut est très important parce qu'il peut causer d'autres défauts dans le circuit du convertisseur, de plus ce défaut est irréversible. L'origine de ce type de défaut est dû à:

- un vieillissement du composant ;
- un dépassement des limites de la valeur nominale de tension ou de courant pendant une longue période ;
- une résistance de charge trop petite ;
- un court-circuit d'un autre transistor.

III.2.2. Blocage de transistor (circuit-ouvert)

Un transistor bloqué est un transistor qui n'est pas polarisé (absence du signal de commande) ou qui ne s'allume pas bien qu'il soit polarisé Dans ce cas le transistor n'a aucun rôle. Ce défaut est le plus fréquent dans les convertisseurs statiques.

III.2.3. Diode bloquée (diode maintenue ouverte)

Le défaut de diode bloquée est un défaut peu fréquent qui se produit lorsqu'une diode est polarisée mais qui ne permet pas au courant de passer. L'occurrence de tous les défauts mentionnés précédemment entraîne une modification du fonctionnement du convertisseur et induit ainsi un changement des grandeurs électriques du convertisseur [2].

III.3 les différentes étapes d'un diagnostic

Effectuer un diagnostic nécessite un certain nombre d'étapes qui s'enchainent [14]

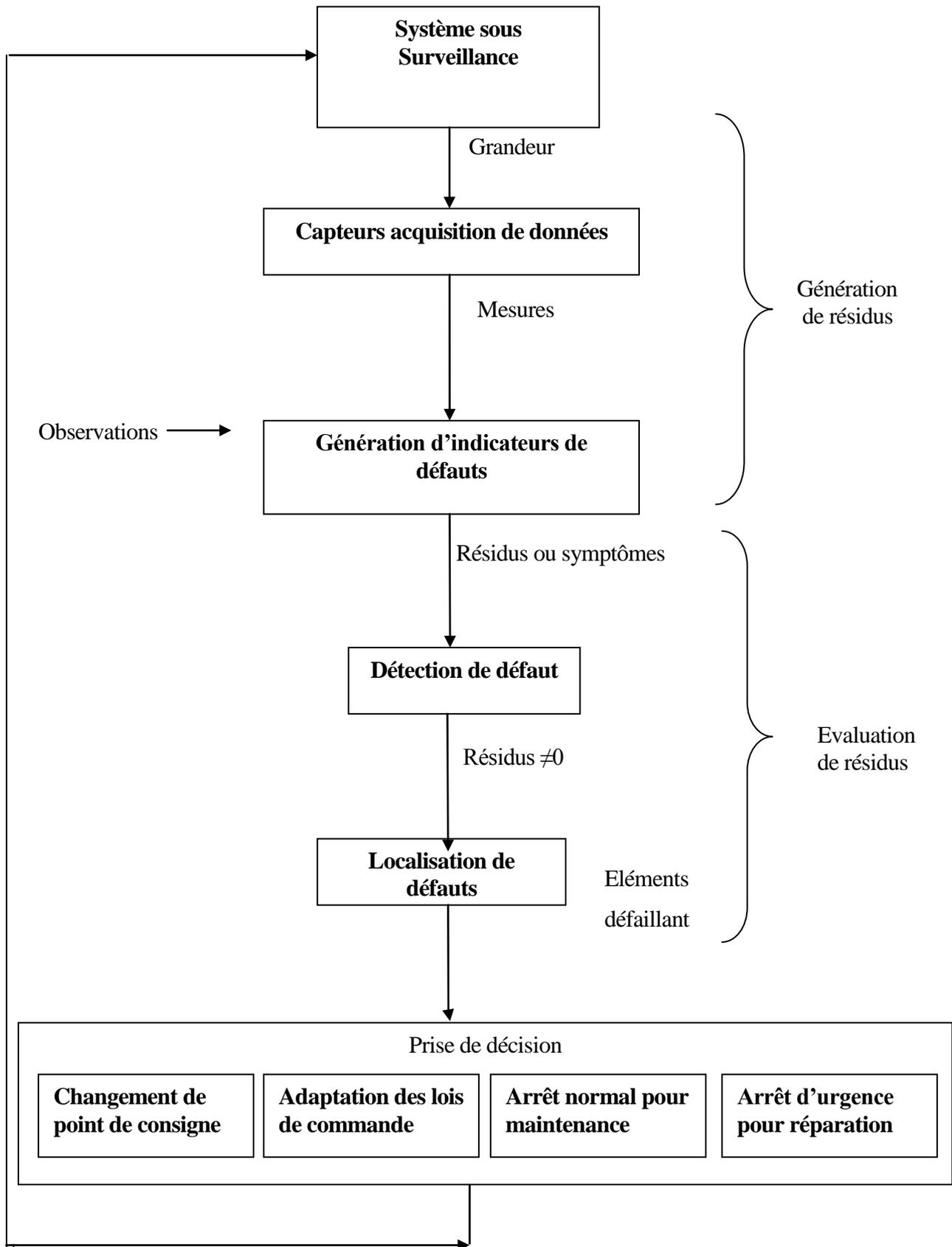


Figure .III .01: Différent étape de diagnostique

III.4 Méthodes de diagnostic

Le diagnostic qu'il soit médical ou bien industriel est toujours basé sur la comparaison entre le comportement du procédé défaillant et les connaissances du comportement sain ou de son modèle.

La figure suivante présente les différentes méthodes de diagnostic :

