

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTRY OF HIGHER EDUCATION  
AND SCIENTIFIC RESEARCH

HIGHER SCHOOL IN APPLIED SCIENCES  
--T L E M C E N--



المدرسة العليا في العلوم التطبيقية  
École Supérieure en  
Sciences Appliquées

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

المدرسة العليا في العلوم التطبيقية  
-تلمسان-

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique  
Spécialité : Energie Et Environnement

Présenté par : Naouel DJEBBAR

Thème

**Etude et simulation d'un convertisseur  
matriciel**

Soutenu publiquement, le 30/06/ 2022, devant le jury composé de :

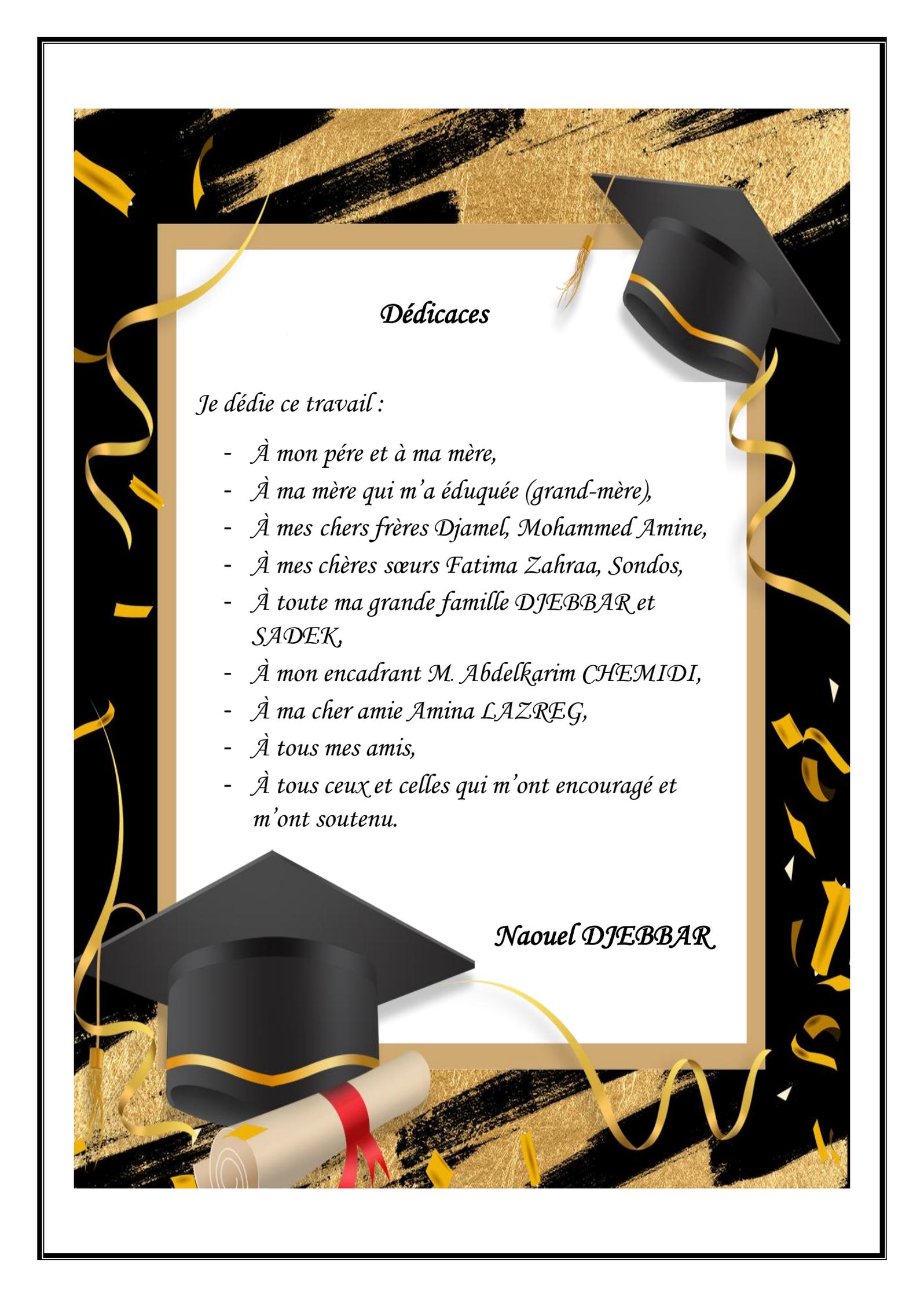
Mr.A.TAHOOR Mr.A.CHEMIDI	Professeur MCA	ESSA.Tlemcen ESSA.Tlemcen	Président Encadrant
Mr. S.M. MELIANI	Professeur	Université de Tlemcen	Examineur 1
Mr.M.C.BENHABIB	Professeur	Université de Tlemcen	Examineur 2

Année universitaire : 2021 /2022

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

## قال المزني تلميذ الشافعي رحمهما الله:

" لو عورض كتاب سبعين مرة لوجد فيه خطأ \* أبى الله أن يكون كتابا صحيحا غير كتابه."



## *Dédicaces*

*Je dédie ce travail :*

- *À mon père et à ma mère,*
- *À ma mère qui m'a éduquée (grand-mère),*
- *À mes chers frères Djamel, Mohammed Amine,*
- *À mes chères sœurs Fatima Zahraa, Sondos,*
- *À toute ma grande famille DJEBBAR et SADEK,*
- *À mon encadrant M. Abdelkarim CHEMIDI,*
- *À ma cher amie Amina LAZREG,*
- *À tous mes amis,*
- *À tous ceux et celles qui m'ont encouragé et m'ont soutenu.*

*Naouel DJEBBAR*

## *Remerciements*

*Avant toute chose, je remercie Dieu le tout puissant de m'avoir donnée courage, patience et force durant toutes ces années d'étude.*

*Je tiens à remercier mon encadrant Monsieur Abdelkarim CHEMIDI, Maître de conférence à l'Ecole supérieure en sciences appliquées de Tlemcen pour avoir encadrer mon travail, ainsi que pour ses observations enrichissantes, ses nombreux conseils, sa disponibilité durant notre préparation de ce travail, son encouragement, et la confiance qu'il m'a accordée.*

*Mes sincères remerciements aux membres du jury, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de participer au jugement de ce travail.*

*Je remercie sincèrement mes parents et toute ma famille pour leur soutien et les encouragements qu'ils m'ont apportés.*

*J'adresse mes sincères remerciements à tous mes enseignants de l'Ecole supérieure en sciences appliquées de Tlemcen.*

*Cette page ne serait été complète sans remercier et dédier mes meilleures amies : L. Amina, T. Hadjer, D. Sarah, B. Selma, Ch. Hiba, B. Rabia, B. Yamina, Ch. Nessrin, B. Imène, M. Soumia, Dj. Khadra, R. Naima, A. Amel, S. Sara, S. Zohra, S. kheira, S. Leila, Dj. Fatima pour leur soutien moral et ses encouragements.*

## ملخص:

محول المصفوفة هو عبارة عن مجموعة من مفاتيح التي يتم التحكم فيها لتوصيل المصدر الثلاثي مباشرة إلى الشحنة الثلاثية. هذا المحول يحتوي على العديد من الخصائص المثيرة للاهتمام التي تم دراستها على مدى العقدين الماضيين. في هذه المذكرة، سنقوم بتقديم نموذج لمحول المصفوفة (3\*3) باستخدام خوارزميات Venturini، Ph D، و SVM.

## كلمات مفتاحية:

محول المصفوفة، تحكم Venturini، Ph D، و SVM.

## Résumé :

Le convertisseur matriciel est un ensemble de commutateurs à semi-conducteurs contrôlés qui connecte directement la source triphasée à la charge triphasée. Ce convertisseur présente plusieurs caractéristiques intéressantes qui ont été étudiées au cours des deux dernières décennies. Dans ce mémoire, Nous allons présenter le modèle du CM triphasé/triphasé en utilisant les algorithmes Venturini, Ph D et SVM.

## Mots-clés :

Convertisseur matriciel (CM), commandes Venturini, PhD et SVM.

## Abstract:

The matrix converter is a group of controlled solid-state switches that directly connects the three-phase source to the three-phase load. This converter has several interesting features that have been studied over the past two decades. In this work, we will present the three-phase-to-three-phase MC model using Venturini, Ph D and SVM algorithms.

## Keywords:

Matrix converter, Venturini, PhD and SVM method.

# Table des matières

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

## **Généralités sur les convertisseurs AC/AC**

I.1 Introduction .....	3
I.2 Les convertisseurs indirecte AC-DC-AC .....	3
I.2.1 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de courant continu (à stockage inductif).....	4
I.2.2 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (à stockage capacitif). 4	
I.2.3 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire oscillant ..	6
I.3 Les convertisseurs direct AC/AC .....	6
I.3.1 Gradateurs .....	6
I.3.2 Cyclo convertisseurs .....	11
I.3.3 Convertisseurs matriciels .....	15
I.4 Caractéristiques des convertisseurs AC/AC .....	18
I.5 Conclusion .....	18

## **Chapitre II : Modélisation et commande du convertisseur matriciel**

II.1 Introduction : .....	20
II.2 Principe de fonctionnement du CM : .....	20
II.3 Interrupteurs utilisés dans le CM : .....	21
II.4 Protection du convertisseur matriciel : .....	23
II.5 Filtre d'entrée : .....	24
II.6 Modélisation de la charge : .....	24
II.7 Modélisation du convertisseur matriciel : .....	25
II.8 Commande du convertisseur matriciel : .....	28
II.8.1 Méthodes scalaires : .....	28
II.8.2 Méthode vectorielle : .....	34
II.9 Conclusion : .....	42

## **Chapitre III : Etude comparative entre différentes techniques de commandes**

III.1 Introduction .....	43
III.2 Schéma synoptique du système à simuler .....	43
III.3 Résultats de simulation et interprétations .....	45
III.3.1 Résultats pour 50 Hz .....	45
III.3.2 Résultats pour 25 Hz .....	49
III.3.3 Résultats pour 100 Hz .....	50
III.4 Conclusion .....	51
Conclusion générale.....	52
Références bibliographiques.....	53

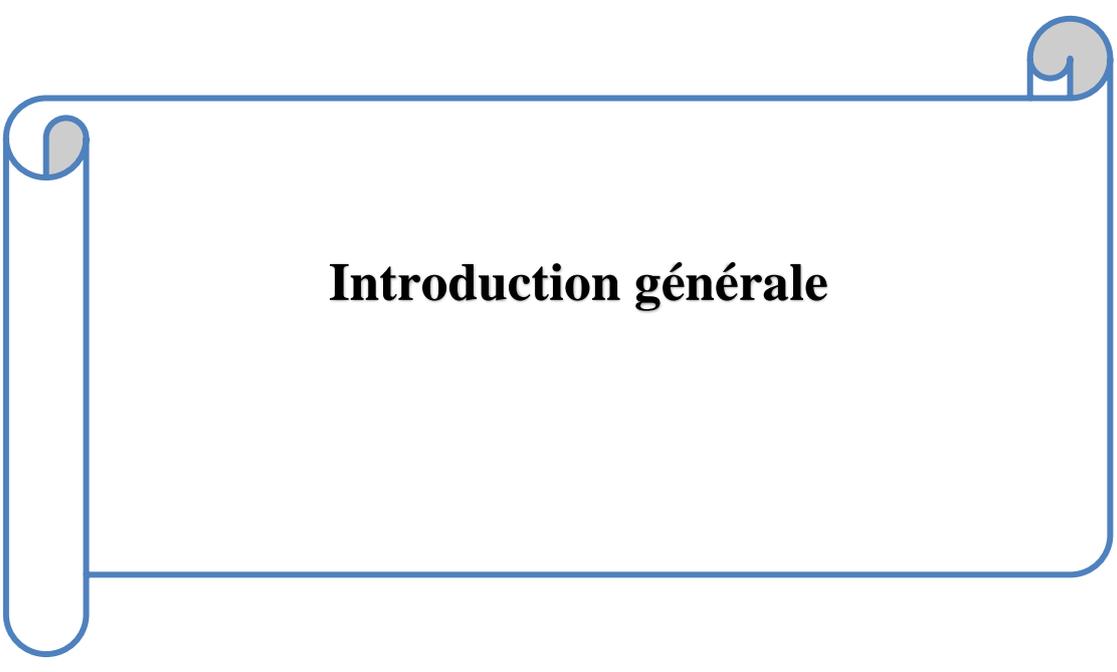
## Liste des figures

Figure I. 1: Schéma synoptique du convertisseur AC/DC/AC. ....	4
Figure I. 2 :Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de courant continu (à stockage inductif) . ....	4
Figure I. 3: Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (à stockage capacitif) avec redresseur non commandable . ....	5
Figure I. 4: Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (à stockage capacitif) avec redresseur commandable . ....	5
Figure I. 5: Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (à stockage capacitif) avec redresseur à MLI . ....	5
Figure I. 6: Schéma synoptique du convertisseur AC/AC. ....	6
Figure I. 7: Symbole électrique d'un thyristor . ....	6
Figure I. 8: Le TRIAC et ses caractéristiques . ....	7
Figure I. 9: Gradateur monophasé . ....	8
Figure I. 10: Charge résistive couplé en étoile et en triangle . ....	9
Figure I. 11: gradateurs triphasés mixte couplé en étoile avec charge résistive . ....	9
Figure I. 12: Groupement en triangle de trois gradateurs monophasés . ....	10
Figure I. 13: Cyclo convertisseur à point milieu . ....	12
Figure I. 14: Cyclo convertisseurs monophasés à monophasés . ....	13
Figure I. 15: Cyclo convertisseurs triphasés à monophasés . ....	14
Figure I. 16: Cyclo convertisseurs triphasés à triphasés . ....	14
Figure I. 17: Convertisseur matriciel (3*3) à une charge triphasée (moteur) . ....	16
Figure I. 18: Convertisseur matriciel indirect . ....	16
Figure I. 19: Convertisseur matriciel direct . ....	17
Figure II. 1: Schéma d'un convertisseur matriciel triphasé/triphasé . ....	20
Figure II. 2: Interrupteurs bidirectionnels . ....	22
Figure II. 3: Structures d'interrupteurs bidirectionnels à 2 IGBT et diodes en série . ....	22
Figure II. 4: Circuit de protection (Clamping) d'un convertisseur matriciel . ....	23
Figure II. 5: Schéma équivalent monophasé du filtre d'entrée . ....	24
Figure II. 6: Temps de conduction des interrupteurs pendant une période de commutation. ....	27
Figure II. 7: Schéma synoptique pour la commande Venturini . ....	33
Figure II. 8: Schéma synoptique pour la commande Ph D . ....	33
Figure II. 9: Vecteurs d'espace des tensions de sortie . ....	39
Figure II. 10: Vecteurs d'espace des courants d'entrée . ....	39
Figure II. 11: Présentation du vecteur de tension de sortie et de courant d'entrée . ....	40
Figure II. 12: Exemple d'une MLI . ....	42

Figure III. 1: Schéma synoptique de la commande Venturini.....	43
Figure III. 2: Schéma synoptique de la commande SVM. ....	44
Figure III. 3: Schéma synoptique de la commande Ph D. ....	44
Figure III. 4: Tension d'alimentation du réseau. ....	45
Figure III. 5: Forme d'onde du convertisseur par la méthode venturini (50Hz). ....	46
Figure III. 6: Forme d'onde du convertisseur par la méthode SVM (50Hz). ....	47
Figure III. 7: Forme d'onde du convertisseur par la méthode Ph D (50Hz). ....	48
Figure III. 8: Tension de ligne de la charge. ....	49
Figure III. 9: Tension de ligne de la charge. ....	49
Figure III. 10: Tension de ligne de la charge. ....	49
Figure III. 11: Tension de ligne de la charge. ....	50
Figure III. 12: Tension de ligne de la charge. ....	50
Figure III. 13: Tension de ligne de la charge. ....	50

## Liste des figures

Tableau I 1: Comparaison des caractéristiques des convertisseurs AC/AC .....	18
Tableau II 1: Liste des 27 états du convertisseur matriciel .....	37
Tableau II 2: configurations communes suivantes les secteurs de tension et du courant. ....	40



## **Introduction générale**

## Introduction générale

---

Les convertisseurs d'électronique de puissance peuvent être classés dans les catégories suivantes : convertisseurs AC/DC, DC/AC, DC/DC et AC/AC. Ce dernier peut être direct ou indirect. Dans notre étude nous allons intéresser aux convertisseurs directs qui classés selon trois types différents : gradateur, cyclo convertisseur et convertisseur matriciel.

Le convertisseur matriciel est une matrice de commutateurs bidirectionnels à semi-conducteurs contrôlés qui relie directement la source triphasée à la charge triphasée sans la présence des dispositifs de stockage d'énergie. La tension de sortie triphasée et la fréquence souhaitées peuvent être obtenues par la commande des neuf interrupteurs bidirectionnels avec une certaine stratégie. En comparaison avec le convertisseur AC-AC traditionnel, le CM présente de nombreux avantages, tels que l'entrée et sortie sinusoïdales, la conversion directe de fréquence et le transfert de l'énergie électrique de façon bidirectionnelle. La commutation des interrupteurs bidirectionnels dans un CM est vraiment compliquée. Plusieurs algorithmes ont été proposés pour la commutation des commutateurs bidirectionnels du CM. Nous allons présenter le modèle de CM triphasé à triphasé en utilisant les algorithmes Venturini, Ph D et SVM.

Le but principal de l'étude du convertisseur matriciel est le remplacement des convertisseurs conventionnels à circuits intermédiaires continus par des convertisseurs assurant la conversion direct AC/AC. Par conséquent, ce type de convertisseur sera le thème d'étude de ce mémoire. Ce dernier est organisé comme suit :

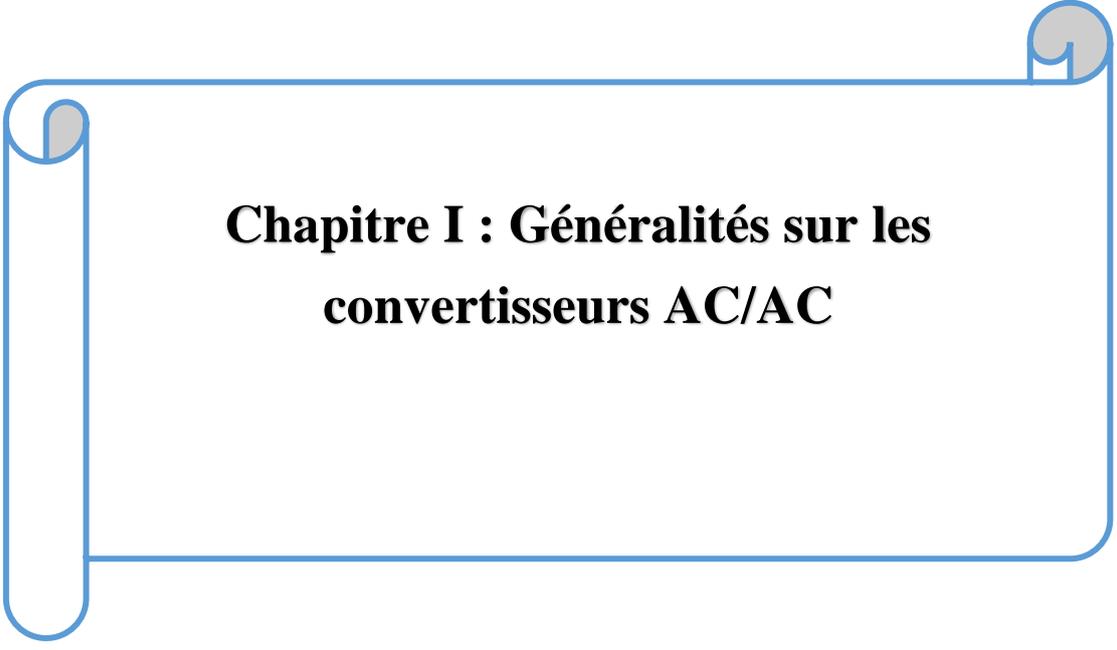
- Dans le premier chapitre, nous avons présenté des généralités sur les convertisseurs AC/AC indirects et directs, ainsi que les différents types de chacun de ces convertisseurs, nous avons vu les avantages et inconvénients pour chaque type de convertisseur avec leur domaine d'application.
- Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation du convertisseur matriciel 3\*3, puis la présentation des différentes stratégies de commande du convertisseur scalaire et vectorielle par des algorithmes de modulation de (Venturini, PhD) et SVM respectivement.
- Dans le dernier chapitre, nous présentons les schémas du système simulé par différentes stratégies de contrôle (Venturini, SVM, PhD), le système est simulé à l'aide du logiciel

## Introduction générale

---

MATLAB/SIMULINK. Les résultats de la simulation sont présentés avec des interprétations.

Enfin, une conclusion générale sur le travail effectué est présentée et quelques perspectives.



**Chapitre I : Généralités sur les  
convertisseurs AC/AC**

## I.1 Introduction

Les convertisseurs AC-AC à semi-conducteurs sont largement utilisés dans un certain nombre d'applications telles que les variateurs de vitesse, la transmission AC-AC, les alimentations sans interruption, les systèmes de conversion pour avions et les systèmes de conversion des énergies renouvelables [AGA 10]. En général, le convertisseur de fréquence convertit l'énergie électrique AC d'une autre fréquence.

