

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

THÈME

Commande du convertisseur matriciel

Proposé et dirigé par :

- Mr. BENSLIMANE Tarak

Présenté par :

- ZENBOUA Noureddine

Année Universitaire : 2012/2013

N° d'ordre : 0 87

Remerciements

Je tiens à remercier tout d'abord mon Dieu « الحمد لله رب العالمين ».

Je tiens à remercier très vivement mon encadreur Dr. BENSLIMANE Tarak, pour sa patience, ces directives enrichissantes et sa disponibilité.

Mes remerciements et toute mes gratitude s'adressent à tous les collègues et les enseignants du département d'électrotechnique de M'sila avec qui j'ai eu l'occasion d'avoir des discussions enrichissantes et de partager des moments et des souvenirs inoubliables tant sur le plan scientifique que sur le plan culturel.

Merci à mes collègues et amis avec qui j'ai partagé de merveilleux moments, et qui m'ont accompagné et soutenu au cours de ce projet.

Finalement, je remercie ma famille pour l'ambiance chaleureuse dont elle m'a entourée, de sa patience et de sa générosité tout au long de la réalisation de ce mémoire.

DÉDICACE

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

A mes frères

A mes sœurs

A mes chers amis

A toute ma famille

A tous les amies d'études surtout

Ceux CSE Promotion 2013

ZENBOUA Noureddine

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre I Généralités sur les convertisseurs AC/AC	3
I. Généralités sur les convertisseurs AC/AC	4
I.1 Introduction	4
I.2 Convertisseur AC-AC indirecte (à fréquence intermédiaire (AC / DC / AC)).....	4
I.3 Convertisseur AC-AC direct	5
I.3.1 Gradateur.....	5
a. Commande par angle de phase	6
b. Commande par train d'onde	7
c. Commande par hachage (commande MLI).....	7
I.3.2 Cycloconvertisseur.....	9
I.3.3 Convertisseur matriciel	12
I.4 Conclusion.....	13
Chapitre II Modélisation du convertisseur matriciel (3x3)	14
II.1 Théorie de fonctionnement du convertisseur matriciel triphasé	15
II.1.1 Modélisation du convertisseur en fonction des états logiques des interrupteurs.....	15
II.1.2 Modélisation du convertisseur en fonction des rapports cycliques des interrupteurs	18
II.2 Nature des interrupteurs du convertisseur matriciel.....	20
II.3 Risque de défaut lors des commutations	22
II.4 Gestion des commandes des interrupteurs	22
II.5 Amélioration du ratio de tension.....	25
II.6 Conclusion.....	27
Chapitre III Commande du convertisseur matriciel (3x3).....	28
III. Commande du convertisseur matriciel	29
III.1 Méthode de Venturini & Alesina	29
III.1.1 Introduction	29
III.1.2 Analyse sur une branche de sortie.....	30
III.1.3 Interprétation graphique	31
III.1.4 Détermination des temps de fermeture des interrupteurs.....	32

III.1.5 Réglage du facteur de déplacement.....	34
III.2 Simulation de l'association Réseau électrique – Convertisseur matriciel 3x3 – Moteur asynchrone	35
III.3 Conclusion	44
Conclusion générale et perspectives.....	45
Annexe.....	46
Références bibliographiques.....	47

Liste des figures

Figure I.1: Schéma synoptique du convertisseur AC/DC/AC à circuit intermédiaire de tension continue	5
Figure I.2: Structure générale du convertisseur AC/AC direct	5
Figure I.3: Modèle d'un interrupteur électronique utilisé dans le gradateur	6
Figure I.4: Structur de commande d'un gradateur monophasé par angle de phase.....	7
Figure I.5: Structur de commande par train d'onde	7
Figure.I.6: Schéma du gradateur MLI	7
Figure I.7: Topologie du gradateur MLI monophasé	8
Figure I.8 : Formes d'ondes des courants et des tensions de la structure de base du gradateur MLI pour $\alpha=0,5$	8
Figure I.9 : Structure de Cycloconvertisseur triphasé	10
Figure I.10 : Formes d'onde des tensions et des courants du cycloconvertisseur triphasé	11
Figure II.1: Exemple de chronogramme du fonctionnement des interrupteurs S_{ij} sur une période d'échantillonnage.....	16
Figure II.2: Exemple de connexions possibles dans un convertisseur matriciel	17
Figure II.3: Caractéristique statique de l'interrupteur bidirectionnel en tension et en courant.	20
Figure II.4: Caractéristiques statiques d'interrupteurs unidirectionnels	20
Figure II.5: Assemblage d'interrupteurs trois quadrants.....	21
Figure II.6: Construction des Interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant.....	21
Figure II.7: Circuit illustrant la commutation entre deux interrupteurs	22
Figure II.8: Illustration du cheminement du courant entre la source et la charge ($V>0;I>0$) avec une stratégie de commutation par étapes.....	24
Figure II.9: Zone de construction des ondes de sortie	26
Figure II.10: Zone de construction des ondes de sortie après modification du point neutre de la source pour un gain maximal de 75 %	26
Figure III.1: Convertisseur matriciel trois phases à une phase.....	30
Figure III.2: synthèse de la tension de sortie, pour une séquence k, à partir des tensions d'entrées	31
Figure III. 3 : Évolution de la référence V_o , réf de la séquence k à k+1(cas général)	32
Figure III.4: Évolution de la fréquence et d'amplitude des tensions de références du convertisseur matriciel.....	36

Figure III.5: Évolution de la tension de référence de la phase 1 du convertisseur matriciel....	36
Figure III.6: Analyse spectrale de la tension de référence de la phase 1 du convertisseur matriciel.....	37
Figure III.7: Tensions simples du réseau électrique alimentant le convertisseur matriciel.....	38
Figure III.8: Évolution de la tension de sortie du convertisseur matriciel et sa référence pour la phase 1	39
Figure III.9: Analyse spectrale de la tension de sortie de la phase 1 du convertisseur matriciel	40
Figure III.10: Tension simple appliquée au stator de la machine asynchrone (phase 1).....	41
Figure III.11: Courants statoriques de la machine asynchrone	42
Figure III.12: Vitesse rotorique et couple électromagnétique de la machine asynchrone.....	43

Liste des tableaux

Tableau II.1: Transitions sûres entre les interrupteurs S_1 et S_2 pour un courant positif.....	23
Tableau II.2: Transitions sûres entre les interrupteurs S_1 et S_2 pour un courant négatif.....	23

Liste des sigles et d'abréviations

Liste des abréviations

AC	Alternating current (Courant alternatif).
DC	Direct current (Courant continu).
CDF	Convertisseur direct de fréquence.
CM	Convertisseur Matriciel.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions.

