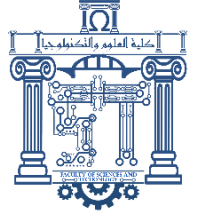




الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
Republique Algerienne Democratique Et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة العربي التبسي - تبسة

Université Larbi Tébessi- Tébessa -

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie électrique

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de Master Académique

En : Electrotechnique

Spécialité : Electrotechnique industrielle

Par : SOUABI Seyf Eddine & MIHOUB Abdel Rahim

Sujet

Etude de différentes stratégies de commande d'un convertisseur matriciel triphasé

Présenté et soutenu publiquement, le 13/ 06/ 2022, devant le jury composé de :

Dr. AMIEUR Toufik	MCA	Président
Dr. BOUKADOUM Aziz	MCA	Rapporteur
Dr. DJEDDI Abdelghani	MCA	Examineur

Promotion : 2021/2022

Remerciements

Nous souhaitons avant tout remercier tout d'abord Allah.

En premier lieu nous remercions, notre directeur de mémoire Monsieur Dr Aziz BOUKADOUM maître de conférence à l'université de Tébessa pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter notre réflexion.

Nous tenons aussi à remercier toutes les personnes qui ont contribué et participé au succès de notre stage et qui nous aidé lors de la rédaction de ce mémoire. Nous tenons à remercier chaleureusement Messieurs Dr Amieur Toufik et Dr Djeddi Abdelghani des « maîtres de conférences à l'université de Tébessa » d'avoir accepté la participation parmi les jurys pour critiquer et évaluer ce mémoire.

Nous tenons avant tout à exprimer notre sincère gratitude pour tous ceux qui ont participé et nous ont aidé à élaboré ce mémoire de fin d'étude Nous nous trouvons d'ailleurs dans l'obligation de le faire car il y a des gens qui ont donné de leurs mieux afin de faire de nous ce que nous sommes .

Dédicace

J'ai le grand honneur de dédier ce modeste travail à :
A MA TRÈS CHÈRE MÈRE que dieu la garde et la protège,

Mes Sœurs.

Ma Famille et tous mes Proches.

A mon binôme Mihoub Abdel Rahim

A toute ma Famille

A tous mes Amis(es)

A tous mes collègues de la promo électrotechnique option

Électrotechnique industrielle année 2021_2022

Et à tous qui me connaît et compte sur moi...

SOUAHI .SEYF EDDINE

Dédicace

J'ai le grand honneur de dédier ce modeste travail à :

A Mes très chères parents que dieu les gardes et les protèges

A Mes frères Hakim et Raouf

A ma petite sœur Nada.

A mon binôme Souahi Seyf eddine

A ma fiancée :

Kh. Lila

A tout mes amis :

Anis, Yazid, Sami, Chiheb, Mounir, Wasim, Aissa

A tous mes collègues de la promo électrotechnique option

Electrotechnique industrielle année 2021_2022

Et à tous qui me connaît et compte sur moi...

MIHOUB. ABDEL RAHIM

➤ **Liste des abréviations**

AC	Alternating current (Courant alternatif).
DC	Direct current (Courant continu).
CM	Convertisseur Matriciel.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions.
SVM	Modulation de vecteur d'espace.
MAS	Machine Asynchrone.
CEM	Compatibilité électromagnétique.
THD	Taux de distorsion harmonique.
MOSFET	Metal oxide silicon field effect transistor.
CENELEC	Comité européen de normalisation électrotechnique.
UTE	Union technique de l'électricité.
CEF	Le comité électrotechnique français.
CEI	Commission électrotechnique internationale.

➤ **Liste des symboles**

$F_{\text{éch}}$: Fréquence d'échantillonnage.

Φ_o : Déphasage entre la tension de sortie et le courant de sortie.

h_{ij} : Fonction d'existence de l'interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».

I_A, I_B, I_C : Courants du port d'entrée.

I_a, I_b, I_c : Courants du port de sortie.

K_{ij} : Interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».

K : Indice d'une séquence d'échantillonnage.

m_{ij} : Rapport cyclique de l'interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».

q : Ratio de tension Sortie sur entrée.

S_{ij} : Interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».

S_i : Section où se trouve la phase de la tension de sortie de référence.

T_{ech} : Période d'échantillonnage.

T_i : Période du signal d'entrée.

T_o : Période du signal de sortie.

t_1, t_2, t_3 : Temps de fermetures des interrupteurs connectés à la phase "a" et aux phases "A", "B" et C respectivement.

t_4, t_5, t_6 : Temps de fermetures des interrupteurs connectés à la phase "b" et aux phases "A" et "B" et "C" respectivement.

t_7, t_8, t_9 : Temps de fermetures des interrupteurs connectés à la phase "c" et aux phases "A" et "B" et "C" respectivement.

θ_i : Phase initiale de la tension du port d'entrée.

θ_o : Phase initiale de la tension du port de sortie.

V_A, V_B, V_C : Tensions de phase du port d'entrée.

V_a, V_b, V_c : Tensions de phase du port de sortie.

V_K, V_L, V_M : Tension du système scalaire.

f_i : fréquence d'entrée.

f_o : fréquence de sortie.

ω_i : Fréquence angulaire du port d'entrée.

ω_o : Fréquence angulaire du port de sortie.

➤ **Machine asynchrone**

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

ω_r : Pulsation électrique rotorique

Ω_r : vitesse mécanique rotorique

θ_r : Angle électrique entre l'axe direct et le rotor

θ_s : Angle électrique entre l'axe direct et stator

θ_{sr} : Angle électrique entre stator et rotor

R_s : Résistances statoriques.

R_r : Résistances rotoriques.

σ : Coefficient de dispersion magnétique

Liste des symboles et d'abréviations

V_{abc_s} : Les trois tensions statoriques.

V_{abc_r} : Les trois tensions rotoriques.

i_{abc_s} : Les trois courants statoriques.

i_{abc_r} : Les trois courants rotoriques.

φ_{abc_s} : Les flux des trois phases statoriques.

φ_{abc_r} : Les flux des trois phases rotoriques.

Liste des tableaux

Tableau 2.1 - Synthèse des interrupteurs.....	27
Tableau 2.2 - Transitions sûres entre les interrupteurs S1 et S2 pour un courant positif.....	28
Tableau 2.3 - Transitions sûres entre les interrupteurs S1 et S2 pour un courant négatif.....	28
Tableau 2.4 - Illustration du cheminement du courant entre la source et la charge ($V>0;I>0$) avec une stratégie de commutation par étapes.....	29
Tableau 2.5 - Combinaisons valides du convertisseur matriciel (Vecteurs stationnaires).....	41
Tableau 2.6 - Combinaisons valides du convertisseur matriciel (Vecteurs nuls).....	41
Tableau 2.7 - Combinaisons valides du convertisseur matriciel (Vecteurs tournants).....	41
Tableau 2.8 - Les Configurations possibles selon les secteurs des vecteurs références.....	43
Tableau 2.9 - Comparaison entre les deux techniques de commande en terme de THD.....	51

Liste des figures

Figure 1.1 - Topologie d'un convertisseur indirects de type AC/DC/AC à base d'un redresseur	5
Figure 1.2 - Pont redresseur à diodes (conversion AC/DC).....	6
Figure 1.3 - Courants absorbés par le pont redresseur à diodes de ligne.....	6
Figure 1.4 - Analyse spectrale des harmoniques des courants absorbés par le pont redresseur.....	7
Figure 1.5 - Filtre passif résonnant (passe bas).....	8
Figure 1.6 - Filtre passif amorti (passe-haut).....	9
Figure 1.7 - Filtre actif parallèle.....	10
Figure 1.8 - Filtre actif série.....	11
Figure 1.9 - Combinaison parallèle-série de filtres actifs.....	12
Figure 1.10 - Structure de Convertisseurs direct.....	14
Figure 1.11 - Modèle d'un interrupteur électronique utilisé dans le gradateur.....	15
Figure 1.12 - Modèle d'un gradateur triphasé.....	15
Figure 1.13 - Structure de cyclo-convertisseur triphasé.....	16
Figure 1.14 - Structure d'un convertisseur matriciel.....	18
Figure 1.15 - Convertisseur matriciel monophasé sans point milieu.....	18
Figure 1.16 - Convertisseur matriciel monophasée à une branche de sortie.....	19
Figure 1.17 - Circuit du convertisseur matriciel triphasée 3x3.....	19
Figure 2.1 - Structure du convertisseur matriciel triphasé.....	24
Figure 2.2 - Caractéristique statique d'un interrupteur bidirectionnel.....	25
Figure 2.3 - Caractéristiques statiques d'interrupteurs unidirectionnels.....	25
Figure 2.4 - Assemblage d'interrupteurs trois quadrants.....	26
Figure 2.5 - Assemblages pour la réalisation d'interrupteurs bidirectionnels.....	26
Figure 2.6 - Interrupteurs 4 quadrants utilisables dans un convertisseur matriciel.....	26

Liste des figures

Figure 2.7 - Circuit illustrant la commutation entre deux interrupteurs.....	28
Figure 2.8 - filtres passifs d'entrés utilisés pour le convertisseur matriciel.....	31
Figure 2.9 - Protection contre les surtensions à l'aide de ponts de diodes.....	32
Figure 2.10 - Circuit d'un convertisseur matriciel 3x3.....	32
Figure 2.11 - Exemple de connexions possibles dans un convertisseur matriciel.....	34
Figure 2.12 - Les différents stratégies de commande d'un convertisseur matriciel...	35
Figure 2.13 - Principe de la technique de commande MLI.....	38
Figure 2.14 - Structure du modulateur MLI à trois intervalles.....	39
Figure 2.15 - Hexagones de la tension de sortie et du courant d'entrée.....	42
Figure 2.16 - Exemple de représentation des vecteurs de tension et de courant de référence.....	42
Figure 2.17 - Schéma bloc de simulation du convertisseur matriciel triphasée avec la stratégie de commande de Venturini.....	45
Figure 2.18 - Schéma bloc de simulation du convertisseur matriciel triphasée avec la technique de commande SVM.....	46
Figure 2.19 - Tension d'entrée.....	46
Figure 2.20 - Courants d'entrés.....	47
Figure 2.21 - L'analyse spectrale du courant d'entré.....	47
Figure 2.22 - Tension simple de sortie d'une phase.....	47
Figure 2.23 - Tension composée de sortie d'une phase.....	48
Figure 2.24 – Courants de sortie.....	48
Figure 2.25 - L'analyse spectrale du courant de sortie.....	48
Figure 2.26 - Tensions d'entrées.....	49
Figure 2.27 - Courants d'entrés.....	49
Figure 2.28 - L'analyse spectrale du courant d'entré.....	49

Liste des figures

Figure 2.29 - Tension simple de sortie d'une phase.....	50
Figure 2.30 - Tension composée de sortie d'une phase.....	50
Figure 2.31 - Courants de sortie.....	50
Figure 2.32 - L'analyse spectrale du courant d'entré.....	51
Figure 3.1 - Machine asynchrone à cage d'ecureuil.....	55
Figure 3.2 - Principe du champ tournant.....	55
Figure 3.3 - Représentation d'une machine asynchrone triphasée.....	57
Figure 3.4 – Représentation des axes triphasés réels et biphasés selon la transformation de Park.....	62
Figure 3.5 - Schéma de principe de l'association.....	63
Figure 3.6 - Schéma bloc de simulation de la commande d'une machine asynchrone associé au convertisseur matriciel triphasée.....	64
Figure 3.7 - Tension composée d'entrée du CM avec zoom.....	65
Figure 3.8 - Courant d'entré du CM avec zoom.....	65
Figure 3.9 - Analyse spectrale d'harmonique des courant d'entré du CM.....	66
Figure 3.10 - Tension composée de sortie du CM avec zoom.....	66
Figure 3.11 - Courants de sortie du CM avec zoom.....	66
Figure 3.12 - Analyse spectrale d'harmonique de courant de sortie du CM.....	67
Figure 3.13 - Courants du stator.....	67
Figure 3.14 - Courants du rotor.....	67
Figure 3.15 - Couple électromagnétique.....	68
Figure 3.16 - Vitesse de rotation.....	68

الملخص

في هذه المذكرة، نحن مهتمون بالتمثيل والتحكم في محول المصفوفة ثلاثي الطور، بالمقارنة مع المحول التقليدي (متناوب/مستمر/متناوب) سيضمن هذا المحول تحويل التيار المتردد المباشر (متناوب/متناوب) دون وسيط لمصدر التيار المستمر بفضل تركيبته المميزة، هذا الأخير يوفر إمكانية الحصول على سعة وتردد متغيران عند الإخراج من قيم إدخال ثابتة. هذه المزايا مقارنة بالمحول التقليدي سهلت إلى حد كبير استخدامه في مجموعة متنوعة من التطبيقات، خصوصا في أنظمة القيادة القابلة للتعديل والطاقت المتجددة. في هذه الدراسة سوف نقدم العديد من استراتيجيات التحكم في محول المصفوفة بناءً على الأبحاث الحديثة. **الكلمات المفتاحية:** محول المصفوفة، النمذجة، استراتيجيات التحكم، محرك غير متزامن.

Abstract

In this memory, we are interested in the modeling and the control of a three-phase matrix converter. Compared to the conventional converter (AC/DC/AC), this converter will ensure direct AC-AC conversion without the intermediary of a DC source. Thanks to its topological structure, it offers the possibility of obtaining a variable amplitude and frequency at the output from constant input quantities. These advantages over the conventional converter have greatly facilitated its use in a variety of applications, particularly in adjustable drive systems and renewable energies. In this study we will introduce various matrix converter control strategies based on recent research.

Keywords: Matrix converter, modelization, Control strategies, Asynchronous machine.

Résumé

Dans ce mémoire, on s'intéresse à la modélisation et la commande d'un convertisseur matriciel triphasé. Par rapport au convertisseur classique (AC/DC/AC), ce convertisseur permettra d'assurer une conversion directe alternative-alternative (AC/AC) sans l'intermédiaire d'une source continu DC. Grâce à sa structure topologique, il offre la possibilité d'obtenir une amplitude et une fréquence variable à la sortie à partir des grandeurs d'entrées constants. Ces avantages par rapport au convertisseur classique ont grandement facilité son utilisation dans une variété d'application notamment dans les systèmes d'entraînement réglable et les énergies renouvelables. Dans cette étude nous introduirons diverses stratégies de commande du convertisseur matriciel basées sur des recherches récentes.

Mots clés : Convertisseur matriciel, Modélisation, Stratégies de commande, Machine asynchrone.

DEDICACE.....	II
REMERCIEMENTS.....	IV
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	V
LISTE DES TABLEAU.....	VII
LISTE DES FIGURES	VIII
RÉSUMÉ.....	XI
SOMMAIRE.....	XII
INTRODUCTION GENERAL	1
CHAPITRE 1 : GENERALITES SUR LES COVERTISUERSSTATIQUES	
AC/AC.....	3
1.1 introduction	4
1.2 Les convertisseurs indirects AC/DC/AC à base d'un redresseur.....	4
1.2.1 Avantages des convertisseurs AC/DC/AC à base d'un redresseur à diodes...	5
1.2.2 Inconvénients des convertisseurs AC/DC/AC à base d'un redresseur à diodes.....	5
1.2.3 Problèmes liés aux convertisseurs AC/DC/AC à base d'un redresseur à diodes.....	6
1.3 Les convertisseurs directs AC/AC.....	13
1.3.1 Le gradateur	14
1.3.2 Cyclo-convertisseur.....	16
1.3.3 Le convertisseur matriciel	17
1.4 Conclusion.....	20
CHAPITRE 2 : MODELISATION ET STRATEGIES DE COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR MATRICIEL TRIPHASE.....	21
2.1 Introduction.....	22
2.2 Convertisseur matriciel.....	22
2.3 Histoire du convertisseur matriciel (état de l'art)	23
2.4 Topologie du convertisseur matriciel.....	24
2.4.1 Interrupteur bidirectionnel	24
2.4.2 Avantages et inconvénients des interrupteurs quatre segments.....	27
2.4.3 Gestion des commandes des interrupteurs.....	27
2.4.4 Les risques de défaut lors des commutations.....	30
2.5 Filtre d'entrée du convertisseur matriciel.....	30
2.6 Protection contre les surtensions.....	31
2.7 Modélisation du convertisseur matriciel.....	32
2.8 Commande du convertisseur matriciel.....	34
2.8.1 Proposition de Venturini et Alesina.....	35
2.8.2 Méthode de modulation du vecteur d'espace (SVM).....	40
2.9 Simulation du convertisseur matriciel connecté à une charge RL.....	45
2.9.1 Premier cas : commande de Venturini.....	46
2.9.2 Deuxième cas : méthode de SVM.....	49
2.10 Comparaison entre les deux stratégies de commande.....	51
2.11 Conclusion	52

CHAPITRE 3 : ASSOCIATION D'UN CONVERTISSEUR MATRICIEL AVEC UNE MACHINE ASYNCHRONE.....	53
3.1 Introduction.....	54
3.2 Moteur asynchrone.....	54
3.3 Constitution.....	54
3.4 Principe de fonctionnement.....	55
3.5 Modélisation de la machine asynchrone.....	56
3.5.1 Hypothèses Simplificatrice.....	56
3.5.2 Les Equations de la machine asynchrone dans le référentiel.....	56
3.5.3 Choix du référentiel.....	60
3.5.4 Modèle de la MAS dans le repère de Park.....	61
3.6 Association du convertisseur matriciel triphasé avec la MAS.....	63
3.7 Simulation et interprétation des résultats.....	64
3.8 Interprétations des résultats.....	68
3.9 Conclusion.....	69
CONCLUSION GENERALE.....	70
BIBLIOGRAPHIE.....	72
ANNEXE.....	76

INTRODUCTION GENERALE

Parmi les applications les plus utilisés dans le domaine industriel est l'entraînement des machines électriques à vitesse variable avec des convertisseurs statiques. Ces machines sont conçues telle que le couple, la vitesse, les tensions ou les courants sont traitées par un organe de commande. Ce dernier permettant de piloter le convertisseur statique et ainsi réguler le ou les grandeurs souhaitées, tout en ayant un très bon rendement.

Grâce aux progrès sur ces composants et sur leur mise en œuvre, l'électronique de puissance a pris une importance considérable dans tout le domaine de l'électricité industrielle. Les quatre formes des convertisseurs sont: le redresseur pour la conversion alternatif-continue, le hacheur pour la conversion continue-continue, l'onduleur pour la conversion continue- alternatif et le dernier le gradateur ou le cyclo-convertisseur pour la conversion alternatif- alternatif.

L'application la plus répandue actuellement, dans l'industrie, pour la commande de machines électriques, est le variateur de vitesse du type MLI (Modulation de largeur d'impulsion) afin d'asservir le couple et la vitesse des moteurs. Ce système est composé de deux étages, conversion AC/DC et DC/AC, avec un bus continu formé d'une capacité de stockage, qui a une durée de vie limitée et coûte assez cher pour remplacer. Les recherches de l'électronique de puissance tendent vers un nouveau convertisseur de type AC/AC qui n'utilise plus ce condensateur. Datant des années 80, le convertisseur matriciel propose ce type de conversion avec de nombreux avantages par rapport aux systèmes actuels. En effet, celui-ci n'utilise plus le condensateur afin de filtrer le signal donc réduit le coût. Le facteur de puissance de l'installation est réglable et peut être proche de l'unité, De plus, il est bidirectionnel en tension et en courant ce qui permet de récupérer l'énergie venant de la charge (pendant les périodes de freinage par exemple), c'est un enjeu majeur dans la lutte contre le réchauffement climatique.

Malgré ses avantages, le convertisseur matriciel n'est pas encore largement utilisé dans les industries car sa commande est trop complexe. En effet, il existe plusieurs commandes avec des algorithmes assez poussés et des correcteurs qui impliquent un certains coût et qui ne sont pas adaptés à toutes les applications, ce qui repousse les

industriels. L'objectif principale de cette étude est de construire un modèle de simulation du circuit de commande et de puissance constituant le convertisseur matriciel avec différentes stratégies de commande, afin qu'il puisse alimenter n'importe quelle charge alternative triphasée, tout en ayant une très bonne qualité d'énergie avec un rendement très élevé. Les différents développements théoriques et les résultats obtenus durant ce travail de mémoire sont organisés en trois chapitres :

- Le premier chapitre présentera des généralités sur les convertisseurs statiques de nature AC/AC, leurs topologies, ces différents types ainsi que ces avantages et inconvénients.
- Dans le deuxième chapitre, nous présenterons la topologie de convertisseur matriciel, sa modélisation et ces différentes stratégies de commande. En élaborant son modèle de puissance en suite on va faire un modèle de simulation du convertisseur matriciel alimentant une charge RL avec deux stratégies de commande à savoir la commande à MLI basée sur l'algorithme de Venturini et la commande basée sur la modulation vectorielle ou par vecteur spatial (SVM).
- Le troisième chapitre, est réservé aux applications du convertisseur matriciel, Dans ce chapitre nous proposons une méthode pour alimenter le convertisseur matriciel qui s'appuie sur la théorie de Venturini d'un moteur asynchrone à cage.
- Une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives clôtureront ce mémoire.

CHAPITRE 1
GENERALITES SUR LES COVERTISUEURS
STATIQUES AC/AC

CHAPITRE 1

GENERALITES SUR LES COVERTISUERS STATIQUES AC/AC

1.1 Introduction

Les convertisseurs statiques sont des composants électroniques à base des semi-conducteurs de puissance (diodes, thyristors, transistors ...) utilisés dans les systèmes d'entraînement électriques, systèmes de conversion d'énergie, énergies renouvelables, aérodynamique, marines,....etc. Il existe plusieurs topologies des convertisseurs AC/AC, La première famille assure une conversion alternatif-continu suivie d'une conversion continu-alternatif dite conversion indirecte (AC/DC/AC), C'est celle qui est actuellement la plus répandue. La seconde famille assure une conversion directe alternatif-alternatif (AC/AC) sans l'intermédiaire d'un circuit continu, cette conversion peut être assurée, soit par des cyclo-convertisseurs ou des gradateurs, soit par des convertisseurs à topologie matriciel. Dans ce chapitre on s'intéresse à l'étude de ces différents types de conversion AC/AC directe et indirecte, nous prestons les avantages et les inconvénients entrent eux.

1.2 Les convertisseurs indirects AC/DC/AC à base d'un redresseur

Les convertisseurs AC/DC/AC composés de deux convertisseurs connectés par circuit intermédiaire continu (bus DC) qui joue le rôle d'un circuit de stockage d'énergie [1]. Cette topologie permet d'assurer une conversion indirecte. Le premier types de convertisseur indirect AC/DC/AC est un convertisseur à base d'un redresseur à diodes, non commandables, il est très robuste et peu coûteux, il génère une tension continue aux bornes du bus DC, à partir d'un réseau d'entrée monophasé (pour les faibles puissances) ou triphasé (pour les plus fortes puissances). Cet étage intermédiaire continu est connecté par l'intermédiaire d'un circuit capacitif à un onduleur de tension triphasé, commandé en Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) [2], permettant ainsi de faire varier l'amplitude et la fréquence du fondamental des tensions qui seront appliquées dans les entraînements des machines électriques tournantes à vitesse variable, comme montre la figure 1.1.

- Les convertisseurs indirects AC/DC/AC nécessitent deux étages de conversion
- Circuit non réversible, on peut-on les utilisés seulement pour le fonctionnement moteur

1.2.3 Problèmes liés aux convertisseurs AC/DC/AC à base d'un redresseur à diodes

1.2.3.1 Harmoniques des courants de source

La figure 1.2 présente une source triphasée alimentant un pont de Graetz triphasé comprenant de six diodes. Le pont de Graetz triphasé alimente une charge RL.

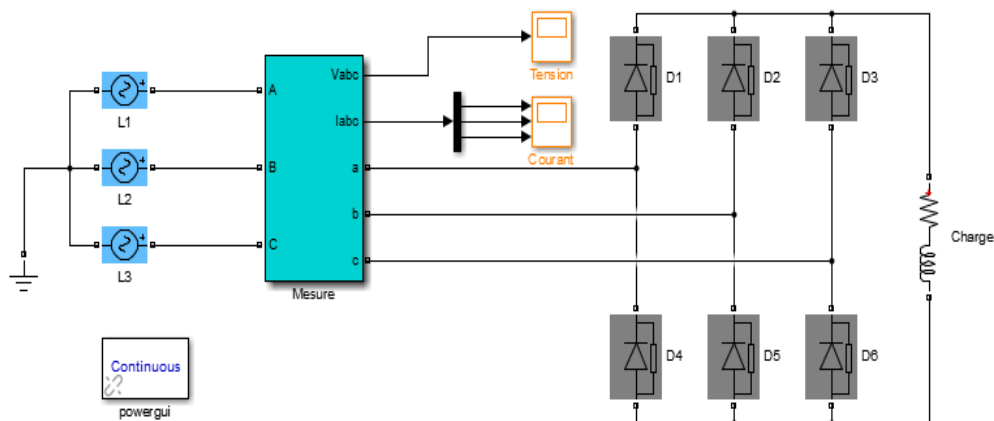


Figure 1.2 Pont redresseur à diodes (conversion AC/DC)

Les courants de source générés par le pont redresseur à diodes sont présentés dans la figure 1.3. Ces derniers sont très riche en harmoniques notamment les harmoniques d'ordre impaire multiple de trois.

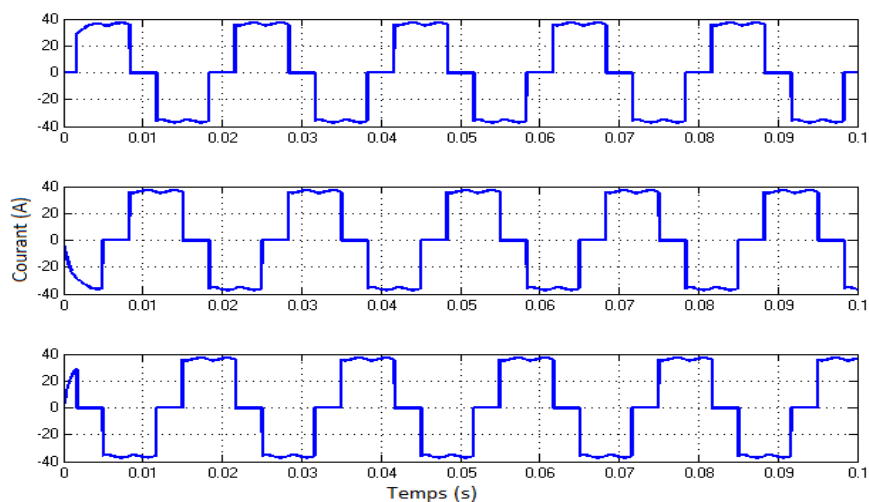


Figure 1.3 Courants absorbés par le pont redresseur à diodes de ligne

La figure 1.4 montre l'analyse spectrale des harmoniques des courants de source de rang impair : 5, 7, 11, 13, 17, 19 ...etc.