Les caractéristiques les plus intéressantes des convertisseurs de fréquence sont la possibilité de générer des tensions de charge avec une amplitude et une fréquence quelconques, des formes d'onde sinusoïdales de courant et de tension de source et de charge, un facteur de puissance unitaire pour n'importe quelle charge [WHE 02].

Au cours des dernières années, plusieurs topologies de convertisseurs de fréquence AC-AC sont apparues dans la littérature [ANG 04]. Les convertisseurs AC-AC sont communément classés comme étant soit un convertisseur indirect qui utilise une liaison DC entre la source et la charge, soit un convertisseur direct qui assure une conversion directe [KOL 02].

Dans ce chapitre, nous allons présenter les différents convertisseurs AC/AC et leurs principes de fonctionnement, ainsi que le domaine d'application, avec leurs avantages et inconvénients.

## I.2 Convertisseurs indirecte AC-DC-AC

Les convertisseurs AC/DC/AC sont une partie d'un ensemble de convertisseurs AC/AC. En général, les convertisseurs AC/AC prennent l'énergie d'un système AC et la transmettent à un autre avec des formes d'onde d'amplitude, de fréquence et de phase différentes. Ces systèmes peuvent être monophasés ou triphasés. Les principales applications des convertisseurs AC/AC à source de tension sont les variateurs de vitesse [BOS 02].

Les convertisseurs AC - AC indirect sont les plus utilisée pour la conversion de puissance AC – AC, avec une liaison DC entre les deux systèmes AC, comme le montre la Figure I.1.

Dans un convertisseur AC/DC/AC, le courant alternatif d'entrée est redressé en une forme d'onde continue, puis inversé en une forme d'onde alternative de sortie. Un condensateur (et/ou une inductance) dans la liaison DC stocke la différence instantanée entre les puissances d'entrée et de sortie [BOS 02]. Les convertisseurs AC/DC et DC/AC peuvent être contrôlés indépendamment.

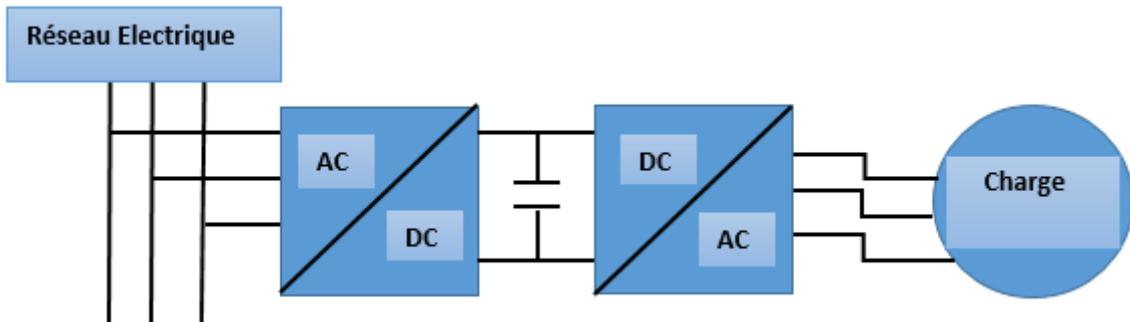


Figure I.1 : Schéma synoptique du convertisseur AC/DC/AC.

On distingue trois types de convertisseurs de fréquence indirects :

### I.2.1 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de courant continu (à stockage inductif)

Il est constitué d'une inductance de stockage (Figure I.2), ce qui impose aux phases de la charge un courant de circuit intermédiaire. La caractéristique de ce système est de limiter la dynamique des courants de sortie (courants de charge).

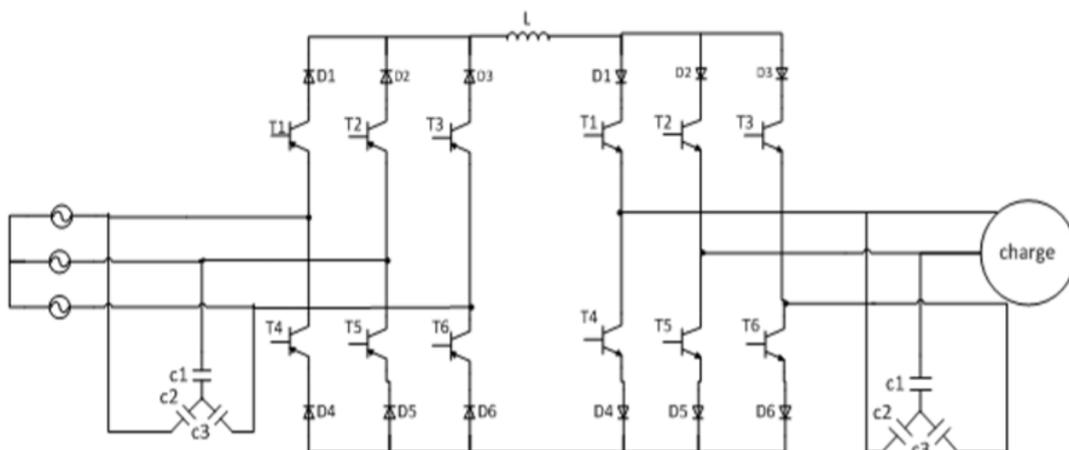


Figure I.2 : Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de courant continu (à stockage inductif) [LOU 14].

### I.2.2 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (à stockage capacitif)

Dans ce cas, un condensateur de stockage (Figure I.3, Figure I.4, Figure I.5) impose la tension du circuit intermédiaire aux phases de la charge.

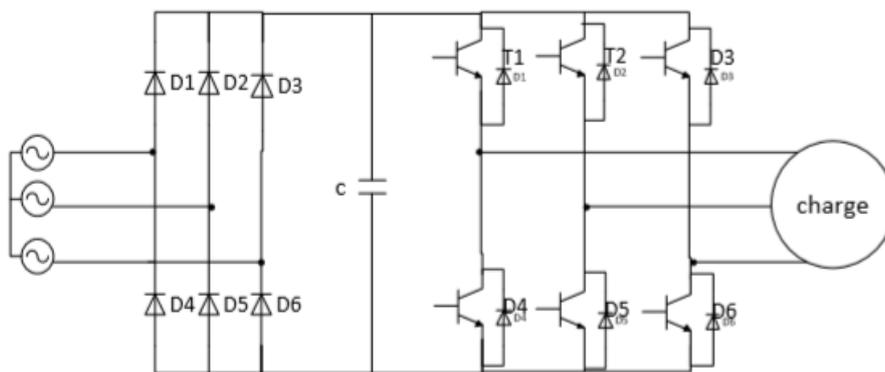


Figure I.3 : Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (à stockage capacitif) avec redresseur non commandable [LOU 14].

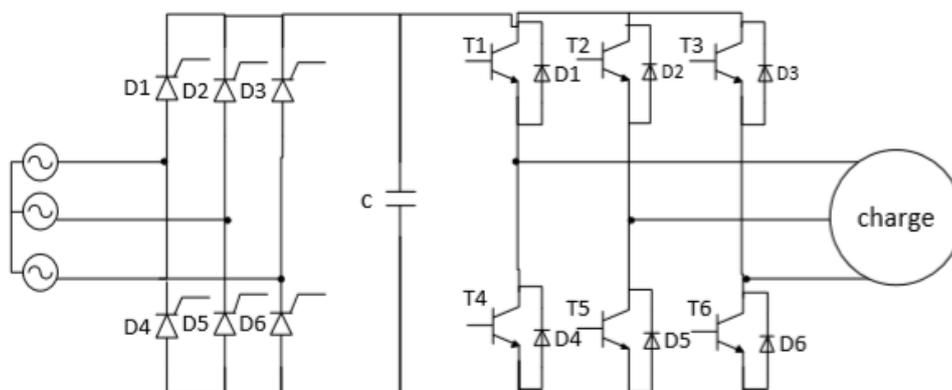


Figure I.4 : Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (à stockage capacitif) avec redresseur commandable [LOU 14].

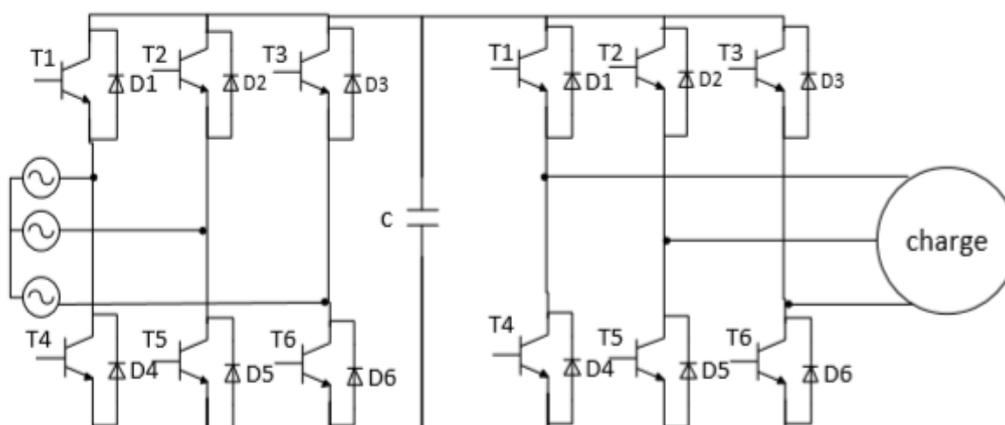


Figure I.5 : Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (à stockage capacitif) avec redresseur à MLI [LOU 14].

### I.2.3 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire oscillant

Ce circuit fonctionne également à base d'une tension intermédiaire à l'aide d'un circuit de résonance LC ainsi que des commutateurs auxiliaires [LOU 14].

### I.3 Convertisseurs directs AC/AC

La première étude sur les convertisseurs de fréquence AC/AC directs a été présentée en 1976 par Gyugyi et Pelly [GYU 76]. La Figure I. 6 représente le schéma synoptique du convertisseur AC/AC, qui transforme l'énergie électrique sous forme alternative pour alimenter une charge en alternative, avec ou sans changement de fréquence.

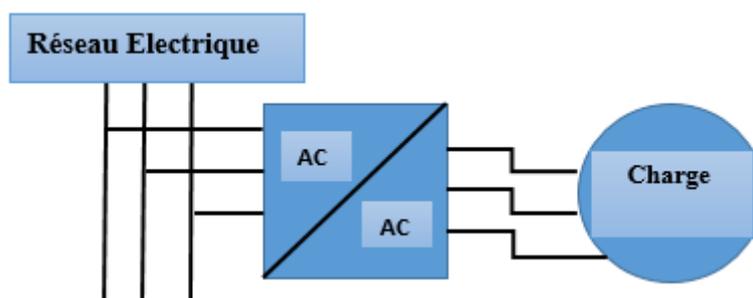


Figure I.6 : Schéma synoptique du convertisseur AC/AC.

On peut définir trois différents types de convertisseurs directs : Gradateurs, cyclo convertisseurs et convertisseurs matriciels.

#### I.3.1 Gradateurs

Les gradateurs sont des convertisseurs de AC/AC utilisés pour contrôler le passage d'une source de courant alternatif vers un récepteur de courant alternatif sans changement de fréquence [DEL 15].

Les gradateurs sont composés habituellement d'interrupteur de type thyristor ou triac.

##### 1) Définition du thyristor

Dans le domaine électrotechnique, cela correspond à un interrupteur unidirectionnel à fermeture commandée et ouverture naturelle [COU 21].

##### ❖ Symbole

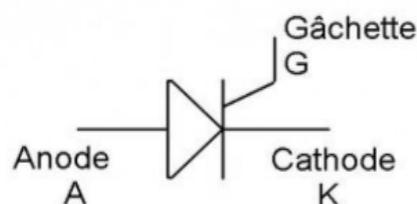


Figure I.7 : Symbole électrique d'un thyristor [COU 21].

## ❖ Fonctionnement du thyristor

### Pour amorcer le thyristor

Il faut :

- Que la tension  $V_{AK}$  soit positive.
- Une impulsion de courant sur la gâchette.

### Pour bloquer le thyristor

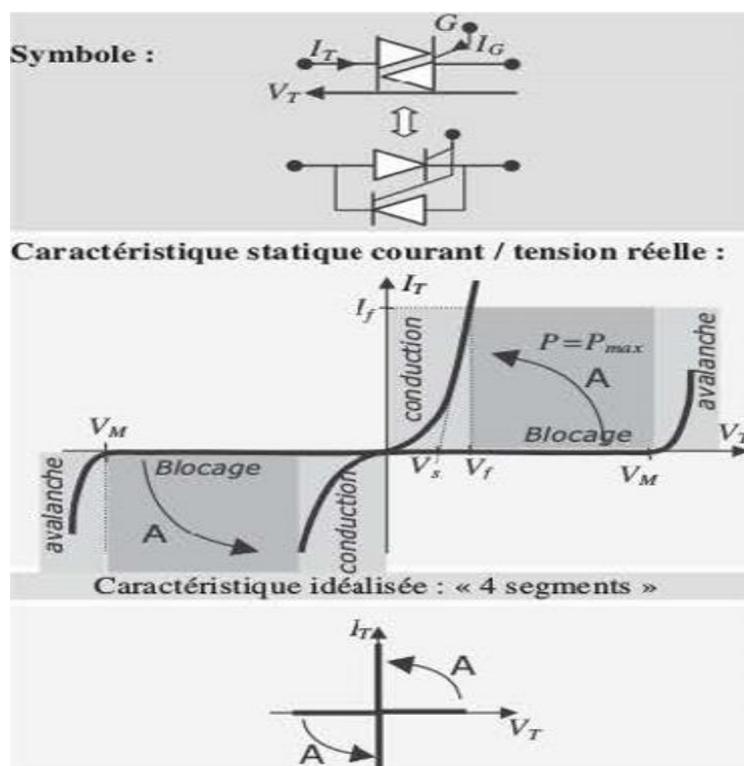
Il faut :

- Que le courant  $I_{AK}$  s'annule.
- Appliquer une tension négative  $V_{AK}$ .

## 2) Définition du triac

Un triac est un composant dit "à quatre segments", constitués de deux thyristors reliés "tête-bêche". Il faut comprendre que l'électrode de gâchette est commune aux deux thyristors et que le triac conduit alors des courants positifs et négatifs en réponse à une seule et unique "commande" [LAS 15].

Pendant la phase de conduction, le triac peut agir comme un thyristor et peut même être considéré comme une diode passante. Ce composant a exactement les mêmes conditions de d'amorçage et de blocage qu'un thyristor, sauf que ces conditions sont liées aux deux polarités de la tension et du courant du montage (régime alternatif).



### ➤ Constitution d'un gradateur

Le gradateur est composé des deux parties suivantes [COU 21] :

- La partie puissance est constituée de deux Thyristors montés "tête-bêche" pour les fortes puissances ( $> 10 \text{ kW}$ ) ou d'un triac pour les puissances plus faibles.
- La partie commande est constituée de divers circuits électroniques permettant d'élaborer les signaux de commande des thyristors à partir d'un ordre de commande externe.

#### a) Gradateur monophasé

Les gradateurs monophasés permettent un réglage continu de la valeur efficace du courant fourni au récepteur par la source de tension alternative. Il est constitué d'un ensemble de deux thyristors antiparallèles placés entre une source de tension et un récepteur (figure I.9).

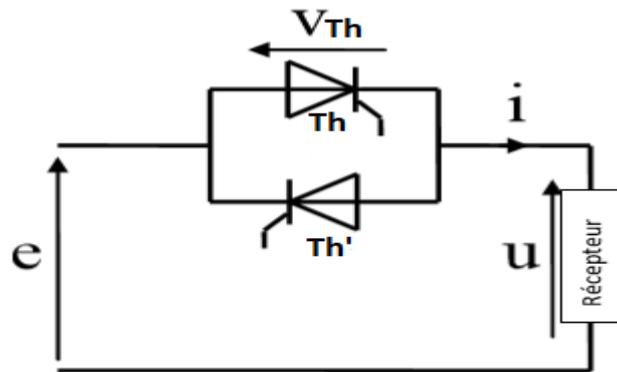


Figure I.9 : Gradateur monophasé [COU 21].

#### b) Gradateurs triphasés

Il existe trois principaux types des gradateurs triphasés :

##### 1) Gradateurs triphasés tous thyristors

Les gradateurs triphasés réels sont constitués de trois ensembles de thyristors montés en tête-bêche entre les bornes ABC du réseau et celles 1, 2, 3 du récepteur équilibré couplé en étoile (Figure I.10.a) ou en triangle (Figure I.10.b) [COU 21].

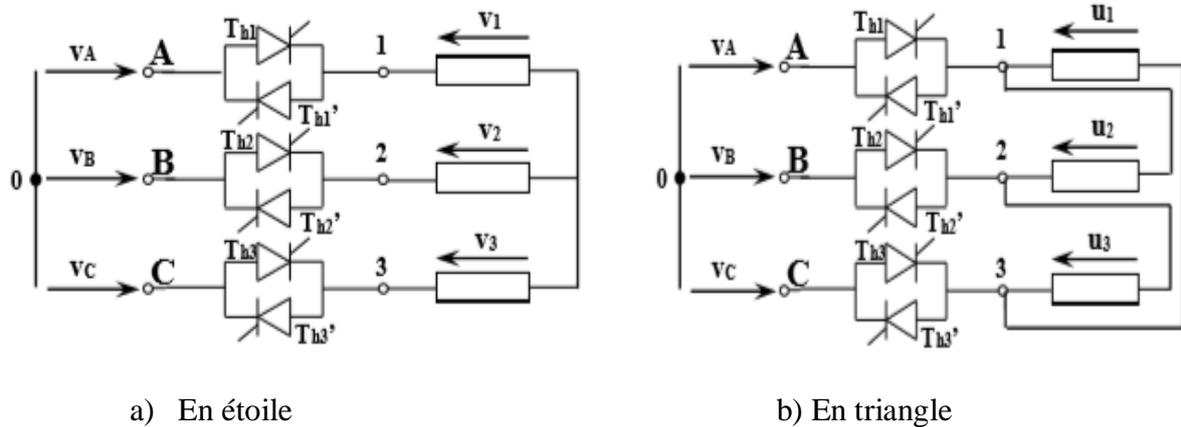


Figure I.10 : Charge résistive couplé en étoile et en triangle [HID].

### 2) Gradateurs triphasés mixte

Il existe aussi des structures mixtes, en remplaçant les thyristors  $Th1'$ ,  $Th2'$  et  $Th3'$  par 3 diodes  $D1$ ,  $D2$  et  $D3$  respectivement.

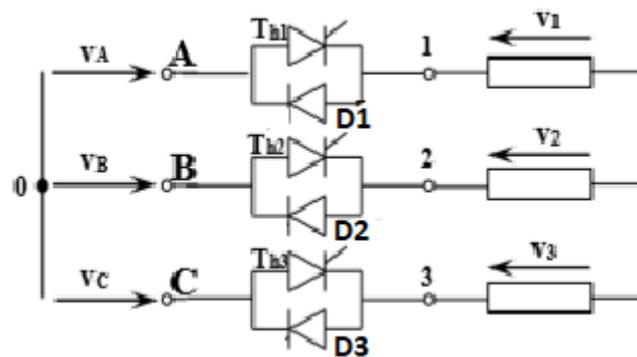


Figure I.11 : gradateurs triphasés mixte couplé en étoile avec charge résistive [COU 21].

### 3) Groupement en triangle de trois gradateurs monophasés

On peut monter en triangle trois ensemble « gradateur monophasé » (Figure I.8), pour régler le courant alternatif fourni par une source triphasée à un récepteur. D'autre part, le principe de fonctionnement et les caractéristiques de chaque ensemble sont les mêmes que celles du gradateur monophasé, mais cette variante permet de supprimer les harmoniques de rang 3 ou de multiples de 3 dans les courant prélevés à la source [DEL 07].

Dans ce cas, on désigne par  $U_{BA}$ ,  $U_{CB}$ ,  $U_{AC}$  les tensions composées de la source appliquée à chaque ensemble gradateur monophasé-phase réceptrice.

$$U_{BA} = U\sqrt{2} \sin \theta ; U_{CB} = U\sqrt{2} \sin(\theta - 2\pi / 3) ; U_{AC} = U\sqrt{2} \sin(\theta - 4\pi / 3)$$

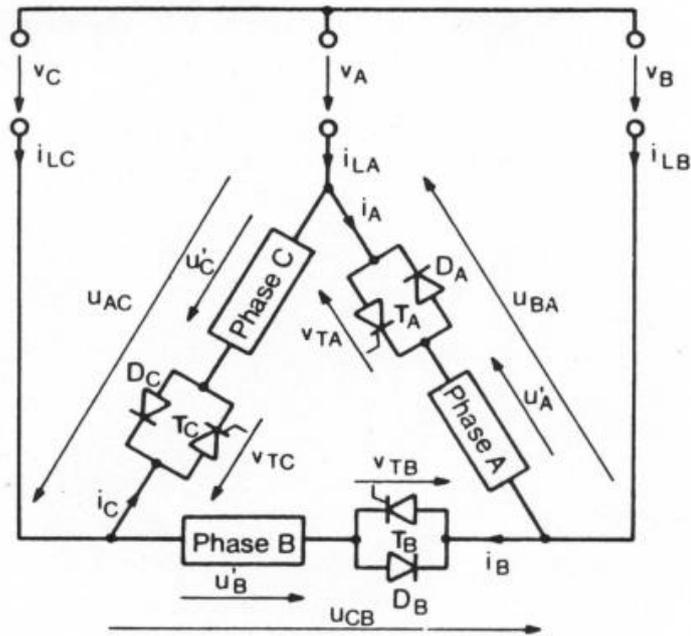


Figure I.12 : Groupement en triangle de trois gradateurs monophasés [DEL 07].