Liste des sigles

Féch	Fréquence d'échantillonnage.
Φ_o	Déphasage entre la tension de sortie et le courant de sortie.
hij	Fonction d'existence de l'interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».
IA, IB, IC	Courants du port d'entrée.
Ia, Ib, Ic	Courants du port de sortie.
Kij	Interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».
K	Indice d'une séquence d'échantillonnage.
mij	Rapport cyclique de l'interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».
q	Ratio de tension Sortie sur entrée.
Sij	Interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».
Si	Section où se trouve la phase de la tension de sortie de référence.
Tech	Période d'échantillonnage.
Ti	Période du signal d'entrée.
To	Période du signal de sortie.
t1, t2, t3	Temps de fermetures des interrupteurs connectés à la phase "a" et aux phases "A", "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.
VA,VB,VC	Tensions de phase du port d'entrée.
Va, Vb, Vc	Tensions de phase du port de sortie.

Vref	Tension de référence.
Vo	Tension de sortie.
Vin	Tension d'entrée.
Tech	Tension moyenne sur une période de l'échantillonnage de la tension de phase
ω_i	Fréquence angulaire du port d'entrée.
ω_0	Fréquence angulaire du port de sortie.

Introduction générale

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

- La commande des moteurs alternatifs,
- L'interconnexion de réseaux électriques,
- L'amélioration du rendement des systèmes éoliens
- La régulation de l'alimentation électrique des avions.
- Les systèmes flexibles de transmission de courant alternatif (FACTS)

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

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

Les convertisseurs AC/AC directs ne possèdent pas de lien à courant continu et sont constitués d'un seul étage. Ils connectent les phases d'entrée aux phases de sortie au travers d'éléments semi-conducteurs uniquement. Le convertisseur AC/AC le plus commun est le gradateur. Constitué d'une paire de semi-conducteurs montés en tête-bêche, il permet d'ajuster l'amplitude de la tension de sortie mais non sa fréquence. Plusieurs structures pour différentes applications tant en monophasé qu'en triphasé existent [3].

Les cycloconvertisseurs sont des convertisseurs directs de fréquence à commutation naturelle qui permettent d'obtenir, à partir d'un réseau AC de fréquence donnée, une ou plusieurs tensions de fréquence plus petite, généralement très inférieure à celle du réseau d'alimentation. Du fait qu'ils ne fonctionnent qu'en abaisseur, les cycloconvertisseurs ne

constituent donc qu'une partie de l'ensemble des convertisseurs directs de fréquence, qui comprennent également les multiplicateurs de fréquence tels que les convertisseurs matriciels. Vu la complexité de ces dispositifs, ceux-ci se situent essentiellement dans le domaine des fortes puissances nécessitant de basses fréquences d'opération. Ils servent essentiellement à la commande de vitesse de grandes machines alternatives telles que les machines synchrones [2].

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

Dans le premier chapitre, des généralités sur les différents convertisseurs AC/AC sont présentées. Le deuxième chapitre est dédié à la modélisation du convertisseur matriciel 3x3. Le troisième chapitre est consacré à la présentation de la commande par la méthode de Venturini appliquée sur le convertisseur matriciel 3x3. Les résultats de simulation du convertisseur matriciel 3x3, alimentant séparément une machine asynchrone triphasée, sont présentés et commentés à la fin du chapitre trois.

Chapitre I

The word 'Chapitre I' is written in a large, bold, yellow-to-brown gradient font. Below the text is a dark brown shadow of the same text, creating a 3D effect.

Généralités sur les convertisseurs AC/AC

I. Généralités sur les convertisseurs AC/AC

I.1 Introduction

Dans ce chapitre, les différents convertisseurs AC/AC sont décrits ainsi que leurs principes de fonctionnement, leurs avantages et leurs inconvénients.

I.2 Convertisseur AC-AC indirecte (à fréquence intermédiaire (AC / DC / AC))

Généralement le principe des convertisseurs de fréquence est basé sur une conversion indirecte. Elle se divise en deux conversions successives. D'abord, on effectue le redressement de la grandeur alternative en une grandeur continue ou quasi continue qui est ensuite convertie en grandeur alternative de sortie.

Dépendamment du type de liaison mis en œuvre, du type de commande utilisé et de la nature des commutations des différents étages (redresseur et onduleur), différentes structures sont possibles pour réaliser ce type de convertisseur [3].

Il existe principalement trois types différents de convertisseurs de fréquence indirects :

- . Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de courant continu (convertisseur-I).

Le circuit intermédiaire consiste en une inductance de stockage, imposant le courant du circuit intermédiaire aux phases de la charge. Bien que le montage et la commande de ce type de convertisseur soient relativement simples, ce dernier possède beaucoup d'inconvénients.

D'abord, l'ondulation en puissance est très prononcée, de plus, la dynamique des courants de sortie est limitée et finalement l'inductance de stockage est gênante par rapport à l'aspect constructif.

- . Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (convertisseur-U, DC-voltage Link converter). Le circuit intermédiaire consiste en un condensateur de stockage, imposant la tension du circuit intermédiaire aux phases de la charge. Ce type de convertisseur est le plus répandu étant donné que le montage et la commande sont relativement simples.

- . Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire oscillant fonctionne également à base d'une tension intermédiaire. A l'aide d'un circuit de résonance LC ainsi que des commutateurs auxiliaires, les commutations des éléments principaux de la partie onduleur s'effectuent, par exemple, à tension nulle. Ceci permet d'augmenter considérablement la fréquence de pulsation donnant ainsi une très bonne dynamique de courant à la sortie.

La figure (I-3) représente un schéma synoptique du convertisseur AC/DC/AC à circuit intermédiaire de tension continue [4].