Le courant absorbé par ce pont redresseur, peut être décomposé en série de Fourier.

$$I_{ch}(t) = \sqrt{2} \cdot i_1 \left[\sin(\omega t) - \frac{1}{5} \sin(5\omega t) - \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \frac{1}{11} \sin(11\omega t) + \dots \right] \quad (1.1)$$

Il en résulte un taux de distorsion harmonique en courant (THD_I) très élevé pouvant avoir un effet néfaste pour les charges et équipements sensibles connectés à la même source. Le THD_I du courant prélevé sur le réseau d'entrée est de 30.34%. Comme montre la figure 1.4.

$$THD_I = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_1^2}} \times 100\% \quad (1.2)$$

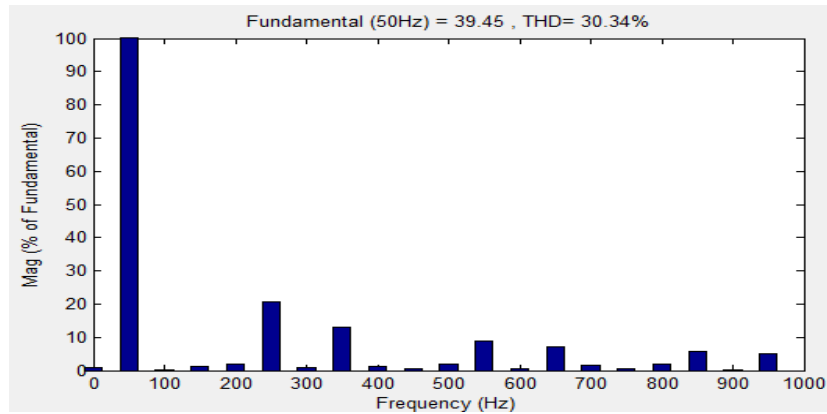


Figure 1.4 Analyse spectrale des harmoniques des courants absorbés par le pont redresseur à diodes

A cet effet des normes ont été établies pour recommander les limites de courant et tensions ainsi que les niveaux des harmoniques (THD). Il est donc intéressant de développer et de disposer de solutions permettant de réduire la valeur du THD_I.

1.2.3.2 Normes imposées sur le THD

Les distributeurs d'énergie et les utilisateurs sont amenés à respecter des normes et des recommandations qui définissent les règles relatives à la compatibilité électromagnétique (CEM) définies [5] :

- au niveau européen par le CENELEC,
- au niveau français, par l'UTE et le CEF,
- au niveau international par là CEI.

1.2.3.3 Solutions de dépollution des Harmoniques

1.2.3.3.1 Filtrage passifs

L'une des solutions qui consiste à placer un filtre passif à l'entrée du redresseur, Ils apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (RLC). Le rôle de ces filtres est l'absorption des harmoniques et la réduction concomitante du THD. Leur principe consiste à placer, en parallèle avec le réseau d'alimentation, une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau [6]. On distingue ceux types des filtres passif :

- *Filtres passif résonnant ou passe-bas*
- *Filtres passif amorti ou passe-haut*

❖ Filtre passif résonnant (passe bas)

Il est constitué d'un circuit RLC en série accordé sur une fréquence déterminée. Ce filtre est très sélectif, la figure 1.5 présente le schéma de branchement du filtre et l'évolution de leur impédance en fonction de la fréquence.

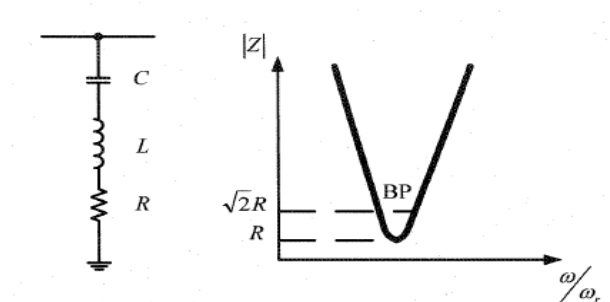


Figure 1.5 Filtre passif résonnant (passe bas)

Le filtre à une impédance équivalente Z_{eq} donnée par :

$$Z_{eq} = \frac{1 - LC\omega^2 + jRC\omega}{jC\omega} \quad (1.3)$$

❖ Filtre passif amorti (passe Haut)

Ce filtre présente une faible impédance sur une large bande de fréquence. Il est beaucoup moins sélectif et réduit les harmoniques supérieures au voisinage de leurs rangs d'accord. La figure 1.6 représente le schéma de branchement d'un filtre passif amorti et l'évolution de son impédance en fonction du rang harmonique. Ce filtre présente des performances moins bonnes que celles du filtre passif résonnant. En

revanche, les conséquences d'une variation de la capacité ou de la fréquence sont très limitées [7].

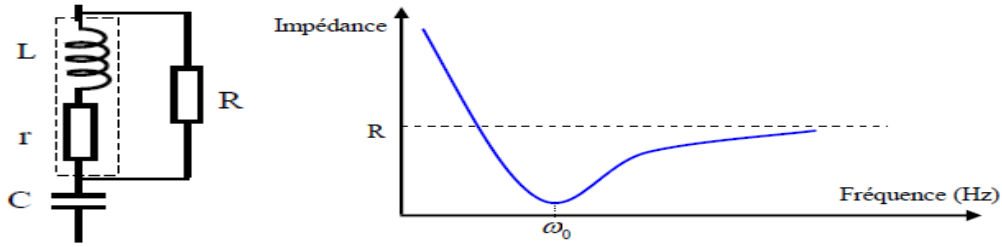


Figure 1.6 Filtre passif amorti (passe-haut)

Le filtre a une impédance équivalente Z_{eq} donnée par (1.4)

$$Z_{eq} = \frac{1 - LC\omega^2 + j\frac{L}{R}\omega}{\frac{L}{R}C\omega^2 + jC\omega} \quad (1.4)$$

❖ Inconvénients du filtrage passif

Dont on cite les inconvénients du filtrage passif suivants :

- Une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique est nécessaire ;
- Les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer la performance du filtre ;
- Le réseau peut former un système résonnant avec un filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonance sont amplifiées ;
- Equipement volumineux ;
- Inadaptabilité et perte d'efficacité lorsque les caractéristiques du réseau électrique évoluent [6].

1.2.3.3.2 Filtrage actifs

Dite aussi compensateurs actifs, ce sont des systèmes électroniques de puissance installés en série ou en parallèle avec la charge non-linéaire, visant à compenser soit les tensions harmoniques, soit les courants harmoniques générés par la charge. C'est des compensateurs qui permettent le filtrage des harmoniques sur une large bande de fréquence. Ils s'adaptent à n'importe quelle charge. Cependant, sa puissance harmonique est limitée. On distingue trois configurations possibles de filtres actifs :

❖ Filtre actif parallèle (FAP)

Cette classe de filtre constitue la configuration la plus largement répandue dans les procédés industriels et injecte en temps réel les composantes harmoniques des courants absorbés par les charges non linéaires connectées au réseau sinusoïdale et les avantages et l'inconvénient sont :

Avantages

Parmi les avantages du filtre actif parallèle (FAP) on cite ce que suit :

- compensation de l'énergie réactive.
- correction du facteur de puissance, rééquilibrage des courants de la charge non-linéaire.
- Ils ne créent aucun problème de déplacement du facteur de puissance.
- Elimination des courants harmoniques.
- ils ne nécessitent pas de condensateurs de découplage à la sortie de l'onduleur.
- Plusieurs filtres peuvent être utilisés pour augmenter les capacités de charge.
- Les filtres actifs parallèles ne nécessitent pas d'appareil de protection coûteux.

Inconvénients

Les inconvénients du filtre actif parallèle (FAP) se résument en ce que suit :

- risque d'écoulement des courants de compensation dans les filtres passifs raccordés au même réseau.
- Les filtres actifs parallèles peuvent poser des problèmes pour la compensation à des niveaux de puissances élevées.
- Les onduleurs MLI génèrent des harmoniques qui peuvent circuler dans des filtres passifs qui seraient connectés au système.

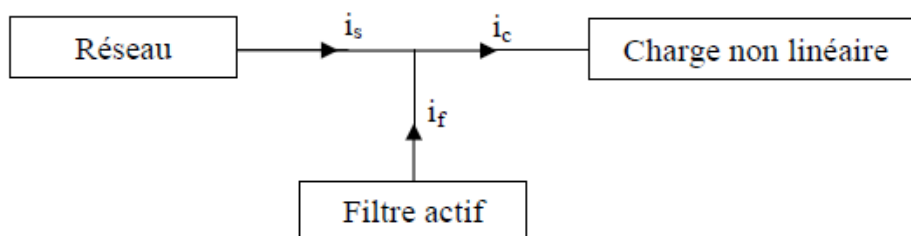


Figure 1.7 Filtre actif parallèle.

❖ Filtre actif série (FAS)

Les filtres actifs séries injectent une tension, sur le réseau, qui Il se comporte comme une source de tension harmonique qui annule les tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) le FAS ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge. L'avantage et l'inconvénient c'est :

Avantages

Parmi les avantages du filtre actif série (FAS) on cite ce que suit :

- Isolation et absorption des tensions harmoniques.
- Rééquilibrage et régulation des tensions alimentant la charge non-linéaire.

Inconvénients

Les inconvénients du filtre actif série (FAS) se résument en ce que suit :

- Coût onéreux et perte d'énergie élevée.
- Difficulté de protection du filtre actif contre les surintensités.
- Contrôle difficile de l'énergie réactive

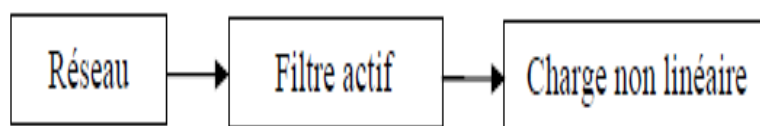


Figure 1.8 Filtre actif série.

❖ Combinaison parallèle série et la combinaison série parallèle (UPQC)

Elle permet d'assurer simultanément un courant sinusoïdal et une tension du réseau électrique également sinusoïdale l'avantages et l'inconvénient c'est [8]:

Avantages

Les avantages du filtre (UPQC) se résument en ce que suit :

- Isolation d'harmoniques entre la charge sensible placée en aval et la charge non-linéaire placée en amont.
- Régulation de la tension continue commune aux deux filtres actifs.
- Correction des distorsions de la tension d'entrée.

Inconvénients

Parmi les inconvénients du filtre (UPQC) on cite le suivant :

- Incapacité de rééquilibrage des courants de charge et de compensation du courant du neutre.

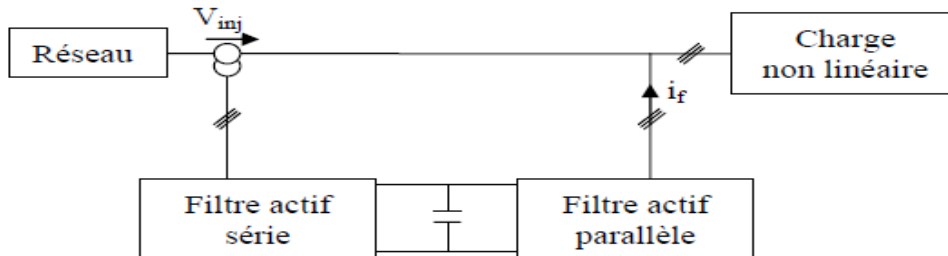


Figure 1.9 Combinaison parallèle-série de filtres actifs.

❖ Filtre hybride

Est considéré comme l'une des meilleures solutions pour filtrer les harmoniques de courant des réseaux de distribution. Une des principales raisons de l'utilisation du filtre actif hybride est liée au développement des semi-conducteurs de puissance tels que les transistors de puissance de types MOSFET ou IGBT. Leurs avantages et l'inconvénient sont [9].

Avantages

Dont on cite les avantages suivants :

- Elimination d'harmoniques et des courants de séquence négative.
- Régulation de la tension continue commune aux deux filtres actifs.
- Correction des distorsions et des déséquilibres de la tension d'entrée.
- Compensation des creux de tension.

Inconvénients

Dont son seul inconvénient est le suivant :

- Fluctuations à basses fréquences de la puissance active s'écoulant à partir ou vers le filtre série lors de l'absorption des creux de tension.

1.2.3.3 Problèmes dus aux capacités de stockage du convertisseur indirect (AC/DC/AC)

Généralement, dans les réseaux à basse tension on utilise principalement des condensateurs électrolytiques car ce sont les plus économiques. Cette technologie ne conduit pas à des densités de courant importantes. Cependant, il est important de

mettre des condensateurs électrolytiques ayant une capacité conséquente car il est souhaitable de réduire au maximum l'ondulation de la tension du bus continu, afin d'obtenir une meilleure qualité des tensions de sortie de l'onduleur. Le stockage capacitif du bus continu conduit à un volume important, entre 30 et 50% du volume total du variateur pour des niveaux de puissance supérieur au kilowatt. Ce stockage possède une forte sensibilité aux températures élevées réduisant dans certaines applications [10], sa durée de vie et augmentant donc les problèmes de maintenance. A noter que les éléments ayant la plus petite durée de vie dans un variateur sont les condensateurs électrolytiques du bus continu.

1.2.3.4 Surtensions générées sur le moteur avec un convertisseur indirect (AC/DC/AC)

Des surtensions aux bornes du moteur sont engendrées par les fronts de tension générés par l'onduleur qui peut engendrer des échauffements et des effets néfastes sur le fonctionnement du moteur.

1.3 Les convertisseurs directs AC/AC

En général, les convertisseurs directs AC/AC peuvent être identifiés par trois topologies distinctes: La première qui est le gradateur, sa plus simple topologie peut être utilisée pour modifier l'amplitude d'un signal alternatif, la seconde peut être utilisée si la fréquence de sortie est beaucoup plus faible que la fréquence de la source d'entrée. Cette topologie est appelée un cyclo-convertisseur. Il se rapproche de la forme d'onde de sortie souhaitée en faisant la synthèse à partir de morceaux de la forme d'onde d'entrée. La dernière est un convertisseur matriciel et il est le plus polyvalent sans aucune limite sur la fréquence et d'amplitude de sortie. Elle remplace les multiples étapes de conversion et l'élément intermédiaire stockage de l'énergie par une conversion de puissance unique. Il utilise une matrice de commutateur à semi-conducteurs. Avec un interrupteur relié entre chaque borne d'entrée à chaque borne de sortie.

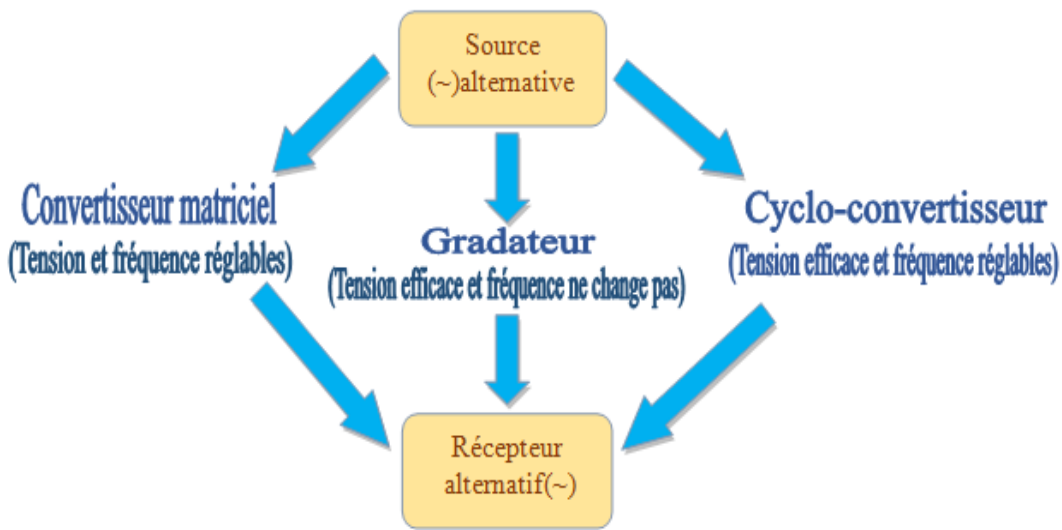


Figure 1.10 Structure de Convertisseurs direct.

1.3.1 Le gradateur

Le gradateur est un convertisseur AC/AC, tous les gradateurs fonctionnent actuellement sur le principe de la commande de phase, et qui rappelle le consiste à amorcer les thyristors avec un retard réglable, par exemple par rapport au passage par zéro d'une tension d'alimentation, et à laisser le blocage s'effectuer en commutation naturelle [11]. Le gradateur est un montage qui permet de faire varier la valeur de la tension efficace aux bornes d'une charge telle qu'un moteur sans changer la fréquence de l'onde de tension alternative de la source (réseau électrique). Ce montage est très fréquent dans le domaine domestique, au niveau notamment des variateurs de lumière pour lampes halogènes. Le gradateur est utilisé pour réaliser des variateurs dans certains appareils fonctionnant sur le réseau électrique (lampes halogènes, aspirateurs domestiques, outillage électroportatif, ...), pour la régulation de chauffage électrique, ainsi que dans de nombreux processus industriels, comme le démarrage des moteurs asynchrones. La structure de base repose sur un interrupteur électronique capable de conduire dans les deux sens à l'état passant et de supporter une tension également dans les deux sens à l'état bloqué. Cet interrupteur peut être alors réalisé :

- *Gradateur monophasé avec 1 seul composant: le triac.*
- *Gradateur monophasé avec deux thyristors tête-bêche.*
- *Gradateur triphasé.*

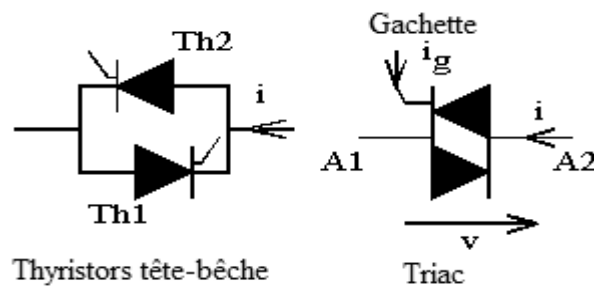


Figure 1.11 Modèle d'un interrupteur électronique utilisé dans le gradateur.

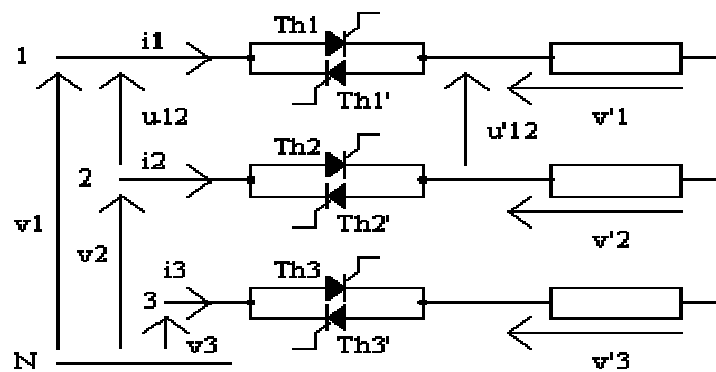


Figure 1.12 Modèle d'un gradateur triphasé.

On distingue trois types de commande d'un gradateur :

- *Commande par angle de phase.*
- *Commande par train d'onde.*
- *Commande par hachage (commande MLI).*

Avantages

Dont on cite les avantages suivants :

- Fonctionnement automatique, arrêt automatique ;
- La possibilité d'ajuster les paramètres lumineux via un canal radio, au moyen d'un effet de bruit (par exemple, le coton), par la voix, en utilisant un rayonnement infrarouge ;
- Compatible avec diverses lampes : dispositifs à lumière blanche et LED colorées ;
- Protection des ampoules contre le grillage lors des surtensions dans le réseau ;
- La possibilité de simuler la présence des propriétaires d'une maison ou d'un appartement, ce qui contribue à protéger la propriété des entrées non autorisées

Inconvénients

Les inconvénients du gradateur se résument en ce que suit :

- Le risque d'interférences électromagnétiques ;
- Dépendance non linéaire des caractéristiques de tension de sortie;
- Certaines lampes, par exemple celles qui sont connectées via des ballasts, ne fonctionnent pas avec des gradateurs ;
- Forme d'onde de tension de sortie non sinusoïdale ;
- Faible efficacité au contact des ampoules à incandescence.

1.3.2 Cyclo-convertisseur

Le cyclo-convertisseur est convertisseur de fréquence, utilisé généralement pour les fortes puissances où la fréquence de sortie est limitée. Son principe de fonctionnement est de prendre des fractions des tensions sinusoïdales du réseau afin de reproduire une onde de fréquence inférieure [12]. C'est une forme de convertisseur matriciel (c'est-à-dire que pour N phases à l'entrée et P phase à la sortie, il faut N et P interrupteurs bidirectionnels). C'est derniers sont une association de deux thyristors (en antiparallèle), ou un triac, dont la commutation au blocage se fait de manière naturelle avec le passage par zéro du courant qui les traverse, ou bien un ou deux IGBT ou RIGBT. On peut aussi réaliser ce schéma avec des interrupteurs bidirectionnels bicommandables (à base de transistors ou de thyristors GTO), mais le terme cyclo-convertisseur est réservé à ceux utilisant des thyristors. Généralement, l'amplitude et la fréquence de la tension d'entrée sont fixés, tandis que celles de la tension de sortie sont variables (mais ce n'est pas obligatoire).

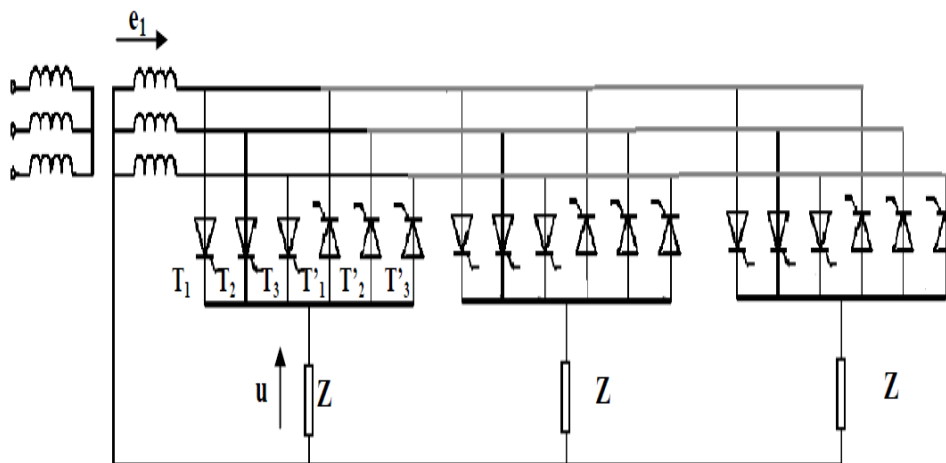


Figure 1.13 Structure de cyclo-convertisseur triphasé.

Avantages

Les avantages du cyclo-convertisseur se résument en ce que suit :

- Un cyclo-convertisseur peut être utilisé dans de nombreuses applications à faible vitesse et constitue également un système compact.
- Sa capacité à affecter directement la conversion de fréquence et de puissance sans aucun étage intermédiaire impliquant une alimentation en courant continu constitue un autre avantage considérable.
- Si le cyclo-convertisseur rencontre un échec de commutation, les résultats sont minimes, tels que le dégonflement de fusibles individuels.
- Sa capacité à délivrer une forme d'onde sinusoïdale à une fréquence de sortie plus basse. Cet avantage provient de sa capacité à synthétiser la forme d'onde de sortie en utilisant un grand nombre de segments de la forme d'onde en entrée.

Inconvénients

Dont on cite les inconvénients suivants :

- La fréquence de la puissance de sortie est d'environ un tiers ou moins de la fréquence d'entrée.
- Il est possible d'améliorer la qualité de la forme d'onde de sortie si un plus grand nombre de dispositifs de commutation sont utilisés.
- Un cyclo-convertisseur nécessite un mécanisme de contrôle assez complexe et utilise également une grande quantité de thyristors.
- Son utilisation est également limitée par les harmoniques sévères et la plage de fréquence de sortie faible.

1.3.3 Le convertisseur matriciel

La plupart des convertisseurs matriciels sont triphasés-triphasés, ils associent généralement le réseau triphasé (source de tension) à un moteur (source de courant). Ils sont alors constitués de neuf interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension connectés de manière à ce que n'importe quelle phase de la source puisse être connectée à n'importe quelle phase de la charge. La (figure 1.14) donne la représentation d'un convertisseur matriciel associant trois sources de tensions à trois sources de courants à l'aide d'interrupteurs idéaux. La structure étant parfaitement symétrique et le fonctionnement complètement réversible, il n'y a pas, à proprement parler, d'entrée et de sortie pour ce convertisseur. Ces termes pourront cependant être

utilisés pour désigner respectivement le côté réseau (source de tension) et le côté charge (source de courant –moteur).