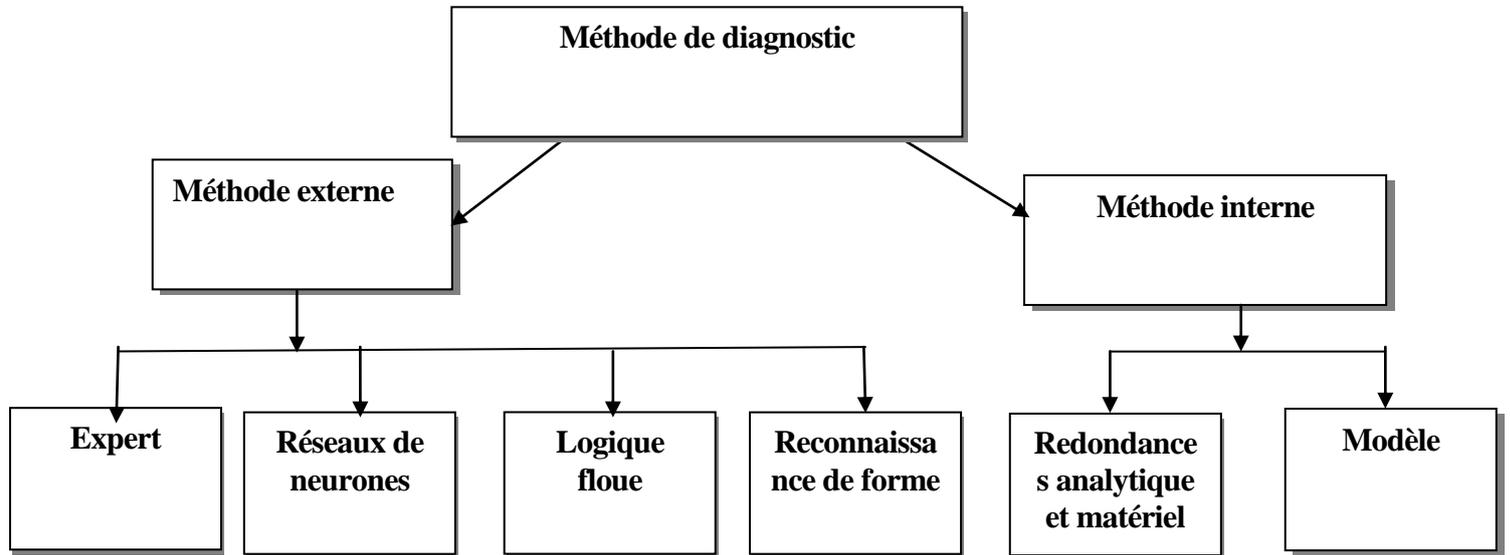


Figure .III .02: Synoptique de classement des méthodes de diagnostic

III.4.1 Méthodes internes de diagnostic

La connaissance du modèle permet de décrire les relations de cause à effet, ces méthodes requièrent une connaissance approfondie du fonctionnement sous la forme de modèle mathématique, ces méthodes utilisent un modèle pour reproduire le comportement du système.

III.4.2 Méthodes externes de diagnostic

Les méthodes externes de diagnostic supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expertise humaine acquise par apprentissage, ces méthodes se basent sur l'analyse des signaux de convertisseur matriciel.

Au sens strict, ces méthodes supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expertise humaine confortée par un solide retour d'expérience. Dans cette catégorie, on retrouve toutes les méthodes basées sur l'intelligence artificielle, qui est presque aussi vieille que l'informatique : Les premiers travaux et réalisations datent du début des années 50. L'expression « intelligence artificielle » a été proposée par

J.McCarthy en 1956. Au sens large, elle inclut la reconnaissance des formes, "les systèmes experts", "la logique floue" et "les réseaux de neurones artificielles". Cependant malgré ce départ rapide, peu d'applications de l'intelligence artificielle sont apparues immédiatement dans le secteur industriel

a. Diagnostic par systèmes experts

Un système expert doit fournir des réponses associées à une situation donnée sachant que la complexité du domaine étudié ne permet pas d'établir a priori toutes les configurations possibles des situations ; ainsi un spécialiste du dépannage réalise son diagnostic à l'aide d'une description partielle de la situation.

A partir de l'ensemble de symptômes dont il dispose, il peut déduire toutes les conclusions possibles, élaborer de nouvelles hypothèses et approfondir son diagnostic en exploitant des informations supplémentaires collectées sur le système à diagnostiquer.

b. Diagnostic par logique floue

Le principe de fonctionnement du diagnostic basé sur la logique floue consiste à extraire et à calculer les signaux d'entrée, en utilisant les règles linguistiques représentées sous forme de fonctions d'appartenances ; ces règles peuvent contenir tous les modèles possibles qui correspondent au mode de défaut considéré.

En général, la procédure de fonctionnement d'un système flou est effectuée en trois étapes :

- La fuzzification ;
- L'inférence ;
- La défuzzification.

Le bloc fuzzification contient en général un traitement des données préliminaire ; ces données sont alors traitées par des règles linguistiques, ce qui nécessite leur définition par des fonctions d'appartenance.

Dans le bloc inférence, les valeurs des variables linguistiques sont liées par plusieurs règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système (causes des effets du système à diagnostiquer).

Dans la dernière étape, il faut transformer la valeur floue (linguistique) en une valeur déterminée, ceci eu faisant dans le bloc défuzzification. [2]

c. les réseaux de neurones artificiels (RNA)

Un réseau de neurone est un modèle de calcul dont la conception est schématiquement inspirée du fonctionnement de vrais neurones humains. Cette technique est placée dans la famille des méthodes de l'intelligence artificielle qu'ils enrichissent en permettant de prendre des décisions en s'appuyant d'avantage sur la perception que sur le raisonnement logique formel. [14]

III.5 Diagnostic par l'analyse de la trajectoire du vecteur courant instantané (contour de Park)

Dans cette méthode, le défaut de circuit ouvert et l'emplacement de commutation de défaut seront révélés et ceci selon le principe suivant :

✓ principe

Cette méthode repose sur le principe de la transformation de Park, qui permet d'exprimer les courant triphasé (I_A, I_B, I_C), dans un repère stationnaire biphasé ($\alpha ; \beta$), [15]

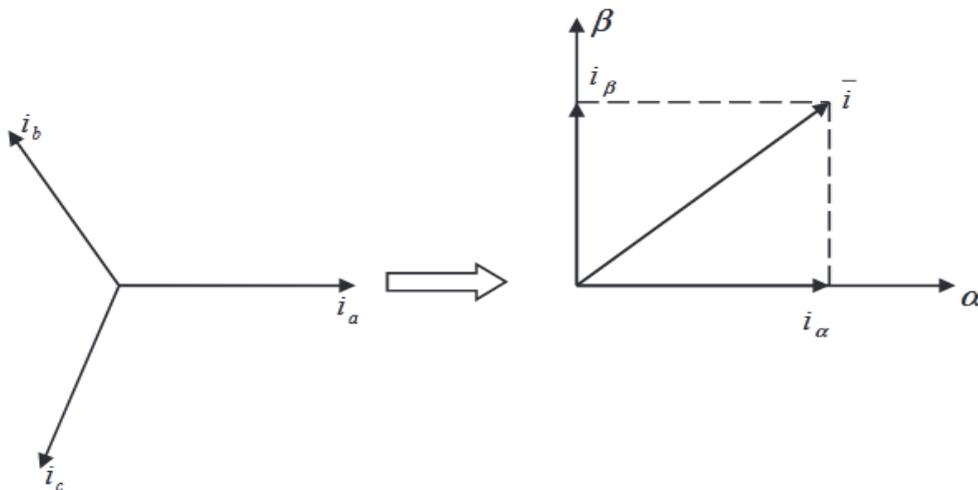


Figure. III .03: Transformation de Concordia

La transformation de Park est donner par :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}$$

III.6 Résultats de Simulation d'un convertisseur matriciel avec un défaut de circuit ouvert

Notre objectif dans cet axe est de savoir comment les dysfonctionnements en circuit ouvert sont causés dans le convertisseur et comment déterminer son emplacement.