### ➤ Avantages et inconvénients des gradateurs

Les principaux avantages de l'utilisation de gradateurs sont les suivants [ALL 16] :

- Mise en œuvre et contrôle de systèmes d'éclairage à la fois assez complexes et flexibles.
- Programmation de différents types d'éclairage.
- Empêcher la production de chaleur, de bruit, ainsi que de bruit de réseau et de radio, grâce à un rendement élevé (plus de 90 %).

Le seul inconvénient est le coût supplémentaire lié à l'équipement de ce type de dispositif, mais il est rapidement amorti grâce à la grande efficacité et à la longue durée de vie du gradateur.

### ➤ Applications

- Alimentation des machines asynchrones sous tension variable.
- Variateurs d'éclairage ou de chauffage.

### I.3.2 Cyclo convertisseurs

Les cyclo convertisseurs sont des convertisseurs de AC à AC qui fonctionnent comme des changeurs de fréquence donnant une tension de sortie alternative à une fréquence différente de celle de la source de tension d'entrée [IYE 19]. La fréquence de sortie est inférieure à la fréquence d'entrée. Il n'y a pas d'étages de courant continu entre ces processus de conversion [ELE 20]. En raison de l'absence de lien intermédiaire en courant continu, les cyclo convertisseurs sont plus efficaces. La tension et la fréquence de sortie des cyclo convertisseurs peuvent être facilement modifiées de manière continue et indépendante au moyen d'un circuit de commande [MIN 21].

#### ➤ Caractéristiques principales des cyclo converteurs

Les principales caractéristiques des cyclo convertisseurs peuvent être résumées comme suit [MIN 21], [EEE 22] :

- Un cyclo convertisseur est un dispositif de conversion à un étage qui convertit la puissance d'entrée en courant alternatif à la fréquence d'alimentation en puissance de sortie en courant alternatif à la fréquence de charge.
- Un cyclo convertisseur permet de contrôler de façon continue et indépendante la fréquence et la tension de sortie.
- Il peut également fournir une fréquence de sortie fixe à partir d'une fréquence d'entrée variable.
- Les cyclo convertisseurs ont la possibilité de transférer de l'énergie dans n'importe quelle direction, à savoir de la source à la charge ou de la charge à la source.
- Il fournit des formes d'onde de sortie sinusoïdales de haute qualité à toutes les fréquences de fonctionnement.
- Le contrôle de la tension peut être réalisé dans le convertisseur lui-même.

#### ➤ Types de cyclo convertisseurs

Les cyclo convertisseurs peuvent être classés comme suit [CIR 18] :

- ❖ Cyclo convertisseurs éleveurs.
- ❖ Cyclo convertisseurs abaisseurs.

### 1) Cyclo convertisseurs élévateurs

Les cyclo convertisseurs élévateurs sont des convertisseurs dans lesquels la fréquence de sortie obtenue est supérieure à la fréquence d'alimentation d'entrée. Le schéma de circuit d'un cyclo convertisseur élévateur monophasé de type point milieu est présenté dans la figure ci-dessous [MIN 21].

Le circuit se compose de quatre thyristors  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  et  $T_4$ . En fonction de la génération du demi-cycle positif et du demi-cycle négatif, ces thyristors sont divisés en groupes, les thyristors  $T_1$  et  $T_2$  formant le groupe positif, tandis que les thyristors  $T_3$  et  $T_4$  forment le groupe négatif.

Un cyclo convertisseur à point milieu utilise un transformateur monophasé dont l'enroulement secondaire est pris au centre. La charge est connectée entre les points  $O$  et  $P$ . Les thyristors sont déclenchés en fonction des polarités des points  $M$  et  $N$  du transformateur.

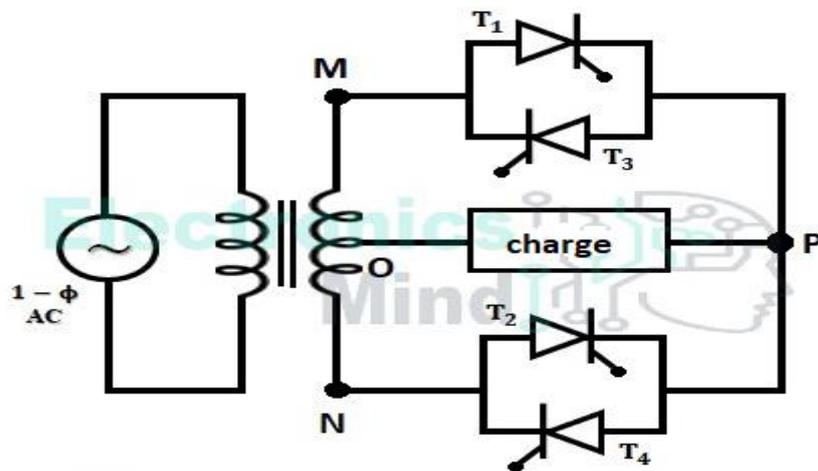


Figure I.13 : Cyclo convertisseur à point milieu [MIN 21].

La plupart des applications nécessitent une fréquence inférieure à 50Hz, qui est la fréquence par défaut en Algérie.

### 2) Cyclo convertisseurs abaisseurs

Les cyclo convertisseurs abaisseurs sont les convertisseurs dans lesquels la fréquence de sortie obtenue est inférieure à la fréquence d'alimentation d'entrée [MIN 21]. Ils sont les plus couramment utilisés et fonctionnent à l'aide d'une commutation naturelle, ce qui est comparativement facile à construire et à utiliser. Les cyclo convertisseurs abaisseurs sont classés en trois types classés comme suit [CIR 18] :

- Cyclo convertisseurs monophasés-monophasés.
- Cyclo convertisseurs triphasés-monophasés.
- Cyclo convertisseurs triphasés-triphasés.

### a) Cyclo convertisseurs monophasés-monophasés

Le schéma ci-dessous montre le circuit d'un cyclo convertisseur abaisseur à configuration de pont monophasé à monophasé.

Ce type de circuit cyclo convertisseur utilise deux convertisseurs monophasés entièrement contrôlés, appelés convertisseurs positif et négatif. Ces deux convertisseurs sont connectés en antiparallèle. Le convertisseur positif fournit le courant de charge lorsque la sortie subit le premier demi-cycle positif. Alors que, dans la moitié négative du cycle de sortie, le convertisseur négatif fournit le courant de charge [MIN 21].

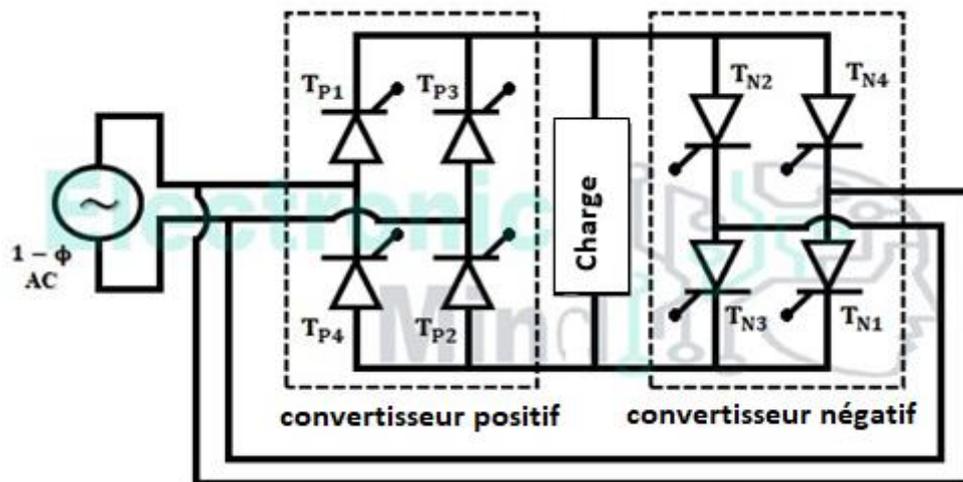


Figure I.14 : Cyclo convertisseurs monophasés à monophasés [MIN 21].

### b) Cyclo convertisseurs triphasés à monophasés

Lorsqu'il est nécessaire que la forme d'onde de la tension de sortie soit proche de l'onde sinusoïdale, les cyclo convertisseurs triphasés-monophasés sont les mieux adaptés. Puisque les cyclo convertisseurs monophasés à monophasés peuvent fournir une tension de sortie non sinusoïdale, une tension de sortie sinusoïdale pure peut être fabriquée à partir d'une alimentation triphasée en utilisant des cyclo convertisseurs triphasés à monophasés [MIN 21]. Le schéma ci-dessous montre la configuration de base du circuit d'un cyclo convertisseur triphasé-monophasé.

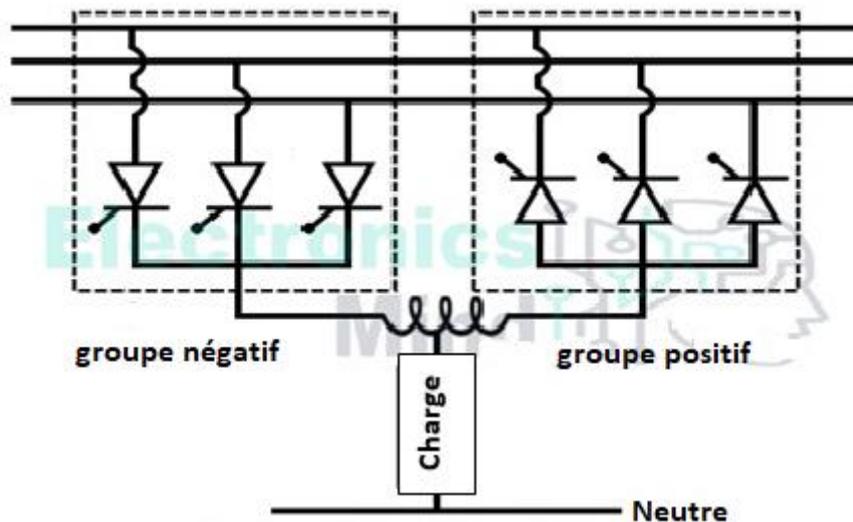


Figure I.15 : Cyclo convertisseurs triphasés à monophasés [MIN 21].

Le circuit comprend deux convertisseurs demi-onde triphasés avec des connexions antiparallèles. Un circuit convertisseur demi-onde forme le groupe positif qui conduit les courants de charge positifs, tandis que le second constitue le groupe négatif qui conduit les courants de charge négatifs [MIN 21].

### c) Cyclo convertisseurs triphasés vers triphasés

Les cyclo-convertisseurs triphasés vers triphasés sont les plus utilisés car ils peuvent piloter directement des charges triphasées comme les moteurs [CIR 18]. Il est formé par la combinaison de 3 convertisseurs triphasés-monophasés. Le fonctionnement est également identique à celui du convertisseur triphasé-monophasé, mais la conception du circuit est différente, car les connexions en étoile ou en triangle sont utilisées en fonction des besoins. La phase des tensions de sortie est déphasée de  $120^\circ$  [ELE 20]. Le schéma du circuit est présenté ci-dessous.

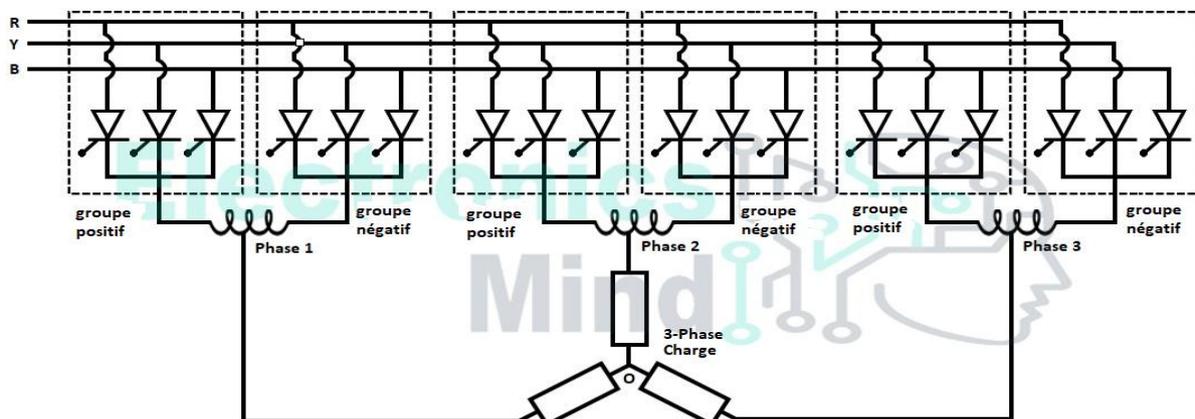


Figure I.16 : Cyclo convertisseurs triphasés à triphasés [MIN 21].

### ➤ Avantages des cyclo convertisseurs

Les principaux avantages du cyclo-convertisseur sont présentés ci-dessous [CSE 21], [ECS 18] :

- Le rendement est très élevé par rapport aux autres convertisseurs.
- Le fonctionnement à quatre quadrants est possible car le cyclo-convertisseur est capable de transférer de l'énergie dans les deux sens.
- Le transfert de puissance est possible à n'importe quelle valeur de facteur de puissance.
- La défaillance d'un thyristor n'affecte pas la sortie du convertisseur.

### ➤ Inconvénients des cyclo convertisseurs

Les principaux inconvénients du cyclo-convertisseur sont présentés ci-dessous [MIN 21] :

- En raison de l'utilisation d'un grand nombre de thyristors, le circuit de commande devient complexe.
- La distorsion est très élevée aux basses fréquences.
- Le défaut de commutation provoque un court-circuit dans les lignes d'alimentation.

### ➤ Applications des cyclo convertisseurs

Parmi les applications des cyclo convertisseurs, on peut citer [MIN 21], [ELE 20] :

- Les cyclo convertisseurs sont utilisés pour l'alimentation à vitesse variable et à fréquence constante des avions et des bateaux.
- Ils sont utilisés dans les réseaux électriques, pour interconnecter deux réseaux électriques de fréquences différentes.
- D'autres applications des cyclo convertisseurs sont les ventilateurs de chauffage par induction, les contrôles de la foudre, machines à laver.

### I.3.3 Convertisseurs matriciels

Le convertisseur matriciel est un convertisseur composé d'une matrice d'interrupteurs bidirectionnels permettant de connecter directement (sans élément de stockage intermédiaire), une source AC  $m$ -phase à une charge AC  $n$ -phase. En utilisant la MLI associé aux filtres, il est possible d'obtenir des grandeurs sinusoïdales en entrée et en sortie.

La Figure I.17 montre un convertisseur matriciel triphasé-triphasé qui permet de connecter un réseau triphasé à une charge triphasée, sans passer par un étage intermédiaire en courant continu. Il constitue une structure totalement réversible qui permet d'obtenir en sortie des grandeurs sinusoïdales réglables en amplitude et en fréquence, et en entrée des courants sinusoïdaux équilibrés avec un facteur de puissance unitaire [DEL 15].

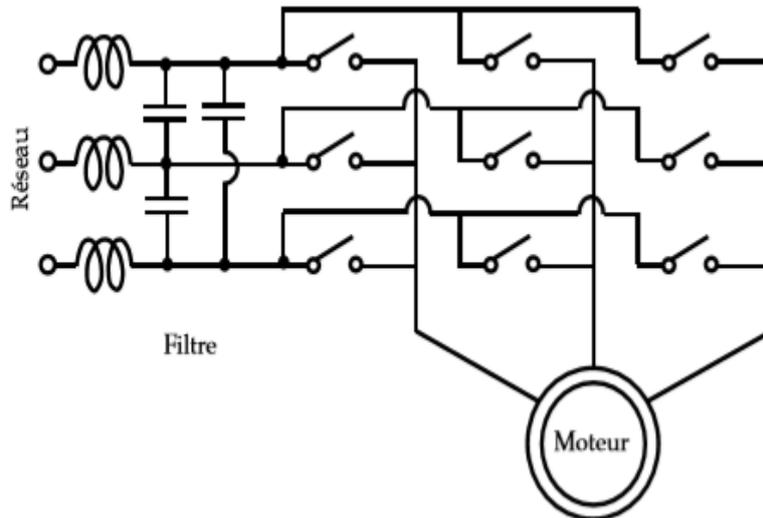


Figure I.17 : Convertisseur matriciel (3\*3) à une charge triphasée (moteur) [DEL 15].

### ➤ Types de convertisseurs matriciels

Il existe deux types de convertisseurs matriciels : le convertisseur direct qu'on va développer et étudier par la suite et le convertisseur indirect [BOU 05].

#### 1) Convertisseur matriciel indirect

Un convertisseur indirect est constitué par un redresseur, en plus d'un onduleur et un circuit intermédiaire, soit une inductance ou un condensateur comme élément de stockage. Ce type de circuit est très utilisé depuis les années 1970 [SAA 11].

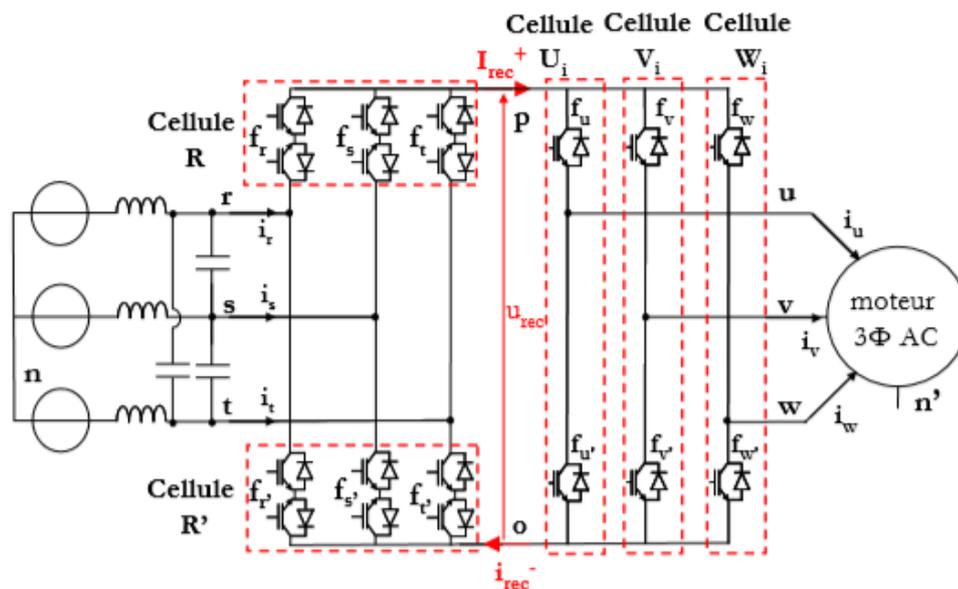


Figure I.18 : Convertisseur matriciel indirect [GRU 10].

#### 2) Convertisseur matriciel direct

## Généralités sur les convertisseurs AC/AC

Le système de conversion s'effectue en une seule étape, puisqu'une grandeur d'entrée en courant alternatif est convertie en une grandeur de sortie en courant alternatif. L'élément de stockage d'énergie n'est pas nécessaire [SAA 11].

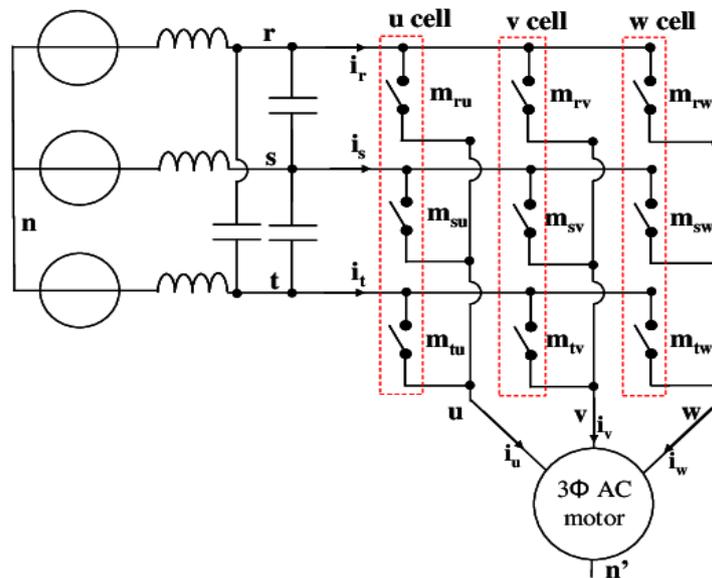


Figure I.19 : Convertisseur matriciel direct [GRU 10].