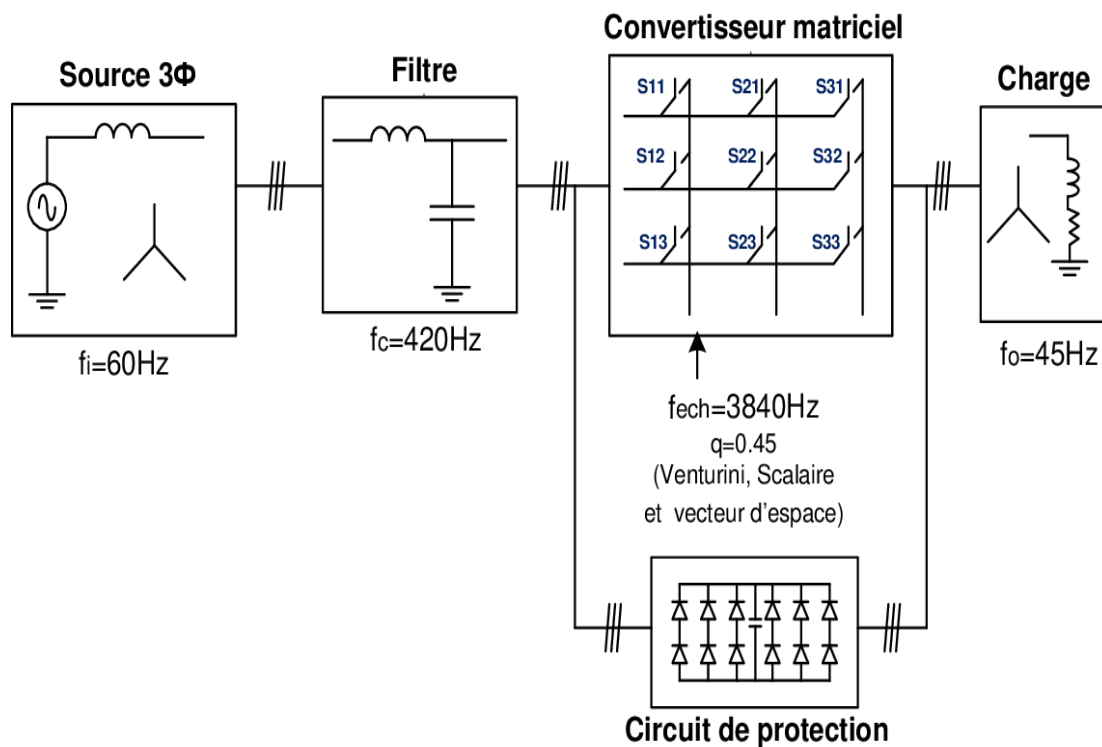


Figure 1.14 Structure d'un convertisseur matriciel

1.3.3.1 Les circuits du convertisseur matriciel

1.3.3.1.1 Convertisseur matriciel monophasé

La structure du convertisseur matriciel monophasé est présentée dans les figures ci-dessous :

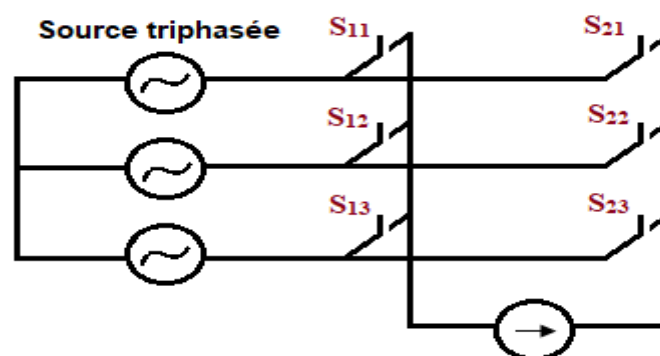


Figure 1.15 Convertisseur matriciel monophasé sans point milieu.

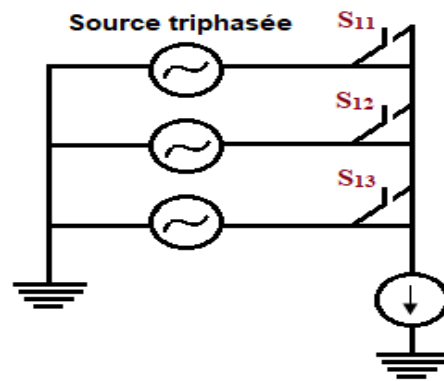


Figure 1.16 Convertisseur matriciel monophasée à une branche de sortie.

1.3.3.1.2 Convertisseur matriciel triphasé

Les convertisseurs matriciels sont des changeurs de fréquence directe AC/AC à commutation forcée capables d'obtenir un fonctionnement d'entrée et de sortie d'onde sinusoïdale en pouvant connecter n'importe quelle phase d'entrée à n'importe quelle phase de sortie via une matrice 3x3 de commutateurs bidirectionnels. Les convertisseurs matriciels indirects à deux étages offrent des performances d'entrée et de sortie similaires sans composant passif dans la liaison DC, certaines de ces topologies nécessitant moins de dispositifs de commutation ou réalisant une capacité de tension de sortie à plusieurs niveaux [13]. La figure 1.14 montre la structure du convertisseur matriciel triphasé.

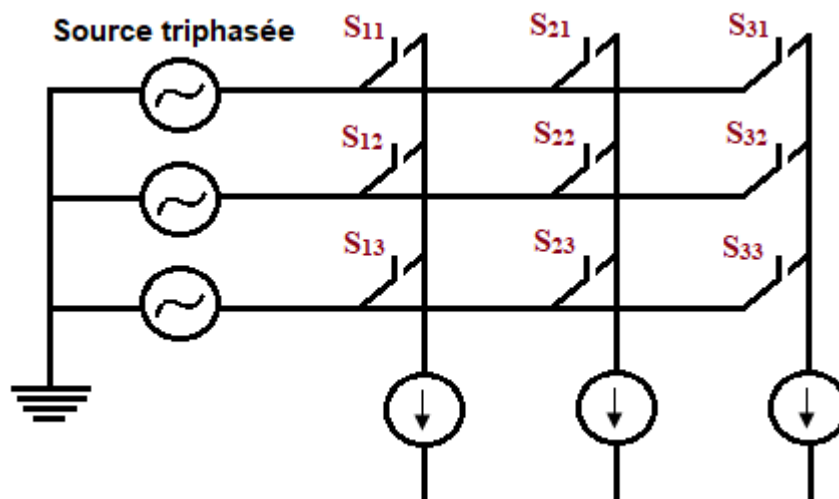


Figure 1.17 Circuit du convertisseur matriciel triphasée3x3.

Avantages

Le convertisseur matriciel triphasé a plusieurs avantages dont cite :

- Un spectre de fréquence faible pour les grandeurs d'entrée aussi bien que pour les grandeurs de sortie.
- Le facteur de puissance à l'entrée peut être amélioré, de plus il peut être imposé par la commande.
- Possibilité de travailler dans les deux sens donc dans les quatre quadrants du plan tension courant, ce qui permet d'avoir le fonctionnement moteur, aussi bien que le fonctionnement générateur.
- Une large gamme de variation de la fréquence.

Inconvénients

L'inconvénient principal du convertisseur matriciel est qu'il génère de larges courants harmoniques à l'entrée ainsi que des tensions harmoniques à la sortie qui ne peuvent pas être éliminées facilement par les filtres.

Ce problème a été résolu par Mr Venturini en 1980 qui a proposé un nouvel algorithme à commande MLI. Cet algorithme permet d'avoir des courants à l'entrée et des tensions de sortie sinusoïdale. L'inconvénient de cet algorithme est que le rapport de tension de sortie est limité 0.5. En 1989, Venturini a publié une démonstration mathématique concernant l'amélioration du rapport de tension après avoir modifié l'algorithme original.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude générale sur les différents types des convertisseurs AC\AC, ces structures, leurs circuits de puissance et ces avantages et inconvénients. On peut conclure que chaque type de cette conversion d'énergie nécessite un convertisseur spécifique. Ces convertisseurs sont réalisés en correspondance avec les besoins et les exigences de l'installation. Le suivant chapitre sera consacré à l'étude d'un convertisseur AC/AC direct à topologie matriciel.

CHAPITRE 2

**MODELISATION ET STRATEGIES DE
COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR
MATRICIEL TRIPHASE**

CHAPITRE 2

MODELISATION ET STRATEGIES DE COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR MATRICIEL TRIPHASE

2.1 Introduction

Le convertisseur matriciel est devenu un axe de recherche important et attractif par beaucoup de chercheur, notamment dans le domaine d'entraînement à vitesse variable et les turbines éoliennes grâce aux avantages présentés par celui-ci par rapport aux convertisseurs classique. Dans ce chapitre, nous présenterons une étude détaillée du convertisseur matriciel concernant sa constitution et son principe de fonctionnement ainsi que sa représentation. La commande du convertisseur matriciel est indispensable. Pour cela, une étude des différentes stratégies de commande seront donc développées et appliquées. Des résultats de simulation du convertisseur matriciel alimentant une charge RL seront présentés afin de valider les performances des stratégies de commande proposées.

2.2 Convertisseur matriciel

Un convertisseur matriciel est un convertisseur de fréquence qui permet de générer à la sortie des tensions alternatives triphasées variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions alternatives triphasées constantes en amplitude et en fréquence d'entrée. Ce convertisseur est caractérisé par ces commutateurs bidirectionnels mis sous forme d'une matrice 3×3 à 9 interrupteurs, permettant de bloquer les tensions de deux polarité ainsi que de conduire le courant dans les deux sens connectant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie [14]. On peut théoriquement assurer 512 ($2^9 = 512$) différentes combinaisons d'états de commutation possibles. Mais Ils y a de combinaisons qui ne pas être réalisé physiquement. Le choix des combinaisons des états de commutation du convertisseur matriciel doit respecter deux règles de base. Les phases d'entrée ne doivent jamais être court-circuitées et les courants de sortie ne doivent en aucun cas être interrompus. D'un point de vue pratique, ces règles impliquent qu'un et un seul commutateur bidirectionnel par phase de sortie doit être allumé à tout instant [15].

2.3 Histoire du convertisseur matriciel (état de l'art)

Le concept du convertisseur matriciel fut décrit pour la première fois en 1976. L.Gyugi et B.Pelly proposent la réalisation d'un convertisseur direct, utilisant uniquement des interrupteurs bidirectionnels disposés selon une matrice d'interconnexion. Ils expliquent également le principe de construction de l'onde de sortie [16]. En 1980, M. Venturini et A.Alesina mentionnent pour la première fois le nom du convertisseur matriciel. Ils décrivent le circuit du convertisseur, en font l'analyse et définissent le concept de matrice de modulation. Ils élaborent un algorithme de commande permettant de calculer les temps de conduction des interrupteurs en fonction de la forme de l'onde de sortie désirée [17]. À partir de 1983, toute une série de travaux concernant l'analyse et la commande du convertisseur matriciel a été publiée. J.Rodriguez introduit le concept de lien à courant continu fictif afin d'introduire les commandes à base de MLI [18], celles-ci étant bien répandues dans la commande des convertisseurs usuels. Les méthodes basées sur l'approche du lien fictif sont nommées « méthodes indirectes ». En 1985, J.Rodriguez et G.Kastner présentent l'analyse du convertisseur matriciel en utilisant la notion de vecteur d'espace [18]. L.Huber et D.Borojevic élaborent, quatre ans plus tard, une commande par modulation du vecteur d'espace [19]. Parallèlement, en 1987 et en 1989, G.Roy et G.E.April développent un nouvel algorithme scalaire de commande plus pratique que celui de Venturini, il permet d'obtenir des résultats sensiblement similaires [20]. La détermination des temps de fermeture, à partir des valeurs instantanées mesurées à l'entrée et à la sortie du convertisseur, conduit à une modulation plus robuste mais nécessite un processeur de calcul rapide. D'autres travaux sur l'élaboration d'algorithmes de commande ont également été réalisés [20] [21] et peuvent être classés en deux familles : algorithmes scalaires et algorithmes vectoriels. Depuis 1990, les études menées, ont surtout visé à optimiser les performances des systèmes électromécaniques alimentés via un convertisseur matriciel [17],[18], à réduire le nombre de semi-conducteurs utilisés dans le convertisseur et à apporter des solutions aux inconvénients que présente un convertisseur matriciel, à savoir la limitation du ratio de tension [21], et le fonctionnement en régime déséquilibré [22].

2.4 Topologie du convertisseur matriciel

La figure 2.1 donne la structure du convertisseur matriciel triphasé à neuf interrupteurs supposés idéal alimente une charge RL à partir d'une source de tension triphasée, un filtre passif d'entrée est connecté entre la source et le convertisseur. Dans le principe de fonctionnement du convertisseur, les phases d'entrée ne doivent jamais être court-circuitées et les courants de sortie ne doivent en aucun cas être interrompus.

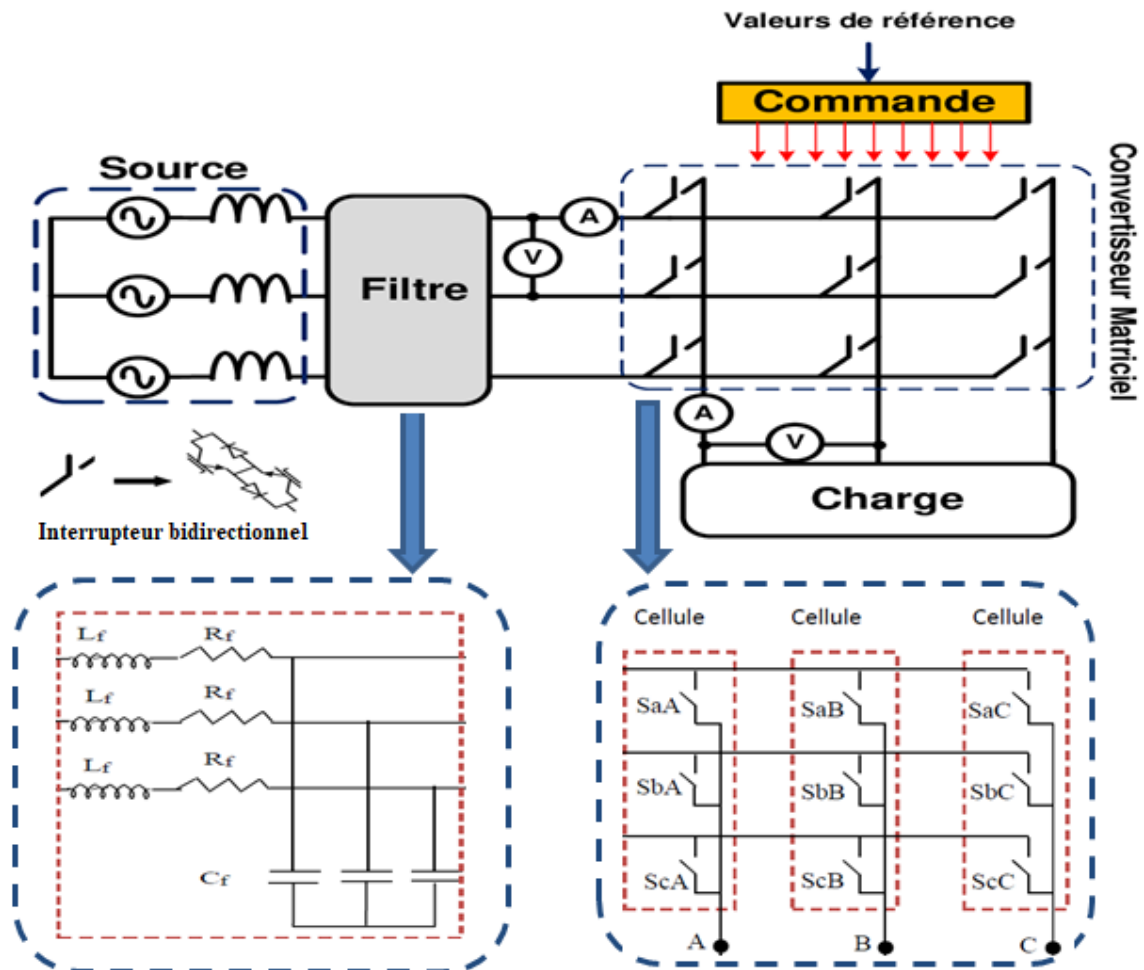


Figure 2.1 Structure du convertisseur matriciel triphasé

2.4.1 Interrupteur bidirectionnel

Par définition un interrupteur est un dipôle permettant d'établir une connexion binaire (ouvert-fermé) dans le circuit électrique où il est inséré. La tension à ses bornes à l'état ouvert et le courant qui le traverse à l'état fermé caractérisent son fonctionnement statique et ses bidirectionnalités. Les conditions de ses changements d'état caractérisent son fonctionnement dynamique et son état de commande. Le convertisseur matriciel utilisé dans notre travail est un convertisseur

3x3 de neuf interrupteurs à quatre segments, dont la caractéristique statique est représentée par la figure 2.2. Ces interrupteurs sont supposés idéals, commandables et conduisent le courant quel que soit son signe [18].

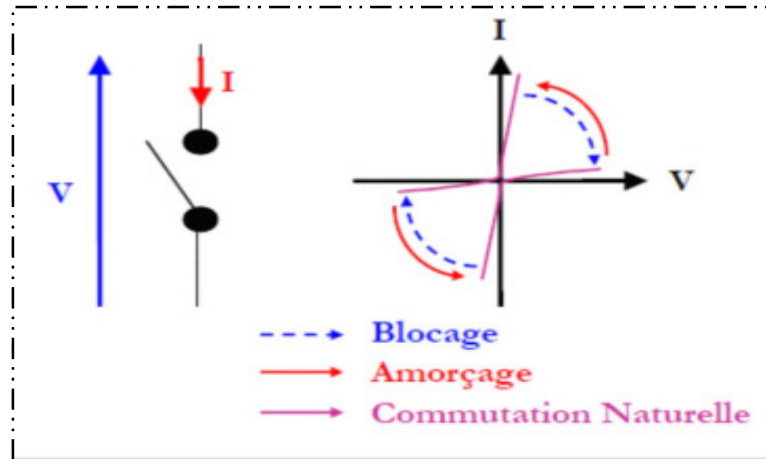


Figure 2.2 Caractéristique statique d'un interrupteur bidirectionnel

Il n'existe pas d'interrupteurs bidirectionnels stricto sensu; ils sont réalisés en assemblant des interrupteurs unidirectionnels, essentiellement des diodes et des transistors [23]. La Figure 2.3 montre les caractéristiques statiques de ces semi-conducteurs.

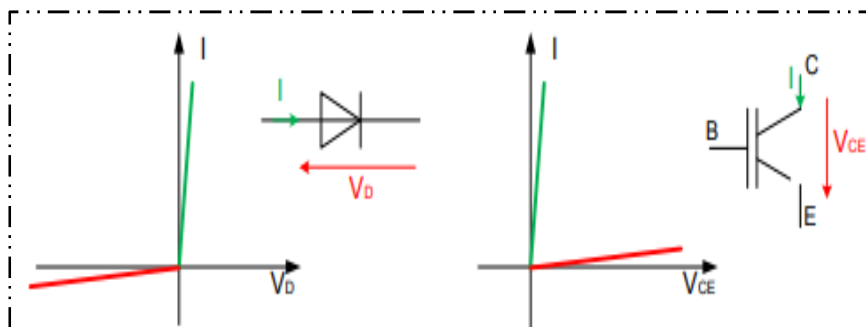


Figure 2.3 Caractéristiques statiques d'interrupteurs unidirectionnels

Suivant la manière d'assembler ces deux éléments, il est possible de construire un interrupteur à trois quadrants tel qu'illustré à la figure 2.4:

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

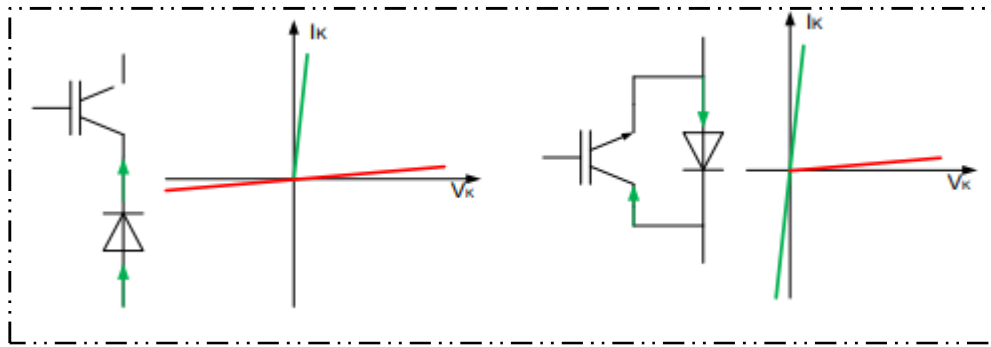


Figure 2.4 Assemblage d'interrupteurs trois quadrants

Finalement, en combinant deux interrupteurs trois quadrants, on construit un interrupteur quatre quadrants, dont les variantes d'assemblage sont présentées à la Figure 2.5.

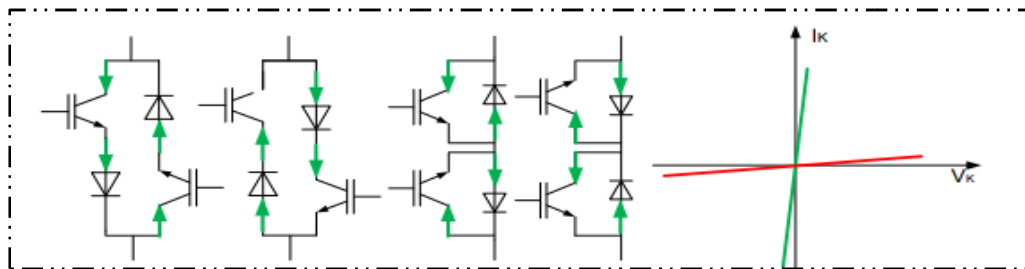


Figure 2.5 Assemblages pour la réalisation d'interrupteurs bidirectionnels

En pratique, les principaux montages utilisés pour la réalisation d'un convertisseur matriciel sont présentés à la Figure 2.6.

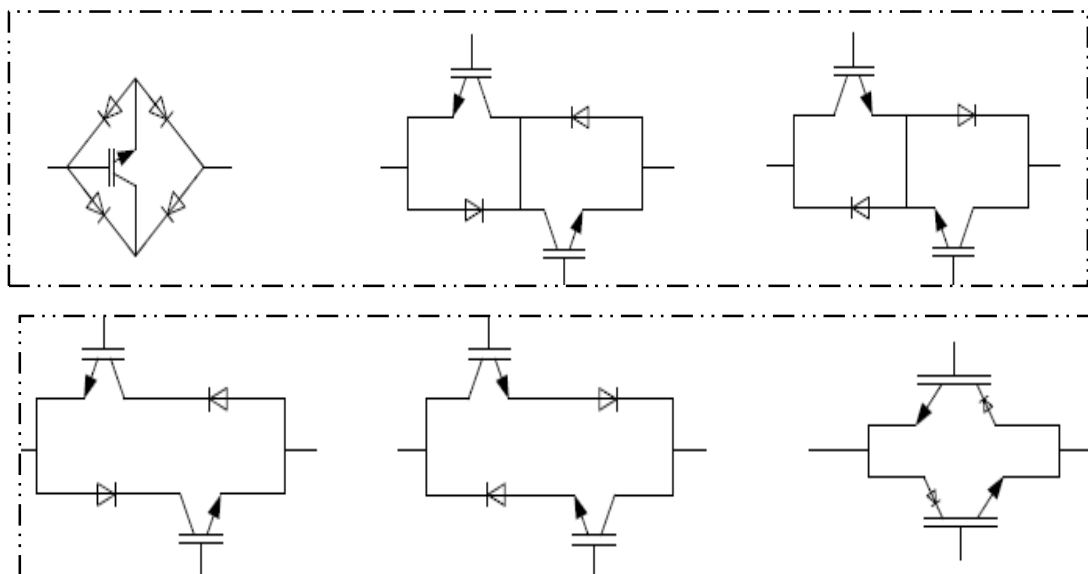


Figure 2.6 Interrupteurs 4 quadrants utilisables dans un convertisseur matriciel

Les IGBT (transistor bipolaire à grille isolée) représentent un bon choix pour la réalisation d'interrupteurs quatre quadrants, car c'est un élément opérable à des fréquences de plus de 10kHz, pour des puissances relativement importantes (10kW et plus). La connexion de semi-conducteurs la plus utilisée pour le convertisseur matriciel est celle à collecteur commun [24]. Les interrupteurs bidirectionnels ont fait l'objet de plusieurs études pour en analyser les performances et identifier les défauts de commutation [25] [26].

2.4.2 Avantages et inconvénients des interrupteurs quatre segments

Association des semi-conducteurs	Facilité de commande	Chute de tension en conduction	Alimentations isolées nécessaire pour la CM
Transistor et pont A diode	Simple	Elevé	9
Transistor et diode en Anti-parallèle	Plus complexe	Moyenne	6 ou 9
Transistor et diodes en Enti-série	Plus complexe	Moyenne	6 ou 18
RB-IGBT	Plus complexe	Faible	6

Tableau 2.1 Synthèse des interrupteurs

2.4.3 Gestion des commandes des interrupteurs

Pour une gestion appropriée dans la commande des interrupteurs, le courant doit passer d'un interrupteur à un autre de manière sûre en gérant les états de ces semi-conducteurs. La méthode présentée ici établit un passage de l'interrupteur S1 à S2 en quatre étapes. La méthode se base sur la détection du sens du courant; elle utilise uniquement les états sûrs pour la commutation des IGBT, selon une gestion appropriée des grilles g_1 , g'_1 , g_2 et g'_2 .

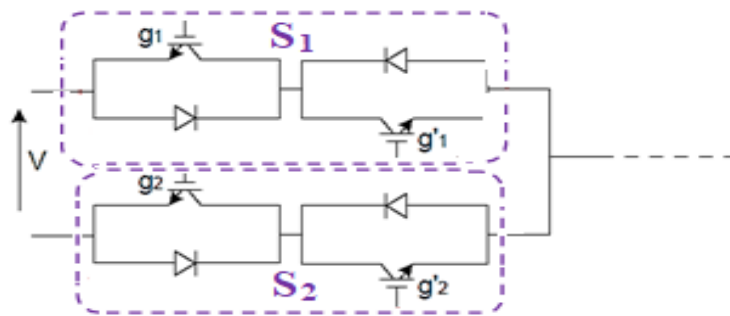


Figure 2.7 Circuit illustrant la commutation entre deux interrupteurs

Les tableaux 2.2 et 2.3 suivants montrent les transitions d'états à réaliser pour assurer un passage sûr entre les interrupteurs S1 et S2

Les Transitions ($I > 0$)				Remarques
g1	g'1	g2	g'2	
1	1	0	0	État initial
0	1	0	0	Ouvrir g1
0	1	0	1	Fermer g'2
0	0	0	1	Ouvrir g'1
0	0	1	1	État final- Fermer g2

Tableau 2.2 Transitions sûres entre les interrupteurs S1 et S2 pour un courant positif.