D'une manière générale, le régime de défaut de circuit-ouvert pour n'importe quel mode est obtenu par le blocage de l'IGBT du bras de la phase concernée par le défaut à l'état ouvert ($S_i=0$).

La simulation présentée par la suite est réalisée sur un convertisseur matriciel commandé selon le principe de Venturini. Avec les valeurs de la fréquence de la porteuse $f_p=6000\text{Hz}$ et un temps de simulation de 3s.

$$\diamond q = 0.5 \quad f_e = 50\text{Hz}, f_s = 50\text{Hz}, f_p = 6000\text{Hz}, V_e = 220\sqrt{2}\text{V}$$

La Figure.III.04 représente les résultats des courants filtrés (I_A, I_B, I_C) de la charge de la sortie du convertisseur matriciel. On voit que les courants ont une forme sinusoïdale

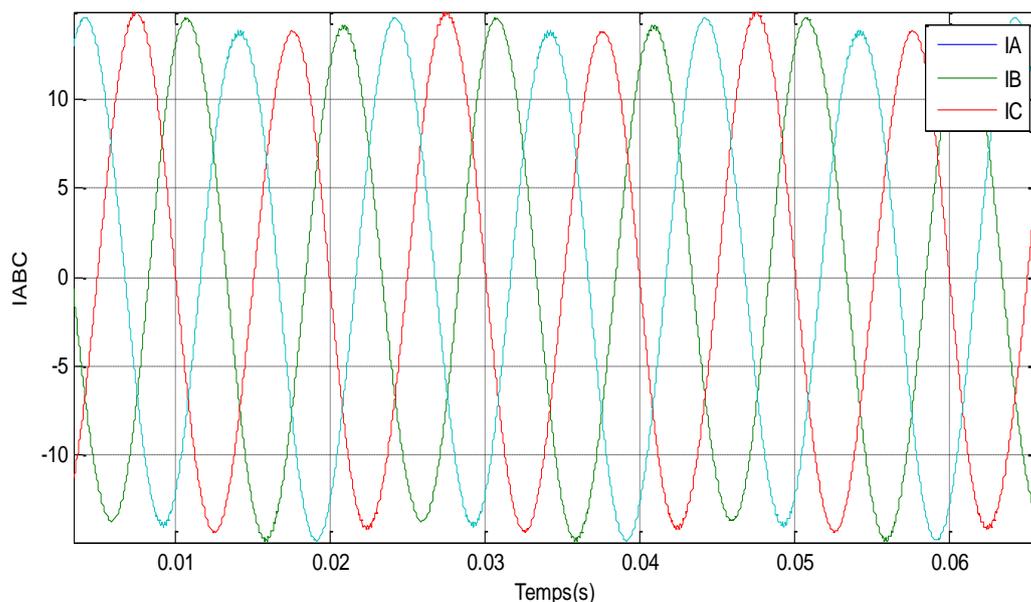


Figure .III .04: Courants de sortie d'un convertisseur matriciel à l'état sain

III.6.1. L'application de défaut sur les interrupteurs de convertisseur matriciel

Dans le but de visionner l'influence du défaut de circuit ouvert sur les grandeurs électriques, on essaye de le créer dans les différents interrupteurs à un temps choisi Arbitrairement de $t=3\text{s}$.

$$\diamond q = 0.5 \quad f_e = 50\text{Hz}, f_s = 50\text{Hz}, f_p = 6000\text{Hz}, V_e = 220\sqrt{2}\text{V}$$