### ➤ Avantages et inconvénients du CM

Les avantages de ce convertisseur sont les suivants [CHE 15], [BEK 18] :

- ✓ Il est possible de transférer de l'énergie électrique de façon bidirectionnelle.
- ✓ Grande gamme de fréquences de sortie et la haute densité de puissance ;
- ✓ Le facteur de puissance à la sortie dépend du point de fonctionnement de la charge, tandis que pour le facteur de puissance à l'entrée, il peut être unitaire.
- ✓ Les courants d'entrée sont presque sinusoïdaux.
- ✓ On peut travailler dans les deux sens, donc dans les 4 quadrants du plan de tension-courant.
- ✓ Pas besoin d'un étage continu, ce qui minimise le coût et le volume du convertisseur.
- ✓ Le découplage de la commande entre l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie.

Les inconvénients de ce convertisseur sont les suivants [CHI 17], [BEK 18] :

- ✓ L'inconvénient principal est qu'il génère des courants harmoniques importants à l'entrée ainsi que des tensions harmoniques à la sortie qui ne sont pas facilement éliminées par des filtres.
- ✓ Un grand nombre d'interrupteurs.
- ✓ Le système de commande plus compliqué.
- ✓ La réalisation du convertisseur très difficile.

## Généralités sur les convertisseurs AC/AC

- ✓ La tension de sortie est inférieure à la tension d'entrée en raison du rapport de tension limité à 86,6 %.

### ➤ Domaines d'application des convertisseurs matriciels

Les domaines d'applications notables [HEC 13] :

- La commande des machines électriques à courant alternatif.
- L'interconnexion entre les réseaux électriques.
- L'alimentation des systèmes d'énergie éolienne.
- Les systèmes de transport à courant alternatif flexible (FACTS).

### I.4 Caractéristiques des convertisseurs AC/AC

Les caractéristiques des convertisseurs AC/AC les plus couramment utilisés sont indiquées dans le tableau ci-dessous [LOU 14] :

	Cyclo convertisseur	Red-Ond à MLI	convertisseur matriciel
Technologie	Ancienne	Moderne	En cours de développement
Conversion	AC-AC	AC-DC-AC	AC-AC
Fréquence Limite	40% de $f$ entrée	Illimitée	Illimitée
Nombre d'interrupteurs	36 Unidirectionnel	18 Unidirectionnel	09 Bidirectionnel
Qualité du signal de sortie	Acceptable	Bonne	Très Bonne
Complexité	Moyenne	Grandes	Grandes
Pertes	Faibles	Grandes	Pratiquement faible
Poids Physique	Lourd	Moyen	Léger tout

Tableau I.1: Comparaison des caractéristiques des convertisseurs AC/AC [LOU 14].

### I.5 Conclusion

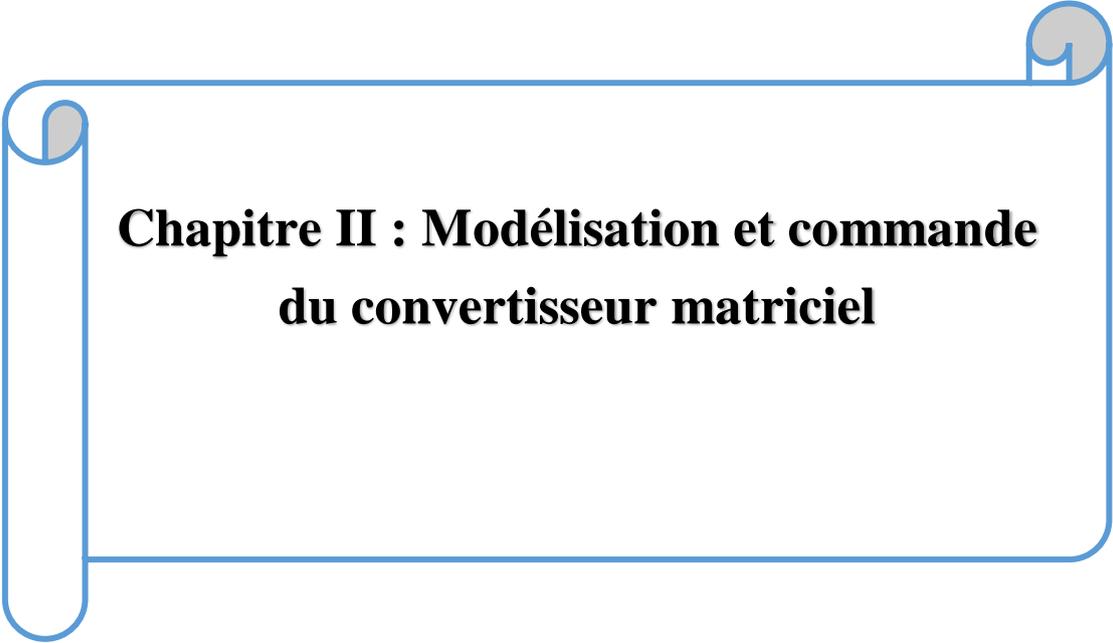
Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur les convertisseurs AC/AC indirects et directs, ainsi que les différents types de chacun de ces convertisseurs, dans notre étude nous nous sommes intéressés aux convertisseurs directs. Ces derniers peuvent être définis selon trois types différents : gradateurs, cyclo convertisseurs et convertisseurs matriciels.

## Généralités sur les convertisseurs AC/AC

---

Après nous avons vu les avantages et inconvénients pour chaque type de convertisseur avec leur domaine d'application. Pour la suite du travail, nous allons étudier le convertisseur matriciel qui présente plusieurs avantages par rapport aux autres types des convertisseurs.

Dans le chapitre suivant, nous verrons le principe de fonctionnement du CM. Puis, on modélise l'ensemble du système détaillé (la charge RL, CM). Après, on s'intéresse aux différentes stratégies de commande du CM.



**Chapitre II : Modélisation et commande  
du convertisseur matriciel**

### II.1 Introduction

Le convertisseur matriciel est devenu un thème de recherche important et de grande importance pour de nombreux chercheurs dans le domaine d'entraînement ou de la génération à vitesse variable grâce aux plusieurs avantages qu'il présente [DEN 10]. Depuis de nombreuses années, les chercheurs s'intéressent aux techniques de modulation utilisées dans les convertisseurs matriciels. Plusieurs algorithmes ont été proposés pour la commutation des interrupteurs bidirectionnels du CM [SAU 08].

Dans ce chapitre, nous allons présenter le principe de fonctionnement du CM, ainsi que les interrupteurs utilisés. Ensuite, on fait la modélisation de la charge et le convertisseur. Enfin, nous nous intéressons au modèle du CM triphasé en utilisant les algorithmes de modulation de Venturini, PhD et SVM.

### II.2 Principe de fonctionnement du CM

La Figure II.1 présente le schéma d'un convertisseur matriciel triphasé/triphasé, qui se compose de 9 interrupteurs bidirectionnels de courant et de tension reliant les trois phases d'entrée à la charge. Un filtre passe-bas doit être inséré à l'entrée du convertisseur matriciel dans le but d'empêcher la propagation des courants harmoniques dans le réseau [DEN 10].

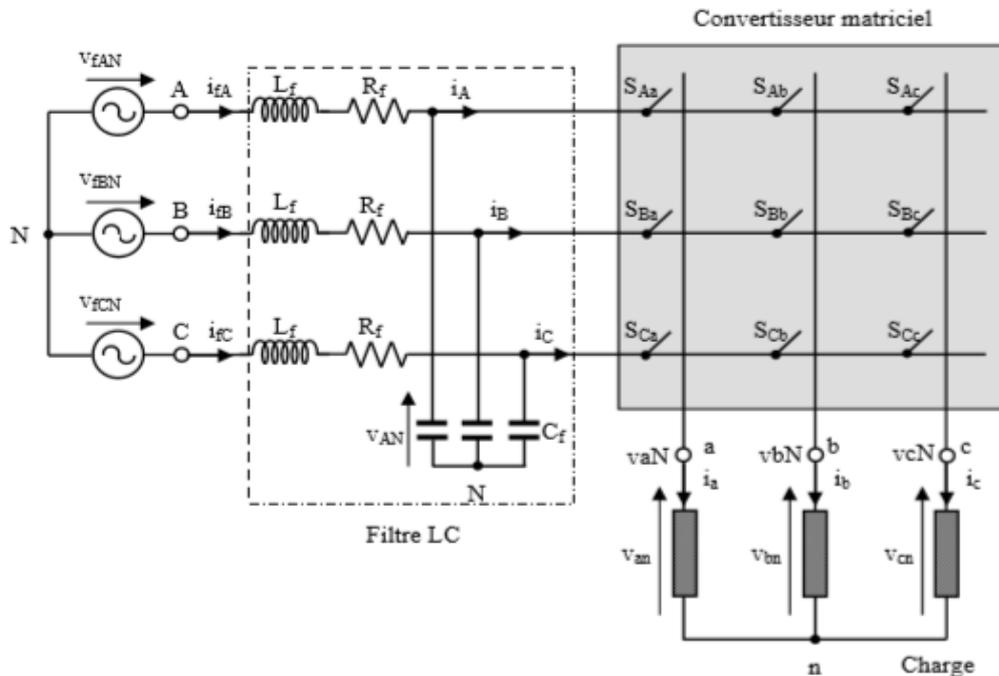


Figure II.1 : Schéma d'un convertisseur matriciel triphasé/triphasé [DEN 10].

La commande des interrupteurs permet d'éviter le court-circuit des phases d'entrée et l'ouverture des phases de sortie. Pour cela, il doit y avoir un et un seul interrupteur fermé par cellule de commutation.

## Chapitre II : Modélisation et commande du convertisseur matriciel

Pour chaque interrupteur, on définit une structure de connexion qui indique son état (ouvert ou fermé) [DEL 15].

$$S_{i,j} = \begin{cases} 0 & \text{l'interrupteur est ouvert.} \\ 1 & \text{l'interrupteur est fermé.} \end{cases} \quad i = \{A, B, C\} \text{ et } j = \{a, b, c\}.$$

On écrit les contraintes sur la commande de l'interrupteur :

$$\begin{cases} S_{Aa} + S_{Ba} + S_{Ca} = 1 \\ S_{Ab} + S_{Bb} + S_{Cb} = 1 \\ S_{Ac} + S_{Bc} + S_{Cc} = 1 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Dans le cas d'un convertisseur triphasé-triphasé, les configurations possibles sont au nombre de  $3^3 = 27$ .

Les interrupteurs bidirectionnels fonctionnent selon les conditions suivantes au moment de la commutation [CHE 15] :

- ❖ Chaque instant  $t$ , un seul commutateur  $S_{i,j}$  ( $i = A, B, C$ ) est activé pour éviter le court-circuit entre les phases.
- ❖ Chaque instant  $t$ , au moins deux interrupteurs  $S_{i,j}$  ( $j = a, b, c$ ) sont allumés pour assurer un courant de charge en boucle fermée.
- ❖ La fréquence de commutation  $f_s$  doit avoir une valeur huit fois supérieure au maximum de  $(f_i, f_o)$ , ( $f_s \gg 8 \cdot \max(f_i, f_o)$ ), ( $f_i, f_o$ : représentant la fréquence d'entrée et de sortie respectivement) .

### II.3 Interrupteurs utilisés dans le CM

Il est nécessaire d'associer des éléments de base (diodes, thyristors, IGBT, MOSFET...) pour réaliser un interrupteur bidirectionnel en tension et en courant [PIR 07].

La Figure II.2 présente les différentes possibilités d'association de composants à partir d'éléments actuellement disponibles sur le marché.

L'interrupteur bidirectionnel (c) de la Figure II.2 introduit un IGBT au milieu du pont diode, cette configuration apporte l'avantage de la vitesse de commutation, et la capacité de blocage inverse ainsi qu'un contrôle simple (nécessite un signal de commande unique c.-à-d. une seule gâchette) [PIR 07], [BEK 18]. Cependant, la perte qu'elle entraîne est la conduction est relativement importante car le courant circule dans les deux sens via trois composants (deux diodes et un IGBT).

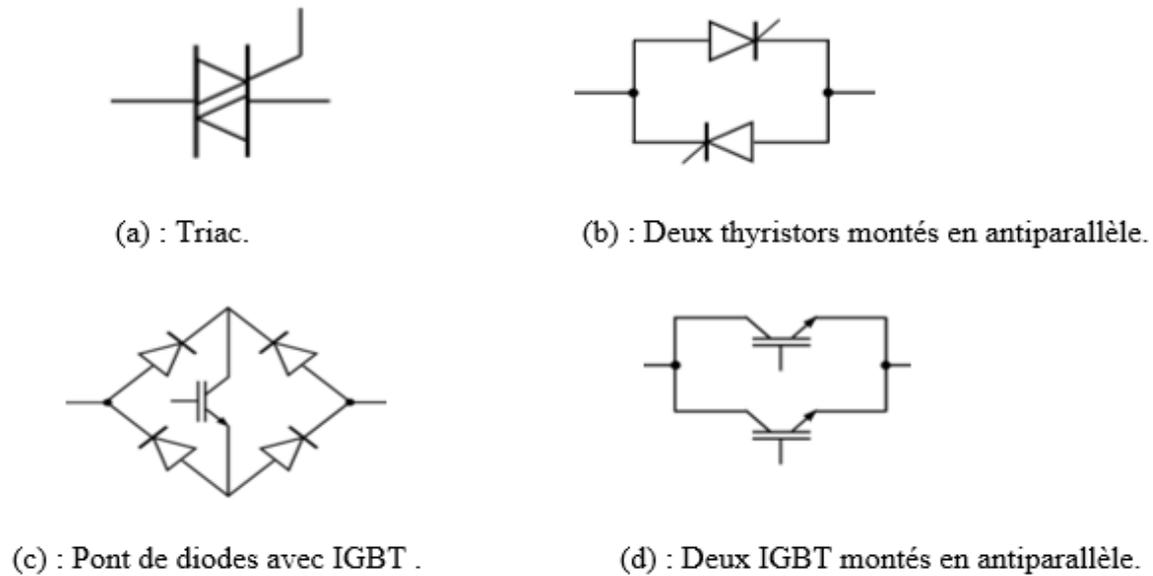


Figure II.2 : Interrupteurs bidirectionnels [DEN 10].

L'interrupteur bidirectionnel à émetteur commun (Figure II.3.a) : se compose de deux diodes et de deux IGBT connectés en antiparallèle. De cette manière, les diodes sont introduites, dont le but de fournir un blocage inverse. Il y a plusieurs avantages à utiliser cet interrupteur : le premier est la direction du courant peut être contrôlée indépendamment, Le deuxième avantage est la réduction des pertes de conduction car il n'y a que deux composants qui conduit.

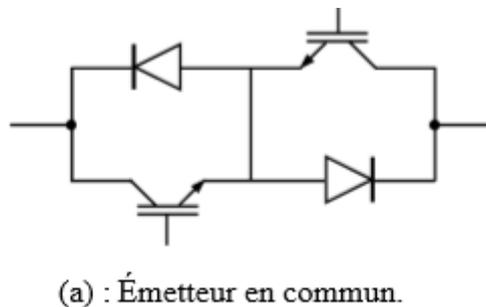


Figure II.3 : Structure d'interrupteur bidirectionnel à 2 IGBT et diodes en série [BEK 18].

Ainsi, la configuration à émetteur commun est généralement la meilleure pour réaliser les interrupteurs bidirectionnels qui composent le convertisseur matriciel.

### II.4 Protection du convertisseur matriciel

Les différentes méthodes de commutation applicables sur le convertisseur matriciel nécessitent la mesure des courants de sortie. Cette mesure est obtenue soit par des capteurs à effet Hall, ou par des shunts. La précision finie des dispositifs de mesure conduit, dans le cas des courants faibles, à une erreur possible sur leur signe et donc à des surtensions liées aux ouvertures de ces courants dans le temps [DEL 07].

## Chapitre II : Modélisation et commande du convertisseur matriciel

Un circuit d'écrêtage tel que celui illustré à la Figure II.4 peut donc être utilisé pour protéger le convertisseur contre les surtensions. Dans ce cas, le pont redresseur à diodes connecté au réseau charge le condensateur à la valeur de crête des tensions composées. Lorsque cette valeur dépasse la valeur de crête des tensions composées à la sortie du convertisseur, le pont redresseur connecté à la sortie ne conduit pas. Si les tensions de sortie dépassent cette valeur, le pont correspondant connecte les bornes de sortie au condensateur et limite la tension à la valeur de la tension aux bornes du condensateur [DEN 10].

Le dispositif d'écrêtage est utilisé pour protéger le convertisseur contre les surtensions en provenance du réseau ou celles provenant d'une déconnexion brutale de la charge.

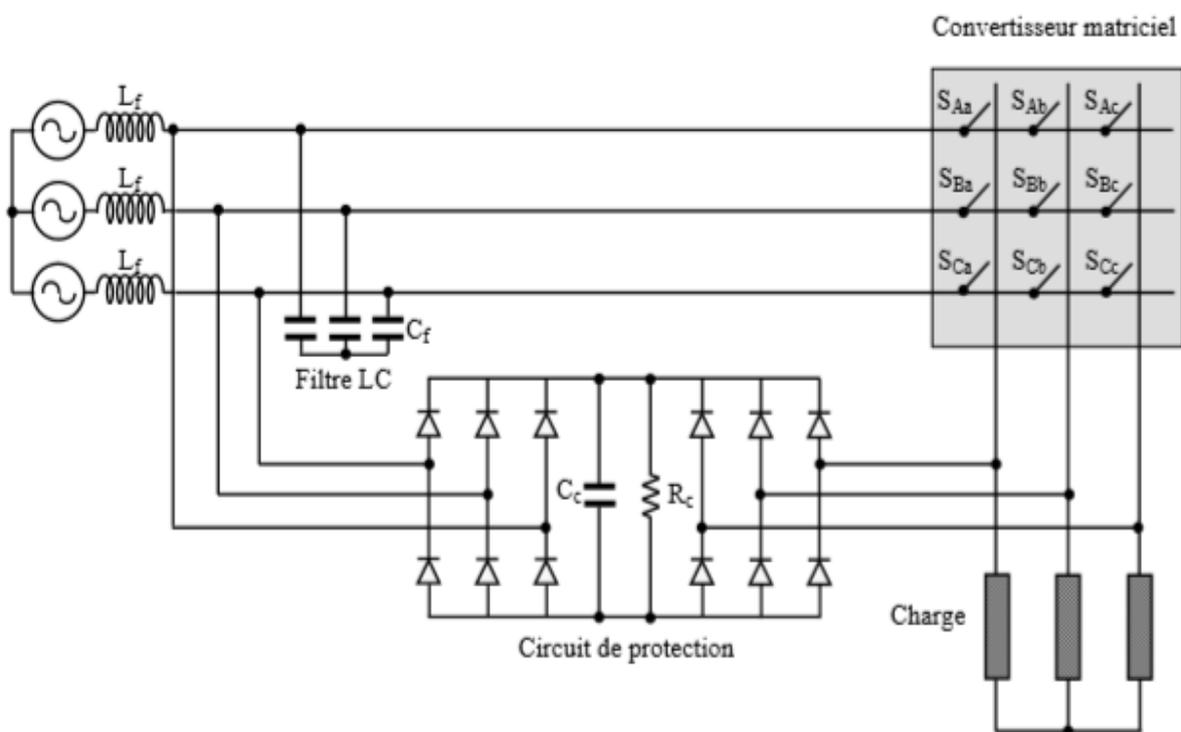


Figure II.4 : Circuit de protection (Clamping) d'un convertisseur matriciel [DEN 10].

### II.5 Filtre d'entrée

En raison de la MLI, le convertisseur matriciel génère des courants harmoniques de haute fréquence [CHE 15]. Il est toujours nécessaire d'ajouter un filtre à l'entrée du convertisseur pour atténuer les harmoniques de commutation qui se manifestent dans la forme d'onde du courant d'entrée du convertisseur, un filtre LC passe-bas est ajouté à l'entrée du convertisseur atténue les harmoniques du courant produites par la fréquence de commutation dans le convertisseur, et lisse ainsi la forme d'onde du courant prélevé sur la source d'alimentation [ARE 08].

## Chapitre II : Modélisation et commande du convertisseur matriciel

La conception du filtre d'entrée doit accomplir ce qui suit [CHE 15], [DEN 10] :

- Produire un filtre d'entrée avec une fréquence de coupure  $\omega_f$  inférieure à la fréquence de commutation  $\omega_c$  et plus grande que la fréquence du réseau  $\omega_r$ .
- La valeur du facteur de puissance à l'entrée du filtre doit être presque égale à l'unité.
- Assurer la stabilité de l'ensemble du système.
- Le poids et les dimensions du filtre doivent être réduits au minimum.

Le filtre le plus utilisé pour le convertisseur matriciel est un filtre passe-bas LC Figure II.5.