Les transitions ($I < 0$)				Remarques
g1	g'1	g2	g'2	
1	1	0	0	État initial
1	0	0	0	Ouvrir g'1
1	0	1	0	Fermer g2
0	0	1	0	Ouvrir g1
0	0	1	1	État final- Fermer g'2

Tableau 2.3 Transitions sûres entre les interrupteurs S1 et S2 pour un courant négatif.

	<ul style="list-style-type: none"> • Le courant circule dans l'interrupteur S1 à travers le transistor T'1. • Les grilles g_1 et g'_1 sont activées.
	<ul style="list-style-type: none"> • Le courant circule dans l'interrupteur S1 à travers le transistor T'1. • La grille du transistor T1 est désactivée.
	<ul style="list-style-type: none"> • Le courant circule dans l'interrupteur S1 à travers le transistor T'1. • L'amorce de l'interrupteur S2 commence : • La grille du transistor T'2 est activée.
	<ul style="list-style-type: none"> • La grille du transistor T'1 est désactivée. • Le courant transfère de branche, l'interrupteur S2 conduit à travers le transistor T'2.

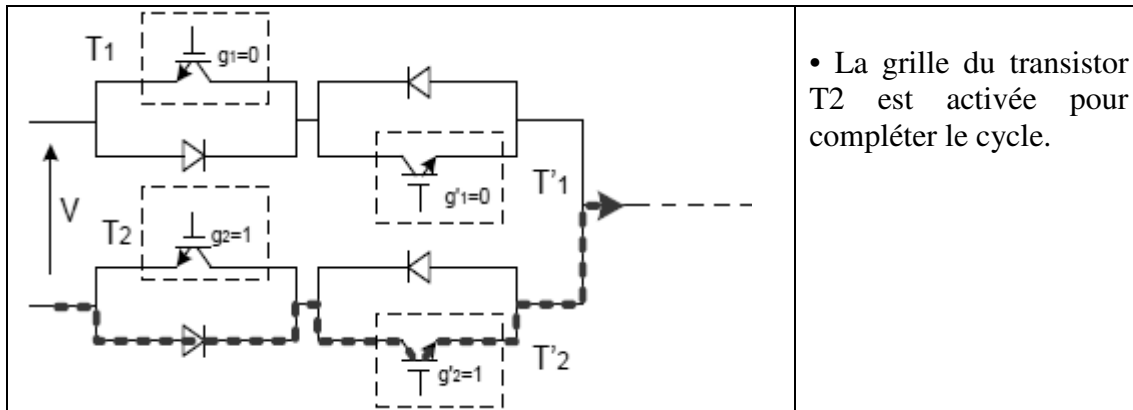


Tableau 2.4 Illustration du cheminement du courant entre la source et la charge ($V > 0; I > 0$) avec une stratégie de commutation par étapes

2.4.4 Les risques de défaut lors des commutations

Le risque de défaut de commutation est l'un des principaux problèmes associé au convertisseur matriciel: Il peut être causé par le comportement non idéal des interrupteurs ou par une erreur de commande. Ce risque est d'autant plus grave dans la structure matricielle qui n'offre habituellement aucun chemin de retour au courant lors de telles défaillances. Il peut arriver que deux phases de l'entrée soient connectées par l'entremise de deux interrupteurs; cette situation crée un court-circuit entre deux phases d'alimentation et provoque une surintensité capable de détruire les semi-conducteurs. Si une charge de nature inductive, assimilable à une source de courant, voit son circuit ouvert lorsque les interrupteurs de la branche sensée l'alimenter sont ouverts; il apparaît alors une surtension capable de détruire les semi-conducteurs connectés à cette branche.

2.5 Filtre d'entrée du convertisseur matriciel

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

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

Selon l'importance des critères choisis, différents circuits de filtrage sont envisageables et plusieurs exemples sont traités dans la littérature [14]. Le filtre le plus commun utilisé pour le convertisseur matriciel est le filtre passe-bas L-C [28].

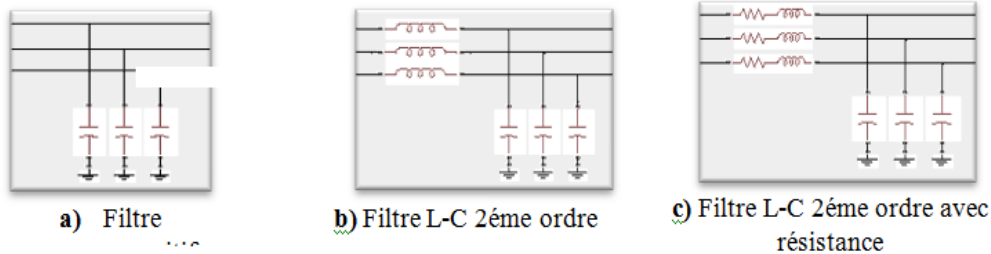


Figure 2.8 Filtres passifs d'entrées utilisés pour le convertisseur matriciel

2.5 Protection contre les surtensions

Des surtensions potentiellement destructrices pour les semi-conducteurs peuvent apparaître aux bornes du convertisseur en particulier du côté de la charge. Un dispositif de protection des surtensions est donc indispensable. Le circuit le plus répandu est représenté sur la figure 2.9, il permet de protéger le convertisseur des surtensions provenant du réseau comme de la charge. Il utilise 12 diodes à recouvrement rapide de calibre nettement inférieur aux diodes utilisées dans le circuit principal. Ce circuit peut être réduit à seulement 6 diodes dans le cas où le convertisseur est composé d'un mélange d'interrupteurs à émetteurs communs et à collecteurs communs.[16]. En cas de coupure de l'alimentation du système, les circuits de commandes s'arrêtent et tous les IGBT s'ouvrent. L'absence de circuit de roue libre ne permet pas d'évacuer l'énergie stockée dans les inductances de la charge. L'énergie est alors transférée dans ce circuit de protection. Le condensateur peut être dimensionné pour absorber l'énergie stockée dans les inductances du moteur sans dépasser une tension limite.

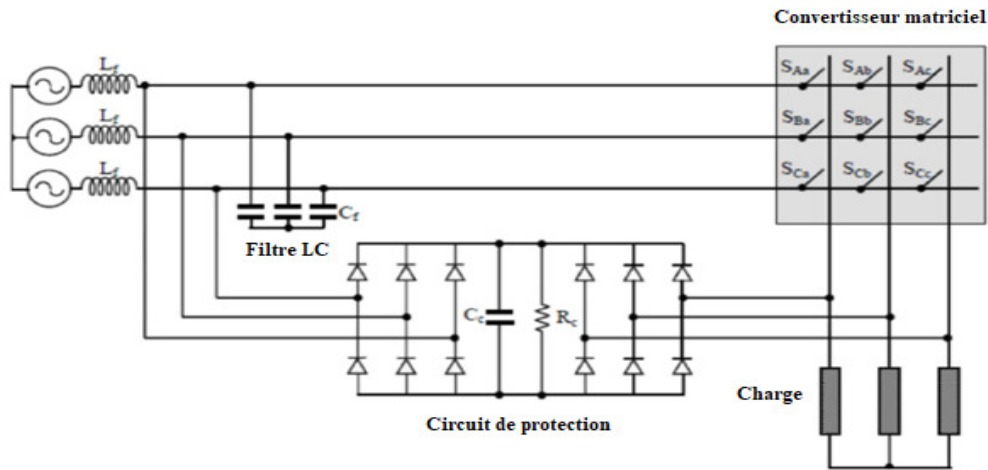


Figure 2.9 Protection contre les surtensions à l'aide de ponts de diodes

2.7 Modélisation du convertisseur matriciel

La règle d'alternance des sources impose également au fonctionnement des convertisseurs de puissance les deux conditions de commutation décrites ci-dessous:

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

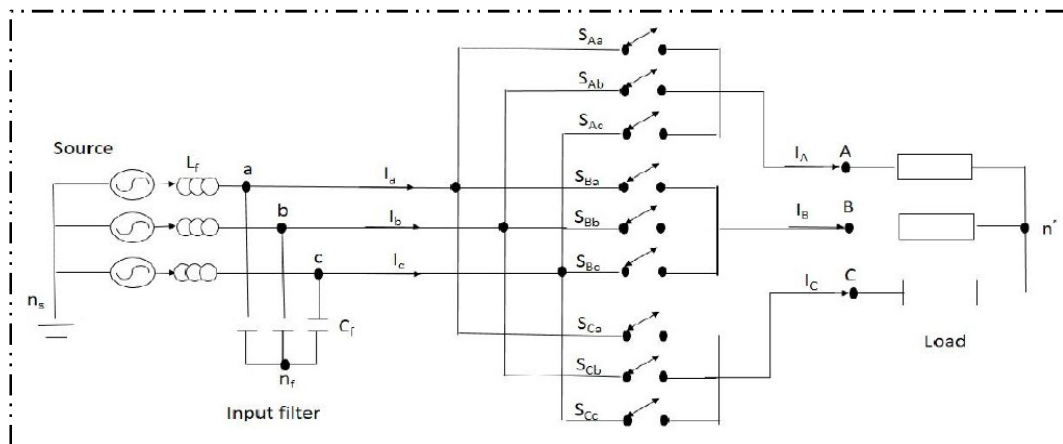


Figure 2.10 Circuit d'un convertisseur matriciel 3x3

La source d'alimentation à l'entrée du convertisseur peut être définie :

$$V_i(t) = \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = V_{im} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

De même la référence de courant de ligne à prélever sur le réseau d'alimentation, et en phase avec sa tension simple d'entrée, définit comme suit :

$$i_i(t) = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = i_{im} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \Phi_i) \\ \cos(\omega_i t + \Phi_i + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \Phi_i + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Avec :

(V_{im}, i_{im}) : Amplitude d'entrée ω_i : sa pulsation ;

On définit la fonction de connexion $S_{ij}(t)$ reliant la phase d'entrée « i » à la phase de sortie « j » comme suit:

$$\begin{cases} S_{ij}(t) = 1 \text{ si interrupteur est fermé.} \\ S_{ij}(t) = 0 \text{ si interrupteur est ouvert.} \end{cases} \quad (2.3)$$

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

L'ensemble des fonctions de connexion (S_{ij}), donnent la matrice de connexion nommée $[F]$ décrite par à l'équation (2.4) :

$$[F] = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Les deux conditions de commutation précédentes peuvent être valables, si la fonction de connexion (f_{ij}), Vérifier les contraintes suivantes:

$$\begin{cases} S_{Aa} + S_{Ba} + S_{Ca} = 1 \\ S_{Ab} + S_{Bb} + S_{Cb} = 1 \\ S_{Ac} + S_{Bc} + S_{Cc} = 1 \end{cases} \quad (2.5)$$

Sur chaque période d'échantillonnage T_{ech} , trois interrupteurs, associés à une phase de sortie, commutent en séquence. En appliquant les lois de Kirchhoff, on construit les systèmes d'équations donnant les valeurs des tensions de sortie et des courant d'entrée en fonction de f_{ij} .

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [F] \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [F]^T \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

La figure 2.11 présent un exemple de connexion entre les phases d'entrées et les phases de sorties à un instant donné, ici, les interrupteurs S_{Aa} , S_{Bb} et S_{Bc} sont fermés.

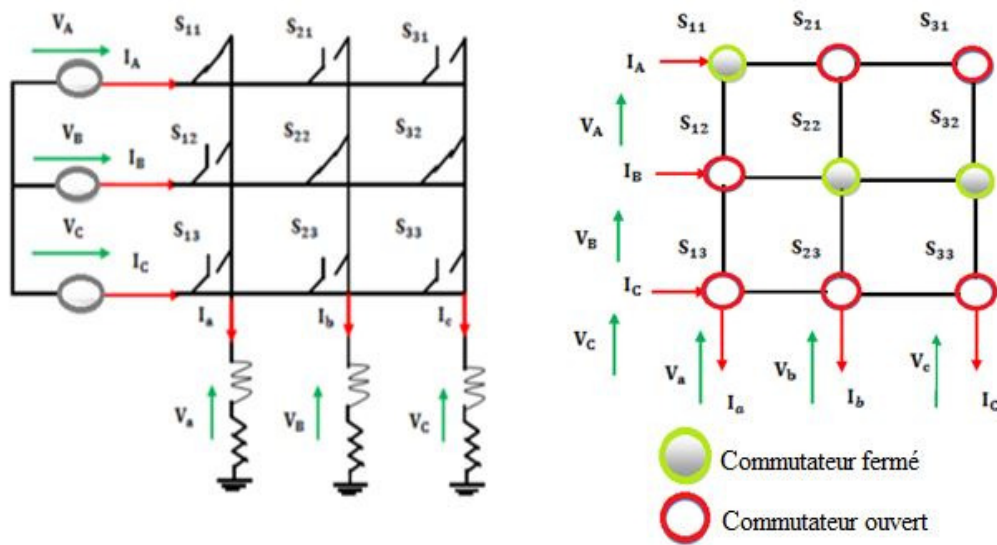


Figure 2.11 Exemple de connexions possibles dans un convertisseur matriciel.

2.8 Commande du convertisseur matriciel

La commande du convertisseur matriciel reste toujours confronter à plusieurs défis, tel que le réseau déséquilibré, les harmoniques, les chutes de tension et les perturbations. Plusieurs stratégies de modulation ont été rapportées, on peut les diviser en deux classes les méthodes scalaires et les méthodes vectorielles. La première stratégie de modulation a été proposée en 1980 par Venturini [16] spécialement pour la commande du convertisseur matriciel. Cette dernière est caractérisée par sa formulation mathématique et son application pour les tensions d'entrée du convertisseur équilibrées et parfaitement sinusoïdales. Cette méthode présente de hautes performances d'ondes de la tension de sortie et du courant d'entrée du convertisseur matriciel. La seconde stratégie est l'algorithme scalaire de Roy et April, mis au point à l'Ecole Polytechnique de Montréal. Cette stratégie consiste à utiliser une approche pour générer les états actifs et inactifs des interrupteurs de convertisseur [17]. La troisième stratégie est basée sur la modulation vectorielle ou par vecteur spécial (SVM) Le concept de modulation vectorielle (SVM), connu et utilisé traditionnellement pour la commande des onduleurs, a été étendu aux convertisseurs matriciels par L. Huber et D. Borojevic en 1989 [18]. Cette approche permet de visualiser spatialement et temporellement les tensions à appliquer sur la charge mais aussi les courants à prélever au réseau d'entrée. On s'intéresse dans notre travail à l'étude des deux stratégies de commande méthodes : scalaire proposée par

Venturini basée sur la technique de commande à MLI à trois intervalles et la méthode vectorielle (SVM)) appliquées au convertisseur matriciel avec une charge RL.

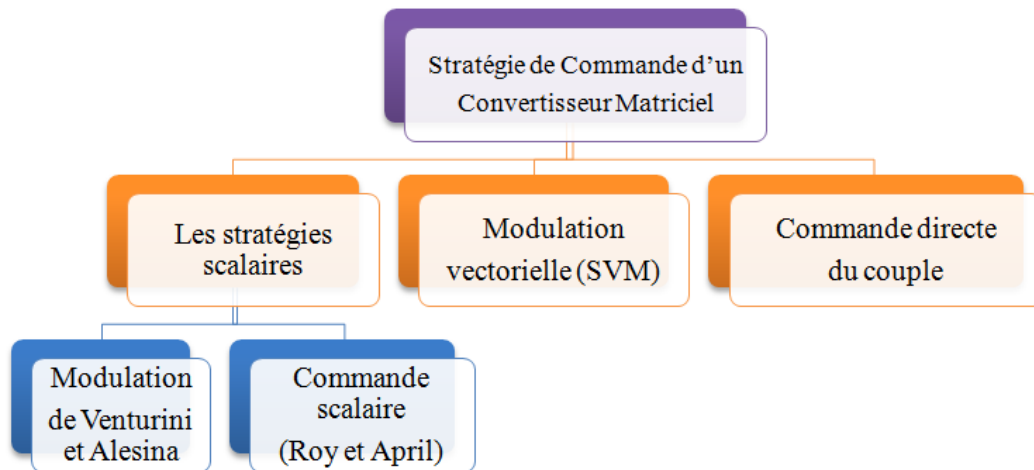


Figure 2.12 Les différentes stratégies de command d'un convertisseur matriciel

2.8.1 Proposition de Venturini et Alesina

En 1980, Venturini et Alesina présentent l'étude d'un convertisseur, à base des interrupteurs bidirectionnel de puissance, qui se compose comme une matrice, et ils ont introduit le nom du « convertisseur matriciel. En plus, ils ont proposé la technique de commande MLI pour le contrôle du convertisseur matriciel. Cette méthode proposée par ces auteurs est connue sous le nom de la méthode Venturini ou la méthode de transfert direct de fonction. L'amplitude de tension de sortie est limitée à 50 %, de la tension d'entrée. Dans la méthode de Venturini [21], les impulsions d'allumage appropriées pour chacun des neuf interrupteurs bidirectionnel doit être calculé (par l'injection de l'harmonique d'ordre 3) pour génère à fréquence et/ou d'amplitude variable des tensions sinusoïdales de sortie à partir d'une fréquence et d'amplitude fixes des tensions d'entrée. Et par conséquent d'augmenté le pourcentage de ratio de transfert entre l'entré et la sortie à 86 %.

2.8.1.1 Methode de Venturini

La matrice de modulation est donnée par :

$$M(t) = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

On considère des grandeurs d'entrées triphasés équilibrés (V_i, i_i) de pulsation ω_i et des grandeurs de sortie triphasés équilibrés (V_o, i_o) décrites aux équations respectivement :

$$V_i(t) = V_{im} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$i_i(t) = i_{im} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \Phi_i) \\ \cos(\omega_i t + \Phi_i + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \Phi_i + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

V_i et i_i : Sont les tensions et les courants d'entrée de convertisseur matriciel.

$$V_o(t) = q \cdot V_{im} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$i_o(t) = i_{om} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \Phi_o) \\ \cos(\omega_o t + \Phi_o + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \Phi_o + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

V_o, i_o : Sont les tensions et les courants de sortie de convertisseur matriciel.

$$\text{Avec : } \{i_{im} = q \cdot \cos(\Phi_o) i_{om}\}$$

Lorsque on accorder les deux (2.11) et (2.12), chaque tension de phase de sortie peut être exprimée par :

$$[V_{jN}(t)] = [M(t)] \cdot [V_i(t)] \quad (2.13)$$

Selon la méthode de Venturini, les tensions de sortie peuvent s'écrire :

$$[V_{jN}(t)] = q \cdot V_{im} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

De la même façon les courants d'entrée sont également démontrés par même expression :

$$[i_i(t)] = [M(t)]^T \cdot [i_o(t)] \quad (2.15)$$

$[M(t)]^T$ est la matrice transposée de $[M(t)]$,

On définit :

t_{kj} : le temps pendant lequel le commutateur f_{ij} est ouvert.

T_{ech} : l'intervalle d'échantillonnage.

Alors, les cycle de service du commutateur f_{ij} est donnés par :

$$m_{kj}(t) = \frac{t_{kj}}{T_{ech}} \quad (2.16)$$

Et Les équations de contrainte pour le convertisseur matriciel, sont définies par les équations :

$$\sum_{i=A,B,C} m_{ia}(t) = \sum_{i=A,B,C} m_{ib}(t) = \sum_{i=A,B,C} m_{ic}(t) = 1 \quad (2.17)$$

Pour avoir un gain, $q = 0.866$ qui est la valeur maximale d'amplitude. la tension de sortie cible est égale à la tension de sortie moyenne au coure de chaque séquence de commutation.

Si l'unité d'entrée facteur de déplacement est nécessaire dans la méthode optimale d'amplitude les cycles de service de commutation selon l'algorithme de Venturini, peut être plus simple dans la forme de l'équation suivante :

$$m_{kj} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2V_k V_j}{V_{im}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_i t + \beta_k) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (2.18)$$

Avec : $k = \{A, B, C\}, j = \{a, b, c\}$ et $\beta_k = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$

Finalement le cycle de commande de la stratégie de modulation MLI à trois intervalles a été calculé en fonction de cette équation :

$$t_{kj} = T_{ech} \left[\frac{1}{3} + \frac{2V_k V_j}{3V_{im}^2} + \frac{4q}{9\sqrt{3}} \sin(\omega_i t + \beta_k) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (2.19)$$

2.8.1.1.1 Technique de Commande MLI à trois intervalles

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) à trois intervalles, est une technique bien établie pour convertisseurs à pulsation. On s'aperçoit que pour la commande du convertisseur matriciel chaque phase de sortie doit pouvoir être commutée à chaque phase d'entrée pendant un intervalle déterminé de la période de pulsation. Ceci est également valable si l'on considère le transfert dans le sens inverse, pour la commutation des phases d'entrée vers les phases de sortie. Il faut donc diviser la période de pulsation en trois intervalles. Pour cela en fait employer une technique similaire à celle des modulateurs MLI conventionnels.

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on utilise la technique (MLI), qui consiste à comparer la référence (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence supérieur. Les instants de commutation sont déterminés par les point d'intersection entre la porteuse et la modulante.

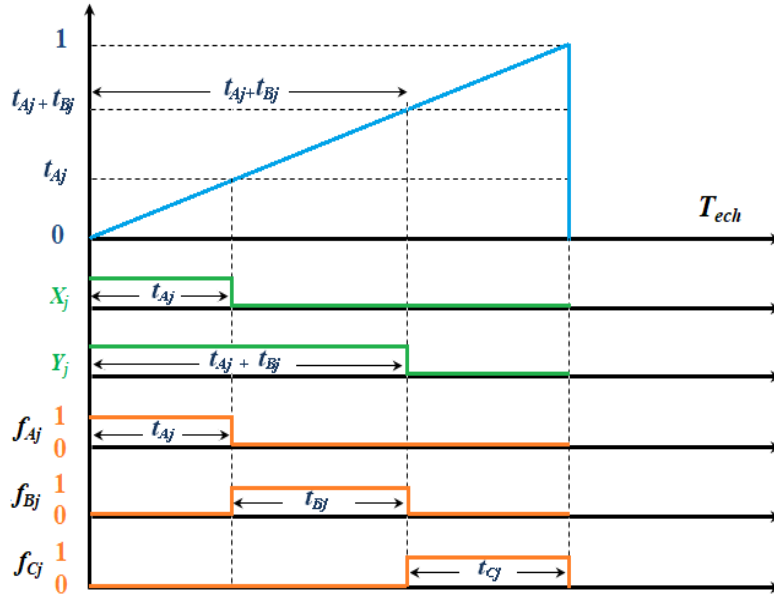


Figure 2.13 Principe de la technique de commande MLI.

2.8.1.1.1 Propriété de la technique de commande MLI

Les deux caractéristiques principales de cette commande sont :

L'indice de modulation m qui est le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p , sur la fréquence de la tension de référence f_0 , soit:

$$m = \frac{f_p}{f_0} \tag{2.20}$$

Le taux de modulation q qui est le rapport entre l'amplitude maximale de la tension de référence V_{jN} sur l'amplitude maximale de la tension d'entrée V_i soit:

$$q = \frac{V_{jN}}{V_i} \tag{2.21}$$

La modulation est dite synchrone si l'indice de modulation m est entier, asynchrone autrement.

2.8.1.1.2 Signaux de commande

L'équation de la porteuse est définie comme suit:

$$V_p = \frac{1}{T_p} t \quad 0 \leq t \leq T_p \tag{2.22}$$

Les signaux binaires de sortie X_j et Y_j du modulateur MLI sont définis comme suit [11]:

$$X_j = \begin{cases} 1 & \text{si } t_{Aj} > V_p \\ 0 & \text{si } \text{non} \end{cases} \quad (2.23)$$

$$Y_j = \begin{cases} 1 & \text{si } t_{Aj} + t_{Bj} > V_p \\ 0 & & \text{si } \text{non} \end{cases} \quad (2.24)$$

Les signaux de commande des commutateurs du convertisseur matriciel s'obtiennent à l'aide d'une logique simple tel que [12].

$$\begin{cases} G_{Aj} = X_j \\ G_{Bj} = \bar{X}_j \text{ et } Y_j \\ G_{Cj} = \bar{X}_j \text{ et } \bar{Y}_j \end{cases} \quad (2.25)$$

La structure de ce modulateur MLI à trois intervalles est montrée par la figure ci-dessous:

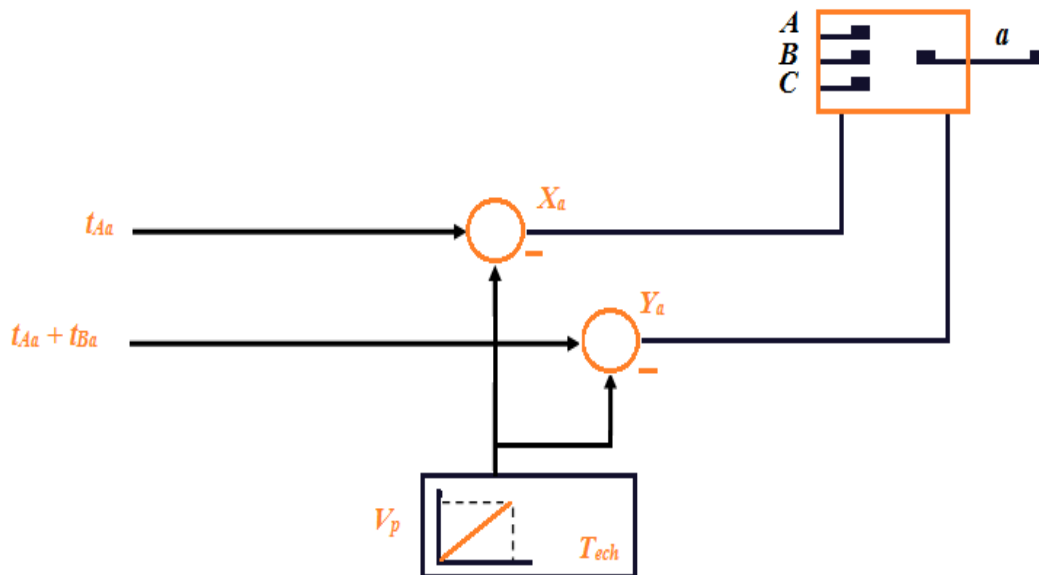


Figure 2.14 Structure du modulateur MLI à trois intervalles

Pour déterminer les signaux de commande S_{ij} de la stratégie de modulation MLI en utilisant la signal de référence t_{kj} obtenu par la méthode de Venturini.