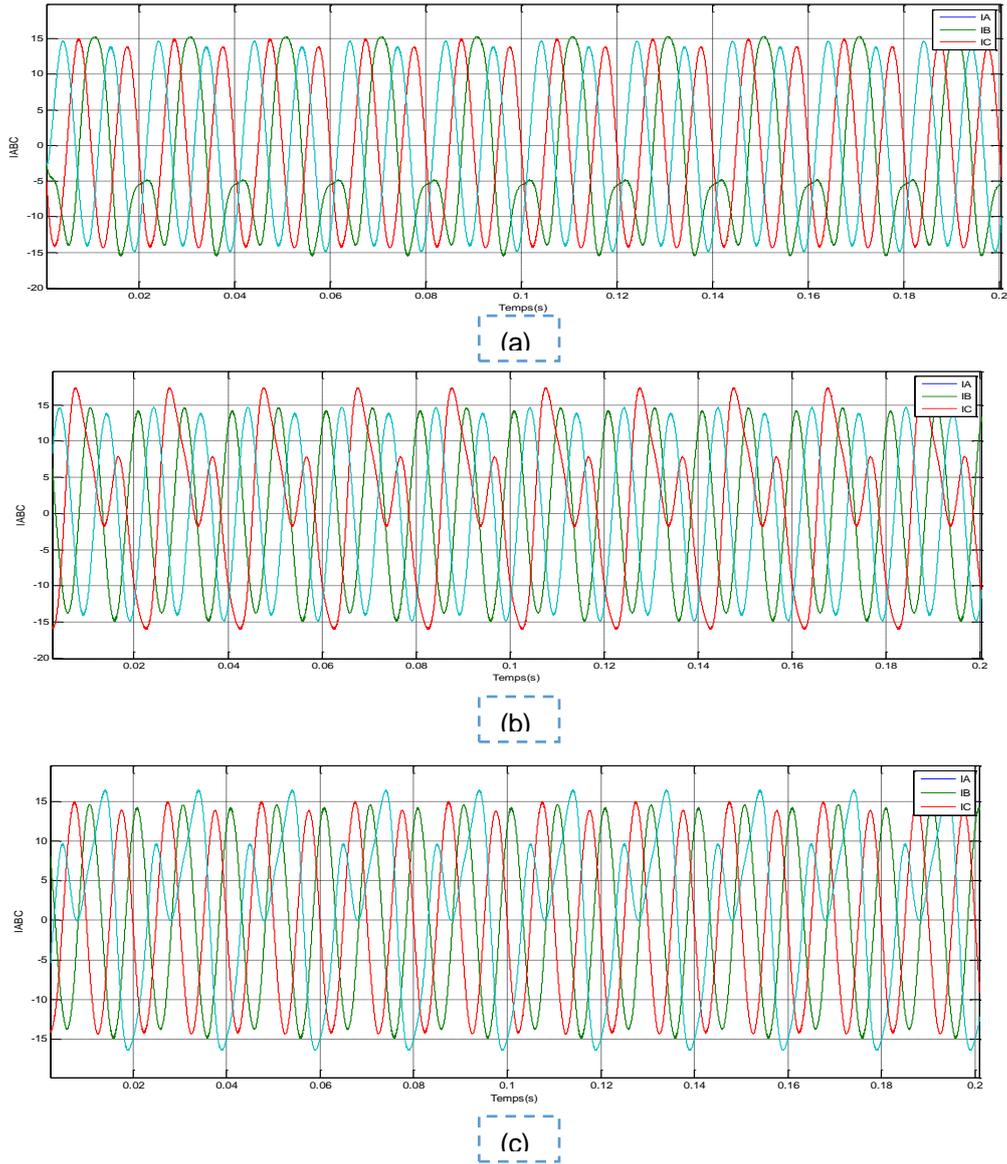
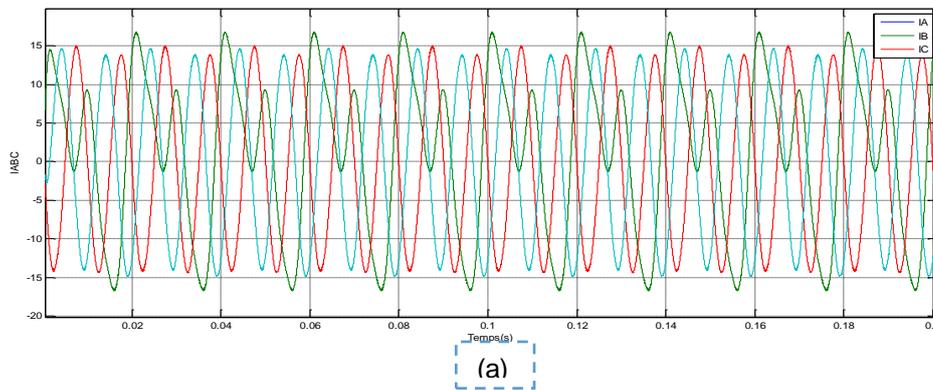
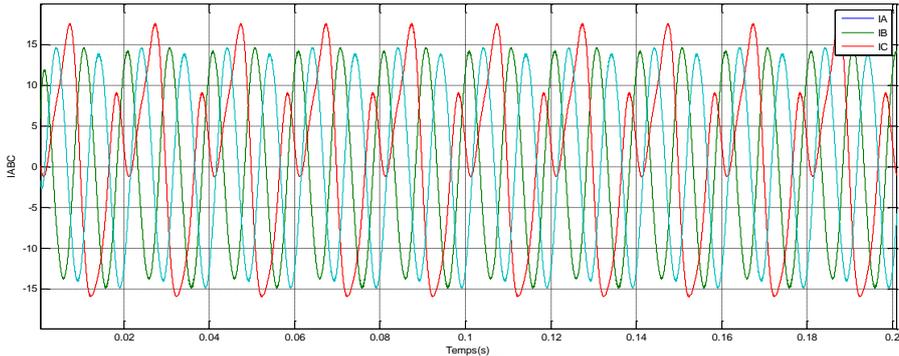
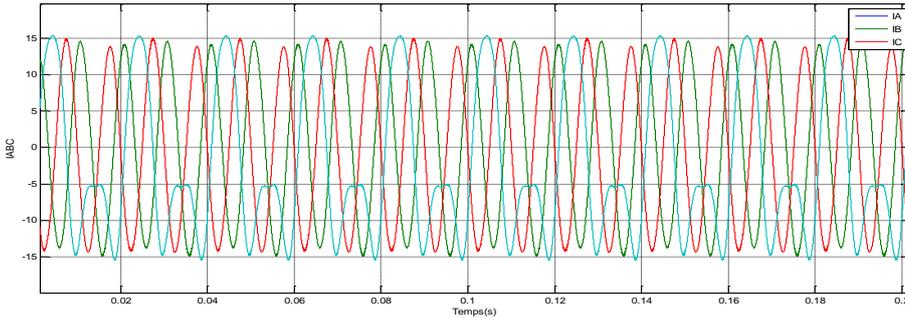


Figure .III .05 : (a), (b) et (c) Zoome des courant I_{ABC} en présence de défaut dans les interrupteur S_{11} et S_{12} et S_{13}



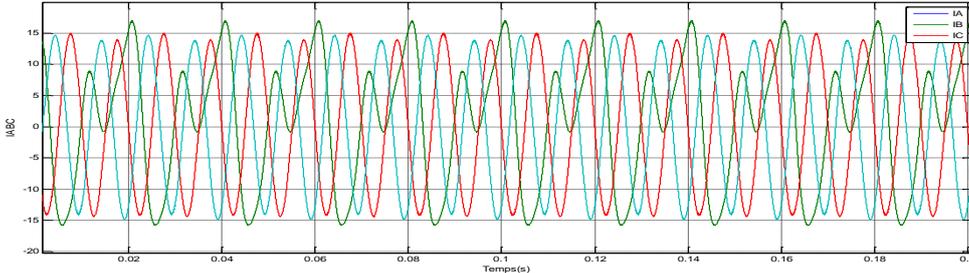


(b)



(c)

Figure .III.06 :(a),(b) et (c) Zoom des courant I_{ABC} en présence de défaut dans les interrupteur S_{21} et S_{22} et S_{23}



(a)