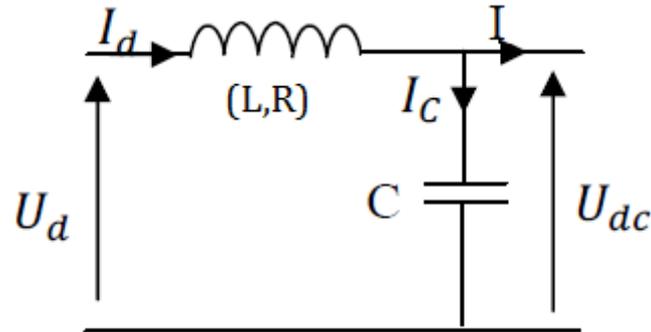


Figure II.5 : Schéma équivalent monophasé du filtre d'entrée [ELO 16].

### II.6 Modélisation de la charge

Dans le cas général, le neutre de la charge (n) est indépendant du neutre de la source (N) comme représenté sur la Figure II.1 [BEK 18]. Donc, pour calculer le courant de charge, il faut déterminer le potentiel à la sortie du convertisseur matriciel qui correspond au neutre de la charge (n).

Dans ce cas, on a :

$$V_{jn} = V_{jN} - V_{nN} \quad (\text{II.2})$$

Avec :  $j = \{a, b, c\}$ .

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

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

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

$$I_j(s) = \frac{1}{L_{ch} + R_{ch}} V_{jn}(s) \quad (\text{II.4})$$

Avec :  $s$  est l'opérateur de Laplace.

### II.7 Modélisation du convertisseur matriciel

Pour obtenir la relation entre les grandeurs d'entrée et de sortie du convertisseur matriciel, nous idéalisons le réseau d'alimentation et le filtre d'entrée en considérant une source de tension triphasée pure à l'entrée et un courant parfait à la sortie. De même, les interrupteurs sont considérés comme idéaux : leur courant de fuite à l'état bloqué et leur chute de tension à l'état passant sont ignorés, et les interrupteurs sont supposés instantanés [GUS 05].

On peut caractériser dans ce cas l'état de chaque interrupteur par une variable logique égale à 1 si l'interrupteur est passant et 0 s'il est bloqué. Par exemple, pour le commutateur  $S_{i,j}$  qui relie la borne d'entrée  $i$  à la borne de sortie  $j$ , nous avons [DEN 10]:

$$S_{i,j} = \begin{cases} 0 & \text{Si l'interrupteur est ouvert.} \\ 1 & \text{Si l'interrupteur est fermé.} \end{cases} \quad i = \{A, B, C\} \text{ et } j = \{a, b, c\}. \quad (\text{II.5})$$

La représentation matricielle des tensions triphasées instantanées d'entrée et de sortie peut être obtenue par :

$$V_{ec} = \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$V_{sc} = \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

À partir de la Figure II.1, nous dérivons la relation entre les tensions instantanées de sortie et d'entrée comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

La relation (II.8) peut être exprimée par :

$$V_{sc} = S V_{ec} \quad (\text{II.9})$$

Avec :  $S$  La matrice de transfert instantanée.

On peut exprimer les tensions composées à la sortie du convertisseur matriciel de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{ab} = v_{aN} - v_{bN} = S_{Aa}V_{AN} + S_{Ba}V_{BN} + S_{Ca}V_{CN} - S_{Ab}V_{AN} - S_{Bb}V_{BN} + S_{Cb}V_{CN} \\ V_{bc} = v_{bN} - v_{cN} = S_{Ab}V_{AN} + S_{Bb}V_{BN} + S_{Cb}V_{CN} - S_{Ac}V_{AN} - S_{Bc}V_{BN} + S_{Cc}V_{CN} \\ V_{ca} = v_{cN} - v_{aN} = S_{Ac}V_{AN} + S_{Bc}V_{BN} + S_{Cc}V_{CN} - S_{Aa}V_{AN} - S_{Ba}V_{BN} + S_{Ca}V_{CN} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

On peut écrire l'équation (II.10) sous la forme matricielle comme suit :

## Chapitre II : Modélisation et commande du convertisseur matriciel

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (S_{Aa} - S_{Ab}) & (S_{Ba} - S_{Bb}) & (S_{Ca} - S_{Cb}) \\ (S_{Ab} - S_{Ac}) & (S_{Bb} - S_{Bc}) & (S_{Cb} - S_{Cc}) \\ (S_{Ac} - S_{Aa}) & (S_{Bc} - S_{Ba}) & (S_{Cc} - S_{Ca}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Les courants instantanés d'entrée et de sortie sont reliés par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

La relation (II.12) peut être exprimée par :

$$I_{ec} = S^t I_{sc} \quad (\text{II.13})$$

Avec :  $S^t$  la matrice transposée de  $S$ .

$$I_{ec} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$I_{sc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Si l'équation (II.5) est considérée, il existe théoriquement 512 ( $2^9$ ) combinaisons possibles pour le convertisseur matriciel triphasé/triphasé de la Figure II.1. Sachant que l'entrée du convertisseur se comporte comme une source de tension et la charge comme une source de courant. De plus, les interrupteurs d'une même colonne doivent être complémentaires afin que la source de tension ne soit jamais court-circuitée et que la charge ne soit jamais ouverte. Dans ce cas, on a **[BEK 18]** :

$$S_{Aj} + S_{Bj} + S_{Cj} = 1 \quad (\text{II.16})$$

Avec :  $j = \{a, b, c\}$ .

Ainsi, le convertisseur matriciel triphasé/ triphasé illustré à la Figure II.1 présente 27 combinaisons de commutation possibles.

Si on suppose  $t_{ij}(t)$  la durée de conduction de l'interrupteur  $S_{ij}$ , définie par **[DEN 10]**:

$$t_{Aj} + t_{Bj} + t_{Cj} = T_{seq} \quad (\text{II.17})$$

Avec  $T_{seq}$ : La période ou la séquence de commutation du CM.

Dans ce cas :

$$0 < t_{ij} < T_{seq} \quad (\text{II.18})$$

## Chapitre II : Modélisation et commande du convertisseur matriciel

La Figure II.6 représente un exemple du temps de conduction des interrupteurs pendant une période ou une séquence de commutation  $T_{seq}$  du convertisseur matriciel.

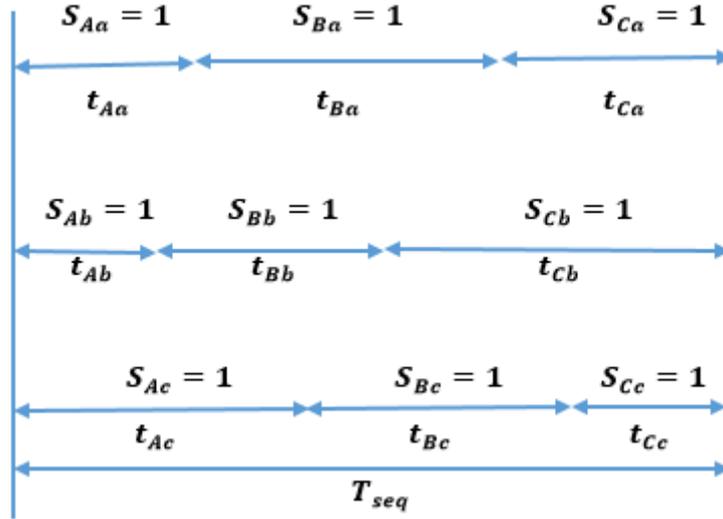


Figure II.6: Temps de conduction des interrupteurs pendant une période de commutation.

Si on considère que  $m_{ij}(t)$  est le rapport cyclique de conduction de l'interrupteur  $S_{ij}$ , déterminé par [DEN 10]:

$$m_{ij}(t) = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} \quad (\text{II.19})$$

Tel que :  $0 < m_{ij} < 1$

Selon l'expression (II.16), on peut écrire :

$$m_{Aj} + m_{Bj} + m_{Cj} = 1 \quad (\text{II.20})$$

En considérant (II.19) et (II.20), on peut écrire les expressions (II.8) et (II.12) comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Avec :

$$M = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad M^t = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$M$  est la matrice de modulation et  $M^t$  la transposée de celle-ci.

### II.8 Commande du convertisseur matriciel

Les chercheurs développent plusieurs algorithmes de modulation pour commander les différents interrupteurs bidirectionnels du convertisseur matriciel de type direct. Pour déterminer la commande du convertisseur matriciel, il faut déterminer les éléments de la matrice  $M$  décrite par l'équation (II.23). Cette matrice permet de générer le vecteur de tension de sortie à partir du vecteur de tension d'entrée en répondant à une consigne de référence [CHE 15].

La commande du convertisseur matriciel se fait en deux étapes :

- ❖ Tout d'abord, il faut calculer les coefficients de modulation  $m_{ij}$  de la matrice  $M$ .
- ❖ Ensuite, les coefficients de modulation sont transformés en signaux de commande par une modulation de largeur d'impulsion afin de commander les interrupteurs.

Afin de calculer les coefficients de modulation, la littérature a proposé plusieurs algorithmes que l'on peut classer en deux catégories :

- ❖ Méthodes scalaires.
- ❖ Méthodes vectorielles.

#### II.8.1 Méthodes scalaires

##### a) Commande Alesina et Venturini

Les stratégies de commande du convertisseur matriciel ont été mentionnées pour la première fois par Alesina et Venturini [VEN 80]. Le schéma fonctionnel du convertisseur matriciel est représenté à la Figure II.1. Différentes techniques de modulation peuvent être appliquées au convertisseur matriciel AC-AC pour obtenir des tensions de sortie et des courants d'entrée sinusoïdaux. Une stratégie de modulation optimale doit minimiser la distorsion harmonique du courant d'entrée et de la tension de sortie ainsi que la perte de puissance du dispositif. En 1980, M. Venturini et A. Alesina indiquent un convertisseur matriciel pour la première fois, utilisait un modèle scalaire [SAU 08]. Ce modèle donne un rapport de transfert de tension maximal de 0,5.

La formule suivante permet d'exprimer les tensions triphasées équilibrées à l'entrée du convertisseur [DEN 10] :

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

De plus, les courants triphasés équilibrés à la sortie du convertisseur sont représentés comme suit :

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

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

Le rapport entre la tension de sortie et d'entrée du CM est pris en compte :

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

On obtient :

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

Les courants triphasés équilibrés à la sortie du convertisseur sont exprimés par l'expression suivante :

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

Si on remplace  $V_{ec}$ ,  $V_{sc}$ ,  $i_{ec}$  et  $i_{sc}$  dans les deux équations (II.21) et (II.22), la matrice de modulation peut trouver les deux solutions suivantes [IYE 19] :

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

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

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

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

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

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

Si on considère la solution de l'équation (II.29), le déphasage à l'entrée est le même qu'à la sortie car  $\varphi_{ec} = \varphi_{sc}$  alors que la solution de l'équation (II.30) donne  $\varphi_{ec} = -\varphi_{sc}$  donnant un déphasage inversé à l'entrée. Si les deux solutions sont combinées, le résultat donne un facteur de puissance unitaire en prenant ( $\alpha_1 = \alpha_2 = 0.5$ ) de l'équation (II.31) [CHE 15].

$$[M(t)] = \alpha_1[M_1(t)] + \alpha_2[M_2(t)] \quad (\text{II.31})$$

Avec  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ .

La méthode de modulation de Venturini basée sur les expressions (II.29) et (II.30) permet d'obtenir un rapport maximal entre la tension de sortie et celle d'entrée du convertisseur matriciel  $q = 0.5$  [DEN 10].

Si  $\alpha_1 = \alpha_2$  est utilisé, les fonctions de modulation peuvent être exprimées dans une équation compacte [SAU 08], d'après la Figure II.1 on a :

$$m_{jk} = \frac{t_{jk}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2V_{ij} * V_{ok}}{V_{ecm}^2} \right] \quad (\text{II.32})$$

Avec :  $j = A, B, C$  et  $k = a, b, c$ .

$T_{seq}$  : La période ou la séquence de commutation du CM.

$t_{jk}$  : La durée de conduction d'interrupteur.

$V_{ij}$  : Les tensions d'entrées.

$V_{ok}$  : Les tensions de sorties.

$V_{ecm}$  : La tension d'entrée maximale.

Les coefficients de modulations de la matrice  $M$  dans l'équation (II.23) [IYE 19], sont donnés par :

$$\begin{cases} m_{Aa} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2V_{iA} * V_{oa}}{V_{ecm}^2} \right] \\ m_{Ba} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2V_{iB} * V_{oa}}{V_{ecm}^2} \right] \\ m_{Ca} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2V_{iC} * V_{oa}}{V_{ecm}^2} \right] \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

$$\begin{cases} m_{Ab} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2V_{iA} * V_{ob}}{V_{ecm}^2} \right] \\ m_{Bb} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2V_{iB} * V_{ob}}{V_{ecm}^2} \right] \\ m_{Cb} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2V_{iC} * V_{ob}}{V_{ecm}^2} \right] \end{cases} \quad (II.34)$$

$$\begin{cases} m_{Ac} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2V_{iA} * V_{oc}}{V_{ecm}^2} \right] \\ m_{Bc} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2V_{iB} * V_{oc}}{V_{ecm}^2} \right] \\ m_{Cc} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2V_{iC} * V_{oc}}{V_{ecm}^2} \right] \end{cases} \quad (II.35)$$

Cette méthode de modulation présente un inconvénient majeur : son rapport de transformation  $q$  est limité à 0,5 [GRU 10].

En 1989, la commande Alesina et Venturini est améliorée. On peut obtenir cette amélioration en modifiant la matrice  $M$  de manière à inclure les troisièmes harmoniques des fréquences d'entrée et de sortie dans l'expression (II.24). Cette nouvelle stratégie est connue sous le nom de méthode optimale de Venturini. Le rapport théorique maximal entre la tension de sortie et celle d'entrée  $q$  peut être augmenté jusqu'à 86 % [SAU 08].

En pratique, la méthode présente des limites en raison de sa complexité. En 1995, Sunter fait une proposition de simplification de cet algorithme [CHE 15]. Sa mise en œuvre est basée sur :

- ❖ On trouve les expressions  $V_{ecm}$  (tension d'entrée maximale) et  $\omega_i t$  (position angulaire d'entrée) qui nécessitent la mesure de deux parmi les trois tensions d'entrées entre phase.

$$V_{ecm}^2 = \frac{4}{9} (U_{iAB}^2 + U_{iBC}^2 + U_{iAB} U_{iBC}) \quad (II.36)$$

$$\omega_i t = \arctan\left(\frac{U_{iAB}}{\sqrt{3}\left(\frac{2}{3}U_{iAB} + \frac{1}{3}U_{iBC}\right)}\right) \quad (II.37)$$

$U_{iAB}$  et  $U_{iBC}$  représentent les valeurs instantanées des tensions d'entrée entre les phases.

- ❖ La tension de sortie maximale et la position angulaire de la sortie sont données par :

$$V_{scm}^2 = \frac{2}{3} (V_{oa}^2 + V_{ob}^2 + V_{oc}^2) \quad (II.38)$$

$$\omega_o t = \arctan\left(\frac{V_{ob} - V_{oc}}{\sqrt{3}V_{oa}}\right) \quad (II.39)$$

$V_{oa}$ ,  $V_{ob}$ ,  $V_{oc}$  représentent les tensions simples de sortie.

## Chapitre II : Modélisation et commande du convertisseur matriciel

Le ratio de tension est calculé de la manière suivante :

$$q = \frac{V_{scm}}{V_{ecm}} \quad (\text{II.40})$$

❖ Le calcul des coefficients de modulation est donné par:

$$\begin{cases} m_{Aa} = \frac{1}{3}(M_{Ca} - M_{Aa}) - \frac{1}{3}(M_{Cb} - M_{Ab}) \\ m_{Ba} = \frac{1}{3}(M_{Aa} - M_{Ba}) - \frac{1}{3}(M_{Ab} - M_{Bb}) \\ m_{Ca} = \frac{1}{3}(M_{Ba} - M_{Ca}) - \frac{1}{3}(M_{Bb} - M_{Cb}) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

$$\begin{cases} m_{Ab} = \frac{1}{3}(M_{Cb} - M_{Ab}) - \frac{1}{3}(M_{Cc} - M_{Ac}) \\ m_{Bb} = \frac{1}{3}(M_{Ab} - M_{Bb}) - \frac{1}{3}(M_{Ac} - M_{Bc}) \\ m_{Cb} = \frac{1}{3}(M_{Bb} - M_{Cb}) - \frac{1}{3}(M_{Bc} - M_{Cc}) \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

$$\begin{cases} m_{Ac} = \frac{1}{3}(M_{Cc} - M_{Ac}) - \frac{1}{3}(M_{Ca} - M_{Aa}) \\ m_{Bc} = \frac{1}{3}(M_{Ac} - M_{Bc}) - \frac{1}{3}(M_{Aa} - M_{Ba}) \\ m_{Cc} = \frac{1}{3}(M_{Bc} - M_{Cc}) - \frac{1}{3}(M_{Ba} - M_{Ca}) \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

❖ Les expressions suivantes présentent les fonctions de modulation de la phase de sortie " oa " :

$$M_{Aa} = \frac{1}{3} + K_{Ac} + \frac{2}{3V_{ecm}^2} (V_{oa} + K_{Cc}) \left( \frac{2}{3} U_{iAB} + \frac{1}{3} U_{iBC} \right) \quad (\text{II.44})$$

$$M_{Ab} = \frac{1}{3} + K_{Bc} + \frac{2}{3V_{ecm}^2} (V_{oa} + K_{Cc}) \left( \frac{2}{3} U_{iBC} - \frac{1}{3} U_{iAB} \right) \quad (\text{II.45})$$

$$M_{Ac} = 1 - (M_{Aa} + M_{Ab}) \quad (\text{II.46})$$

Avec :

$$K_{Ac} = \frac{2}{9 \cdot 0.866} q \sin(\omega_i t) \sin(3\omega_i t) \quad (\text{II.47})$$

$$K_{Bc} = \frac{2}{9 \cdot 0.866} q \sin\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \sin(3\omega_i t) \quad (\text{II.48})$$

$$K_{Cc} = -\sqrt{V_{scm}^2} \left[ \frac{1}{6} \cos(\omega_o t) - \frac{1}{4 \cdot 0.866} \cos(3\omega_i t) \right] \quad (\text{II.49})$$

On obtient les autres fonctions de modulation pour les phases de sortie " ob " et " oc " en remplaçant  $V_{oa}$  par  $V_{ob}$  puis par  $V_{oc}$  dans les équations (II.44) et (II.45) respectivement.

## Chapitre II : Modélisation et commande du convertisseur matriciel

La méthode de Venturini simplifiée a été utilisée pour atteindre le rapport de tension maximal (0,866). Cette technique présente un inconvénient : les tensions et les courants de sortie ne sont pas des systèmes équilibrés de grandeurs sinusoïdales quand des perturbations existent dans le réseau d'entrée (déséquilibré ou pollué par des harmoniques). En outre, cette méthode a besoin d'une PLL, comme le montre la Figure II.7 [CHE 15].

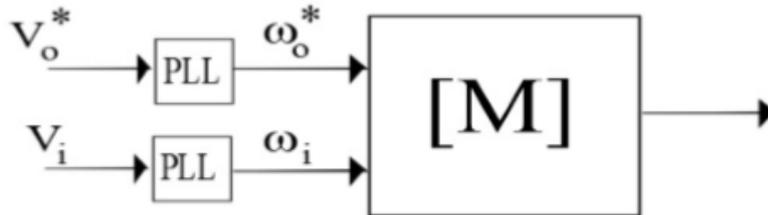


Figure II.7 : Schéma synoptique pour la commande Venturini [CHE 18].

### b) Commande Ph D

En 2006, Philippe Delarue a contourné les inconvénients de la méthode d'Alesina et Venturini grâce à l'algorithme Ph D. La méthode Ph D qui garantit un système équilibré de grandeurs de sortie sinusoïdales lorsque le réseau est déséquilibré ou pollué. Contrairement aux autres méthodes, il n'y a pas besoin de PLL ou des tableaux compliqués pour la modulation. Les éléments nécessaires à la commande sont les entrées mesurées et la tension de référence, comme l'illustre la Figure II.8 [CHE 18].

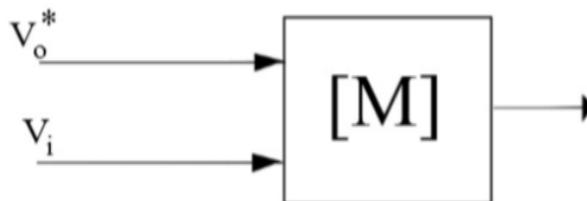


Figure II.8 : Schéma synoptique pour la commande Ph D [CHE 18].

$$m_{jk} = C_j + \frac{V'_{ij} V_{ok}}{(V'_{iA}{}^2 + V'_{iB}{}^2 + V'_{iC}{}^2)} \quad (\text{II.50})$$

À partir de la Figure II.1 on a :  $j = A, B, C$  et  $k = a, b, c$ .

$$C_j = \frac{|V'_{ij}| - \frac{|V'_{iA}| + |V'_{iB}| + |V'_{iC}|}{3}}{2 \sqrt{\frac{2}{3}(V'^2_{iA} + V'^2_{iB} + V'^2_{iC})}} + \frac{1}{3} \quad (\text{II.51})$$

$$V'_{ij} = V_{ij} - \frac{V_{iA} + V_{iB} + V_{iC}}{3} \quad (\text{II.52})$$

$$V_{ok} = V_{kn} - \frac{\text{Max}(V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}) + \text{Min}(V_{AN}, V_{BN}, V_{CN})}{2} \quad (\text{II.53})$$

$V_{iA}, V_{iB}, V_{iC}$  : Les tensions d'entrées.