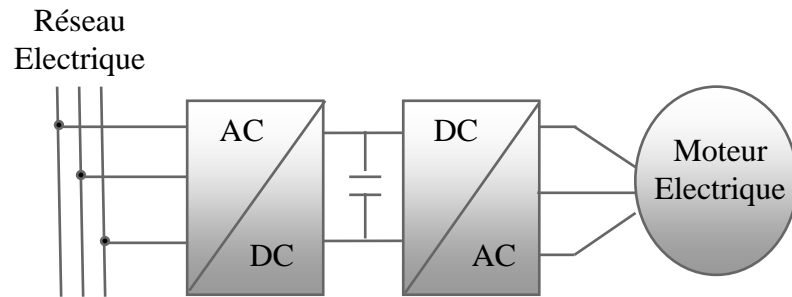


Figure I.1: Schéma synoptique du convertisseur AC/DC/AC à circuit intermédiaire de tension continue

I.3 Convertisseur AC-AC direct

Suivant les indications de la figure (I.2) et que la conversion s'effectue en une seule étape car on convertit une grandeur alternative d'entrée en une grandeur alternative de sortie. L'élément de stockage d'énergie n'est pas nécessaire. Le convertisseur direct peut être identifié en tant que trois approches topologiques distinctes. La première et la plus simple topologie peut être employée pour changer l'amplitude d'une forme d'onde alternative d'entrée, cette topologie s'appelle gradateur. La seconde peut être utilisée si sa fréquence de sortie est inférieure à sa fréquence d'entrée, cette topologie s'appelle Cycloconvertisseur. La troisième, basée sur la modulation des tensions d'entrée par l'intermédiaire des interrupteurs électroniques pour former une tension de sortie de fréquence et d'amplitude variables, est appelée convertisseur matriciel [5].

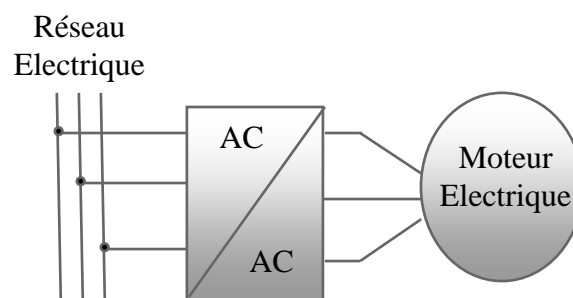


Figure I.2: Structure générale du convertisseur AC/AC direct

I.3.1 Gradateur

Bien que cela ne soit pas la seule technique possible, tous les gradateurs fonctionnent actuellement sur le principe de la commande de phase, et qui, rappelons 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 [6].

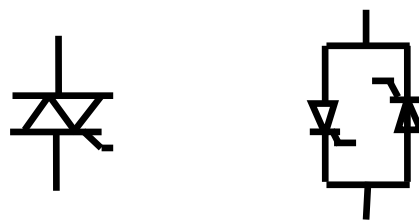
Le gradateur est un montage qui permet de faire varier la valeur de la tension efficace aux bornes d'une charge telle qu'un moteur sans changer la fréquence de l'onde de tension alternative de la source (réseau électrique).

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 (figure I.3) 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 :

- Soit avec 1 seul composant : le triac
- Soit en assemblant deux thyristors tête-bêche



a) Triac

b) Thyristors Tête-bêche

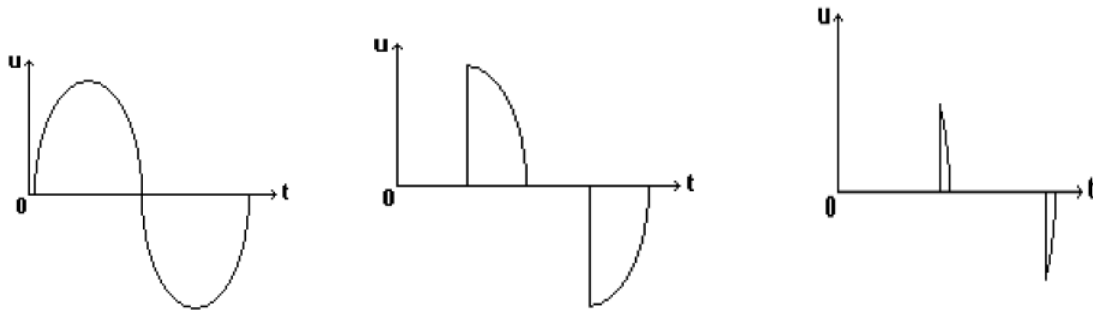
Figure I.3: Modèle d'un interrupteur électronique utilisé dans le gradateur

On distingue trois types de commande :

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

a. Commande par angle de phase

L'interrupteur autorise le passage du courant durant un temps plus ou moins long de la demi-période. Ce temps est défini par le rapport cyclique qui est le rapport du temps de fermeture divisé par la demi-période, il est donc compris entre 0 et 1. Quand il est égal à 0 la tension de sortie est quasiment nulle et quand il est égal à 1 la tension de sortie est la même que celle de l'entrée (du réseau) (figure I.4).



Rapport cyclique = 1

rapport cyclique = 0,5

Rapport cyclique proche de 0

Figure I.4: Structure de commande d'un gradateur monophasé par angle de phase

b. Commande par train d'onde

L'interrupteur autorise le passage du courant pendant une durée T_1 correspondant à un nombre entier de demi-périodes de la tension d'entrée (réseau électrique). Puis il coupe pendant le reste de la période T_2 de fonctionnement. On règle le transfert d'énergie en faisant varier le rapport T_1/T_2 (figure I.5). Ce procédé est réservé aux machines à fortes inerties telles que les fours, le chauffage (dans ce cas inertie thermique) [6].

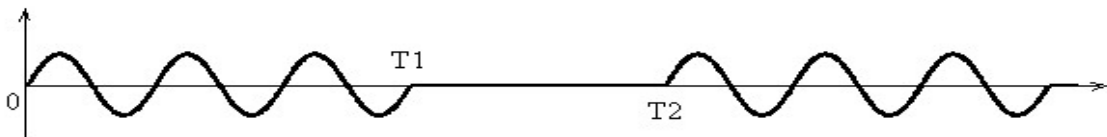


Figure I.5: Structure de commande par train d'onde

c. Commande par hachage (commande MLI)

Le principe de fonctionnement du Gradateur MLI est similaire au fonctionnement du hacheur continu classique mais les sources d'entrée et de sortie ne sont plus continues mais sinusoïdales (figure I.6) [4].

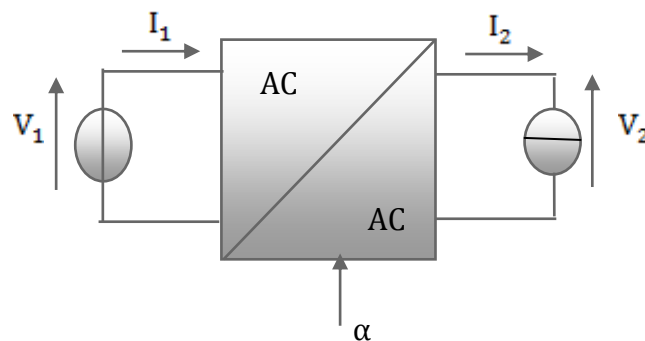


Figure I.6: Schéma du gradateur MLI

Les relations entre les grandeurs d'entrée et de sortie sont valables pour les valeurs efficaces du fondamental en considérant que la fréquence de commutation f_{dec} est élevée par rapport à la fréquence de la tension du réseau f_{net} . Ainsi la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie V_2 dépend de la valeur efficace du fondamental de la tension d'entrée V_1 et peut être ajustée en agissant sur le rapport cyclique α .