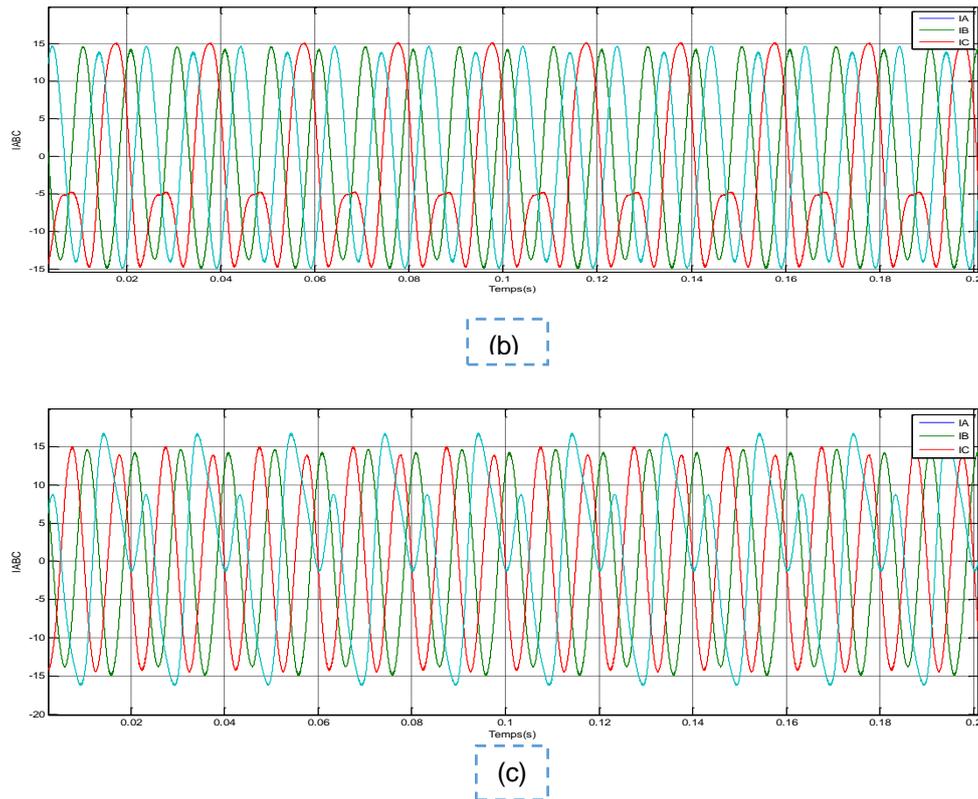


Figure III.07: (a), (b) et (c) Zoom des courant I_{ABC} en présence de défaut dans les interrupteur S_{31} et S_{32} et S_{33}

Les résultats de simulations obtenues dans les Figures. (III.05, III.06 et III.07) représente les courants I_{ABC} en présence de défauts de circuit ouvert, ce type de défaut consiste à la mise en ouverture de l'un des interrupteurs de premier bras (S_{11} ou S_{12} ou S_{13}) (Figure. III.05), 2^{ème} bras (S_{21} ou S_{22} ou S_{23}) (Figure. III.06) et le 3^{ème} bras (S_{31} ou S_{32} ou S_{33}) (Figure. III.07), On notera que l'effet de défaut lors de l'ouverture de l'interrupteur bidirectionnel S_{11} située dans le courant I_B , mais dans un IGBT, l'élimination de l'une des alternances soit positive soit négative s'est terminée à certains temps.

Nous concluons que:

- Les interrupteurs sur le bras du convertisseur matriciel sont fonctionnés en complémentaires, c'est à dire :
- Le défaut dans I_A implique I_B affecté ;
- Le défaut dans I_B implique I_C affecté;
- Le défaut dans I_C implique I_A affecté;

Parmi plusieurs méthodes de diagnostic, on a choisi la technique basée sur l'analyse de la trajectoire du vecteur courant instantané (contour de Park)

III.6.2 Diagnostic par l'analyse de la trajectoire du vecteur courant instantané (contour de Park)

Pour le cas de fonctionnement sain on obtient les figures ci-dessous pour cette analyse :

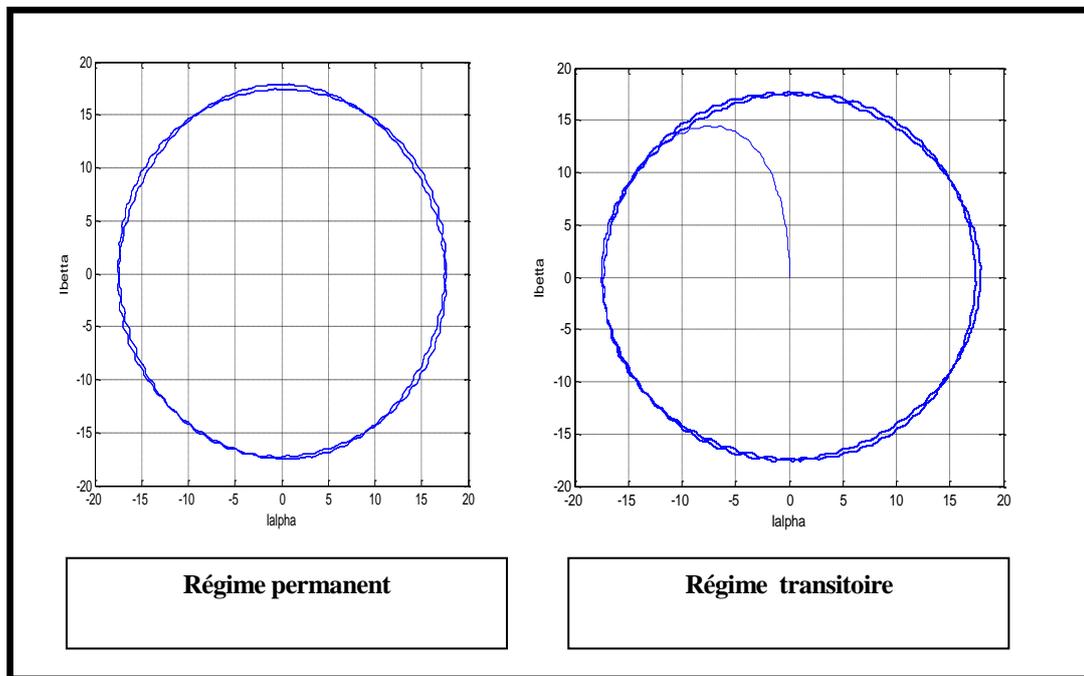


Figure .III .08: Analyse de contour de Park à l'état sain

Dans la Figure.III.08 On voit que la forme de contour de Park est une forme circulaire, Ce cercle représente la forme de Lissajous en régime permanent et en régime transitoire.