$V_{kn}$  : Les tensions de sortie.

Cette méthode présente un avantage majeur : l'absence de PLL. De plus, il est possible de garder un système sinusoïdal à la sortie lorsque le réseau est perturbé [CHE 15].

### II.8.2 Méthode vectorielle

Le principe de modulation du vecteur d'espace (SVM), connu et utilisé pour la commande des onduleurs, a été appliqué aux convertisseurs matriciels par L. Huber et D. Borojević en 1989. L'algorithme est basé sur la représentation instantanée du vecteur spatial du courant d'entrée et des tensions de sortie. Il analyse toutes les configurations de commutation possibles disponibles dans les CM triphasés [GRU 10]. Cette stratégie de modulation est la plus utilisée pour le convertisseur matriciel (MC) parce qu'elle est bien adaptée à la mise en œuvre numérique. La méthode SVM présente des avantages par rapport à la technique traditionnelle de modulation, tels que [IYE 19] :

- La compréhension immédiate de la commutation demandée.
- Un transfert de tension maximal sans ajout des composantes de troisième harmonique.

$$\left. \begin{aligned} v_o &= \frac{2}{3}(v_{ao} + av_{bo} + a^2v_{co}) = V_o e^{j\alpha_o} \\ i_i &= \frac{2}{3}(i_{Ai} + ai_{Bi} + a^2i_{Ci}) = I_i e^{j\beta_i} \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.54})$$

Avec : -  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ .

- $v_{oa}, v_{ob}, v_{oc}$  : sont les tensions de phase de sortie.
- $i_{oA}, i_{oB}, i_{oC}$  : sont les courants de ligne d'entrée.

## Chapitre II : Modélisation et commande du convertisseur matriciel

Pour assurer le fonctionnement du convertisseur matriciel, un seul commutateur passant par phase de sortie. On obtient 27 états possibles pour les interrupteurs du convertisseur. En appliquant les équations (II.54), on peut déterminer les vecteurs de tension de sortie et de courant d'entrée pour chaque état du convertisseur matriciel [GRU 10]. Les notations simplifiées des états du convertisseur, correspondant à trois chiffres. Chaque numéro correspond à la connexion d'une cellule avec le numéro 1 pour une connexion sur A, 2 pour B et 3 pour C. Le premier numéro correspond à la cellule a, le second à b et le troisième à c.  $\alpha_o$  est l'angle du vecteur de tension de sortie et  $\beta_i$  est l'angle du vecteur de courant d'entrée. Les états possibles peuvent être classés en trois groupes [SAU 08] :

**Groupe I :** Ce groupe constitue un type d'état actif composé de 18 combinaisons où vecteurs de tension de sortie et du courant d'entrée ont des directions fixées avec des amplitudes qui varient respectivement avec l'angle de phase de la tension d'entrée et l'angle de phase du courant de sortie. Ces combinaisons résultent lorsque deux phases de sortie quelconques sont connectées à la même phase d'entrée.

**Groupe II :** Les 3 combinaisons qui donnent des vecteurs de tension de sortie et courant d'entrée nuls comme le montre dans le tableau II.1. Ces états permettent de compléter la période d'échantillonnage en provoquant une phase de roue libre sur la charge. Dans ces combinaisons, les trois phases de sortie sont connectées à la même phase d'entrée.

**Groupe III :** Les 6 dernières combinaisons sont des types d'états tournants dans lesquels chaque phase de sortie est connectée à une phase d'entrée différente. Ces vecteurs sont plus complexes à contrôler que les deux premiers groupes. Pour cette raison, ils ne sont pas utilisés dans la modulation vectorielle.

Les amplitudes et les phases de ces vecteurs pour toutes les combinaisons possibles sont données dans le tableau II.1.

Tableau II.1 : Liste des 27 états du convertisseur matriciel [GRU 10].

Configurations.	Interrupteurs actives.	$\frac{2}{3} V_o $	$\alpha_o$	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_i $	$\beta_i$	Type d'état.
+1	 122	$V_{AB}$	0	$I_a$	$-\frac{\pi}{6}$	Actif

## Chapitre II : Modélisation et commande du convertisseur matriciel

-1		211	$-V_{AB}$	0	$I_a$	$-\frac{\pi}{6}$	Actif
+2		233	$V_{BC}$	0	$I_a$	$\frac{\pi}{2}$	Actif
-2		322	$-V_{BC}$	0	$I_a$	$\frac{\pi}{2}$	Actif
+3		311	$V_{CA}$	0	$I_a$	$\frac{7\pi}{6}$	Actif
-3		133	$-V_{CA}$	0	$I_a$	$\frac{7\pi}{6}$	Actif
+4		212	$V_{AB}$	$\frac{2\pi}{3}$	$I_b$	$-\frac{\pi}{6}$	Actif
-4		121	$-V_{AB}$	$\frac{2\pi}{3}$	$I_b$	$-\frac{\pi}{6}$	Actif
+5		323	$V_{BC}$	$\frac{2\pi}{3}$	$I_b$	$\frac{\pi}{2}$	Actif
-5		232	$-V_{BC}$	$\frac{2\pi}{3}$	$I_b$	$\frac{\pi}{2}$	Actif
+6		131	$V_{CA}$	$\frac{2\pi}{3}$	$I_b$	$\frac{7\pi}{6}$	Actif
-6		313	$-V_{CA}$	$\frac{2\pi}{3}$	$I_b$	$\frac{7\pi}{6}$	Actif
+7		221	$V_{AB}$	$\frac{4\pi}{3}$	$I_c$	$-\frac{\pi}{6}$	Actif
-7		112	$-V_{AB}$	$\frac{4\pi}{3}$	$I_c$	$-\frac{\pi}{6}$	Actif
+8		332	$V_{BC}$	$\frac{4\pi}{3}$	$I_c$	$\frac{\pi}{2}$	Actif
-8		223	$-V_{BC}$	$\frac{4\pi}{3}$	$I_c$	$\frac{\pi}{2}$	Actif
+9		113	$V_{CA}$	$\frac{4\pi}{3}$	$I_c$	$\frac{7\pi}{6}$	Actif

## Chapitre II : Modélisation et commande du convertisseur matriciel

-9		331	$-V_{CA}$	$\frac{4\pi}{3}$	$I_c$	$\frac{7\pi}{6}$	Actif
$O_A$		111	0	-	0	-	Nul
$O_B$		222	0	-	0	-	Nul
$O_C$		333	0	-	0	-	Nul
$T_{d1}$		123	-	-	-	-	Tournant
$T_{d2}$		231	-	-	-	-	Tournant
$T_{d3}$		312	-	-	-	-	Tournant
$T_{i1}$		132	-	-	-	-	Tournant
$T_{i2}$		213	-	-	-	-	Tournant
$T_{i3}$		321	-	-	-	-	Tournant

La direction des vecteurs est stationnaire et prend six positions équidistantes de  $60^\circ$  dans le référentiel  $qd$ . Pour déterminer la stratégie de commutation du vecteur d'espace, on considère un courant d'entrée triphasé équilibré et des tensions triphasées de sortie souhaitées [MEL 11].

On peut écrire les équations (II.54) à la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = V_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

$$\begin{bmatrix} i_{Ai} \\ i_{Bi} \\ i_{Ci} \end{bmatrix} = I_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \varphi_i) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_i) \\ \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3} - \varphi_i) \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

Le vecteur d'espace de la tension de sortie  $\bar{V}_o$ , peut être défini en deux axes  $q$  et  $d$ .  $V_{qo}$  et  $V_{do}$  sont les vecteurs d'espace de tension de sortie qui peuvent être trouvées en utilisant la transformation  $qd$  [MEL 11].

$$\bar{V}_o = V_{qo} + jV_{do} \quad ; \quad \begin{bmatrix} V_{qo} \\ V_{do} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix}$$

## Chapitre II : Modélisation et commande du convertisseur matriciel

Les tensions des deux axes sont utilisées pour déterminer l'amplitude et l'angle du vecteur d'espace de sortie.

$$V_{qo} = \frac{1}{3}(2v_{ao} - v_{bo} - v_{co}) \quad (\text{II.57})$$

$$V_{do} = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{co} - v_{bo})$$

L'amplitude  $V_o$  et l'angle  $\alpha_o$ , du vecteur d'espace de la tension de sortie sont calculés pour chaque état de commutation possible à l'aide des expressions suivantes :

$$V_o = \sqrt{V_{qo}^2 + V_{do}^2} \quad (\text{II.58})$$

$$\alpha_o = -\tan^{-1}\left(\frac{V_{do}}{V_{qo}}\right)$$

L'amplitude  $I_i$  et l'angle  $\beta_i$ , du vecteur d'espace du courant d'entrée sont aussi calculés en utilisant la transformation  $qd$  :

$$I_i = \sqrt{I_{qi}^2 + I_{di}^2} \quad (\text{II.59})$$

$$\beta_i = \tan^{-1}\left(\frac{-I_{di}}{I_{qi}}\right)$$

Les expressions (II.57), (II.58) et (II.59) sont utilisées pour déterminer les vecteurs d'espaces de la tension de sortie et du courant d'entrée pour les 27 états (Tableau II.1).

Les vecteurs d'espace des tensions de sortie et du courant d'entrée générés par les modes de commutation actifs sont représentés dans un plan complexe à 6 sections avec un angle de  $60^\circ$ , de sorte que chaque section est identifiée par six configurations, et sont illustrés aux Figure II.9 et II.10 [CHE 15]. Les états de commutation +1, +2 et +3 ont une direction de zéro et les états de commutation -1, -2 et -3 se situent à  $180^\circ$  comme le montre la Figure II.9. De même, dans la Figure II.10,  $-60^\circ$ ,  $90^\circ$  et  $-120^\circ$  correspondent aux états de commutation positifs et les états de commutation négatifs se trouvent dans la direction opposée.

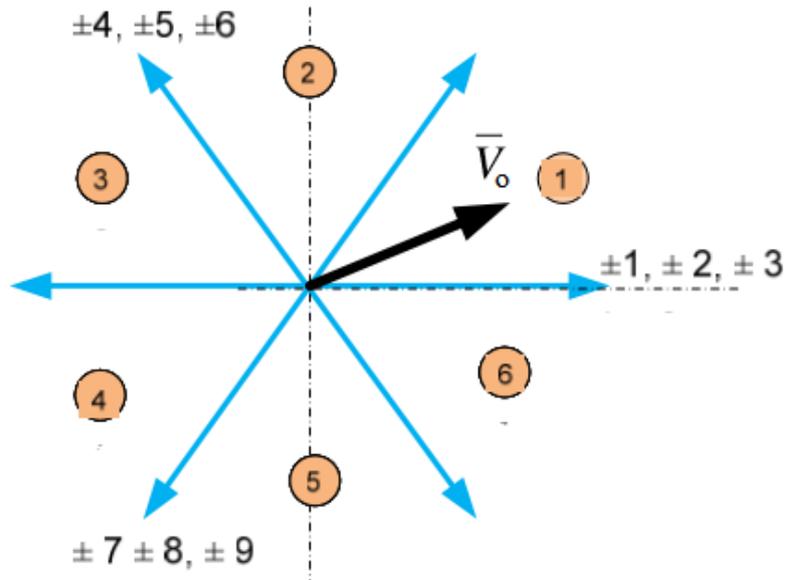


Figure II.9 : Vecteurs d'espace des tensions de sortie [MEL 11]

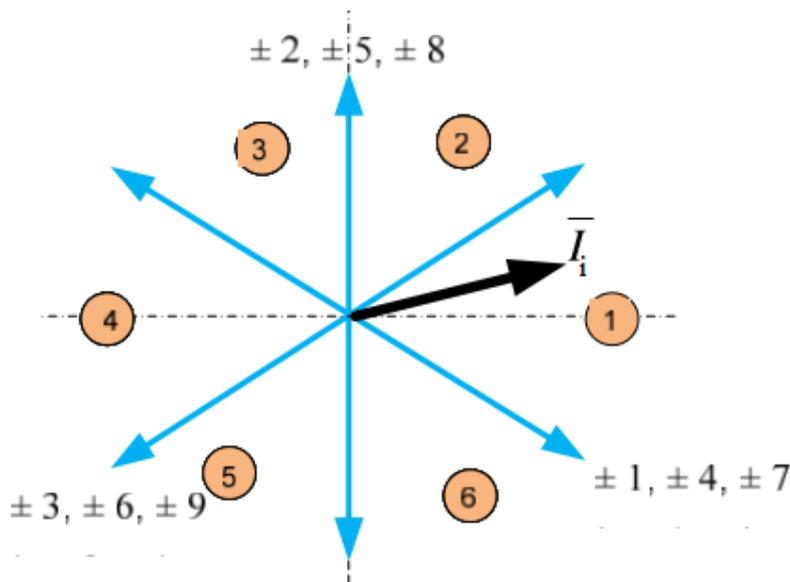


Figure II.10 : Vecteurs d'espace des courants d'entrée [MEL 11].

L'algorithme de la modulation par vecteurs d'espace comporte essentiellement deux procédures : la sélection des états de commutation correspondants et la détermination du rapport cyclique des états de commutation sélectionnés. Pour construire simultanément la tension de sortie et le courant d'entrée désirés, les états sont choisis de manière à ce qu'ils soient adjacents aux deux vecteurs de tension de sortie et de courant d'entrée et qu'ils impliquent la transition de commutation la plus faible possible [MEL 11].

## Chapitre II : Modélisation et commande du convertisseur matriciel

Si on considère que la tension de sortie et le courant d'entrée souhaités se trouvent sur le secteur 1, le vecteur  $V_o$  peut être composé à l'aide de deux vecteurs adjacents  $V_o'$  et  $V_o''$  et le courant d'entrée à partir  $I_i'$  et  $I_i''$ , comme le montre la Figure II.11. Ces vecteurs correspondent respectivement aux vecteurs adjacents supérieurs et inférieurs.

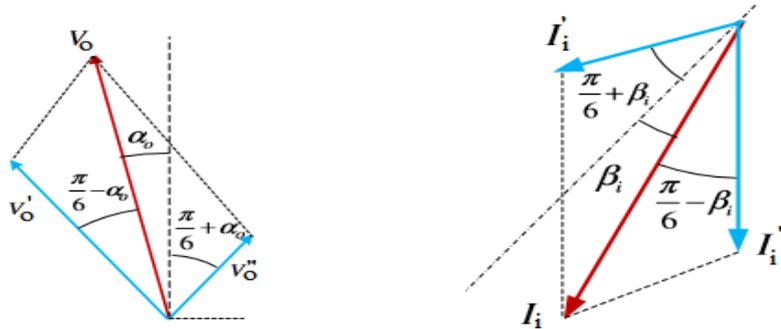


Figure II.11 : Présentation du vecteur de tension de sortie et de courant d'entrée [MEL 11]

Les combinaisons des quatre vecteurs actifs pouvant être appliqués pendant chaque cycle de commutation afin de pouvoir contrôler simultanément le courant d'entrée et la tension de sortie sont présentées dans le tableau II.2. On désigne les secteurs par  $S_v$  et  $S_i$  pour la tension et le courant respectivement [CHE 15].

Tableau II.2 : Configurations communes suivant les secteurs de tension et du courant.

secteurs	$S_v = 1$ ou 4				$S_v = 2$ ou 5				$S_v = 3$ ou 6			
$S_i = 1$ ou 4	9	7	3	1	6	4	9	7	3	1	6	4
$S_i = 2$ ou 5	8	9	2	3	5	6	8	9	2	3	5	6
$S_i = 3$ ou 6	7	8	1	2	4	5	7	8	1	2	4	5
Vecteur actif	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$
Rapport cyclique	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$t_4$	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$t_4$	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$t_4$

Pour chaque vecteur  $V_1, V_2, V_3$  et  $V_4$  du tableau II.2, on obtient les rapports cycliques  $t_i$  par les formules suivantes [CHE 15]:

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= (-1)^{S_i+S_v} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\alpha_o' - \frac{\pi}{3}) \cos(\beta_i' - \frac{\pi}{3})}{\cos \varphi_i} \\ t_2 &= (-1)^{S_i+S_v+1} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\alpha_o' - \frac{\pi}{3}) \cos(\beta_i' + \frac{\pi}{3})}{\cos \varphi_i} \\ t_3 &= (-1)^{S_i+S_v+1} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\alpha_o' + \frac{\pi}{3}) \cos(\beta_i' - \frac{\pi}{3})}{\cos \varphi_i} \\ t_4 &= (-1)^{S_i+S_v} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\alpha_o' + \frac{\pi}{3}) \cos(\beta_i' + \frac{\pi}{3})}{\cos \varphi_i} \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.60})$$

Il est alors nécessaire de déterminer le rapport cyclique  $t_5$  qui donne le temps de fonctionnement de la roue libre.

$$t_5 = 1 - t_1 - t_2 - t_3 - t_4 \quad (\text{II.61})$$

Avec :

- $S_i$  : Numéro du secteur qui contient la phase du courant d'entrée de référence.
- $S_v$  : Numéro du secteur qui contient la phase de la tension de sortie de référence.
- $q$  : Le ratio de tension.
- $\alpha_o'$  : L'angle entre le vecteur de tension et le milieu du secteur où il se trouve.
- $\beta_i'$  : L'angle entre le vecteur de courant et le milieu du secteur où il se trouve.
- $\varphi_i$  : Le déphasage entre la tension et le courant d'entrée.
- $t_5$  : rapport cyclique de la roue libre.

Selon le tableau II.2, les configurations de l'état actif sont soit positives ou négatives. La sélection d'une configuration à appliquer est liée au signe du rapport cyclique calculé.

Par conséquent, si le rapport cyclique est positif, la configuration positive est appliquée et vice versa [CHE 15].

Les méthodes de contrôle présentées ci-dessus permettent de calculer la matrice  $M$ . Mais pour pouvoir commander les interrupteurs du convertisseur matriciel, les coefficients de la matrice  $M$  doivent être convertis en signaux de commande. Pour cela, il faut utiliser une MLI dont le principe est présenté dans la figure suivante [DEL 07].

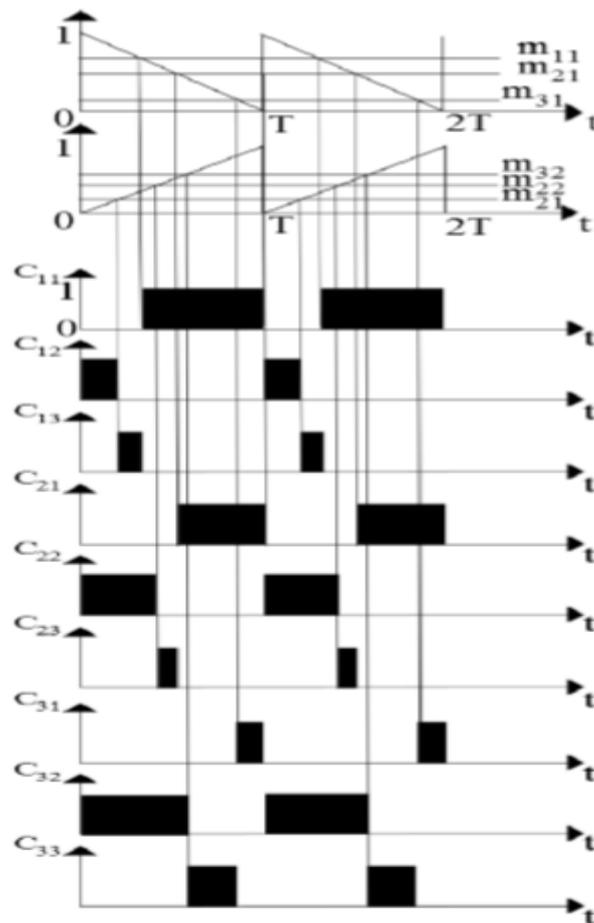


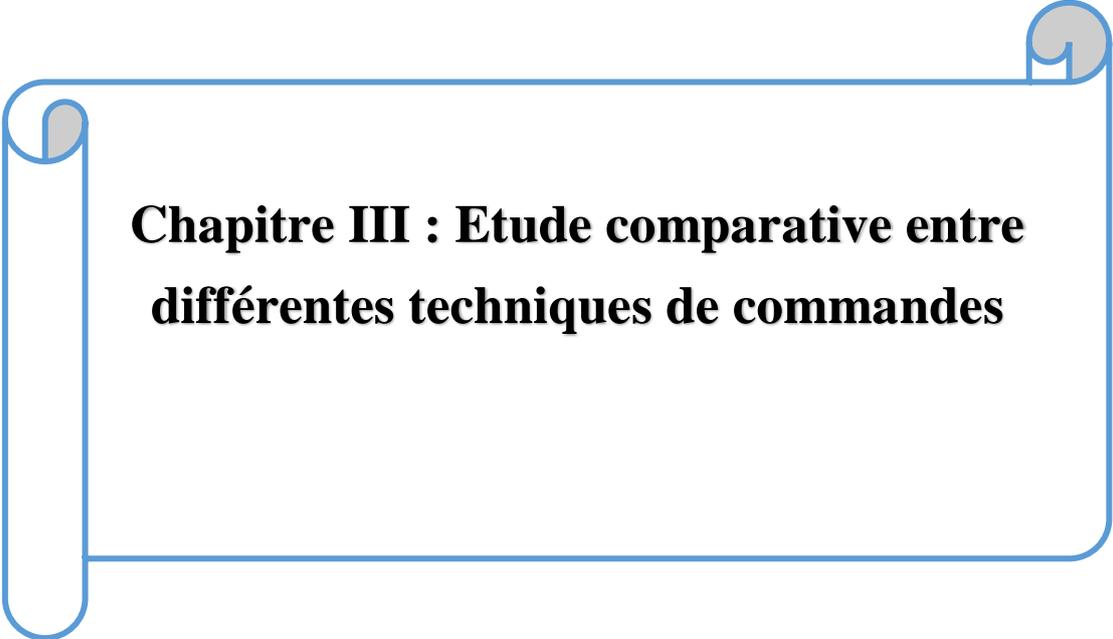
Figure II.12 : Exemple d'une MLI [CHE 18].