La topologie considérée est basée sur une association différentielle des cellules de commutation conformément à la figure [7].

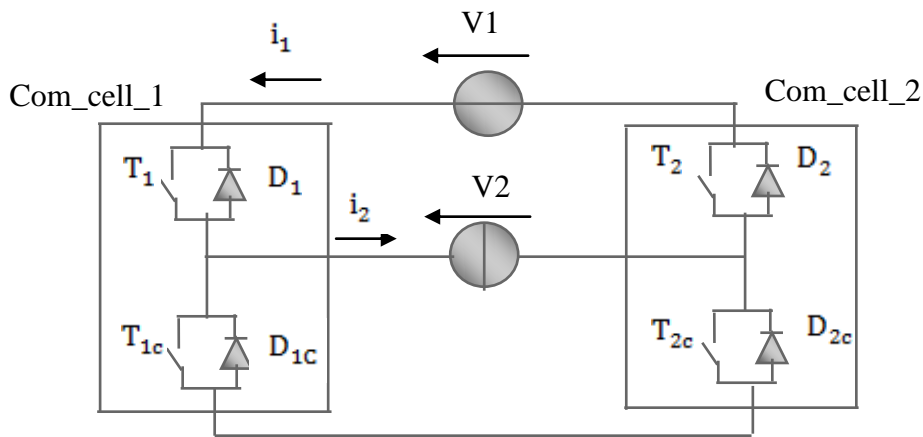
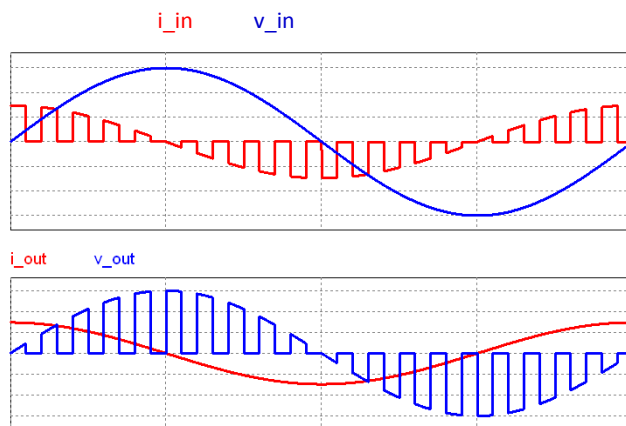


Figure I.7: Topologie du gradateur MLI monophasé



Composants passants	T1-D2- T2C- D1C	T2-D1- T1C- D2C	T2-D1- T1C-D2C	T1-D2- T2C- D1C
Composants en commutation	T1 - D1C	D1 - T1C	T2 - D2C	D2 -T2C

Figure I.8 : Formes d'ondes des courants et des tensions de la structure de base du gradateur MLI pour $\alpha=0,5$

Les formes d'ondes idéales sont présentées à la figure I.8 avec le courant sortie en avance de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à la tension. Le fonctionnement du gradateur MLI est décrit de la façon suivante :

- Quand la tension d'entrée $V_1(t)$ est positive, la cellule de commutation 1 (Com_cell_1) commute alors que T_2 et T_{2c} sont fermés simultanément,
- Quand la tension d'entrée $V_1(t)$ est négative, la cellule de commutation 2 (Com_cell_2) commute alors que T_1 et T_{1c} sont fermés simultanément.

Les séquences de conduction de chaque semi-conducteur sont détaillées à la figure I.8. Nous constatons que chaque transistor et chaque diode conduisent pendant une demi-période de la tension d'entrée (tension du réseau).

D'après les formes d'ondes de la figure I.8, la valeur efficace du fondamental de la tension V_2 s'exprime par la relation :

$$V_2 = \alpha \cdot V_1 \quad (\text{I-1})$$

De même la valeur efficace du fondamental du courant i_l s'exprime par la relation :

$$I_1 = \alpha \cdot I_2 \quad (\text{I-2})$$

En considérant que V_1 est la tension imposée à l'entrée du dispositif, le montage est dit "abaisseur de tension" vis-à-vis de la sortie [8].

I.3.2 Cycloconvertisseur

C'est un convertisseur direct, de forte puissance, dont la fréquence de sortie est limitée. Son principe du fonctionnement est de prendre des fractions des tensions sinusoïdales du réseau afin de reproduire une onde de fréquence inférieure. Son utilisation génère par conséquent des perturbations harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif [7].

Il est utilisé dans des applications et dans des procédés à grandes dynamiques de la métallurgie ou l'on recherche des performances en couple. Il peut alimenter aussi bien des machines synchrones que des machines asynchrones. Malgré sa simplicité apparente, ce convertisseur présente l'inconvénient souvent disqualifiant de perturber son réseau électrique d'alimentation par des harmoniques et des fluctuations de puissance réactive [8].