2.8.2 Méthode de modulation du vecteur d'espace (SVM)

Cette technique de commande est basée sur la représentation en vecteur d'espace de vecteur de courant d'entrée et de la tension de sortie \vec{I}_i et \vec{V}_o dans le repère dq . Le vecteur d'espace est obtenu à partir de la transformée de Concordia.

$$\vec{V}_o = \frac{2}{3} \cdot (V_{o1} + a \cdot V_{o2} + a^2 \cdot V_{o3}) = V_o \cdot e^{j\alpha_o \cdot t} \quad (2.26)$$

$$\vec{I}_1 = \frac{2}{3} \cdot (I_{i1} + a \cdot I_{i2} + a^2 \cdot I_{i3}) = I_i \cdot e^{j\beta_i \cdot t} \quad (2.27)$$

Les vecteurs \vec{V}_o et \vec{I}_i ont une longueur (amplitude V_o et I_i), un angle (α_o et β_i) et fréquence (vitesse de rotation dans l'espace vectoriel) définis par leur consigne.

2.8.2.1 Représentation des états du convertisseur dans le plan vectoriel (SVM)

Le fonctionnement du convertisseur matriciel impose un seul interrupteur passant par phase de sortie. Cela conduit à 27 états possibles pour les interrupteurs du convertisseur. En appliquant les deux équations (2.24) et (2.25), il est possible de déterminer le vecteur de tension de sortie et courant d'entrée pour chaque état du convertisseur matriciel. Comme le montre les tableaux 2.5, 2.6 et 2.7, les 27 états possibles du convertisseur peuvent être décomposés en trois groupes :

Groupe I : constitué de 18 combinaisons ; Ce groupe crée des vecteurs ayant une direction fixe (angles constants décalés de $\pm 120^\circ$) mais avec une amplitude qui varie avec les tensions d'entrée et/ou les courants de sortie. Ces combinaisons résultent de l'utilisation d'une seule tension composée d'entrée. Elles sont donc générées par la connexion de deux phases de sortie à un même potentiel d'entrée.

Groupe II : constitué de 3 états ; Ce groupe crée une roue libre sur la charge. Ces combinaisons sont générées par la connexion des trois phases de sortie sur la même phase d'entrée engendrant des tensions de sortie et des courants d'entrée nuls.

Groupe III : les six dernières combinaisons sont produites par la connexion de chacune des phases de sortie sur une phase d'entrée distincte. Ces états engendrent la création de vecteurs tournants d'amplitude constante. La maîtrise de ces vecteurs est plus complexe que ceux des deux premiers groupes. Ils ne sont pas utilisés dans la modulation [17].

Groupe		Interrupteurs fermés			Tension d'entrée			Courant d'entrée			Phaseur tension		Phaseur courant	
I	1P	S ₁₁	S ₂₂	S ₃₂	V _{AB}	0	-V _{AB}	I _a	-I _a	0	(2/3)V _{AB}	0	2/√3I _a	-π/6
	1N	S ₁₂	S ₂₁	S ₃₁	-V _{AB}	0	V _{AB}	-I _a	I _a	0	(-2/3)V _{AB}	0	-2/√3I _a	-π/6
	2P	S ₁₂	S ₂₃	S ₃₃	V _{BC}	0	-V _{BC}	0	I _a	-I _a	(2/3)V _{BC}	0	2/√3I _a	-π/2
	2N	S ₁₃	S ₂₂	S ₃₂	-V _{BC}	0	V _{BC}	0	-I _a	I _a	(-2/3)V _{BC}	0	-2/√3I _a	-π/2
	3P	S ₁₃	S ₂₁	S ₃₁	V _{CA}	0	-V _{CA}	-I _a	0	I _a	(2/3)V _{CA}	0	2/√3I _a	π/6
	3N	S ₁₁	S ₂₃	S ₃₃	-V _{CA}	0	V _{CA}	I _a	0	-I _a	(-2/3)V _{CA}	0	-2/√3I _a	π/6
	4P	S ₁₂	S ₂₁	S ₃₂	-V _{AB}	V _{AB}	0	I _b	-I _b	0	(2/3)V _{AB}	2π/3	2/√3I _b	-π/6
	4N	S ₁₂	S ₂₂	S ₃₁	V _{AB}	-V _{AB}	0	-I _b	I _b	0	(-2/3)V _{AB}	2π/3	-2/√3I _b	-π/6
	5P	S ₁₃	S ₂₂	S ₃₃	-V _{BC}	V _{BC}	0	0	I _b	-I _b	(2/3)V _{BC}	2π/3	2/√3I _b	π/2
	5N	S ₁₂	S ₂₃	S ₃₂	V _{BC}	-V _{BC}	0	0	-I _b	I _b	(-2/3)V _{BC}	2π/3	-2/√3I _b	π/2
	6P	S ₁₁	S ₂₃	S ₃₁	-V _{CA}	V _{CA}	0	-I _b	0	I _b	(2/3)V _{CA}	2π/3	2/√3I _b	π/6
	6N	S ₁₃	S ₂₁	S ₃₃	V _{CA}	-V _{CA}	0	I _b	0	-I _b	(-2/3)V _{CA}	2π/3	-2/√3I _b	π/6
	7P	S ₁₂	S ₂₂	S ₁₃	0	-V _{AB}	V _{AB}	I _c	-I _c	0	(2/3)V _{AB}	4π/3	2/√3I _c	-π/6
	7N	S ₁₁	S ₂₃	S ₃₂	0	V _{AB}	-V _{AB}	-I _c	I _c	0	(-2/3)V _{AB}	4π/3	-2/√3I _c	-π/6
	8P	S ₁₃	S ₂₃	S ₃₂	0	-V _{BC}	V _{BC}	0	I _c	-I _c	(2/3)V _{BC}	4π/3	2/√3I _c	π/2
	8N	S ₁₂	S ₂₂	S ₃₃	0	V _{BC}	-V _{BC}	0	-I _c	I _c	(-2/3)V _{BC}	4π/3	-2/√3I _c	π/2
	9P	S ₁₁	S ₂₁	S ₃₃	0	-V _{CA}	V _{CA}	-I _c	0	I _c	(2/3)V _{CA}	4π/3	2/√3I _c	π/6
	9N	S ₁₃	S ₂₃	S ₃₁	0	V _{CA}	-V _{CA}	I _c	0	-I _c	(-2/3)V _{CA}	4π/3	-2/√3I _c	π/6

Tableau 2.5 Combinaisons valides du convertisseur matriciel (Vecteurs stationnaires)

Groupe	Interrupteurs fermés			Tension d'entrée			Courant d'entrée			Phaseur tension		Phaseur courant	
II	S ₁₁	S ₂₁	S ₃₁	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	S ₁₂	S ₂₂	S ₃₂	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	S ₁₃	S ₂₃	S ₃₃	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 2.6 Configurations valides du convertisseur matriciel (Vecteurs nuls)

Groupe	Interrupteurs fermés			Tension d'entrée			Courant d'entrée			Phaseur tension		Phaseur courant	
III	S ₁₁	S ₂₂	S ₃₃	V _{AB}	V _{BC}	V _{CA}	I _a	I _b	I _c	(2/3)V _{AB}	0	2/√3I _a	-π/6
	S ₁₁	S ₂₃	S ₃₂	-V _{CA}	-V _{BC}	-V _{AB}	I _a	I _c	I _b	(-2/3)V _{AB}	0	-2/√3I _a	-π/6
	S ₁₂	S ₂₁	S ₃₃	-V _{AV}	-V _{CA}	-V _{BC}	I _b	I _a	I _c	(2/3)V _{BC}	0	2/√3I _a	-π/2
	S ₁₂	S ₂₃	S ₃₁	V _{BC}	V _{CA}	V _{BC}	I _c	I _a	I _b	(-2/3)V _{BC}	0	-2/√3I _a	-π/2
	S ₁₃	S ₂₁	S ₃₂	V _{AB}	V _{CA}	V _{AB}	I _b	I _c	I _a	(2/3)V _{CA}	0	2/√3I _a	π/6
	S ₁₃	S ₂₂	S ₃₁	-V _{BC}	-V _{AB}	-V _{CA}	I _c	I _b	I _a	(-2/3)V _{CA}	0	-2/√3I _a	π/6

Tableau 2.7 Configurations valides du convertisseur matriciel (Vecteurs tournants)

2.8.2.2 Représentation des vecteurs stationnaires

La Figure 2.15 montre les hexagones de la tension de sortie et du courant d'entrée. On obtient six sections ayant chacune un angle de 60°. Elles sont identifiées par six configurations d'interrupteurs.

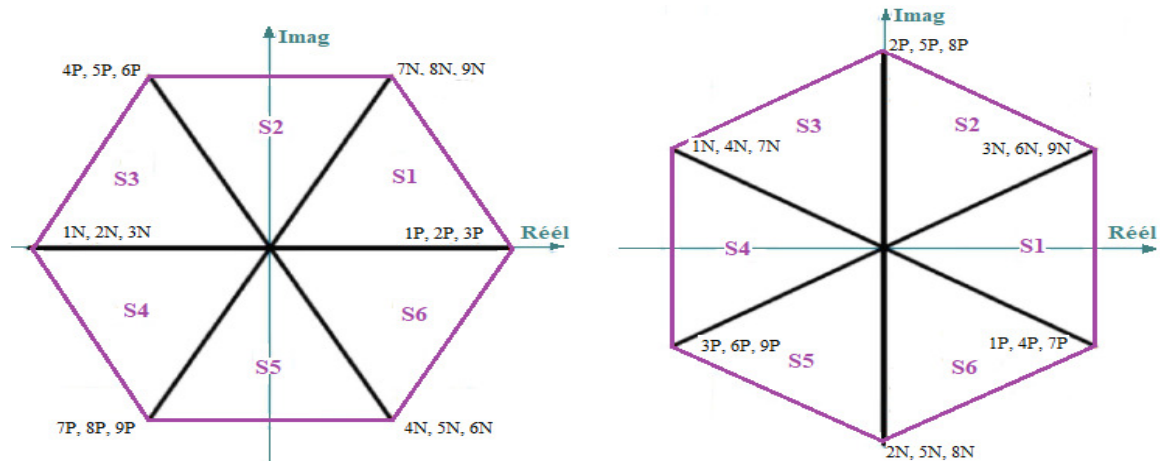


Figure 2.15 Hexagones de la tension de sortie et du courant d'entrée

P : pour les configurations positives et
N : pour leurs complémentaires négatives.

A chaque période d'échantillonnage T_{ech} , le vecteur de tension de référence $V_{o,ref}$ et le courant d'entrée de référence $I_{i,ref}$ sont représentés dans les plans complexes de la Figure 2.16.

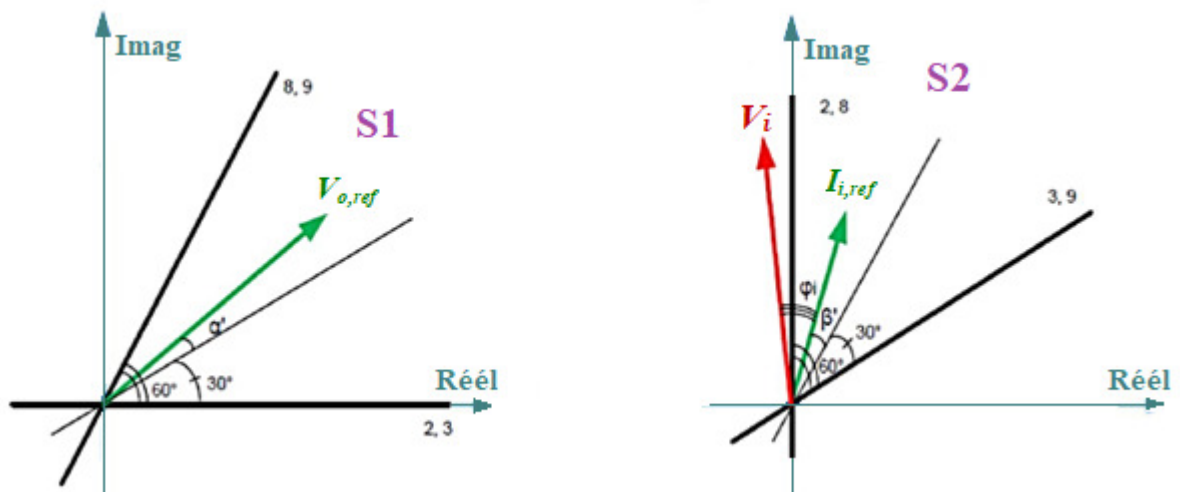


Figure 2.16 Exemple de représentation des vecteurs de tension et de courant de référence

Le tableau 2.7 nous donne les configurations possibles en fonction des sections où se situent les références de tension de sortie et de courant d'entrée dans les hexagones de la figure 2.16.

		S_v		
		1	2	3
	Secteur			
S_i	1	+9 -7 -3 +1	-6 +4 +9 -7	+3 -1 -6 +4
	2	-8 +9 +2 -3	+5 -6 -8 +9	-2 +3 +5 -6
	3	+7 -8 -1 +2	-4 +5 +6 -8	+1 -2 -4 +5
	4	-9 +7 +3 -1	+6 -4 -9 +7	-3 +1 +6 -4
	5	+8 -9 -2 +3	-5 +6 +8 -9	+2 -3 -5 +6
	6	+7 +8 +1 -2	+4 -5 -7 +8	-1 +2 +4 -5
		A B C D	A B C D	A B C D
		S_v		
		4	5	6
	Secteur			
S_i	1	-9 +7 +3 -1	+6 -4 -9 +7	-3 +1 +6 -4
	2	+8 -9 -2 +3	-5 +6 +8 -9	+2 -3 -5 +6
	3	-7 +8 +1 -2	+4 -5 -6 +8	-1 +2 +4 -5
	4	+9 -7 -3 +1	-6 +4 -9 -7	+3 -1 -6 +4
	5	-8 +9 +2 -3	+5 -6 -8 +9	-2 +3 +5 -6
	6	+7 -8 -1 +2	-4 +5 +7 -8	+1 -2 -4 +5
		A B C D	A B C D	A B C D

Tableau 2.8 Les configurations possibles selon les secteurs des vecteurs références

On remarque que $V_{o,ref}$ et $I_{i,ref}$ auront à chaque instant quatre configurations possibles (communes) sur les douze configurations des vecteurs formant leurs sections respectives. Les sections où se trouvent les vecteurs références que l'on désire reproduire sont identifiées par leurs indices positifs.

2.8.2.3 Calcul du rapport cyclique des vecteurs utilisés

Les δ_i sont les rapports cycliques d'utilisation des vecteurs A, B, C, D pour construire les vecteurs de référence $V_{o,ref}$ et $I_{i,ref}$.

Les rapports cycliques identifiées par δ_i pour chaque configuration répertoriée A, B, C et D sont défini par :

$$\begin{cases} \delta_A = (-1)^{n_v+n_i} \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right) \cdot q \frac{\cos\left(\alpha'_0 - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\beta'_i - \frac{\pi}{3}\right)}{\cos \varphi_i} \\ \delta_A = (-1)^{n_v+n_i+1} \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right) \cdot q \frac{\cos\left(\alpha'_0 - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\beta'_i - \frac{\pi}{3}\right)}{\cos \varphi_i} \\ \delta_A = (-1)^{n_v+n_i+1} \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right) \cdot q \frac{\cos\left(\alpha'_0 - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\beta'_i - \frac{\pi}{3}\right)}{\cos \varphi_i} \\ \delta_A = (-1)^{n_v+n_i} \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right) \cdot q \frac{\cos\left(\alpha'_0 - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\beta'_i - \frac{\pi}{3}\right)}{\cos \varphi_i} \end{cases} \quad (2.28)$$

Avec :

- n_v : Numéro de la section où se trouve la phase de la tension de sortie de référence.
- n_i : Numéro de la section où se trouve la phase du courant d'entrée de référence.
- α'_0 : Angle entre le milieu de la section où se trouve le phaseur courant de référence et le phaseur lui-même.
- β'_i : Angle entre le milieu de la section où se trouve le phaseur tension de référence et le phaseur lui-même.
- q : Ratio de tension (sortie vs entrée).
- φ_i : Déphasage du courant d'entrée.

Il est ensuite nécessaire de définir le rapport cyclique δ_o donnant le temps d'application de la roue libre.

$$\delta_o = 1 - (\delta_A + \delta_B + \delta_C + \delta_D) \quad (2.29)$$

2.8.2.4 Détermination des rapports cycliques m_{ij} des interrupteurs

A partir des rapports cycliques δ_i des configurations, il faut déterminer les rapports cycliques m_{ij} des interrupteurs.

Chaque configuration correspond à trois interrupteurs actifs, un seul sur chaque branche de sortie. La méthode la plus simple à réaliser consiste à sommer les quatre rapports cycliques δ_i des quatre configurations sélectionnées durant un pas d'échantillonnage, et d'introduire, le cas échéant, la ou les configurations des vecteurs nuls choisis.

$$\begin{cases} t_{11} + t_{12} + t_{13} = T_{\text{éch}} \\ t_{21} + t_{22} + t_{23} = T_{\text{éch}} \\ t_{31} + t_{32} + t_{33} = T_{\text{éch}} \end{cases} \quad (2.30)$$

2.9 Simulation du convertisseur matriciel connecté à une charge RL

Afin d'évaluer les performances et l'efficacité des techniques de modulation proposées, une comparaison a été effectuée entre la modulation de Venturini et SVM pour commander le convertisseur matriciel qui est connecté à une charge RL. Les deux blocs de simulation pour le convertisseur matriciel connecté à une charge RL avec les deux techniques de commande sont présentés dans la figure 2.17 et 2.18. On a choisi de simuler le convertisseur matriciel sur une charge RL mentionnés dans l'annexe

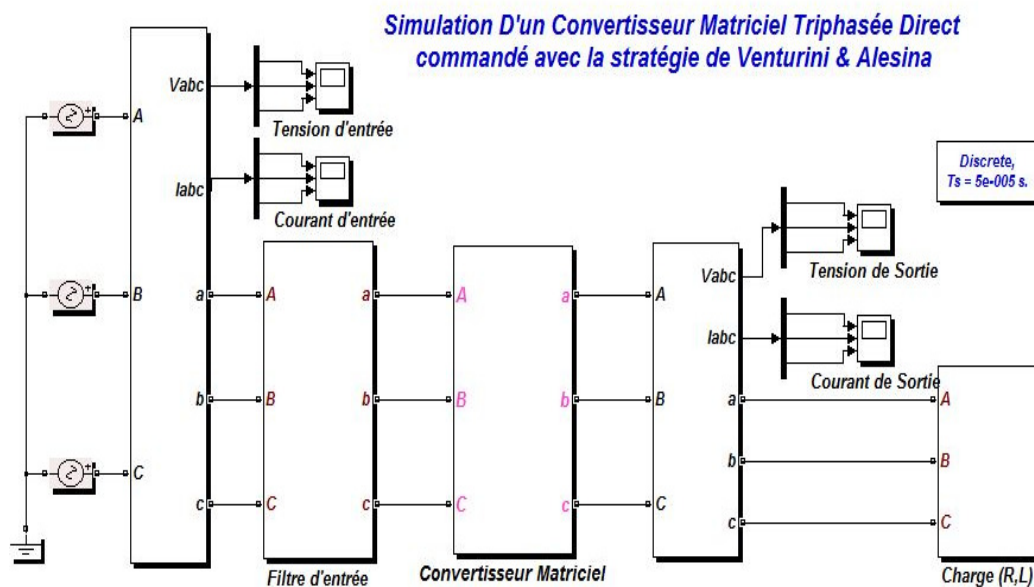


Figure 2.17 Schéma bloc de simulation du convertisseur matriciel triphasé avec la stratégie de commande de Venturini

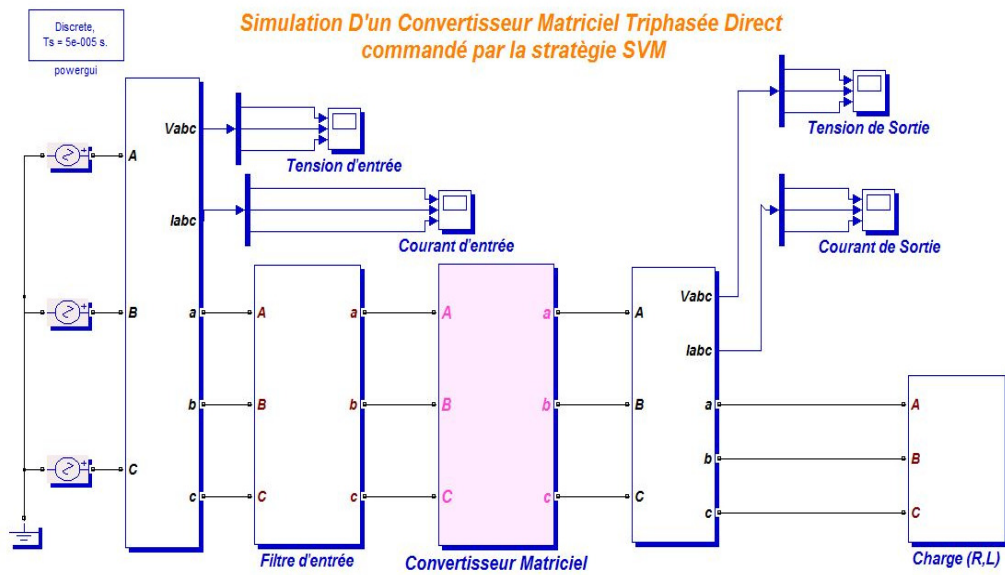


Figure 2.18 Schéma bloc de simulation du convertisseur matriciel triphasée avec la technique de commande SVM

Les résultats de simulation sont présentés dans les figures ci-dessous pour les deux stratégies de modulation Venturini et SVM respectivement. Ces résultats illustrent : la tension à la sortie; les courants triphasés de la charge; la tension à l'entrée ; les tensions d'entrés, courants d'entrés, l'analyse spectrale de THD du courant d'entré, tension simple de sortie d'une seule phase, tension composé de sortie d'une phase, les courants de sortie, et l'analyse spectral de THD du courant de sortie. Les paramètres du bloc de simulation sont cités dans l'annexe.