Les figures ci-dessous présentent les formes du contour de Park pour un défaut d'ouverture de chaque interrupteur :

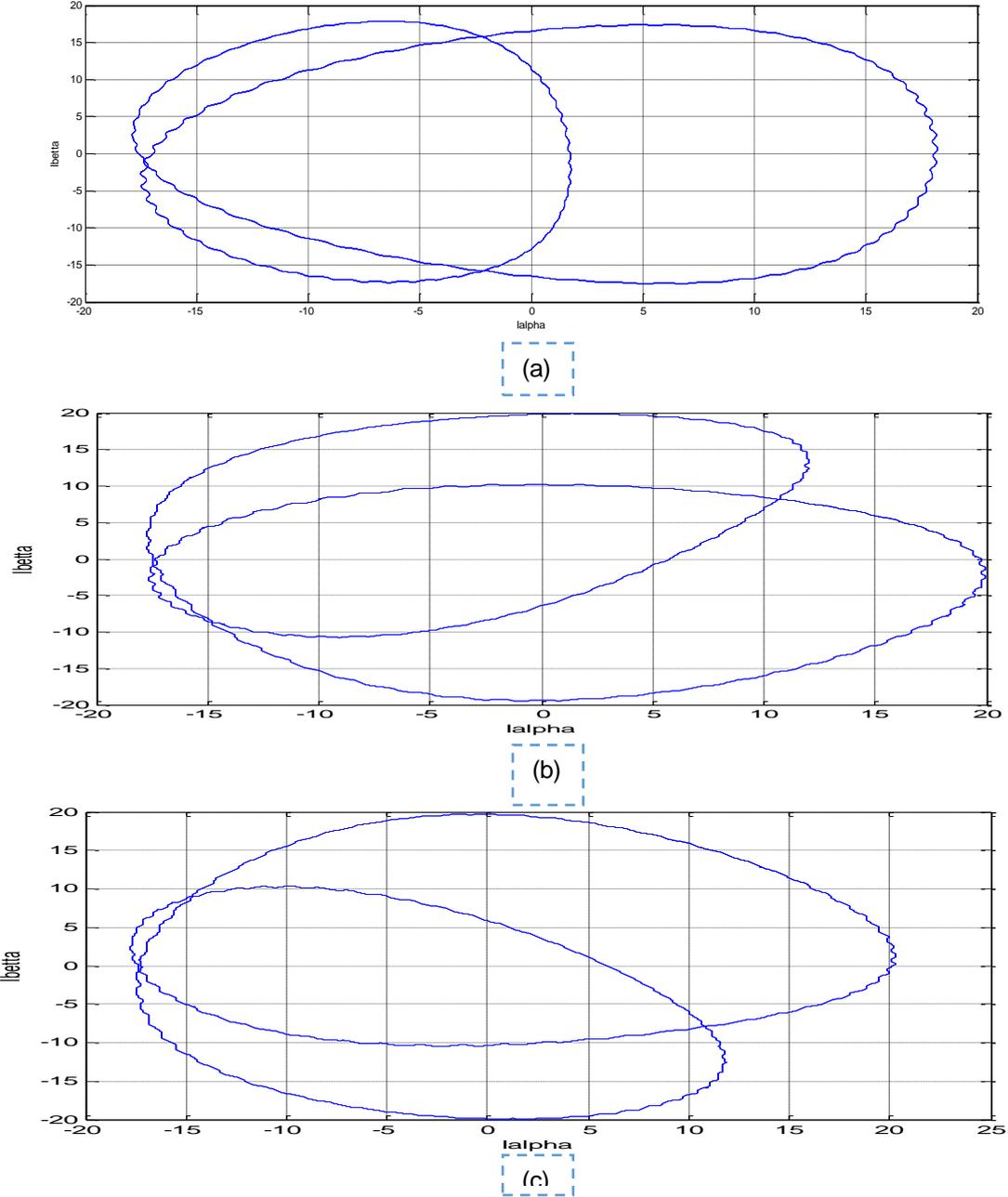


Figure. III. 09: (a), (b) et(c) respectivement l'analyse du contour de Park en présence de défaut de circuit ouvert dans les interrupteurS₁₁, S₁₂, S₁₃