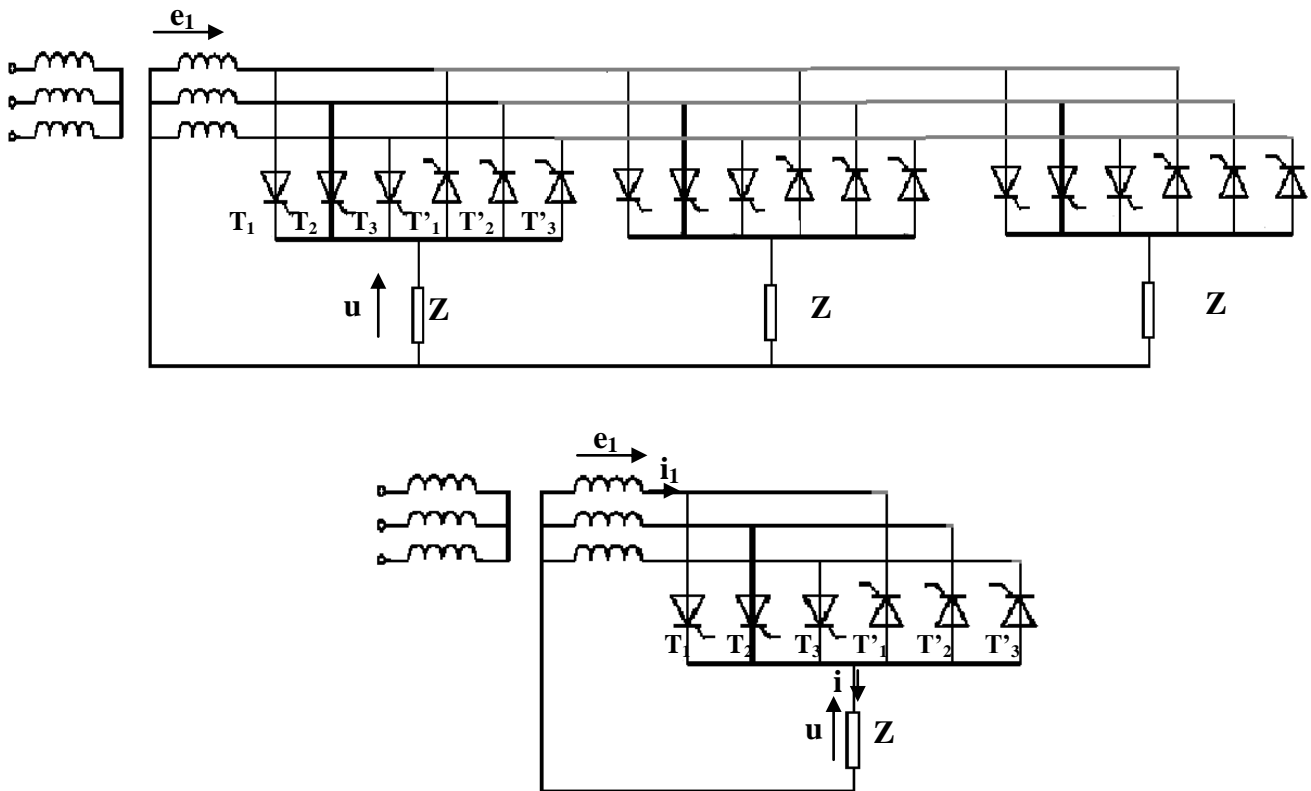


Figure I.9 : Structure de Cycloconvertisseur triphasé

Pour expliquer son principe de fonctionnement, on a considéré à titre d'exemple le cas le plus simple d'un cycloconvertisseur d'indice de pulsation 3 (figure I.9.). Ce dernier, fonctionne sans courant de circulation et débite sur une charge triphasée couplée en étoile dont le point commun est relié au neutre des tensions d'alimentations (ce qui suppose bien entendu que ces différents points sont accessibles) (figure I.9). Les trois phases fonctionnant alors de façon indépendante, il suffit de s'intéresser à l'une d'entre-elles, ce qui permet de ramener le schéma global à celui représenté dans la figure I.9. Il ne faut cependant pas oublier que, comme chaque enroulement alimente trois groupes de redresseurs, le courant i_1 est également fonction de ceux absorbés par les deux autres phases.

Sans entrer dans le détail, signalons simplement deux points particuliers de la commande (qui ne sont d'ailleurs pas spécifiques de ce montage, mais restent valables quel que soit le type de cycloconvertisseur) :

- L'angle de retard à l'amorçage de chaque thyristor est déterminé à partir d'un signal de référence qui contient les paramètres (en particulier la fréquence) de la tension que l'on souhaite obtenir. En principe, cette référence est sinusoïdale.

– Les impulsions de déblocage sont envoyées sur les thyristors à cathode commune si i est positif et sur ceux à anode commune si i est négatif. De plus, comme le montage fonctionne sans courant de circulation, on utilise un temps mort au moment du changement de signe du courant pour permettre la commutation en toute sécurité des deux groupes de redresseurs.

Nous avons représenté sur la figure I.10 les allures de quelques grandeurs obtenues dans le cas d'une charge inductive, en négligeant la durée du temps mort et en admettant que les courants de sortie sont suffisamment filtrés pour qu'ils se réduisent à leur fondamental (N.B.: le signal réf correspond à la référence sinusoïdale évoquée plus haut).

Sur ce tracé, il faut surtout remarquer la non-périodicité (du moins à l'échelle des tracés), des intervalles de conduction, donc des grandeurs instantanées. Celle-ci est due au fait que la fréquence de la tension de sortie n'a aucune raison d'être un sous-multiple de la fréquence du réseau. On évite d'ailleurs même qu'elle le soit (ou qu'elle en soit très proche), de façon justement à faire évoluer dans le temps les durées de conduction, ce qui permet d'équilibrer les contraintes en courant sur chaque thyristor. Cela dit, si on élargit l'observation à un grand nombre d'alternances des grandeurs de sortie, on retrouve une certaine périodicité, ce qui permet de continuer à employer des notions comme celle de valeur efficace.

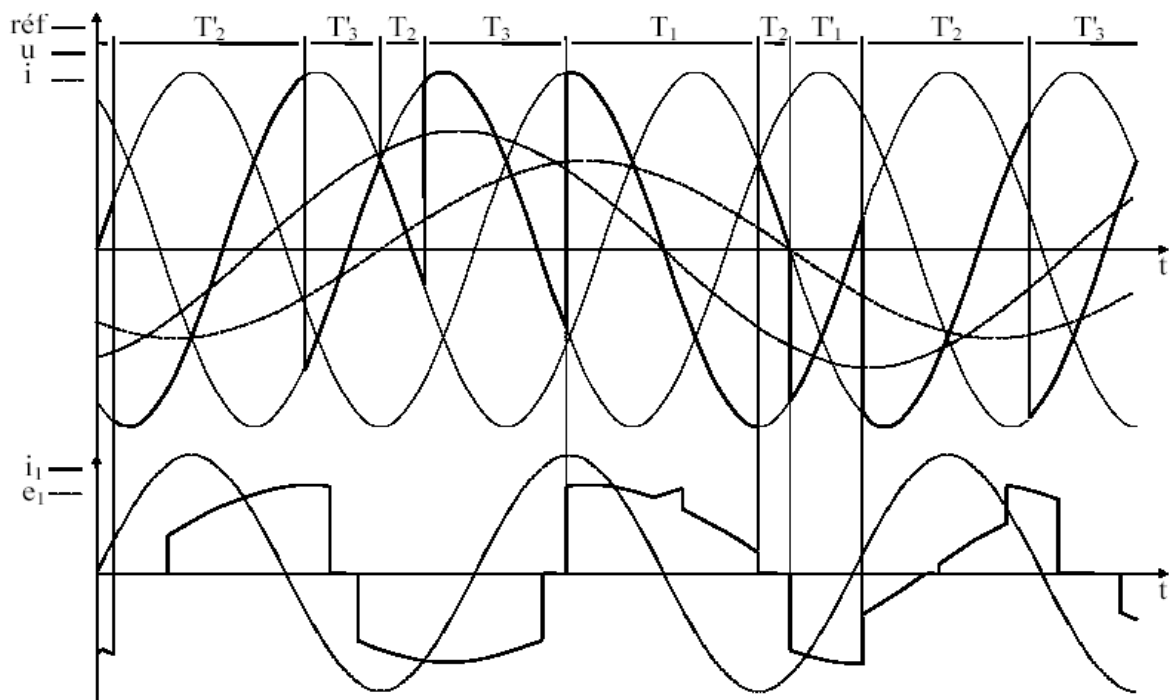


Figure I.10 : Formes d'onde des tensions et des courants du cycloconvertisseur triphasé