2.9.1 Premier cas : commande de Venturini

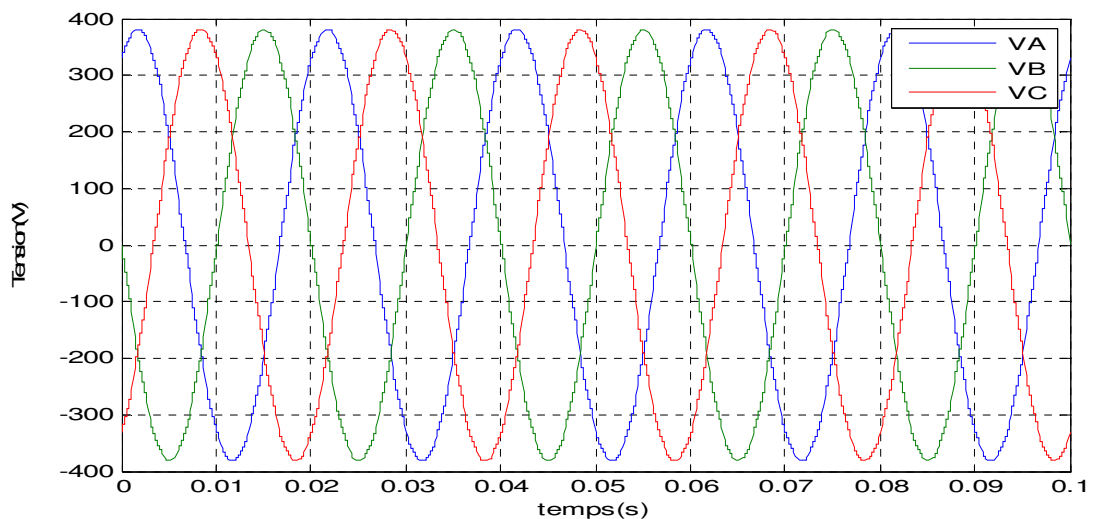


Figure 2.19 Tensions d'entrées

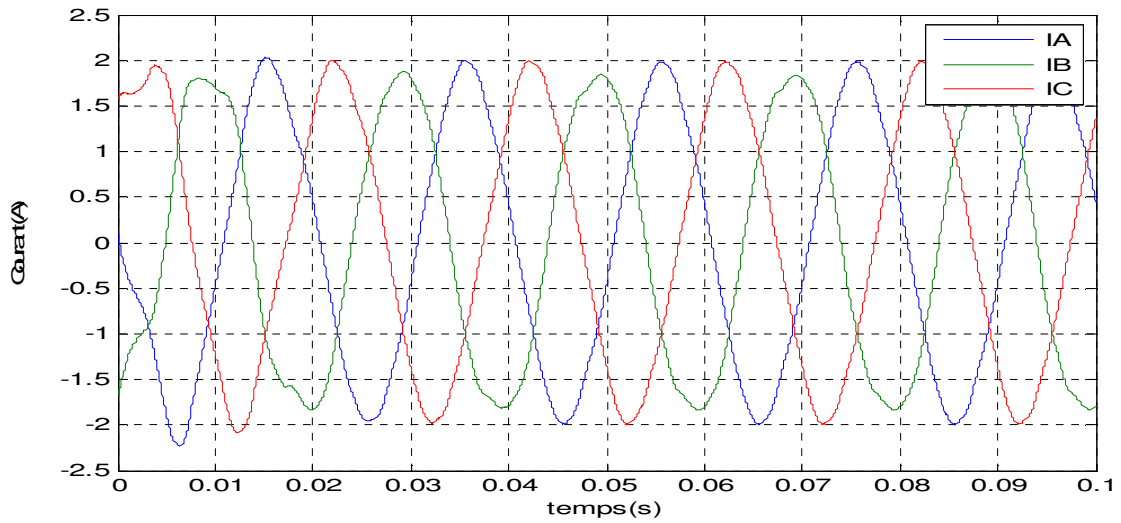


Figure 2.20 Courants d'entrés

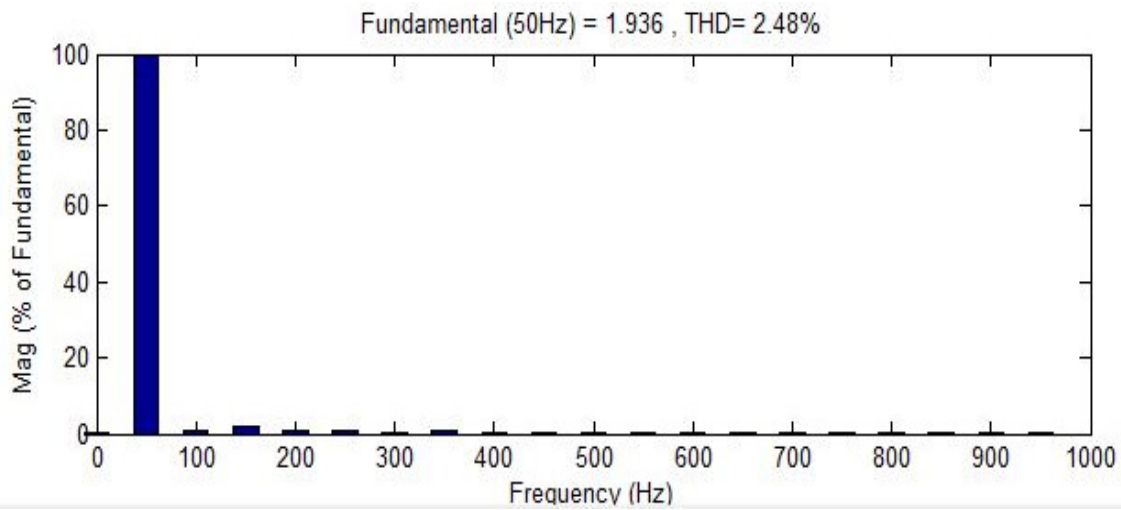


Figure 2.21 L'analyse spectrale du courant d'entré

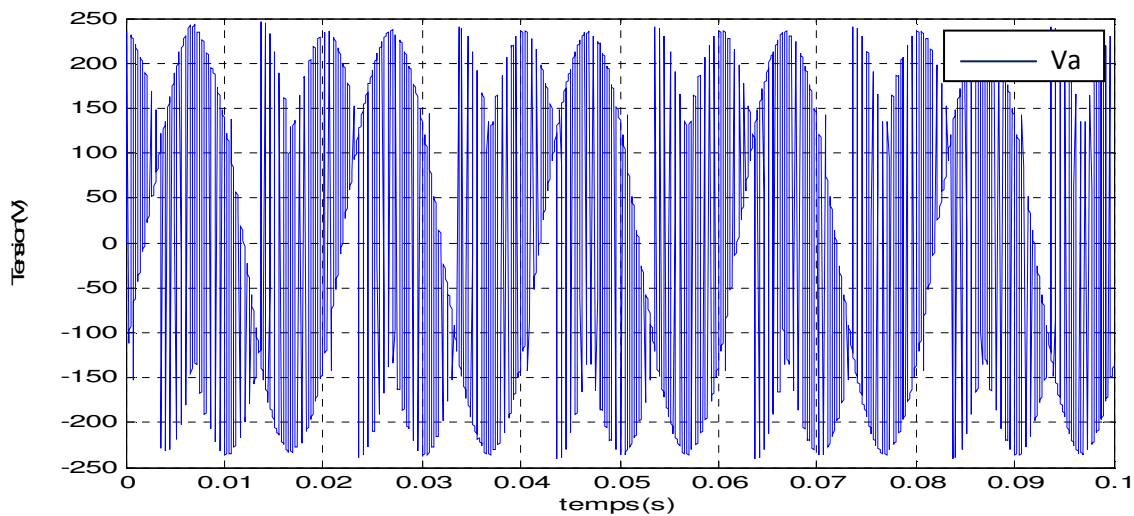


Figure 2.22 Tension simple de sortie d'une phase

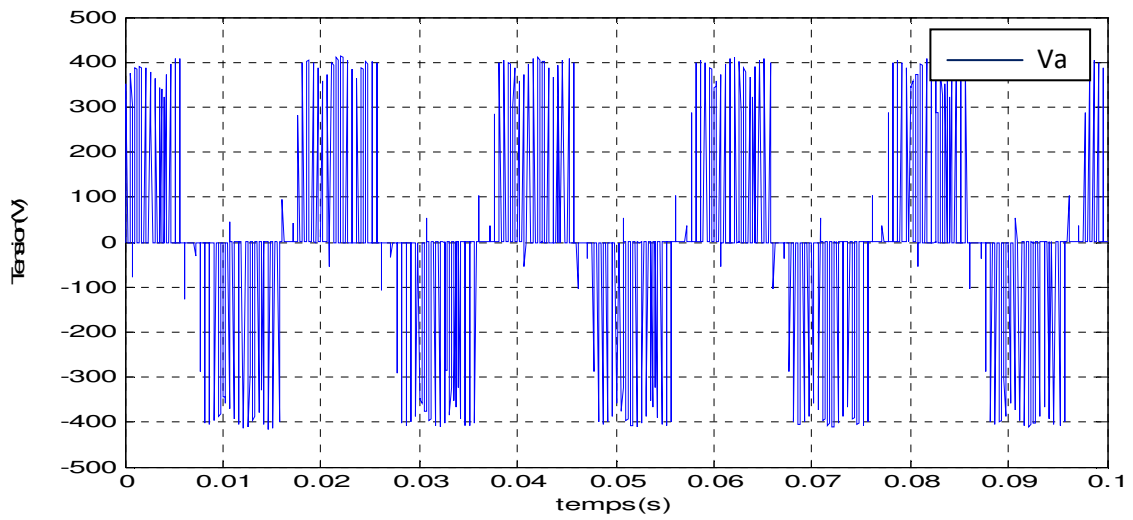


Figure 2.23 Tension composée de sortie d'une phase

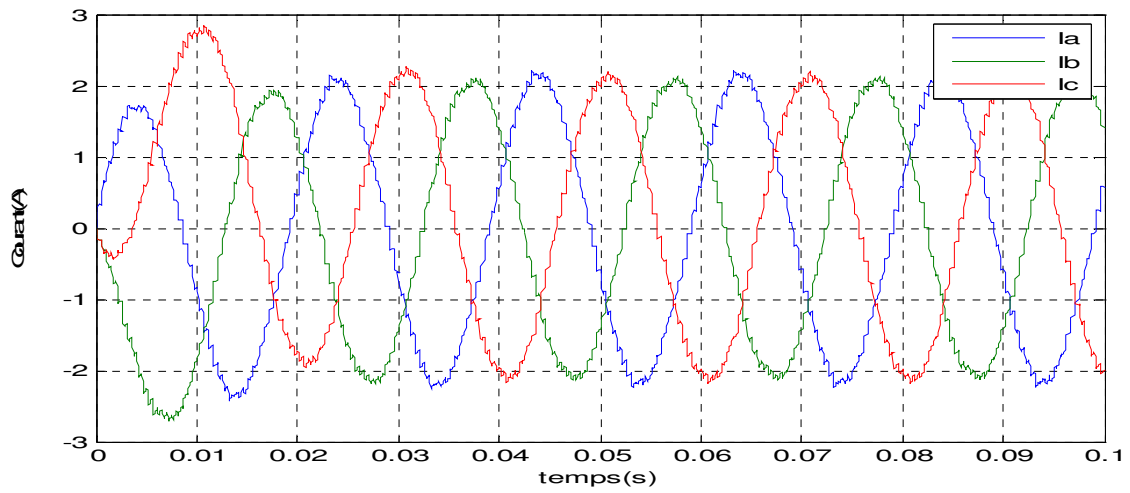


Figure 2.24 Courants de sortie

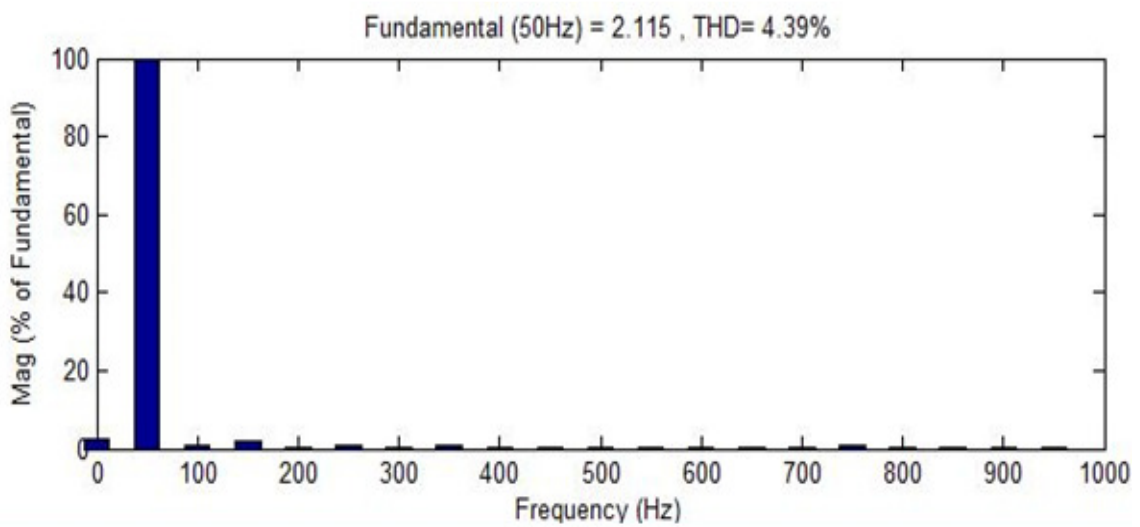


Figure 2.25 L'analyse spectrale du courant de sortie

2.9.2 Deuxième cas : méthode de SVM

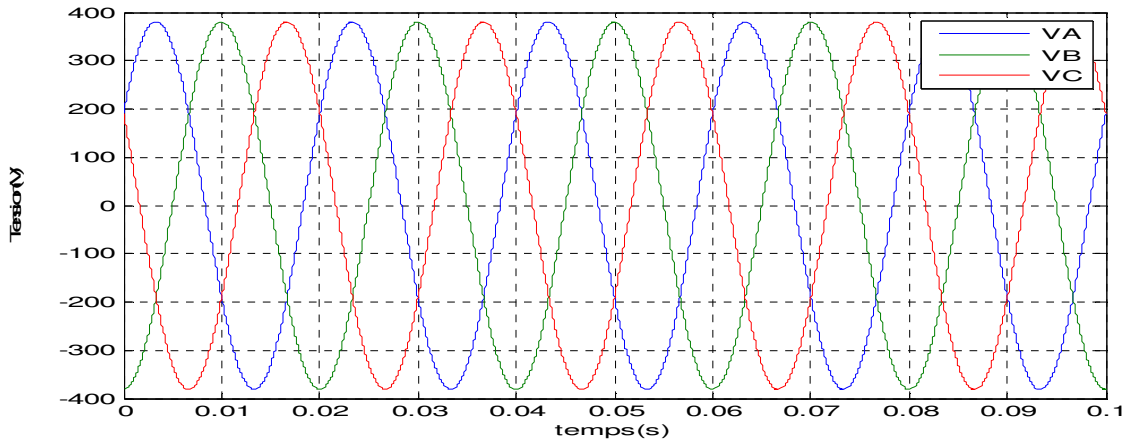


Figure 2.26 Tensions d'entrées

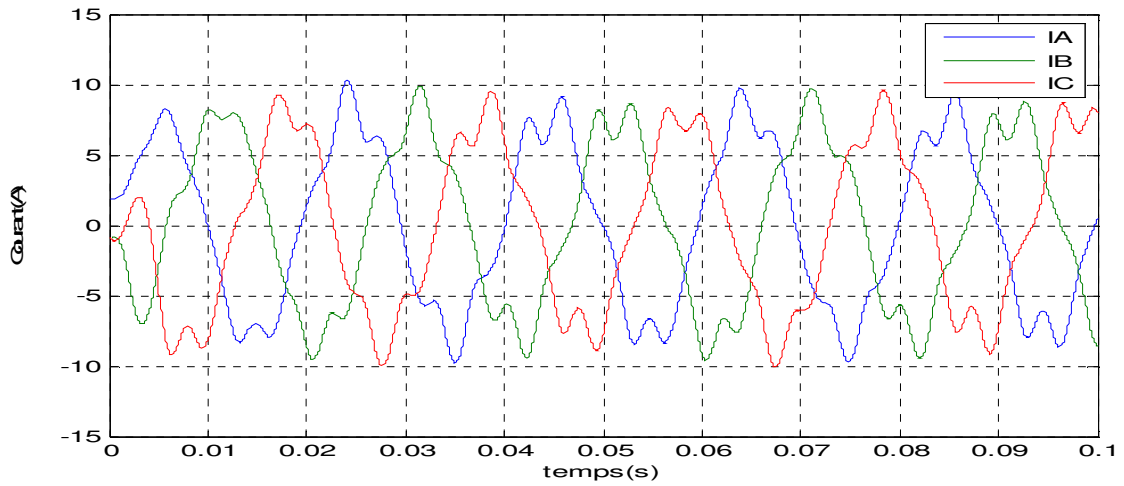


Figure 2.27 Courants d'entrés

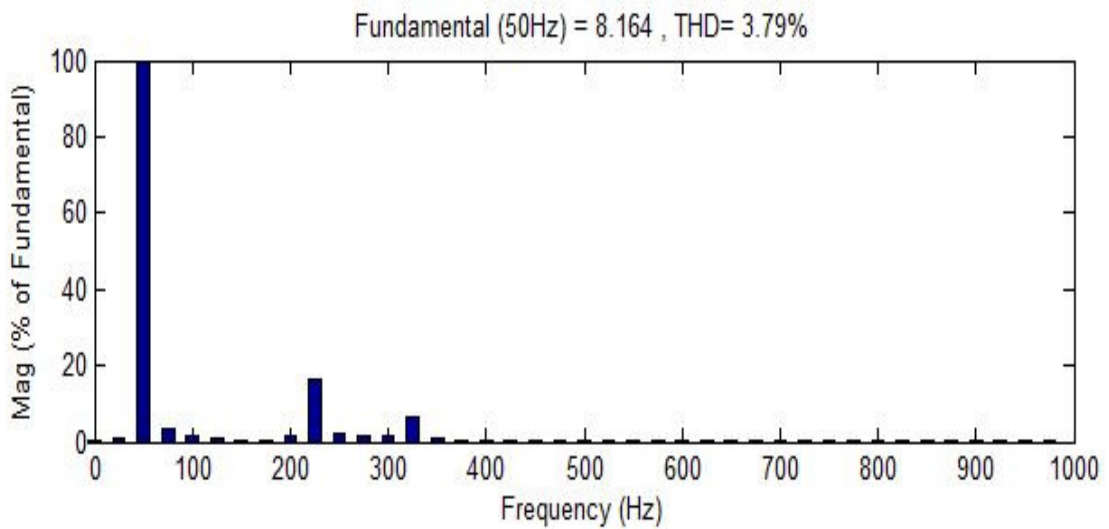


Figure 2.28 L'analyse spectrale du courant d'entrée.

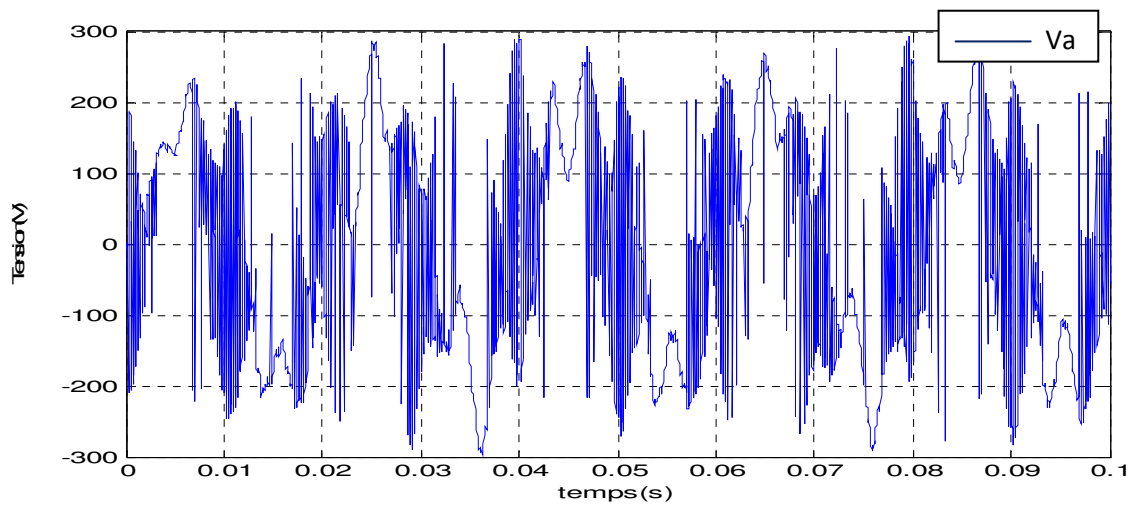


Figure 2.29 Tension simple de sortie d'une phase.

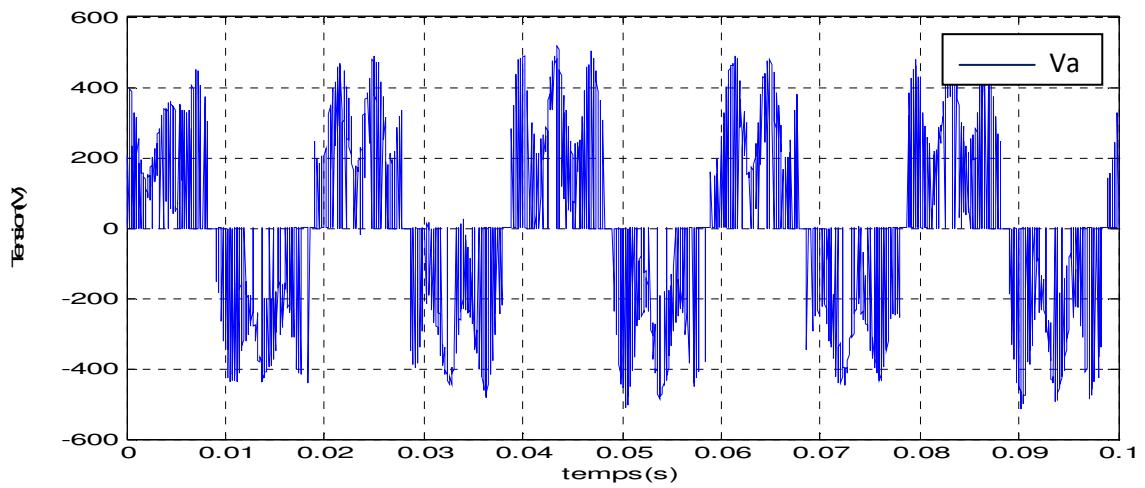


Figure 2.30 Tension composée de sortie d'une phase.

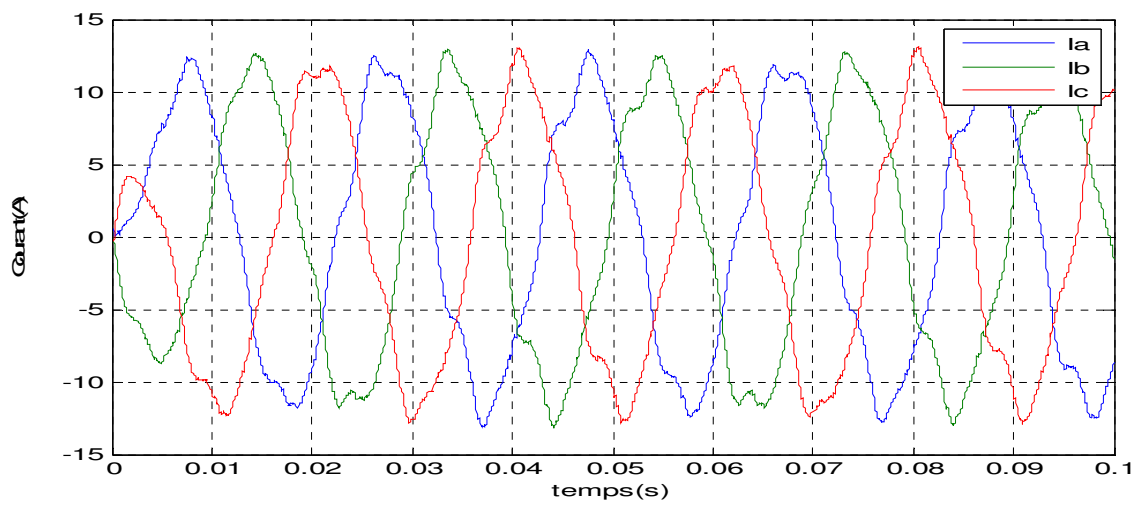


Figure 2.31 Courants de sortie.

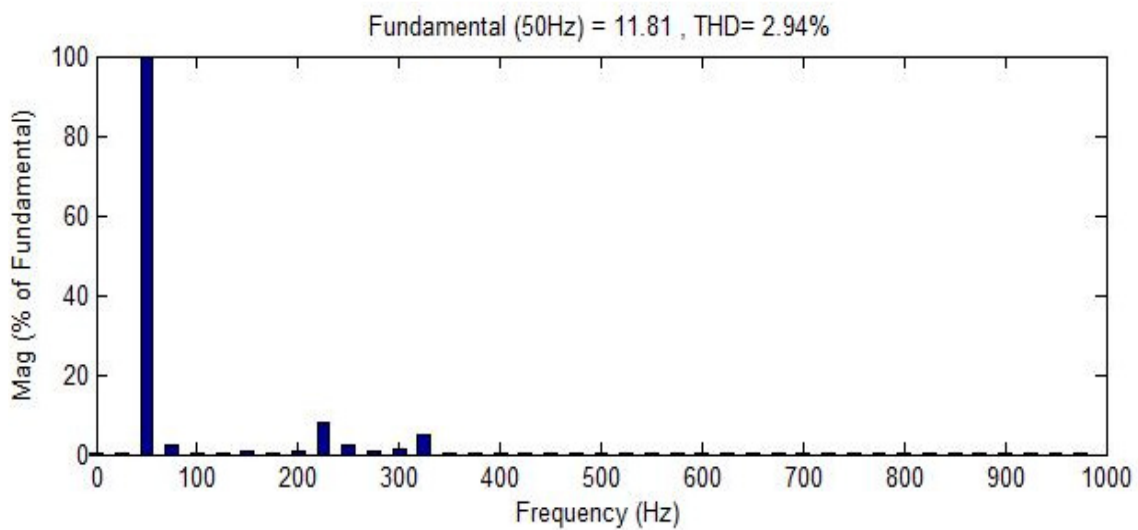


Figure 2.32 L'analyse spectrale du courant d'entrée.

2.10 Comparaison entre les deux stratégies de commande

Le tableau 2.9 donne une comparaison du taux de distorsion harmonique (THD) des courants d'entrés et sortie du convertisseur matriciel connecté à une charge RL pour les deux technique de commande proposées.

Stratégie De commande	Venturini & Alesina	Commande SVM
THD en %		
Courants d'entrée	2,48%	3,79%
Courants de sortie	4,39%	2,94%

Tableau 2.9 Comparaison entre les deux techniques de commande en terme de THD.

La comparaison entre les deux technique de commande montrent que la valeur du THD est faible pour la commande de Venturini et Alsina par rapport au SVM dans les courants d'entrés et le contraire pour les courants de sortie. On peut conclure que la présence de l'harmonique 3 dans la commande de Venternini et les performances de la SVM par rapport à la commande MLI classique dans méthode de Venturini ainsi que la présence du filtre de d'entrée ont des influences sur la forme des courants et la valeur de THD du convertisseur matriciel.

2.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons identifié le principe de fonctionnement et de commande du convertisseur matriciel, nous avons présenté les différentes configurations possibles du convertisseur matriciel, en suite nous avons présenté le model mathématique du convertisseur matriciel (CM). L'analyse des stratégies de commande par modulation de largeur d'impulsions MLI à base de la méthode Venturini et la SVM ont été proposées et analysés. Des tests de simulations ont été réalisés sur le CM avec les deux méthodes de modulation : Venturini et SVM, les résultats de simulation prouvent que la méthode de Venturini est plus performante que le SVM en terme de THD des courants d'entrés et le contraire pour les courants de sortie. Le suivant chapitre est consacré à l'étude du convertisseur matriciel associé à une machine asynchrone à cage.

CHAPITRE 3
ASSOCIATION D'UN CONVERTISSEUR
MATRICIEL AVEC UNE MACHINE
ASYNCHRONE

CHAPITRE 3

ASSOCIATION D'UN CONVERTISSEUR MATRICIEL AVEC UNE MACHINE ASYNCHRONE

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons une étude et simulation de la machine asynchrone (MAS) associée à un convertisseur matriciel. Au début nous présentons des généralités sur la MAS à cage d'écureuil, sur sa modélisation dans le modèle de Park, après on va l'associer avec un convertisseur matriciel triphasé, en suite nous allons faire des essais de simulation.

3.2 Moteur asynchrone

Les moteurs asynchrones sont largement utilisés dans les applications industrielles, En raison de sa conception, son coût est relativement inférieur à celui des autres machines, sa robustesse au niveau électromagnétique est élevée et une bonne standardisation existe entre les différents fabricants. En parallèle à sa simplicité de conception de cette machine il y a une complexité fonctionnelle assez importante [31]. La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. Un moteur asynchrone est un moteur à courant alternatif dont la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant [32].

3.3 Constitution

La machine asynchrone est constituée de deux éléments principaux :

- **Le stator** : constitué de trois enroulements (bobines) parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède « p » paires de pôles ("nombre de bobinage triphasé dans le stator")
- **Le rotor** : Partie tournante du moteur. Le rotor peut être constitué d'un bobinage triphasé, mais le plus souvent il est constitué d'une masse métallique d'aluminium pour l'alléger. On parle alors de rotor à cage d'écureuil.