### II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de fonctionnement du convertisseur matriciel qui dépend du choix des interrupteurs et de leurs capacités de commutation. Puis, nous avons modélisé la charge et le convertisseur.

Ensuite, nous avons présenté les différentes stratégies de commande du convertisseur scalaire et vectoriel par des algorithmes de modulation de (Venturini, PhD) et SVM respectivement.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les résultats obtenus à partir des simulations de ces techniques de commande avec une comparaison entre elles.



**Chapitre III : Etude comparative entre  
différentes techniques de commandes**

# Chapitre III : Etude comparative entre différentes techniques de commandes

## III.1 Introduction

Ce chapitre présente les résultats de simulation des trois stratégies de commandes du le convertisseur matriciel direct choisis pour l'étude. La description complète des commandes utilisés est donnée au chapitre précédent.

Nous allons présenter d'abord les schémas du système simulé par différentes stratégies de contrôle, le système est simulé à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK/SPS.

## III.2 Schéma synoptique du système à simuler

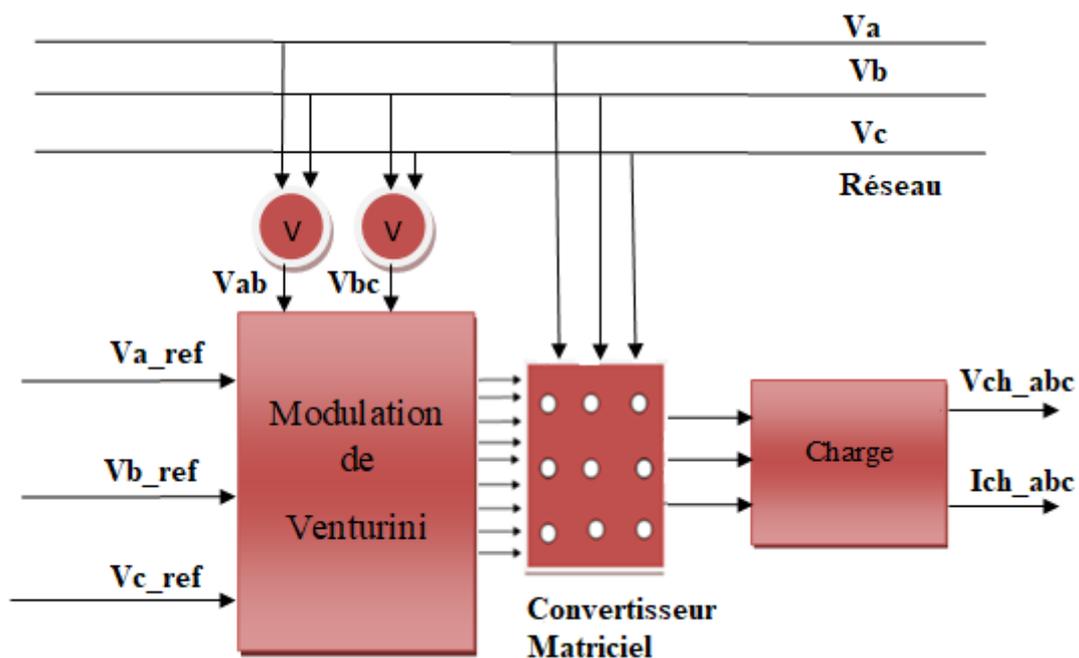


Figure III. 1: Schéma synoptique de la commande Venturini.

La figure III.1 présente le schéma synoptique de la commande Venturini ou la matrice de modulation est obtenue à partir de la mesure des tensions  $V_{ab}$  et  $V_{bc}$  du réseau électrique ainsi qu'une référence pour les tensions de sorties désirées.

### Chapitre III : Etude comparative entre différentes techniques de commandes

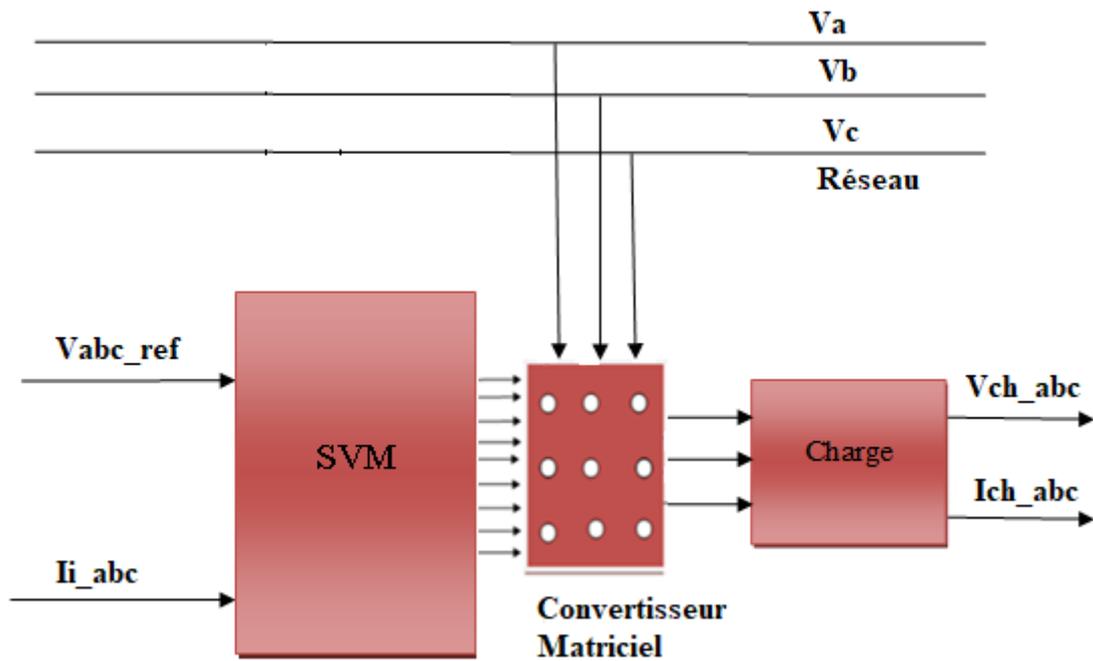


Figure III. 2 : Schéma synoptique de la commande SVM.

La figure III.2 présente le schéma synoptique de la commande SVM ou la matrice de modulation est obtenue à partir de la mesure des tensions et du courant du réseau électrique.

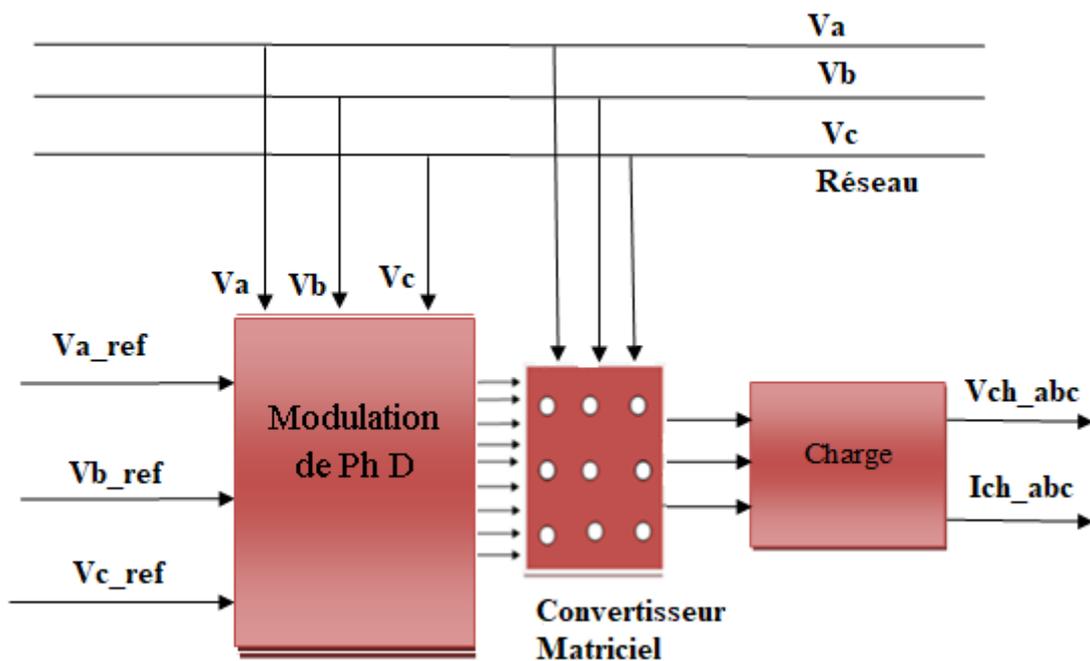


Figure III. 3 : Schéma synoptique de la commande Ph D.

## Chapitre III : Etude comparative entre différentes techniques de commandes

La figure III.3 présente le schéma synoptique de la commande Ph D ou la matrice de modulation est obtenue à partir de la mesure des tensions du réseau électrique ainsi qu'une référence pour les tensions de sorties désirées.

### III.3 Résultats de simulation et interprétations

La tension d'alimentation a été fixée à 220 v avec une fréquence de 50 Hz. La fréquence de commutation est de 10 kHz. La charge :  $R= 0.1\Omega$ ,  $L= 25\text{mH}$ .

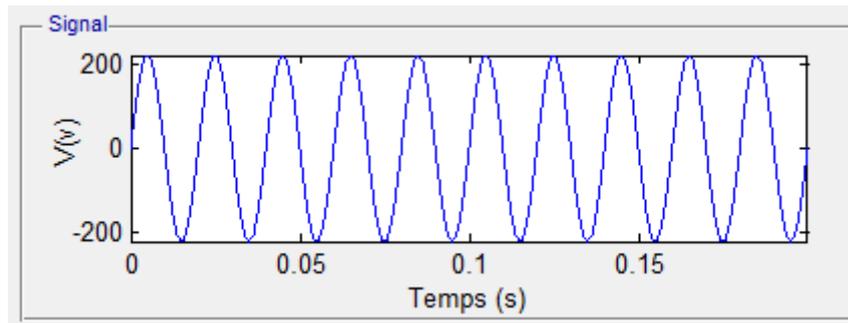
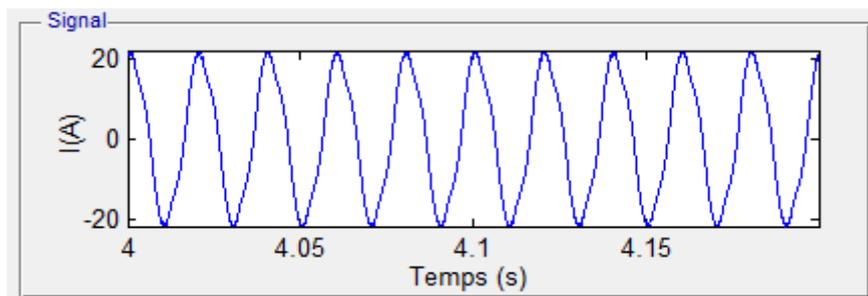


Figure III. 4 : Tension d'alimentation du réseau.

Les résultats présentés ci-dessous sont obtenus pour trois essais différentes de la fréquence de sortie référence (50Hz,25Hz,100Hz). Le rapport de transformation choisi est de 0,86.

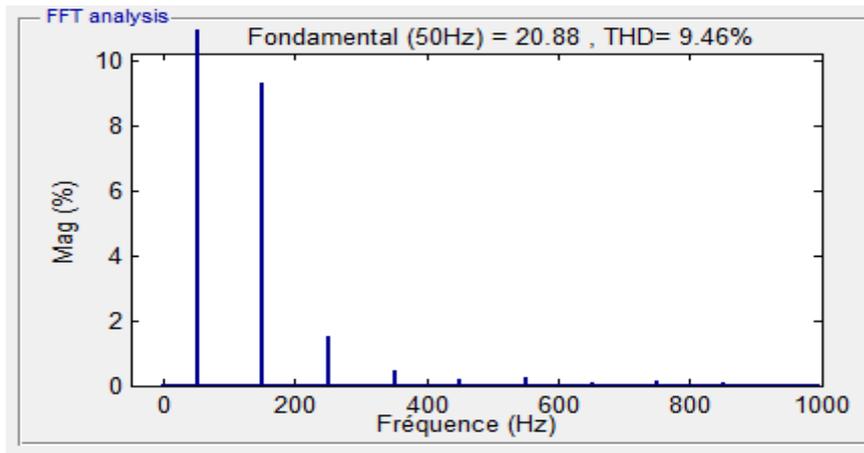
#### III.3.1 Résultats pour 50 Hz

##### a) Méthode de Venturini

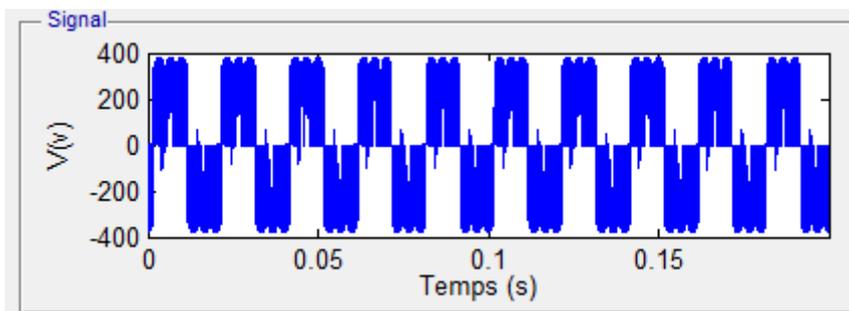


a) Courant de la charge.

### Chapitre III : Etude comparative entre différentes techniques de commandes



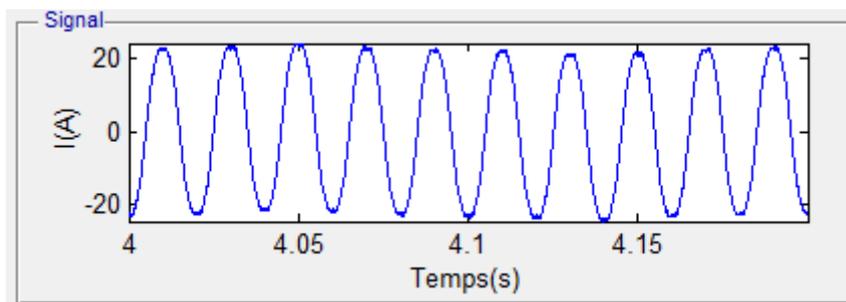
b) Analyse spectrale du courant de la charge.



c) Tension de ligne de la charge.

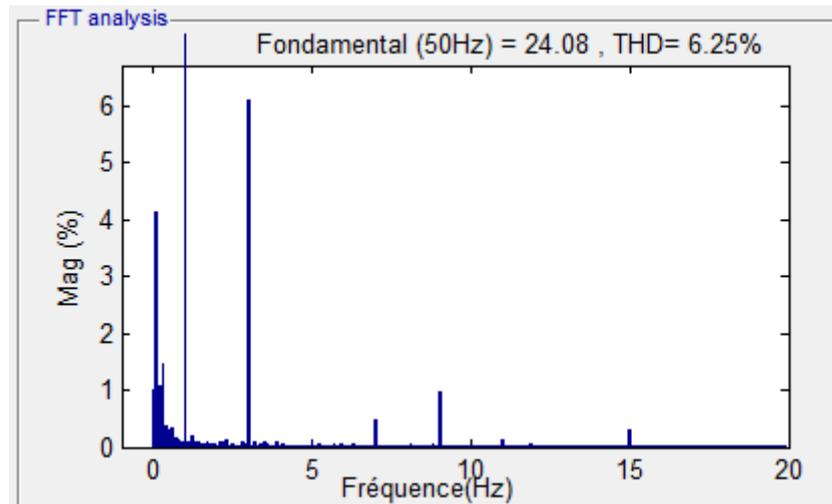
Figure III. 5 : Forme d'onde du convertisseur par la méthode venturini (50Hz).

#### b) La méthode vectorielle (SVM)

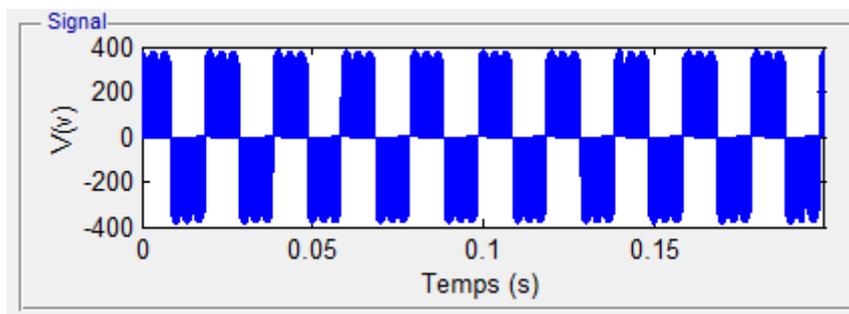


a) Courant de la charge.

### Chapitre III : Etude comparative entre différentes techniques de commandes



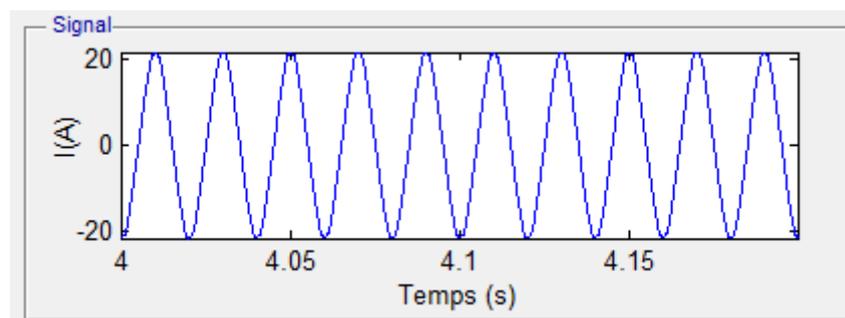
b) Analyse spectrale du courant de la charge.



c) Tension de ligne de la charge.

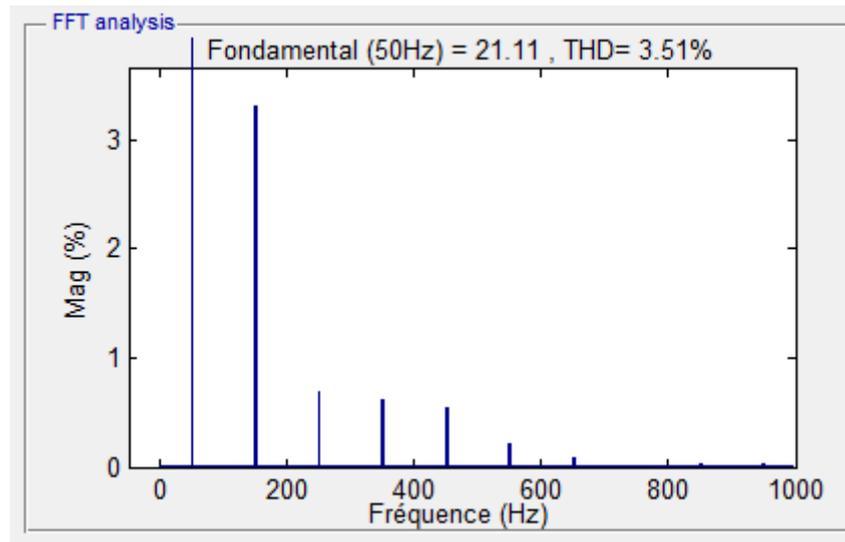
Figure III. 6 : Forme d'onde du convertisseur par la méthode SVM (50Hz).

#### c) Méthode de Ph D

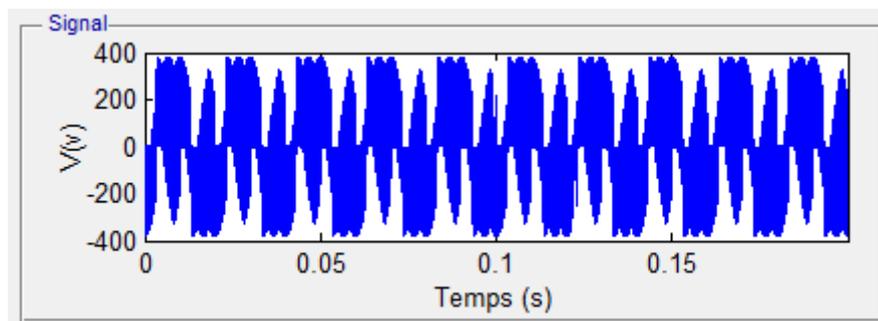


a) Courant de la charge.