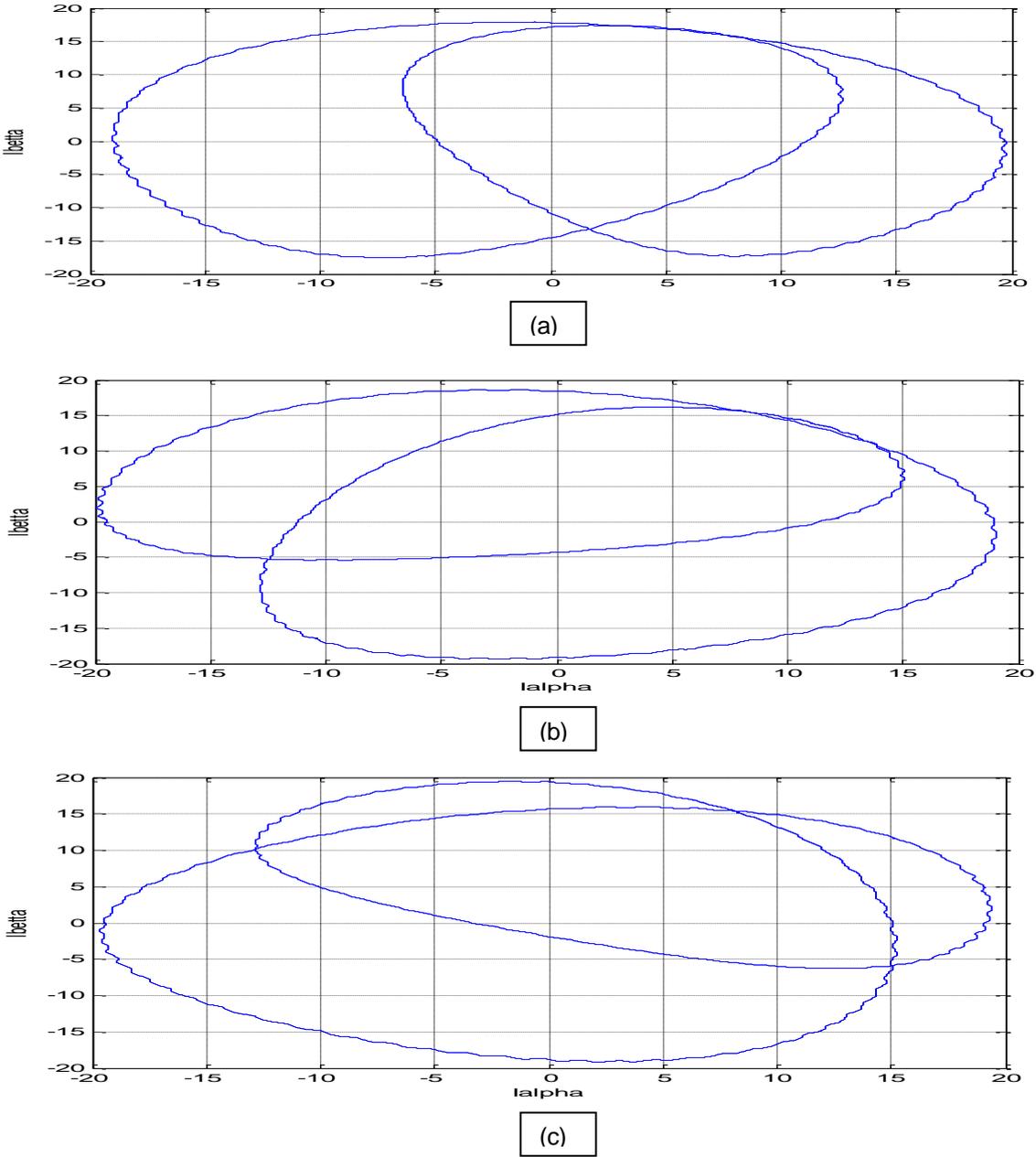


Figure .III .10:(a), (b) et(c) respectivement l’analyse du contour de Park en présence de défaut de circuit ouvert dans les interrupteurs S_{21} , S_{22} , S_{23}

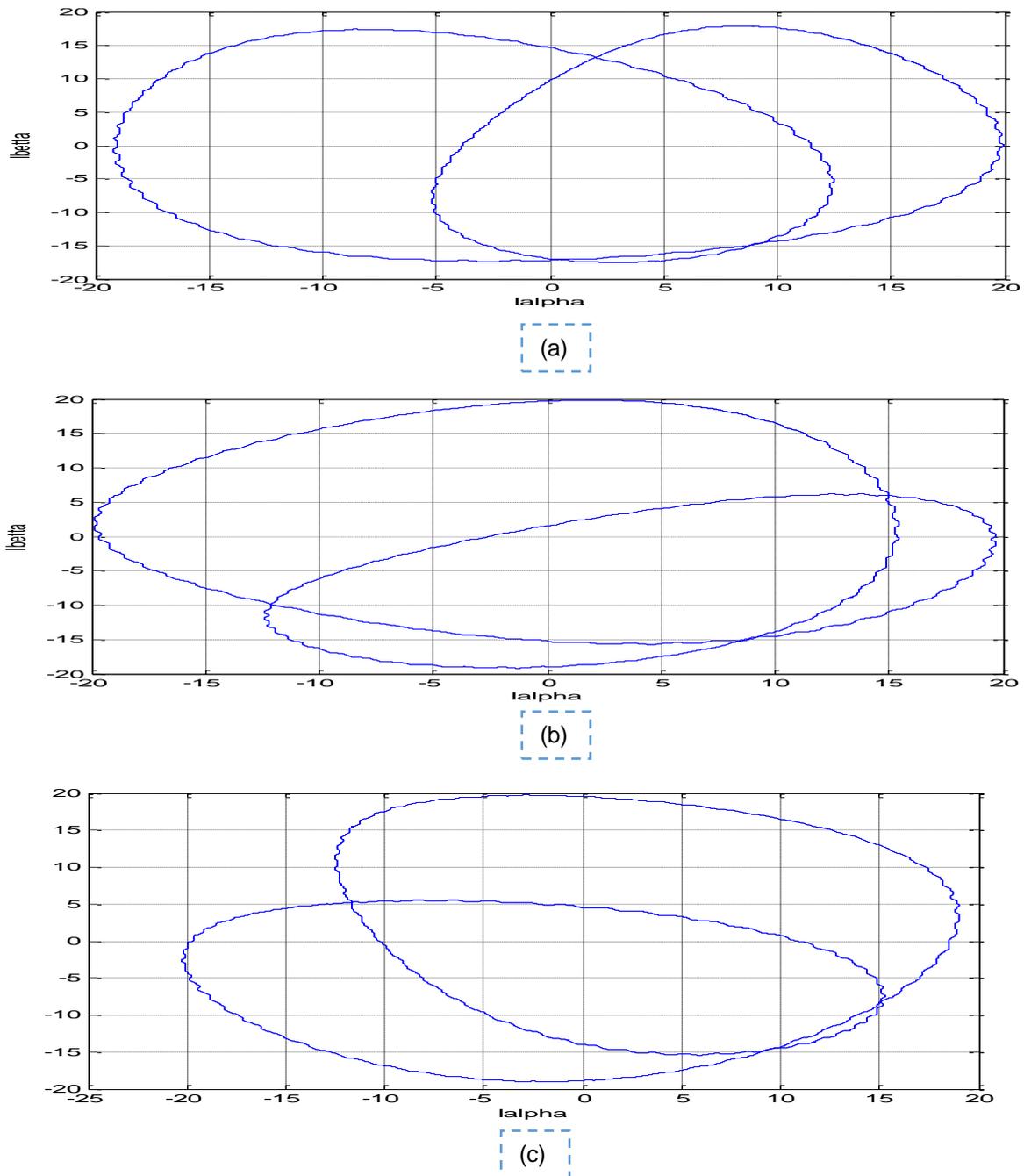


Figure III.11: (a),(b) et (c) respectivement l'analyse du contour de Park en présence de défaut de circuit ouvert dans les interrupteurs S31,S32,S33

Les figures (III.09/III.10/III.11) représentent l'analyse de la trajectoire du vecteur des courants de PARK. D'après ces résultats, la présence de défaut dans les neuf interrupteurs du convertisseur matriciel, se traduit par une trajectoire de courant, ce qui rend possible de détecter le défaut et d'identifier l'interrupteur défectueux.

Conclusion

La détection et le diagnostic de défaut à transistor ouvert sont vitaux dans l'aspect de la protection ainsi que du fonctionnement à tolérance de panne, pour améliorer la disponibilité et la fiabilité de l'ensemble du système.

Dans ce chapitre, l'implémentation du défaut de transistor ouvert est un procédé de détection et de diagnostic basé sur la trajectoire actuelle du courant de phase est présenté. La méthode a été réalisée en l'implémentant sur un convertisseur matriciel triphasé et les résultats prouvent l'efficacité du procédé pour détecter le défaut de transistor ouvert et identifier l'interrupteur défectueux.

Conclusion générale

Un convertisseur matriciel direct (CMD) est une nouvelle topologie de convertisseur de fréquence direct. Il permet d'avoir un système triphasé des tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions du réseau d'alimentation industriel.

Le principe est basé sur une topologie matricielle reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par un commutateur de puissance bidirectionnel.