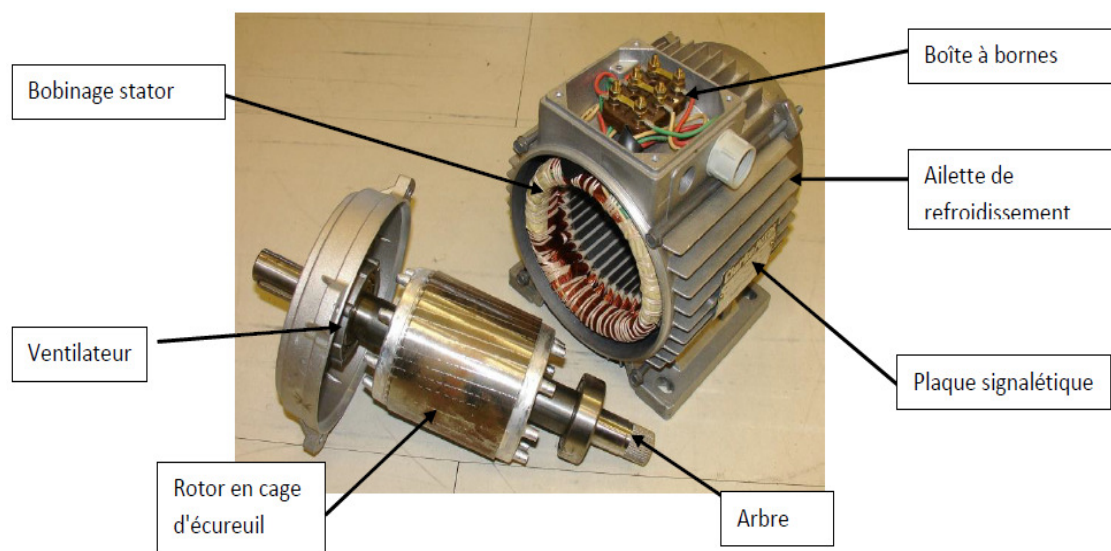


Figure 3.1 Machine asynchrone à cage d'écureuil

3.4 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone repose : D'une part sur la création d'un courant électrique induit dans un conducteur placé dans un champ magnétique tournant. Le conducteur en question est un des barreaux de la cage d'écureuil ci-dessous constituant le rotor du moteur. L'induction du courant ne peut se faire que si le conducteur est en court-circuit (c'est le cas puisque les deux bagues latérales relient tous les barreaux). D'autre part, sur la création d'une force motrice sur le conducteur considéré (parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique tournant ou variable)[33]:

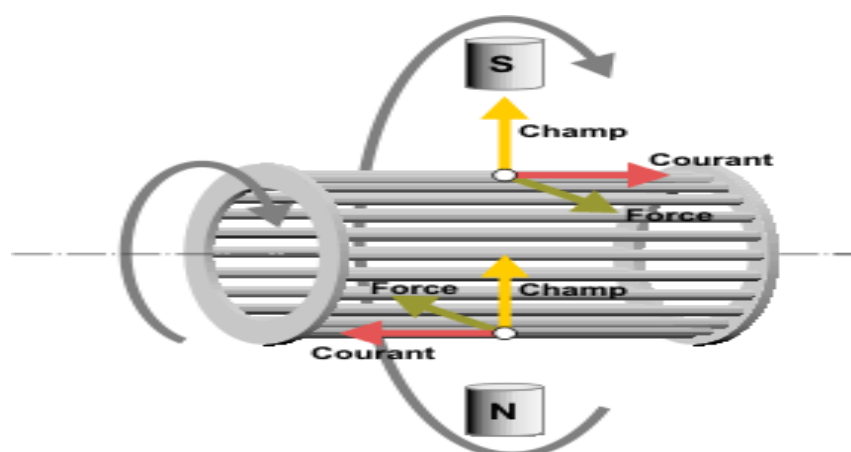


Figure 3.2 Principe du champ tournant

3.5 Modélisation de la machine asynchrone

Pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone, ou encore, pour étudier sa commande en régime transitoire ou en régime permanent, il faut choisir un modèle aussi simple que possible qui représente réellement la machine et traduit fidèlement son fonctionnement.

3.5.1 Hypothèses Simplificatrice

Certaines hypothèses simplificatrices sont considérées pour faire la modélisation de MAS les plus fréquents et généralement admises dans le modèle de la machine asynchrone sont [34] :

- La machine présente une parfaite symétrie triphasée de construction.
- L'entrefer est de largeur constante, l'effet des encoches est négligé.
- Les résistances sont constantes, la variation avec la température et l'effet de peau sont ignorés.
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.
- L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables).
- Le bobinage statorique est reparti de manière à donner une forme sinusoïdale et les barres du rotor sont assimilées à un bobinage triphasé en court-circuit.

Ces hypothèses impliquent que :

- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes.
- L'inductance mutuelle varie d'une façon sinusoïdale entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

3.5.2 Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel

La figure ci-dessous montre la structure principale de la machine asynchrone triphasée. Le stator est formé de trois enroulements décalés de 120° dans l'espace, traversés par trois courants variables formant un système triphasé équilibré. Le rotor peut être modélisé, comme le stator, mais ils sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle. L'angle θ définit la position de la phase rotorique, par rapport à celle de la phase statorique.

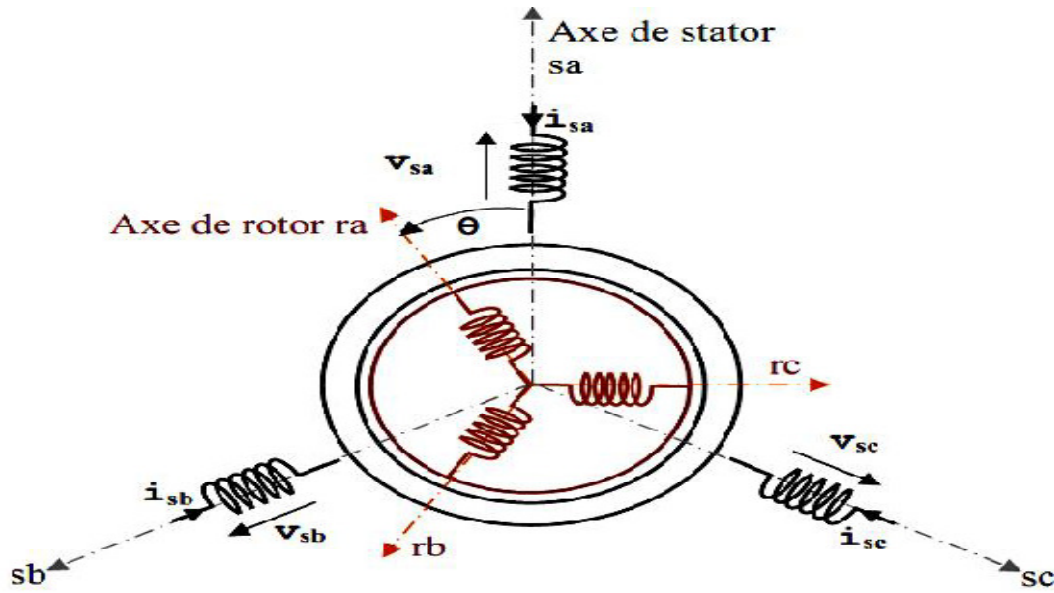


Figure 3.3 Représentation d'une machine asynchrone triphasée

❖ Les équations Electriques

Les équations de tension des trois phases statoriques et rotoriques sont données par :

$$\text{Au stator : } \begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s \cdot i_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\text{Au rotor : } \begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot i_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} = 0 \\ V_{rb} = R_r \cdot i_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} = 0 \\ V_{rc} = R_r \cdot i_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

On résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée :

$$\begin{bmatrix} V_{a_s} \\ V_{b_s} \\ V_{c_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{a_s} \\ i_{b_s} \\ i_{c_s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{a_s} \\ \varphi_{b_s} \\ \varphi_{c_s} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Au rotor : (Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles)

$$\begin{bmatrix} V_{a_r} \\ V_{b_r} \\ V_{c_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{a_r} \\ i_{b_r} \\ i_{c_r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{a_r} \\ \varphi_{b_r} \\ \varphi_{c_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Avec :

R_s : Résistances statoriques.

R_r : Résistances rotoriques.

V_{abc_s} : Les trois tensions statoriques.

V_{abc_r} : Les trois tensions rotoriques.

i_{abc_s} : Les trois courants statoriques.

i_{abc_r} : Les trois courants rotoriques.

φ_{abc_s} : Les flux des trois phases statoriques.

φ_{abc_r} : Les flux des trois phases rotoriques.

❖ Les équations Magnétiques

Les équations magnétiques représentant les flux statoriques et rotoriques sont données

par :

La forme condensée :

$$\begin{cases} [\varphi_{abc_s}] = [L_s] \cdot [i_{abc_s}] + [M_{sr}] \cdot [i_{abc_r}] & (\text{au stator}) \\ [\varphi_{abc_r}] = [L_r] \cdot [i_{abc_r}] + [M_{sr}] \cdot [i_{abc_s}] & (\text{au rotor}) \end{cases} \quad (3.5)$$

La forme matricielle :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \varphi_{a_s} \\ \varphi_{b_s} \\ \varphi_{c_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{a_s} \\ i_{b_s} \\ i_{c_s} \end{bmatrix} + m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{a_r} \\ i_{b_r} \\ i_{c_r} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \varphi_{a_r} \\ \varphi_{b_r} \\ \varphi_{c_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{a_r} \\ i_{b_r} \\ i_{c_r} \end{bmatrix} + m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{a_s} \\ i_{b_s} \\ i_{c_s} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.6)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$[L_s]$: Matrice des coefficients d'inductance statorique.

$[L_r]$: Matrice des coefficients d'inductance rotorique.

$[l_s]$: Inductance propre d'une phase statorique.

$[m_s]$: Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

$[l_r]$: Inductance propre d'une phase rotorique.

$[m_r]$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des coefficients d'inductance mutuelle du rotor sur le stator.

$[M_{rs}]$: Matrice des coefficients d'inductance mutuelle du stator sur le rotor.

m : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statoriques et une phase rotorique.

θ_r : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

En mettant (3.5) dans (3.3) et (3.4), respectivement, nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$\begin{cases} [V_{abc_s}] = [R_s] \cdot [i_{abc_s}] + [L_s] \cdot \frac{d[i_{abc_s}]}{dt} + [M_{sr}] \cdot \frac{d[i_{abc_r}]}{dt} \\ [V_{abc_r}] = [R_r] \cdot [i_{abc_r}] + [L_r] \cdot \frac{d[i_{abc_r}]}{dt} + [M_{rs}]^t \cdot \frac{d[i_{abc_s}]}{dt} = [0] \end{cases} \quad (3.9)$$

La résolution du système d'équations (3.9) est difficile du fait que les termes des matrices des inductances $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]^t$ varient en fonction de la position du rotor par rapport au stator (angle θ) et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage.

On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celles de Park [35].

❖ Les équations Mécanique

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

$$[C_{em}] = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [i_{abc_s}]^t \cdot \frac{d}{dt} \cdot [M_{sr}] \cdot [i_{abc_r}]$$

(3.10)

L'équation mécanique de la machine sera donnée comme suit :

$$[C_{em}] = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_v \cdot \Omega + C_r$$

(3.11)

3.5.3 Choix du référentiel

Pour modéliser la machine asynchrone il faut exprimer leur grandeur dans un repère (d,q) qui fait un angle électrique θ_r avec le rotor et qui fait également un angle électrique θ_s avec le stator mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants, On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant [33], il dépend généralement des objectifs de l'application.

❖ Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au stator $\omega_{réf} = 0$. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [33].

❖ Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au rotor, tournant à une vitesse ω donc $\omega_{réf} = \omega = p \cdot \Omega$. L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [36].

❖ Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où ($\omega_{réf} = \omega_s$) et ($\omega_r = \omega_s - \omega$). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir

appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue [37].

3.5.4 Modèle de la MAS dans le repère de Park

Le comportement électrique et dynamique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil (MAS) est entièrement défini par les trois équations suivantes :

❖ Equation électriques

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_r \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

Avec :

R_s, R_r : Résistances d'une phase statorique, rotorique.

❖ Equation magnétiques

➤ Les relations entre les flux et les courants sont exprimées par :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \phi_{dr} = M \cdot i_{ds} + L_s \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_r \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \phi_{qr} = M \cdot i_{qs} + L_r \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (3.13)$$

Avec :

$$L_s = l_s - M, L_r = l_r - M \text{ et } M = \frac{3}{2} M_0 \quad (3.14)$$

L_s, L_r : Inductance cyclique propre du stator,

M : Inductance cyclique propre du stator-rotor.

➤ Le couple électromagnétique est exprimé par les relations ci-dessous [3]:

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3J}{2p} (\phi_{qs} \cdot \phi_{ds} - \phi_{qs} \cdot \phi_{ds}) \\ C_{em} = p (\phi_{qs} \cdot i_{ds} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \\ C_{em} = pM (\phi_{qr} \cdot i_{dr} - \phi_{dr} \cdot i_{qr}) \\ C_{em} = pM (\phi_{qs} \cdot i_{dr} - \phi_{ds} \cdot i_{qr}) \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{qr} \cdot i_{dr} - \phi_{dr} \cdot i_{qr}) \end{cases} \quad (3.15)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes ;

C_r : Couple résistante imposé à l'arbre de la machine ;

C_{em} : Couple électromagnétique ; p : nombre de pair de pôle ;

θ : Angle électrique entre l'axe de la phase **a** statorique et la phase **a** rotorique.

❖ **Equation des courants**

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot \phi_{ds} + \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \phi_{dr} \\ i_{dr} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot \phi_{qs} + \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \phi_{qr} \\ i_{qs} = \frac{1}{\sigma \cdot L_r} \cdot \phi_{dr} + \frac{M}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot \phi_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{\sigma \cdot L_r} \cdot \phi_{qr} + \frac{M}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot \phi_{qs} \end{cases} \quad (3.16)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} \quad (3.17)$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}, T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (3.18)$$

Ou :

σ : Coefficient de dispersion magnétique ;

T_s, T_r : Coefficient de temps statorique, rotorique ;

Les enrôlements de des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué en (figure .3.4). Les phases rotorique sont court-circuitées sur elle mémés.

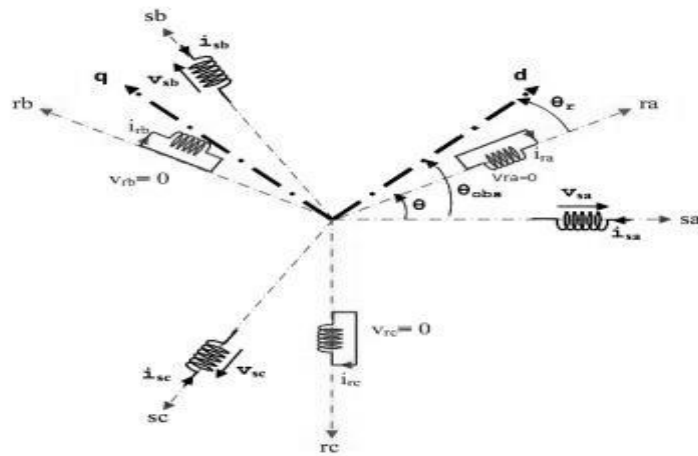


Figure 3.4 Représentation des axes triphasés réels et biphasés selon la transformation de Park.

L'équation mécanique est donnée par la relation :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + k_f \cdot \Omega_r = C_{em} - C_r \quad (3.19)$$

$$\omega_r = \frac{d\alpha}{dt} = p \cdot \Omega_r \Rightarrow \Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (3.20)$$

Avec :

Ω_r : vitesse mécanique du rotor
Simulation: Pour la simulation on choisit l'axe d du repère (d, q) de telle façon à avoir:

$$\theta = 0 \Rightarrow \omega_s = \frac{d\theta}{dt} = 0 \Rightarrow \omega = \omega_s - \omega_r = -\omega_r \quad (3.21)$$

k_f : Coefficient de frottement visqueux ;

$k_f \cdot \Omega_r$: Terme de couple de frottement visqueux.

3.6 Association du convertisseur matriciel triphasé avec la MAS

La commande directe d'un moteur asynchrone sans aucun type d'asservissement présente la base de l'étude menée dans cette mémoire, La figure 3.5 suivante montre la configuration de base de l'alimentation du moteur asynchrone.

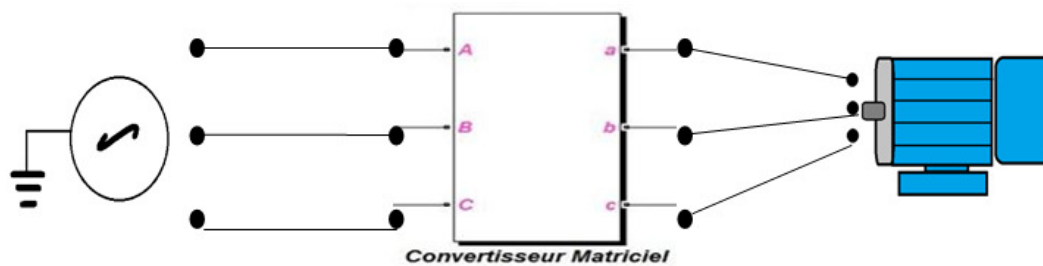


Figure 3.5 Schéma de principe de l'association.

3.7 Simulation et interprétation des résultats

La simulation de la machine asynchrone à cage par un convertisseur matriciel a été exécutée à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK en utilisant les paramètres de la machine mentionnés dans l'annexe. Les résultats de simulation obtenus sont représentés sur les figures ci-dessous, illustrent l'évolution des grandeurs suivantes : vitesse, couple électromagnétique, les courants rotoriques et les courants rotoriques.

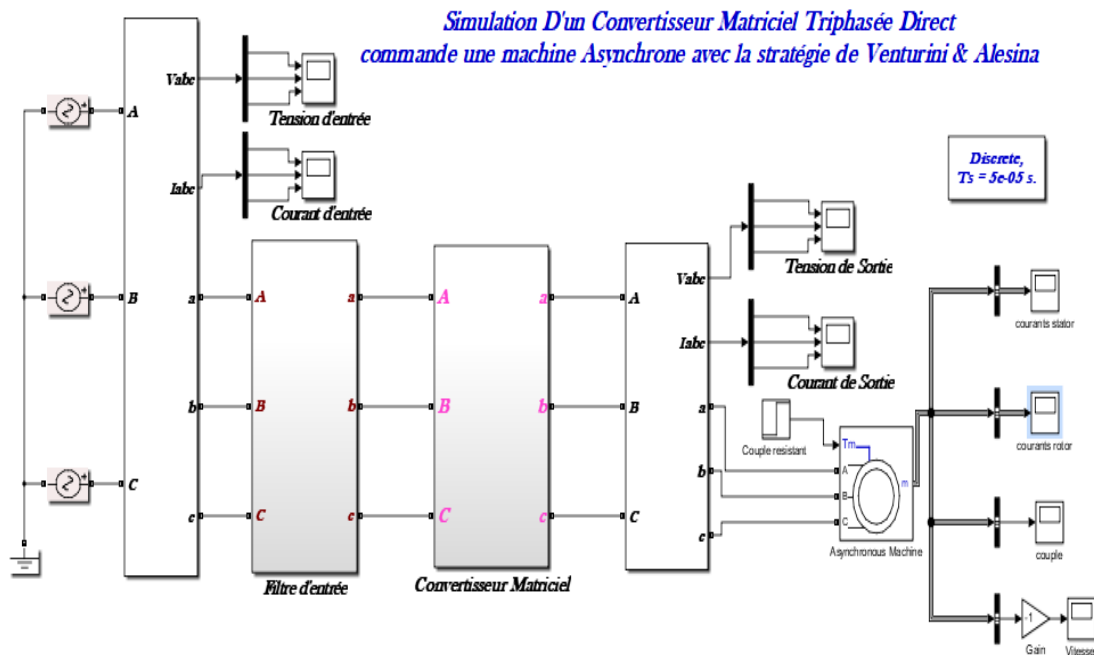


Figure 3.6 Schéma bloc de simulation de la commande d'une machine asynchrone associé au convertisseur matriciel triphasé.

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone associée à un convertisseur matriciel, faire l'analyse. Les résultats obtenus sont représentés sur les figures ci-dessous, illustrent l'évolution des grandeurs suivantes : tension d'entrée, courants d'entrée, tension de sortie, courant de sortie, analyse spectrale des harmoniques du courant d'entrée et de sortie, les courants du stator, les courants du rotor, couple électromagnétique et vitesse de rotation de la machine. La simulation de la machine asynchrone à cage (alimenté directement par le réseau) a été exécutée à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK en utilisant les paramètres de la machine mentionnés dans l'annexe A.

- ❖ Essais à vide : ($C_r = 0 \text{ N.m}$ à $t = 0$ jusqu'à 3s)
- ❖ Essais en charge : ($C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 3$ jusqu'à 6s)

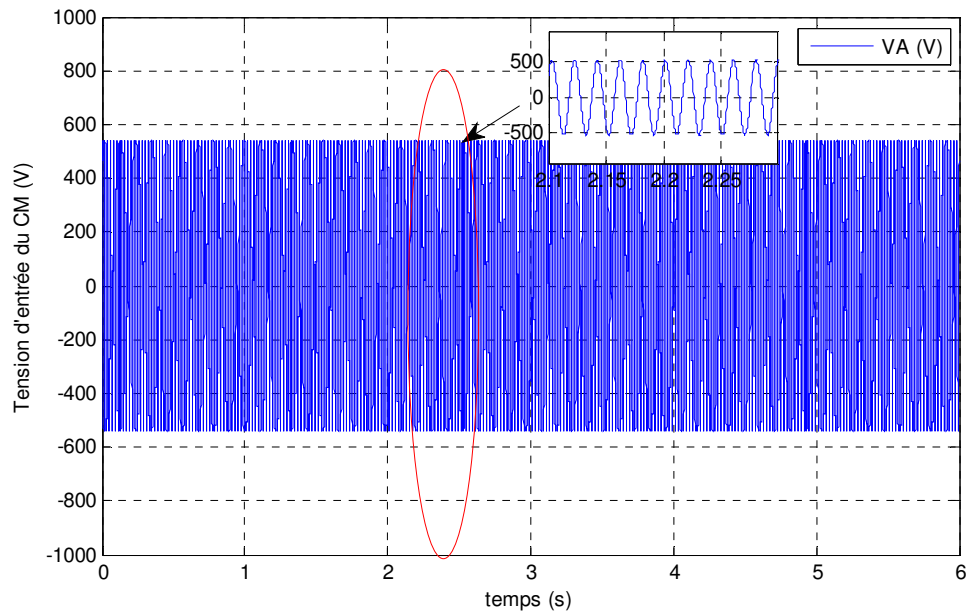


Figure 3.7 Tension composée d'entrée du CM avec zoom.

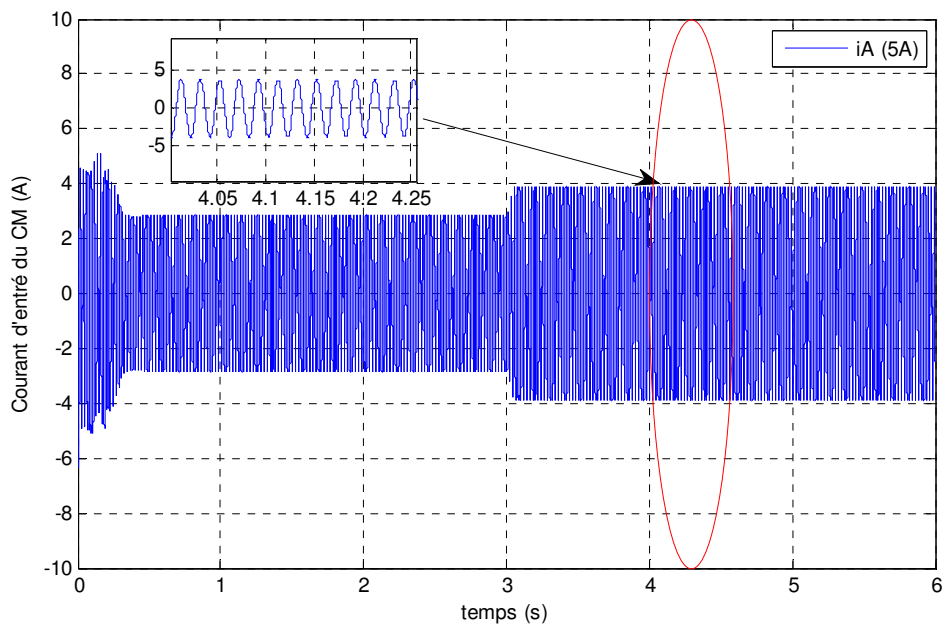


Figure 3.8 Courant d'entré du CM avec zoom.

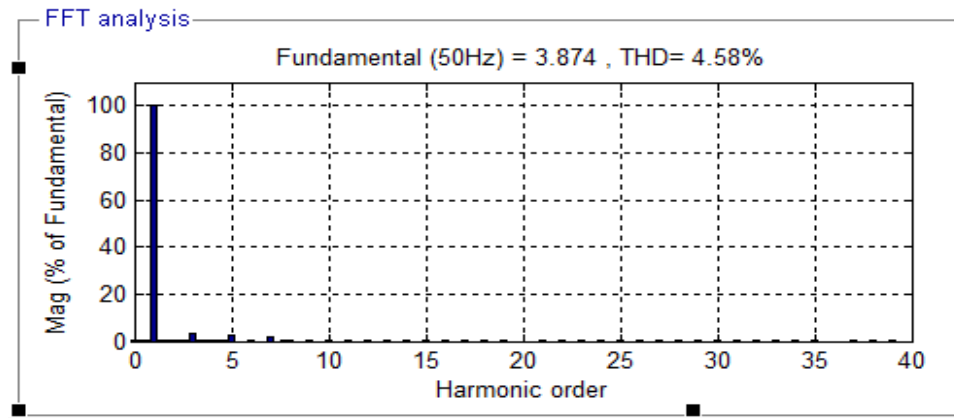


Figure 3.9 Analyse spectrale d'harmonique des courant d'entré du CM.