Les cycloconvertisseurs sont des forts générateurs d'harmonique de courant. Les harmoniques des tensions de sortie entraînent l'existence d'harmoniques dans les courants d'entrée. Ces

harmoniques sont la cause principale des bruits ainsi que des vibrations existants dans les machines entraînées par ce type de convertisseur. Une solution a été proposée pour les systèmes de propulsion maritime pour réduire les harmoniques des cycloconvertisseurs, mais elle semble très compliquée et onéreuse. [9].

Les cycloconvertisseurs sont des montages qui nécessitent beaucoup de thyristors. Pour une sortie triphasée, il en faut au moins 18, presque toujours 36;

Le Cycloconvertisseur consomme une puissance réactive importante, une caractéristique qui est due à son principe de fonctionnement.

Le Cycloconvertisseur présente une limitation : sa fréquence de sortie est variable mais doit rester nettement inférieure à sa fréquence d'entrée.

I.3.3 Convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est un convertisseur direct de puissance AC/AC constitué exclusivement de semi-conducteurs. Il est également connu sous les noms de convertisseur direct de fréquence (CDF) et de cycloconvertisseur à commutation forcée.

Il a été d'abord présenté en 1979 par Peter Wood Basé sur le travail de B.Pelly et de L. Gyugyi. Plus tard, Alesina et Venturini ont employé cette topologie pour développer le premier convertisseur alternatif/ alternatif à commutation forcée. Aux alentours de 1988 Venturini a présenté des résultats d'une première réalisation d'un convertisseur matriciel.

Ils tiennent leur nom (Convertisseur matriciel) du fait qu'ils sont constitués d'un tableau d'interrupteurs quatre cadrans de dimension $m \times n$ qui connectent directement une source de tension m -phasée à une source de courant n -phasée. La structure matricielle où chaque phase de sortie est reliée à l'une des phases d'entrée par l'intermédiaire d'un réseau d'interrupteurs bidirectionnels. Les ondes de sortie, qui varient en fréquence et en amplitude, sont construites selon un principe d'échantillonnage des signaux d'entrées.

Ces convertisseurs AC-AC sont bidirectionnels en puissance, permettent d'obtenir des tensions de sortie variables en amplitude et en fréquence et d'ajuster le facteur de puissance en entrée. [10].

Les avantages inhérents du convertisseur matriciel liés à sa structure sont entre autres :

- L'obtention de courants quasi-sinusoïdaux à l'entrée et à la sortie ne contenant pas d'harmoniques de bas ordre.
- Le réglage du facteur de déplacement à l'entrée qui permet de faire de la Compensation réactive et, dans une certaine mesure, de réduire les coûts associés au matériel de compensation réactive.

- L'opération inhérente dans les quatre quadrants offre la bidirectionnalité du flux de puissance.
- Une capacité spécifique (W/cm³) élevée due à l'absence de lien à courant continu. Ce point représente l'un des atouts majeurs de ce type de convertisseur, surtout dans les applications de matériel roulant

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, différents convertisseurs AC/AC sont présentés ainsi que les caractéristiques de chacun. Vu les avantages inhérents du convertisseur matriciel par rapport aux autres convertisseurs, on a opté pour étudier ce type de convertisseur, chose qui passe inévitablement par sa modélisation. Cette étape est développée dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Modélisation du convertisseur matriciel (3x3)

II.1 Théorie de fonctionnement du convertisseur matriciel triphasé

II.1.1 Modélisation du convertisseur en fonction des états logiques des interrupteurs

Avant d'entamer l'étude de la configuration triphasée, on pose les deux hypothèses de travail suivantes :

1. La source de tension triphasée est équilibrée :

$$V_{in}(t) = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_{in}| \cdot \cos(\omega_i t) \\ |V_{in}| \cdot \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ |V_{in}| \cdot \cos\left(\omega_i t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II-1})$$

2. La charge est considérée comme source de courant (charge inductive) afin de respecter la règle d'alternance des sources. En pratique, la plupart des charges d'application en électrotechnique sont de nature inductive, ou peuvent le devenir par l'ajout d'une inductance.

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

Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée.

La charge, de nature inductive, doit être considérée comme source de courant et ne doit jamais voir son circuit en boucle ouverte. [11].

On définit la fonction d'existence h_{ij} associée à chaque interrupteur S_{ij} reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j » comme suit :

$$\begin{cases} h_{ij} = 0 & \text{si l'interrupteur } s_{ij} \text{ est ouvert.} \\ h_{ij} = 1 & \text{si l'interrupteur } s_{ij} \text{ est fermé.} \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

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

$$\begin{cases} h_{11} + h_{12} + h_{13} = 1 \\ h_{21} + h_{22} + h_{23} = 1 \\ h_{31} + h_{32} + h_{33} = 1 \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

Leur interprétation permet de conclure qu'il faut assurer la fermeture d'un seul interrupteur et un seul à la fois, en référence à chaque phase de sortie. La Figure II.1 présente un exemple de chronogramme du fonctionnement des neuf interrupteurs d'un convertisseur matriciel triphasé.