L'étude présentée dans ce mémoire de fin d'études constitue une contribution exploratrice par apport au thème de diagnostic des défauts dans les convertisseurs statiques en mettant l'accent sur les défauts de circuit ouvert dans convertisseur matriciel à base de la modulation de VENTURINI.

Dans le premier chapitre on a étudié le principe de fonctionnement du convertisseur matriciel, en donnant la configuration des interrupteurs et le fonctionnement d'une cellule de commutation et, les différents types des interrupteurs utilisés dans la constitution des convertisseurs matriciels et aussi les avantages et les inconvénients du convertisseur matriciel.

Dans le deuxième chapitre on a essayé de faire l'étude de la modélisation du convertisseur matriciel, leurs stratégies de commandes a savoir la méthode de VENTURINI. Une simulation de l'association du convertisseur matriciel avec une charge RL.

Le troisième chapitre qui concerne la détection de défaut de circuit ouvert d'un interrupteur (IGBT) du convertisseur matriciel avec une méthodes de détection simples et rapides basée sur le contour de vecteur des courants de Park, les résultats de simulation sont effectuée pour les fonctionnement sain et avec défaut de circuit ouvert d'un interrupteur (IGBT) du convertisseur matriciel, en utilisant l'environnement MATLAB (Simpower system).

- Le présent mémoire permet d'ouvrir de nouveaux horizons et perspectives d'études pour une éventuelle continuité de notre travail, on cite entre autres : L'existence de défauts de court-circuit et le vieillissement des composants des interrupteurs dans le convertisseur matriciel ;
- L'étude du diagnostic du convertisseur matriciel dans les systèmes en boucle fermée ;
- L'étude de la commande tolérante aux défauts du convertisseur matriciel.

Références bibliographiques

- [1] **H. Battane ; Z. Benaïssa** « Détection et Diagnostic de Défauts d'un Onduleur par la Technique des Réseau de Neurones » Mémoire de Master Université Ibn Khaldoun –Tiaret- .
- [2] **A. Louradi** « Diagnostic d'un convertisseur matriciel (3x3) alimentant une machine asynchrone » Mémoire de Master Université de Msila .
- [3] **B. Soumia S. Houda** « Commande d'un convertisseur matriciel alimentant un entraînement électrique » mémoire de master Université LARBI TBESSI –Tbessa-
- [4] **M. Djaafri** « Comparaison entre les convertisseurs matriciels et multi-niveaux du point de vue qualité d'énergie, coût et complexité » Mémoire de master Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi –
- [5] **Aït Oubelli Lyes** « Mise en œuvre d'un modèle générique de convertisseur matriciel dans les environnements empt-RV et Matlab-Simulink » mémoire de diplôme Maîtrise ès sciences appliquées **Université de Montréal**
- [6] **M. Omar –Z. SAOUANE** « Modélisation et simulation d'un convertisseur matriciel à base d'un régulateur flou » Mémoire de master Université LARBI TBESSI –Tbessa-.
- [7] **François Gruson** « Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse. » Mémoire de doctorat /Ecole centrale de LILLE
- [8] **Z. Nouredine** « commande de convertisseur matriciel ». Mémoire de Master Université de Msila .
- [9] Cour d'électronique de puissance « Convertisseur Matriciel » UE9 /MME9 - 1^{ème} Année Master. Université de Mohammed Kheider Biskra
- [10] **B. Wassim, M.A. Dami et M. Labben-Ben Braïek** « Simulation d'un convertisseur matriciel de type direct avec les deux stratégies de modulation de Venturini » Article Ecole Supérieure des Sciences et Techniques de La cinquième Conférence Internationale d'Electrotechnique et d'Automatique, 02-04 Mai 2008, Hammamet, Tunisie
- [11] **A. Cheikh Yeslem** « Commande floue de la MSAP alimentée par un convertisseur matriciel direct » mémoire de master Université Mohamed Boudiaf - M'SILA
- [12] [https://fr.wikipedia.org/wiki/Filtre_\(%C3%A9lectronique\)](https://fr.wikipedia.org/wiki/Filtre_(%C3%A9lectronique))
- [13] **Betta .Z Charef .N** « Diagnostic des défauts dans les convertisseurs statiques » mémoire de master, Université Ibn Khaldoun Tiaret,
- [14] Document de cour « Diagnostic des défaillances des systèmes électrique » université IBN KHALDOUN –Tiaret- Département de génie électrique

Références bibliographiques

- [15] **S. Chergui** « Chapitre IV Diagnostic de défaut » <https://www.academia.edu/>
- [16] **B.Brahim** « Etude d'un Convertisseur Matriciel aliment un moteur à cage » Mémoire de Master ,Université de M'sila
- [17]**M.Takiddine .H.Nasreddine** « Commande d'une Chaine éolienne en Utilise un Convertisseur Matriciel » Mémoire de Master ,Université Ibn Khaldoun –Tiaret-
- [18] **A.NEMIRI** « Détection et Diagnostic de Défaut D'un Onduleur »Mémoire de Master Université BADJI MOKHTAR- ANNABA .
- [19] **Merari .S .R. Abdellah** « Modélisation scalaire et commande d'un convertisseur matriciel dans l'environnement LabVIEW »Mémoire de Master Université Ibn Khaldoun – Tiaret.

Résumé

L'objectif principal de notre étude consiste à effectuer un diagnostic adéquat pour le défaut d'un circuit ouvert des interrupteurs (*IGBT*) d'un convertisseur matriciel commande par la technique de modulation de Venturini En se basant sur l'analyse des défauts par la méthode de la trajectoire du contour de Park sous l'environnement Matlab/Simulink.

Mots clé : Convertisseur matriciel, Modulation de Venturini. , Défaut de circuit ouvert de l'IGBT, Contour de Park.

ملخص

الهدف الرئيسي من دراستنا هو إجراء تشخيص مناسب لخطأ الدائرة المفتوحة للمفاتيح (*IGBT*) لمحول مصفوفة يتم التحكم فيه بواسطة تقنية تعديل Venturini استنادًا إلى تحليل الأعطال بطريقة مسار كفاف Park تحت بيئة Matlab / Simulink .
الكلمات المفتاحية: محول مصفوفة ، تعديل فينتوريني. خطأ الدائرة المفتوحة *IGBT* ، بارك كونتور.

Abstract

The main objective of our study is to make an adequate diagnosis for the open circuit fault of the switches (*IGBT*) of a matrix converter controlled by the Venturini modulation technique Based on the analysis of faults by the method of the path of the Park contour under the Matlab / Simulink environment.

Keywords: Matrix converter, Venturini modulation. , *IGBT* open circuit fault, Park Contour.