### Chapitre III : Etude comparative entre différentes techniques de commandes



b) Analyse spectrale du courant de la charge.



c) Tension de ligne de la charge.

Figure III. 7 : Forme d'onde du convertisseur par la méthode Ph D (50Hz).

Afin d'évaluer les bonnes performances des techniques de modulation et des commandes étudiés, une comparaison a été faite entre la modulation Venturini, la modulation SVM et la modulation Ph D pour contrôler le CM qui est connecté à une charge RL.

Les figures (III.5 - III.7) donnent les résultats de simulation obtenus pour les différents algorithmes de contrôle lorsque la fréquence de la tension du réseau est fixée à 50 Hz. Ces résultats sont testés pour une fréquences de sortie de 50 Hz.

Les résultats ont montré que la méthode de Ph D (Figure III.7) donne de meilleur résultats par rapport aux autres méthodes en prenant en compte le THD du courant de la charge comme critère.

Afin de vérifier que le convertisseur fonctionne pour une fréquence de sortie différente à celle du réseau on a choisi pour l'étude une fréquence de 25 Hz et 100 Hz. Les résultats obtenues

## Chapitre III : Etude comparative entre différentes techniques de commandes

(figures III.8- figures III.13) montrent que le convertisseur fonctionne sur une large plage de fréquence de sortie indépendante de celle du réseau et ceux qu'elle que soit la commande adopter.

### III.3.2 Résultats pour 25 Hz

#### a) Méthode de Venturini

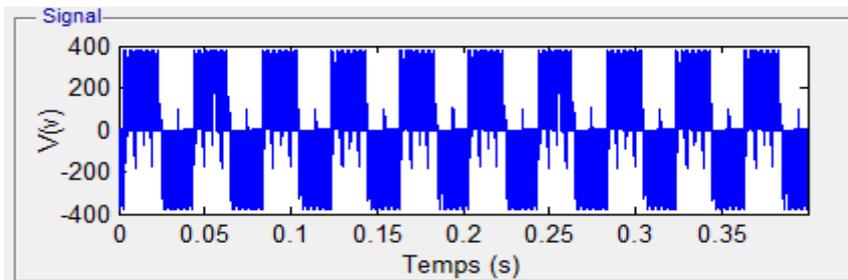


Figure III. 8 : Tension de ligne de la charge.

#### b) La méthode vectorielle (SVM)

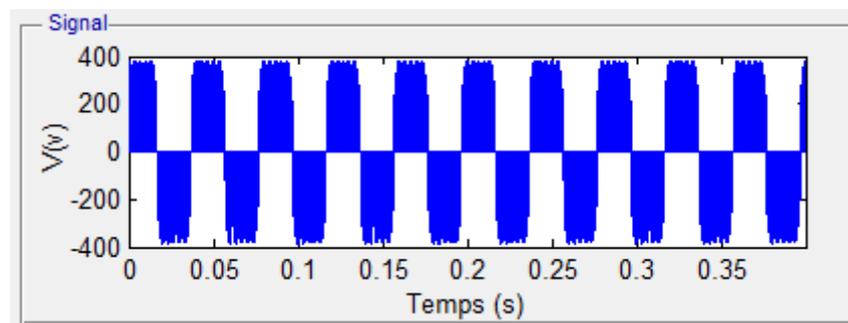


Figure III. 9 : Tension de ligne de la charge.

#### c) Méthode de Ph D

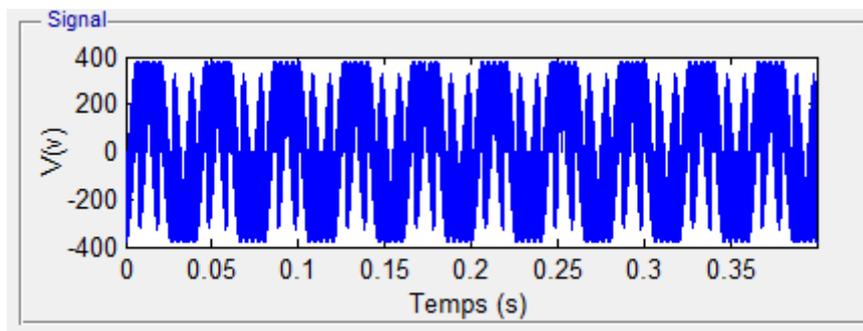


Figure III. 10 : Tension de ligne de la charge.

## Chapitre III : Etude comparative entre différentes techniques de commandes

### III.3.3 Résultats pour 100 Hz

a) Méthode de Venturini

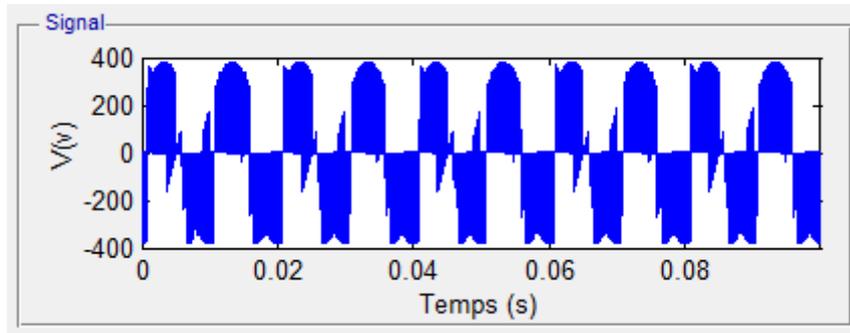


Figure III. 11 : Tension de ligne de la charge.

b) La méthode vectorielle (SVM)

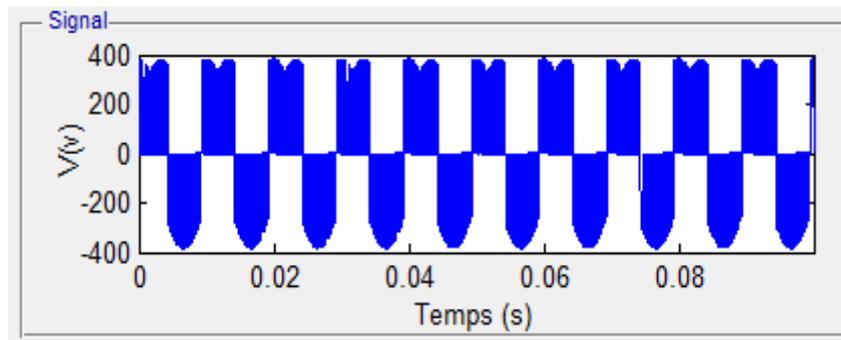


Figure III. 12 : Tension de ligne de la charge.

c) Méthode de Ph D

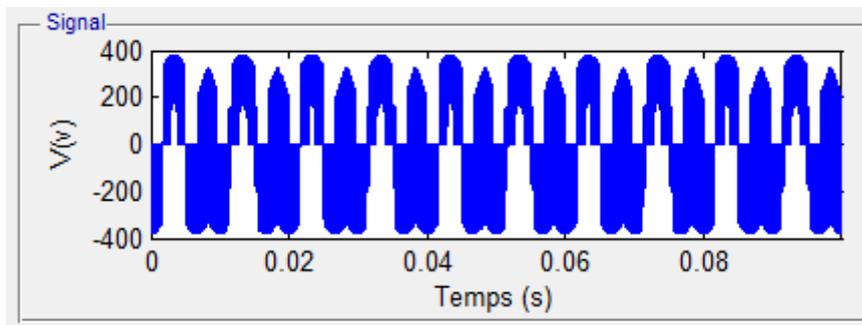


Figure III. 13 : Tension de ligne de la charge.

## Chapitre III : Etude comparative entre différentes techniques de commandes

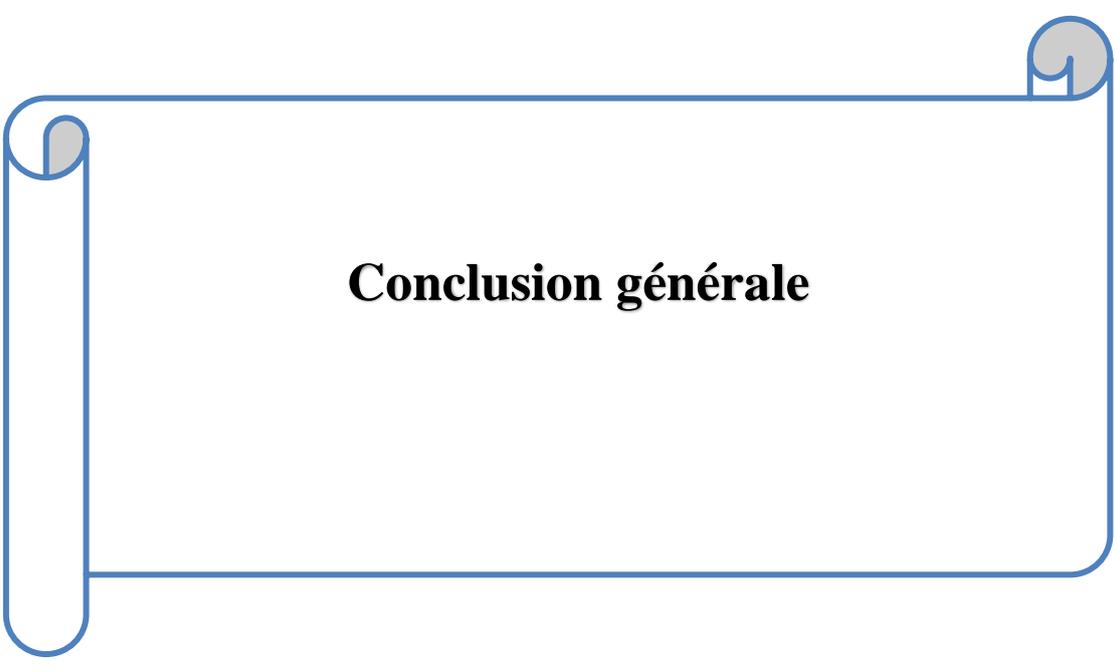
---

### III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des schémas synoptiques du système à simuler pour chaque commande.

Ensuite, nous avons présenté les différents résultats de commande Venturini, SVM et PhD appliquée au convertisseur matriciel 3x3 pour trois valeurs de fréquences de sortie (50Hz, 25Hz, 100Hz).

Les résultats obtenus montrent l'avantage de ce type de convertisseur qui représente une bonne alternative pour des applications à vitesse variable.



**Conclusion générale**

---

## Conclusion générale

---

Dans ce mémoire, le travail présenté représente une étude du contrôle du convertisseur matriciel ainsi que son application. Nous avons présenté le modèle de CM triphasé - triphasé en utilisant les algorithmes Venturini, Ph D et SVM pour obtenir des résultats à différentes fréquences.

Dans le premier chapitre nous avons présenté des généralités sur les convertisseurs AC/AC indirectes et directes, nous nous sommes intéressés aux convertisseurs directes. De plus, on a vu les avantages et les inconvénients de chaque type de convertisseur avec leur domaine d'application.

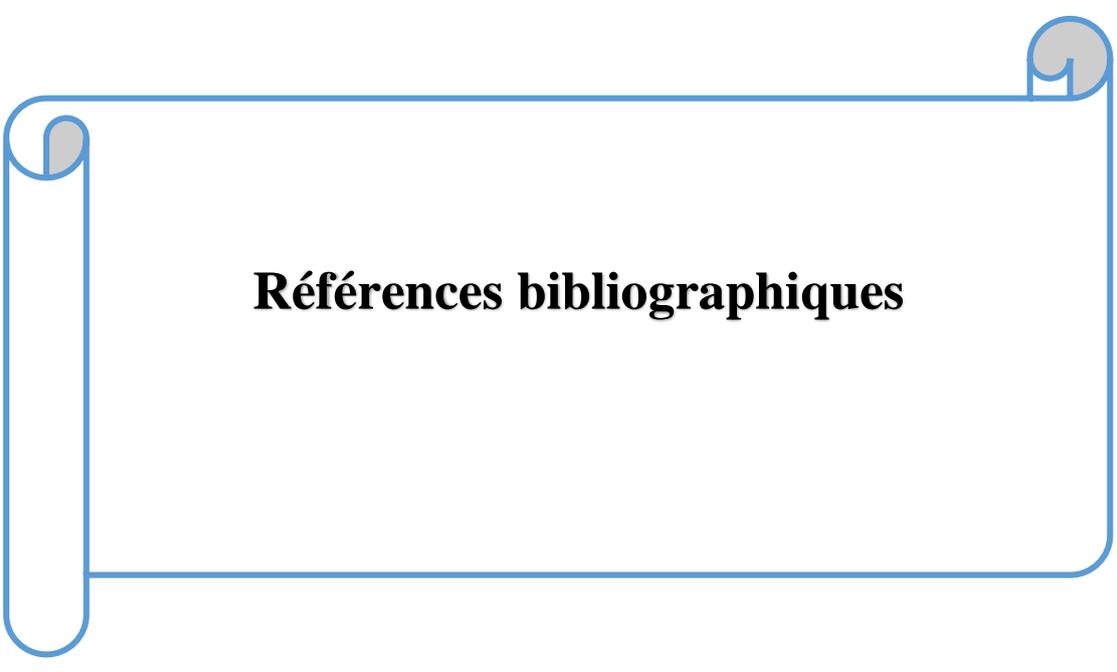
Dans le deuxième chapitre, nous avons effectué une étude de modélisation du convertisseur matriciel contrôlé par des différentes stratégies de commande scalaire et vectoriel par des algorithmes de modulation de (Venturini, PhD) et SVM respectivement.

Dans le troisième chapitre, Nous avons présenté la schématique du système simulé par différentes stratégies de contrôle à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK. Les résultats de la simulation sont présentés avec des interprétations.

## Perspectives

On propose des perspectives de ce travail, à savoir :

- Étudier d'autres techniques de commande pour les convertisseurs matriciels.
- L'implémentation sur un banc d'essai des méthodes développées dans ce travail.
- Étudier la technique de over modulation pour obtenir une bonne valeur de rapport de transfert de tension.



## **Références bibliographiques**

## Références bibliographiques

---

- [AGA 10] V. Agarwal, RK .Aggarwal, P .Patidar, C.Patki « A Novel scheme for rapid tracking of maximum power point in wind energy generation systems ». IEEE Trans Energy Convers 25(1) :228–236,2010.
- [WHE 02] PW. Wheeler, J. Rodriguez, JC. Clare, L. Empringham, A. Weinstein « Matrix converters: a technology review ». IEEE Trans Ind Electron 49(2) :276–288,2002.
- [ANG 04] S. Angkititrakul, RW. Erickson « Control and implementation of a new modular matrix converter ». In : Proceedings of IEEE applied power electronics conference and exposition, APEC'04, vol 2, Anaheim, US, pp 813–819,2004.
- [KOL 02] JW. Kolar, M. Baumann, F.Schafmeister , H.Ertl « Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter ». In : Proceedings of IEEE applied power electronics conference and exposition, APEC'02, vol 2, Dallas, US, pp 777–791,2002.
- [BOS 02] B. K. Bose, « Modern Power Electronics and AC Drives », Prentice-Hall, 2002.
- [LOU 14] A. LOURADI, « Diagnostique d'un convertisseur matriciel (3x3) alimentant une machine asynchrone », mémoire de master, Université de M'sila,2014.
- [GYU 76] L. Gyugyi and B. R. Pelly, « Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and Application », John Wiley & Sons, New York, 1976.
- [LAS 15] L.Lasne « Électronique de puissance Cours, étude de cas et exercices corrigés », 2ème édition,DUNOD,2015.
- [DEL 15] P.Delarue., F. Labrique, G. Séguier, « Electronique de puissance :structures ,commandes ,applications »,10ème édition,DUNOD,2015.
- [PIN 07] M. Pinard « convertisseurs et électronique de puissance : Commande, description, mise en œuvre », DUNOD,2007.
- [HID] Hidri.I « Support de cours D'électronique de puissance Les convertisseurs AC-DC et AC-AC », EI2 L2 S1, Technologue à l'ISET de Nabeul.
- [COU 21] <file:///C:/Users/USER23032021/Downloads/cours-gratuit.com--id-11199-1.pdf> , Cours gratuit « Etude théorique des gradateurs »,2021.
- [DEL 07] Delarue. P, Rombaut. P, Suegier. G. « les convertisseurs de l'électronique de puissance, volume 2 la conversion alternatif-alternatif ». TEC&DOC Lavoisier: 3ème édition, 2007.
- [ALL16]<https://all-spares.com/en/articles-and-video/dimmers-and-leds-a-perfectcombination-of-convenience-and-efficiency/> .
- [ELE 20] <https://www.electrical4u.com/cycloconverter/>.
- [MIN 21] <https://www.electronicsmind.com/2021/12/cycloconverter-definition-working-types-and-applications.html>.
- [EEE 22] <https://www.eeeguide.com/cycloconverter/>.
- [CIR18][https://circuitdigest.com/tutorial/cycloconverter-types-working-circuits\\_applications\\_CIRCUIT](https://circuitdigest.com/tutorial/cycloconverter-types-working-circuits_applications_CIRCUIT) .
- [CSE 21] <https://www.cselectricalandelectronics.com/what-is-cycloconverter-working-types-benefits-drawbacks-applications/> .
- [ECS 18] <https://www.ecstuff4u.com/2018/04/advantages-and-disadvantages-of-cyclo.html>.

## Références bibliographiques

---

- [BOU 05] R. P. Bouchard, G. Olivier. Électrotechnique. Montréal Presses Internationales Polytechnique, 686, 2 ed. 2005.
- [SAA 11] A. SAADI, « Convertisseur Matriciel », cours pédagogique, Université de Mohammed Kheider, Biskra, 2011.
- [GRU 10] F.Gruson. « Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour variation de vitesse ». Thèse de doctorat, école centrale de Lille, France, 2010.
- [CHE 15] A. CHEMIDI, « Analyse, modélisation et commande avancée d'une éolienne utilisée dans une ferme », Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université de Aboubakr Belkaid, Tlemcen, Algérie, 2015.
- [BEK 18] H. BEKHADA « Commande robuste d'un aérogénérateur à base de machine asynchrone à double alimentation pilotée par un convertisseur matriciel », thèse présentée à l'Université du QUÉBEC à Trois-Rivières comme exigence partielle du doctorat en génie électrique, Université du QUÉBEC, 2018.
- [CHI 17] EL. CHIALI « Commande directe du couple d'une machine asynchrone pilotée par un Convertisseur matriciel », Thèse de doctorat, UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES,2017.
- [HEC 13] R. HECHIM, H. OULAGHA « Implémentation virtuelle de la modulation vectorielle pour un Convertisseur Matriciel Direct », mémoire de master, Université Abderrahmane MIRA-Bejaia,2013.
- [DEN 10] A. DENDOUGA « Contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation (DFIM) », Thèse Pour l'Obtention du Diplôme de Doctorat en Sciences en Electrotechnique, Université de Batna,2010.
- [SAU 08] L.A Sau<sup>1</sup>, « Matrix Converter for Frequency Changing Power Supply Applications», thèse pour l'obtention du grade de Docteur en philosophie, Université de Nottingham,2008.
- [ARE 08] S.L.Arevalo, « Matrix converter for frequency changing power supply applications», Thèse de doctorat de science, université de Nottingham, U. K, 2008.
- [ELO 16] N. EL OUANJLI, A. DEROUICH, A. EL GHZIZAL, M. TAOUSSI « Contribution à l'optimisation des performances d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) fonctionnant en mode moteur », Première édition du congrès international sur les Technologies de l'Information et des Systèmes de Production Intégrée (TISPI) à l'EHEI, Oujda les 26-27 et 28 Mai 2016.
- [GUS 05] S.Gusia, "Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI: Application aux actionnements électriques", Thèse de Doctorat, Université catholique de Louvain, France, 2005.
- [VEN 80] M. Venturini, A. Alesina, "The generalised transformer : A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor", IEEE Proc, Power electronics specialists Conf PESC'80, pp.242-252, Atlanta, Georgia, USA, Jun 1980.
- [CHE 18] A. CHEMIDI, S. M. MELIANI and M. C. BENHABIB, « DFIG Wind Power System with PhD Method Controlled Matrix Converter », International Conference on

## Références bibliographiques

---

Communications and Electrical Engineering (ICCEE), pp. 1-6, doi: 10.1109/CCEE.2018.8634441 ,2018.

[IYE 19] N.P. R. Iyer« AC to AC Converters Modelling, Simulation, and Real-Time Implementation Using SIMULINK»,Taylor & Francis Group ,2019.

[MEL 11] M. Melaku « Modeling, Stability Analysis And Control Of A Direct Ac/Ac Matrix Converter Based Systems» Mémoire de Master De Science Génie électrique ,Université technologique du Tennessee,2011.