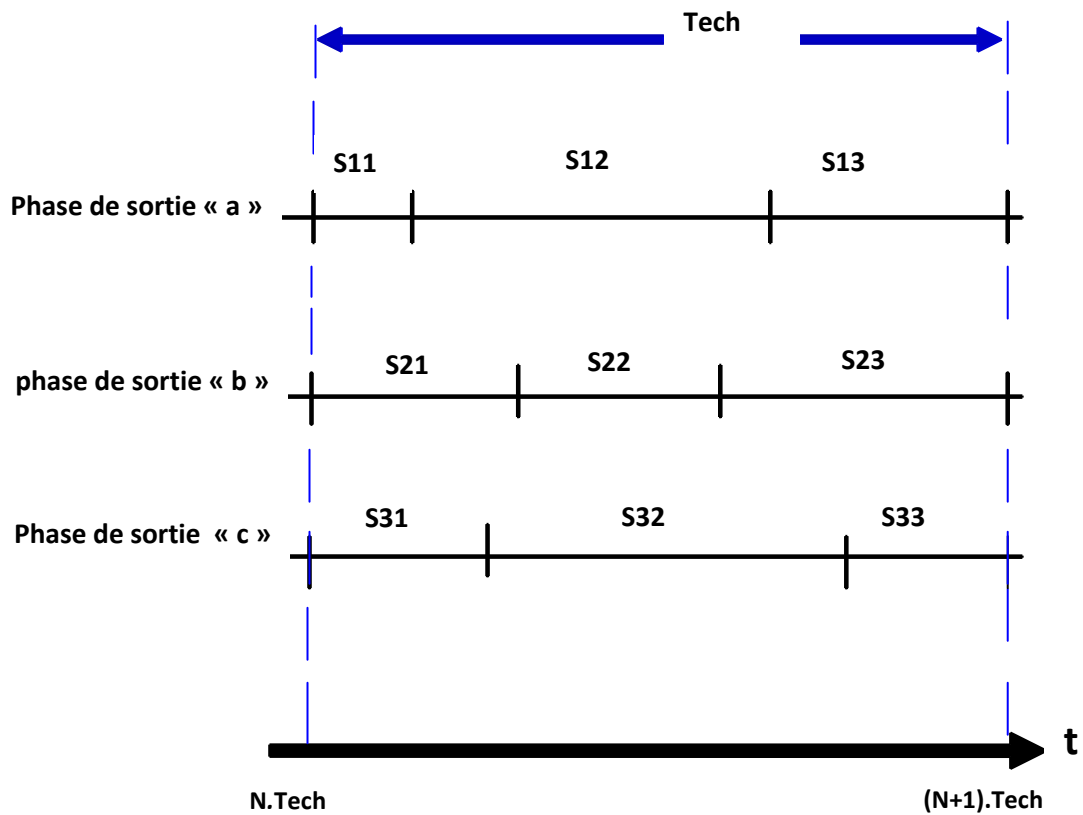


Figure II.1: Exemple de chronogramme du fonctionnement des interrupteurs S_{ij} sur une période d'échantillonnage

Pour une configuration 3x3, les conditions de commutation sûre, sur toute la période d'échantillonnage, génèrent $3^3=27$ possibilités de connexion (ou configurations).

Sur chaque période d'échantillonnage T_{ech} , trois interrupteurs, associés à une phase de sortie, commutent en séquence.

La Figure II.2 présente un exemple de connexion entre les phases d'entrées et de sorties à un instant donné. Ici, les interrupteurs S_{11} , S_{22} et S_{32} sont fermés.

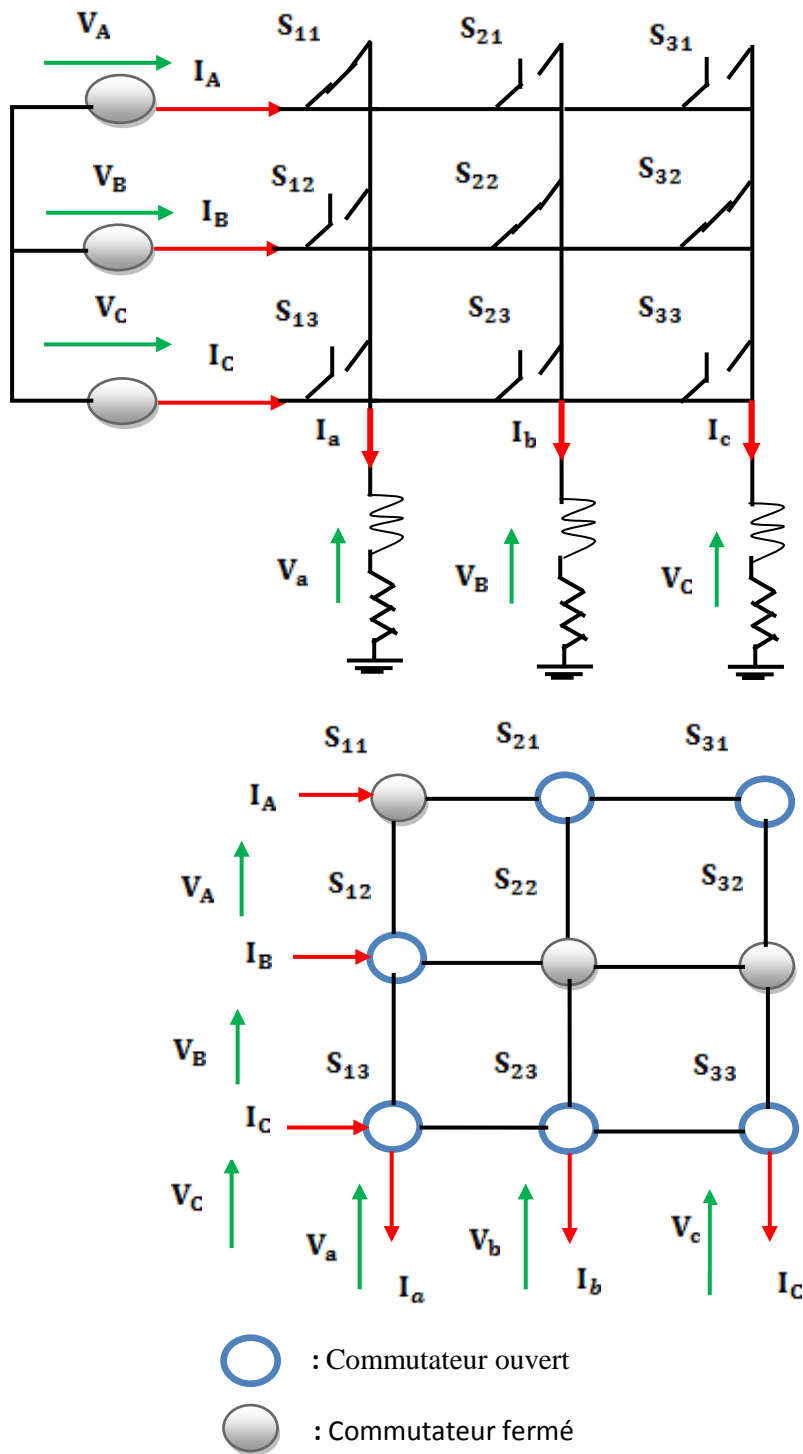


Figure II.2: Exemple de connexions possibles dans un convertisseur matriciel

En appliquant la loi des mailles, on observe que la phase de source « A » est connectée à la phase de charge « a » ce qui revient à écrire : $V_a = V_A$. De la même manière, on établit les relations entre les phases de sorties « b » et « c » et les phases d'entrée. On obtient alors les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_a = V_A \\ V_b = V_B \\ V_c = V_B \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

En appliquant la loi des nœuds, on en déduit les relations entre courants de source et les courants de charge; pour l'exemple cité, on arrive aux équations suivantes :

$$\begin{cases} I_A = I_a \\ I_B = I_b + I_c \\ I_C = 0 \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

En faisant appel aux relations précédentes, on arrive à la formulation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_B \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b + I_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

En appliquant les lois de maille de Kirchoff de la même manière pour les différentes configurations possibles, on construit les systèmes d'équations donnant les valeurs des tensions de sortie (II.8) et des courants d'entrée (II.9) en fonction de h_{ij} .