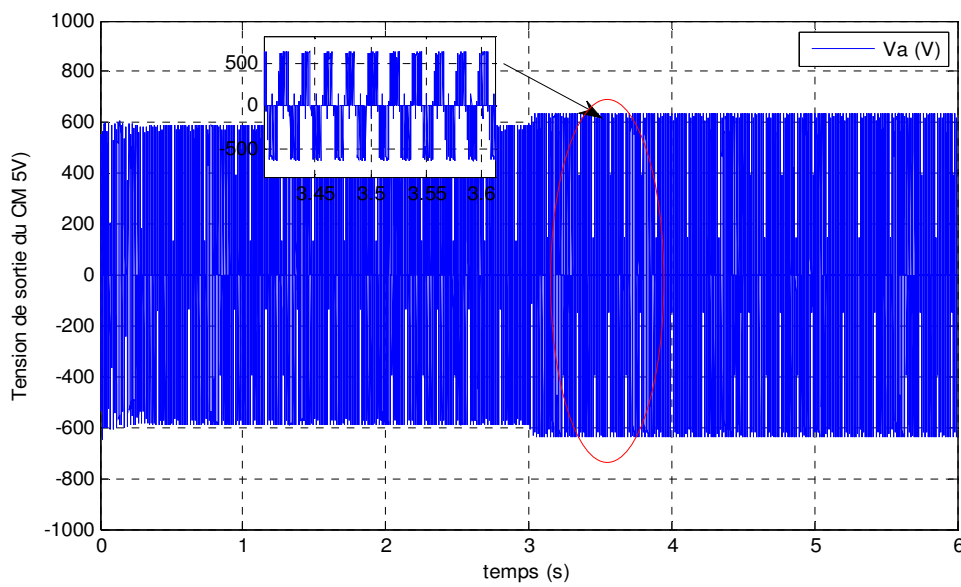


Figure 3.10 Tension composée de sortie du CM avec zoom.

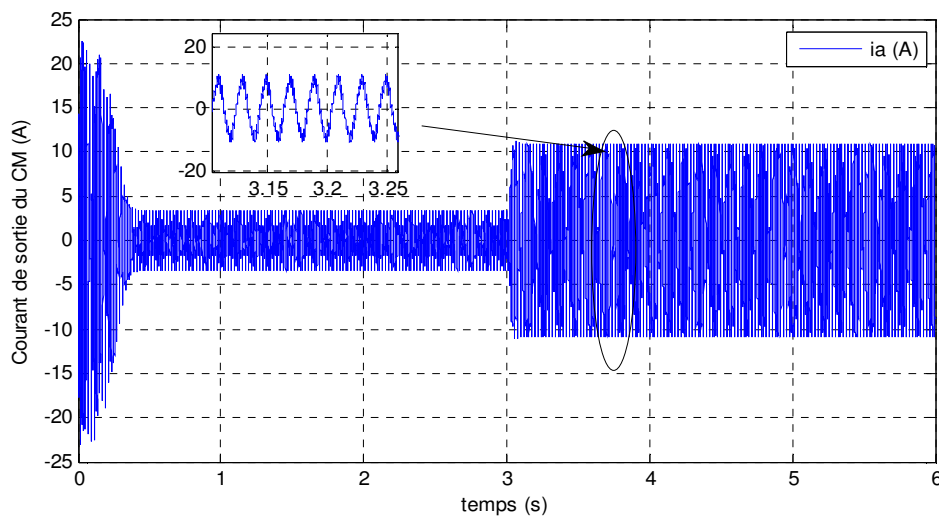


Figure 3.11 Courants de sortie du CM avec zoom.

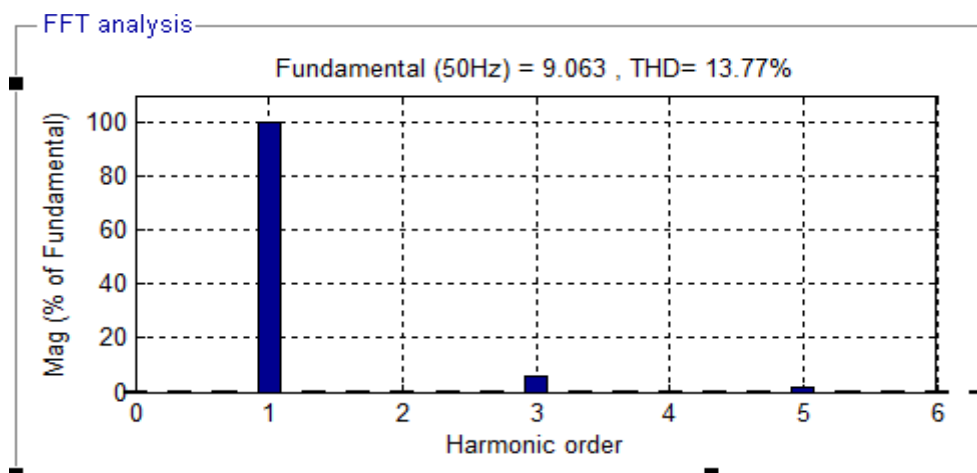


Figure 3.12 Analyse spectrale d'harmonique des courants de sortie du CM.

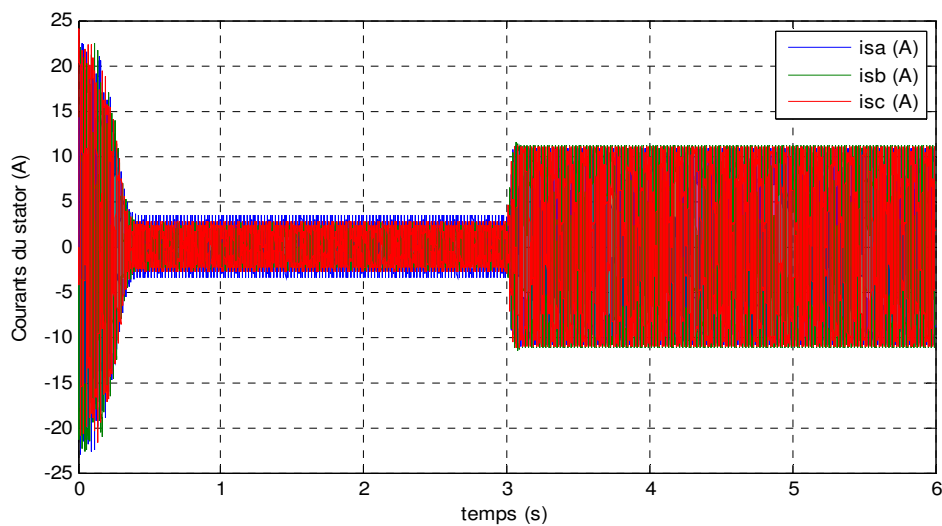


Figure 3.13 Courants du stator.

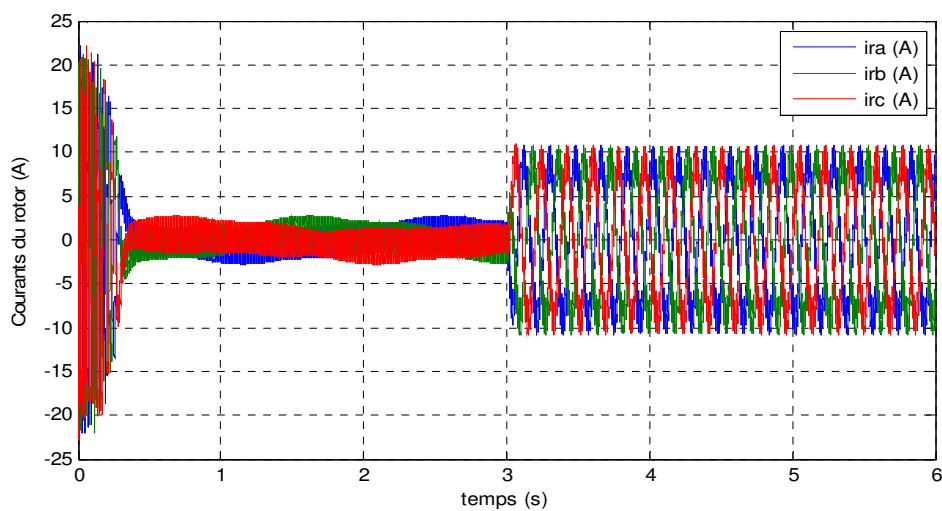


Figure 3.14 Courants du rotor.

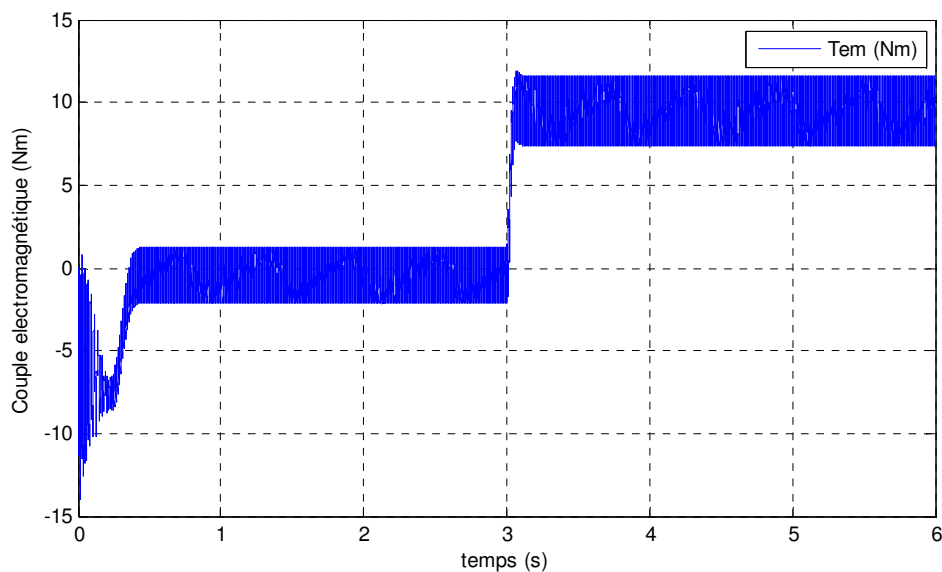


Figure 3.15 Couple électromagnétique.

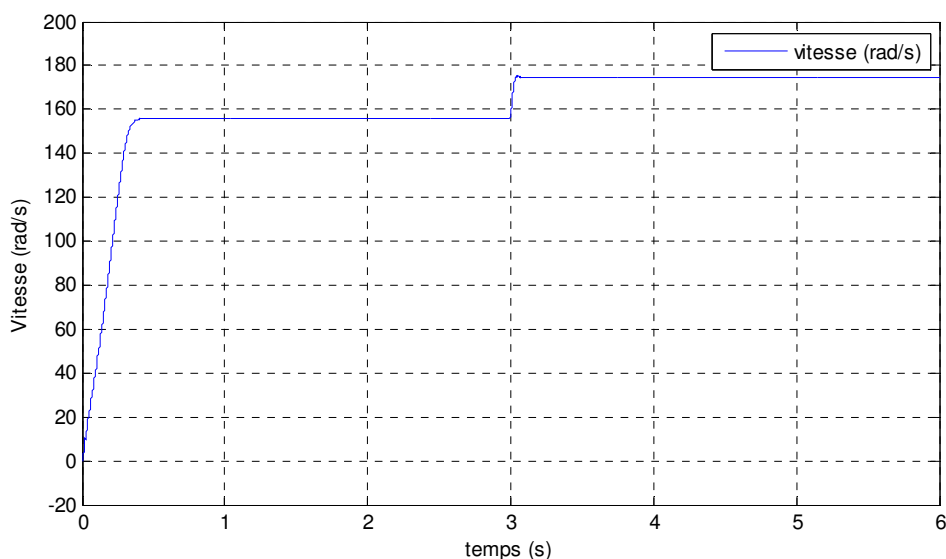


Figure 3.16 Vitesse de rotation

3.8 Interprétations des résultats

Les courbes des figures ci-dessus permettent de relever les remarques suivantes : Les grandeurs d'entrées tensions et courants du convertisseur matriciel sont sinusoïdaux et donne un THD de valeur 4.58, les grandeurs de sortie tensions et courants du convertisseur matriciel, montre un THD de valeur 13.77. La vitesse de rotation atteint sa valeur nominale 157 rad/s au bout du temps puis elle va augmenter à une valeur supérieur à sa valeur de synchronisme (machine fonctionne hyper-synchrone).Après un certain comportement au régime transitoire, le couple électromagnétique prend une valeur 0 N.m puis il augmente pour atteindre la valeur du couple résistant appliqué

(10N.m).L'amplitude du courant statorique (repaire triphasé) augmente à l'instant 3s selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une étude sur l'association de la machine asynchrone avec un convertisseur matriciel par la commande de VENTURINI. Premièrement, nous avons introduit des généralités sur la MAS à cage, puis nous avons modélisé cette machine dans le repère triphasé en établissant un modèle mathématique dont la complexité a été réduite par l'utilisation de la transformation de Park qui permet de passer du système triphasé vers le système biphasé (d,q). En plus, la modélisation du convertisseur matriciel piloté par la stratégie de commande de VENTURINI MLI a été détaillée dans le chapitre 2. Les résultats de simulation obtenus montrent les bonnes performances statiques et dynamiques de cette association.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire porte essentiellement à l'étude du convertisseur matriciel triphasé, qui nous le considérons comme une innovation technologique dans le domaine de l'électronique de puissance à cause de sa simplicité de conception et de commande, il est donc capable de convertir les tensions d'entrée et tensions de sortie avec une fréquence et amplitude différente. Le rôle de ce convertisseur est de relier directement les générateurs triphasés aux systèmes triphasés de puissance sans l'intermédiaire du circuit continu, il est souvent utilisé dans les systèmes d'entraînement électrique à vitesse variable et les énergies renouvelables.

Dans le premier chapitre, nous avons analysé les différents types des convertisseurs assurant la conversion AC/AC de nature directe et indirecte, nous avons parlé aussi sur les différentes topologies, ces avantages et ces inconvénients ainsi que son domaine d'utilisation.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié la structure du convertisseur matriciel, et ses différentes stratégies de commande par la méthode de Venturini et la technique de commande SVM. En suite nous avons effectué une série de simulations du convertisseur matriciel associé à une charge linéaire RL. L'intérêt et l'importance de cette simulation est d'identifier la meilleure stratégie qui donne les meilleurs résultats des grandeurs électriques (courants et tensions) d'entrés et de sorties du convertisseur ainsi que la forme sinusoïdale des courant et sa valeur de THD vis-à-vis aux perturbations harmoniques, les résultats obtenus montrent que chaque méthode donne des bonnes résultats et que la forme des courants sont purement sinusoïdaux et que la valeur de THD ne passe pas à 5% , valeur imposée par les norme IEEE512 en terme d'harmonique.

Le dernier chapitre est réservé à la définition et la modélisation du moteur asynchrone à cage d'écureuil associé à un convertisseur matriciel appliquant la stratégie de commande de Venturini à cause de sa simplicité et sa facilité par rapport à l'autre méthode. Des essais à vide et en charge ont été effectués, les résultats de simulation obtenus de l'ensemble donnent des bonnes performances et caractéristiques des grandeurs statiques et dynamiques. Cela permet de mettre en évidence l'avantage et l'intérêt du convertisseur matriciel proposé et sa stratégie de commande.

Conclusion générale

Les perspectives de développement des nouvelles stratégies de commande du convertisseur matériel basés sur des technique avancées, et faire régulation et la commande en boucle fermée de l'ensemble convertisseur matriciel-machine. En fin, des essais pratiques sur le modèle proposé.

Bibliographie

- [1] **P.Grbovic**, «ultra-capacitor based regenerative energy storage and power factor correction device for controlled electric drives», Thèse de doctorat, de l'école Centrale de Lille (L2EP), juillet 2010 .
- [2] **F.Labrique, G.Segguier, R.Bausiere**, «Les convertisseur de l'électronique de puissance, volume4 :la conversion continu-alternatif» édition TEC&DOC, Lavoisier :2nd édition,1995 .
- [3] **J.Rodriguez**, « A new control technique for AC-AC converters. in Control in Power Electronics and Electrical Drives». Proceedings of the Third IFAC Symposium, 12-14 Sept. 1983. 1984. Oxford, UK: Pergamon
- [4] **D.A. Paice** «Power electronic converter harmonics: Multipulse methods for clean power», IEEE Press, New york, 1995.
- [5] **J. UNGER** « Introduction à la compatibilité électromagnétique », Haute école d'ingénierie et de gestion du canton de Vaud (heig-vd), SUISSE.
- [6] **Shi, Qingxin, Liang, Hao, Hou, Tianyi, Bai, Linqun , Xu, Wilsun & Li, Fangxing..** Passive filter installation for harmonic mitigation in residential distribution systems.10.1109/PESGM.2017.8273994. (2017)
- [7] **Sanae Rechka**« étude de méthodes de filtrage des harmoniques dans les réseaux électriques de distribution». (maitrise en génie électrique, l' Université du Québec à Trois-Rivière, TroisRivière). (2002).
- [8] **J. Xu**, “ Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité ”, Thèse de docteur de l'Institut national polytechnique de Lorraine, Génie électrique, Janvier 1994.
- [9] **H.Shahalami**, “Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrone à vitesse variable “, Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2001.
- [10] **S.K. Maddula, J.C. Balda** : Lifetime of Electrolytic Capacitors in Regenerative Induction Motor Drives"", dans Proceeding. PESC, pp.153-159, Juin 2005.

- [11] **Delarue,P., C. Rombaut, and G. Séguier**, Les convertisseurs de l'électronique de puissance. 3 ed2007: Lavoisier.
- [12] **W. A. HILL, R. A. TURTON, R. J. DUNGAN and C. L. SCHWALM**, « A Vector Controlled Cycloconverter Drive for an Icebreaker », IEEE Trans, On Industry Applications, Vol. IA-23, N°6,pp.1036-1042, November/December 1987.
- [13] **Klumpner, C., Lee, M. Y, &Wheeler, P.** (in press). A new three-level sparse indirect matrix converter. In IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics
- [14] **M.hamadi, M.loucif**,Mémoire «Implémentation virtuelle de l'algorithme de Venturini pour un convertisseur matriciel direct »Université Abderrahmane Mira-Bejaïa,2012-2013
- [15] **M.CHIALI El Mehdi**,These doctorat « Commande directe du couple d'une machine asynchrone pilotée par un Convertisseur matriciel »Universite djillali liabes de sidi-bel-abbes,29/06/2017
- [16] **OUBELLI, Lyes Ait.** Mise on œuvre d'un model générique du convertisseur matriciel dans les environnements EMTP-RV eSIMULINK. Montréal : Polytechnique de Montréal,2011.
- [17] **Zhang L.,Watthanasam C. and Shepherd W.** Analysis and comparison of techniques for AC-AC matrix converter, IEEE Pro of Elect. Power Appli.,vol.145,no.4,Jul.1998.
- [18] **L.Huber, D.Borojevic NBurany.** Analysis design and implementation of the space vector modulator for forced-commutated cycloconvertors IEE Proc., Elec. Power Appl.,vol.139, no.2,pp.103-113,Mar1992.
- [19] **L.Huber, D. Borojevic.** Space vector modulated three-phase to three matrix converter with input power factor correction. IEEE Trans. On Ind. App., vol.31, no.6,pp.1234-1246,Nov-Dec, 1995.
- [20] **L.Gyugi, B.Pelly.** Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and Applications. New York,Wiley. 438, 1976.
- [21] **M.Venturini, A. Alesina** Generalised Transformer: A New Bidirectional,Sinusoidal Wave form Frequency Converter With Continuously Adjustable Input. Power Factor. PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, p. 242-252, 1980

- [22] **J. Rodriguez.** A new control technique for AC-AC converters. in Control in Power Electronics and Electrical Drives. Proceedings of the Third IFAC Symposium, Oxford, UK, Pergamon. 12-14 Sept.1984.
- [23] **P.Kazmierkowski, M., R.Krishnan, and F. Blaabjerg,** Control in Power Electronics: Selected Problems, ed. E. Science, San Diego: Academic Press. 518,2002 .
- [23] **L.Duguay,** Commande programmable pour un convertisseur direct, École Polytechnique de Montréal: Montréal. p. 244,1988.
- [24] **Grbovic, P .J.,** et a l., Turn-on performance of reverse blocking IGBT (RB IGBT) and optimization using advanced gate driver. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010.25(Compendex): p. 970-980.
- [25] Sim Power Systems User's Guide, The Mathworks Inc,2011.
- [27] **D. Grant, P ,Wheeler,** « Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter». IEE Proceedings: Electric Power Applications, p. 53-60. 1997.
- [28] **C.L, Neft, C.D. Schauder,** «Theory and design of a 30-hp matrix converter. IEEE Transactions on Industry Applications»,: p. 546-551, 1992.
- [29] **Lee Empringham, Liliana de Lillo, Patrick W Wheeler et Jon Clare**“Matrix ConverterProtection for More Electric Aircraft Applications”, IEEE IECON 2006 -32nd Annual Conferenceon Industrial Electronics. pages 2564-2568, Paris, France, Novembre 2006.]
- [30] **Hulusi Karaca, Ramazan Akkaya,Huseyin Dogan** «A Novel Compensation Method Based Matrix Converter in Input Voltage Variations» Actes De la Multi Conférence international des ingénieurs et informations, II Vol IMECS Hong Kong ,2009 .

- [31] **Mouad Oubidar, Sedik Bendaoud.** « Machine synchrone/asynchrone ». Projet de fin d'étude en ingénierie dans le cadre du programme en génie électromécanique 30 avril 2010, Université du Québec.
- [32] **Guy Séguier et François Notelet,** Électrotechnique industrielle.
- [33] **Caron J. P., Hautier J.P.,** Modélisation et commande de la machine asynchrone, Edition Technic pub- 1995.
- [34] **Chatelain Jean,** Traité d'électricité Tome 1, Presse polytechniques Romandes – 1983.
- [35] **M.S. Nait Said & N. Nait Said** Modélisation vectorielle d'une machine à courant alternatif triphasé & symétrique. Cours destiné aux ingénieurs en électrotechnique des années avancées et en Post-Graduation. Université de Batna - 2004.
- [36] **A. Essadki, A.Oukassi, M.Maaroufi & M.Cherkaoui,** Orientation de flux d'une machine asynchrone à cage alimentée en courant « estimation du flux rotorique », IEEE2000.
- [37] **Tarbouchi Mohamed,** Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone, régime dé fluxé. Thèse présentée pour l'obtention du grade de (P.Hd) à l'université de Laval. Québec – 1997..

ANNEXE

➤ Paramètre de la source

$$V_{\text{eff}} = 220\text{V}$$

$$F = 50\text{Hz}$$

➤ Paramètre de filtre d'entrée

$$R_f = 5 \Omega.$$

$$L_f = 30 \times 10^{-3} \text{H}.$$

$$C_f = 25 \times 10^{-6} \text{F}.$$

➤ Paramètre du convertisseur

$$f_{\text{ech}} = 5 \text{KHz}.$$

➤ Paramètre de charge RL :

$$R_{\text{ch}} = 10 \text{ Ohm}.$$

$$L_{\text{ch}} = 100 \text{ mH}.$$

➤ Paramètre de la machine :

$$R_s = 1.395 \text{ (Résistance statorique)}$$

$$R_r = 0.021 \text{ (Résistance rotorique)}$$

$$l_s = 5.839 \times 10^{-3} \text{ (Inductance de fuite statorique)}$$

$$l_r = 5.839 \times 10^{-3} \text{ (Inductance de fuite rotorique)}$$

$$M = 0.1722 \text{ (Mutuelle inductance)}$$

$$L_s = l_s + (M) \text{ (Inductance statorique)}$$

$$L_r = l_r + (M) \text{ (Inductance rotorique)}$$

$$p = 2 \text{ (Nombre de paires de pôles)}$$

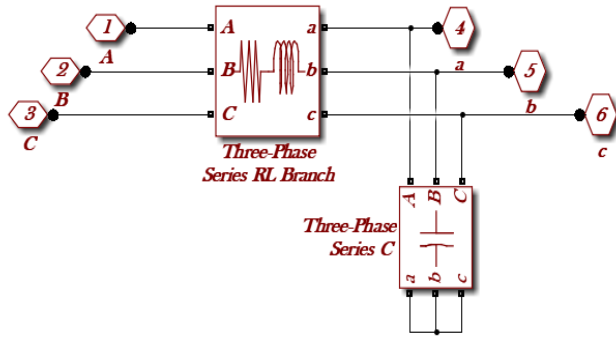
$$T_s = L_s / R_s \text{ (constante de temps statorique)}$$

$$T_r = L_r / R_r \text{ (Constante de temps rotorique)}$$

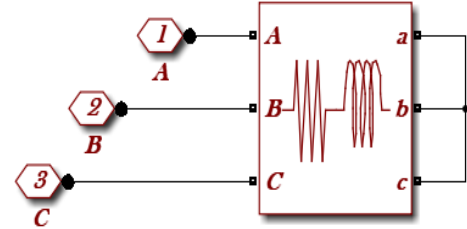
$$\sigma = 1 - (M^2 / L_r * L_s). \text{ (Coefficient de dispersion)}$$

Référence : M.CHIALI El Mehdi, These doctorat « Commande directe du couple d'une machine asynchrone pilotée par un Convertisseur matriciel » Université djillali liabes de sidi-bel-abbes, 29/06/2017

➤ Schéma descriptif des sous-systèmes sur MatLab(Simulink)

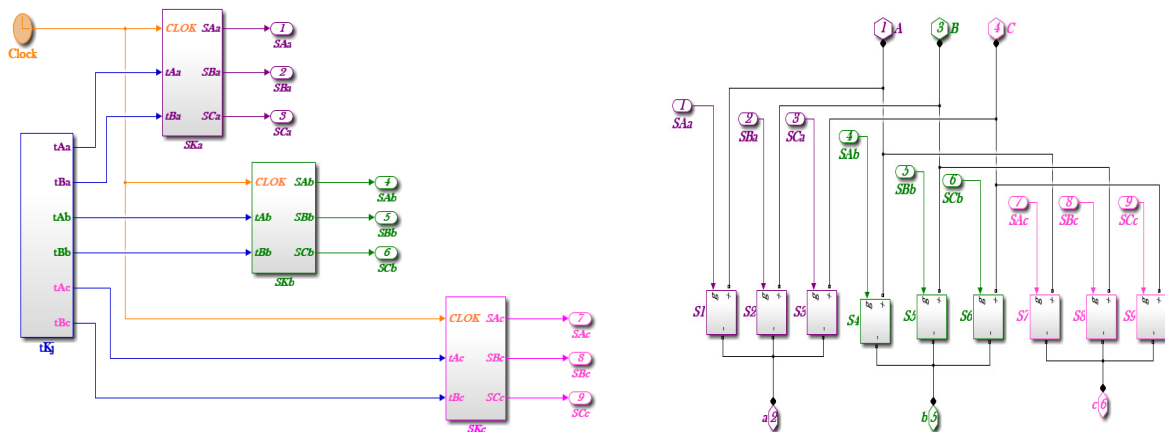


Le filtre d'entrée



La charge RL

La commande de Venturini & Alesina



La commande SVM