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [H] \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & h_{31} \\ h_{12} & h_{22} & h_{32} \\ h_{13} & h_{23} & h_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [H]^T \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

II.1.2 Modélisation du convertisseur en fonction des rapports cycliques des interrupteurs

On admet, pour un fonctionnement adéquat du convertisseur, une fréquence d'échantillonnage très élevée comparativement à la fréquence des signaux d'entrée et de sortie [12].

$$\left(T_{\text{ech}} = \frac{1}{f_{\text{ech}}} \right) \ll T \quad (\text{II-10})$$

Il devient possible, sur une période d'échantillonnage suffisamment courte, de considérer les tensions d'entrée comme constantes; la valeur moyenne de la tension de sortie construite sur une période d'échantillonnage est donné par l'équation (II-11).

À chaque pas de commutation, des portions des trois signaux d'entrée sont prélevées et connectées à la charge, si bien qu'en moyenne l'onde construite correspond à l'onde de tension de référence.

$$V_{0.T_{ech}} = \frac{1}{T_{ech}} \cdot (t_A V_A + t_B \cdot V_B + t_C \cdot V_C) \quad (II-11)$$

Où :

- t_A : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « A » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{11}, t_{21}, t_{31}).
- t_B : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « B » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{12}, t_{22}, t_{32}).
- t_C : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « C » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{13}, t_{23}, t_{33}).

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

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{ech}} \quad 0 < m_{ij} < 1 \quad (II-12)$$

L'équation (II-8) utilisée pour les phases de sorties a, b et c permet, en introduisant la définition précédente (II-12), de construire deux nouveaux systèmes d'équations :

Les tensions de sortie moyennées sur une période d'échantillonnage sont définies par le système (II-13) :

$$\begin{bmatrix} V_{a.Tech} \\ V_{b.Tech} \\ V_{c.Tech} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [M] \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (II-13)$$

Les courants d'entrée sont, quant à eux, définis par le système (II-14) :

$$\begin{bmatrix} I_{A.Tech} \\ I_{B.Tech} \\ I_{C.Tech} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} & m_{31} \\ m_{12} & m_{22} & m_{32} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [M]^T \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (II-14)$$

La commande du convertisseur matriciel doit calculer en temps réel les éléments de la matrice M , c'est-à-dire, les rapports cycliques des neuf interrupteurs.

Les éléments de la matrice M , présents dans les équations (II-13) et (II-14) servent à moduler les vecteurs tensions d'entrée afin d'obtenir les vecteurs tensions de sortie ayant un contenu basse fréquence identique à la référence que l'on désire reproduire. [13].

II.2 Nature des interrupteurs du convertisseur matriciel

L'élément clé de la structure du convertisseur matriciel est l'interrupteur bidirectionnel. Cet interrupteur a la possibilité de conduire le courant et de bloquer la tension dans les deux sens, sa caractéristique statique est présentée à la figure II.3.

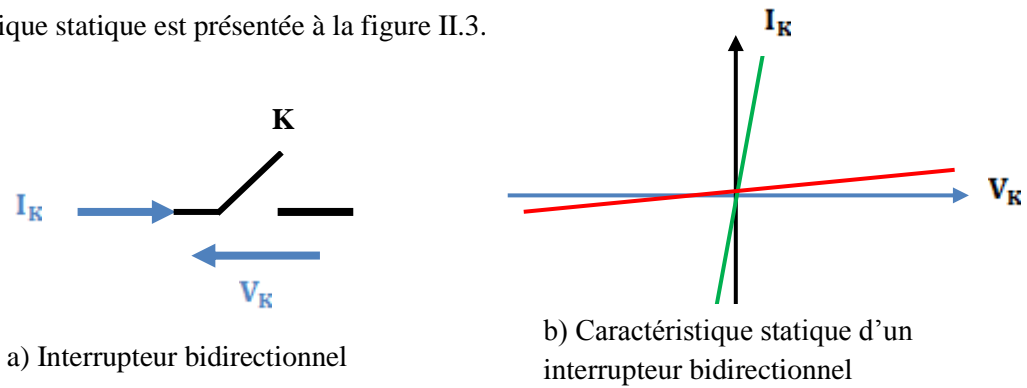


Figure II.3: Caractéristique statique de l'interrupteur bidirectionnel en tension et en courant

Il n'existe pas d'interrupteurs bidirectionnels; ils sont réalisés en assemblant des interrupteurs unidirectionnels, essentiellement des diodes et des transistors. La figure II.4 montre les caractéristiques statiques de ces semi-conducteurs.

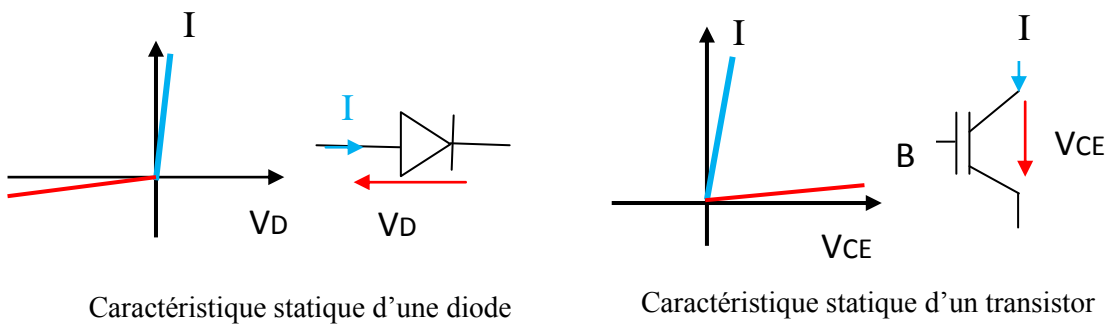


Figure II.4: Caractéristiques statiques d'interrupteurs unidirectionnels

Suivant la manière d'assembler ces deux éléments, il est possible de construire un interrupteur à trois quadrants tel qu'illustré à la figure II.5 :

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

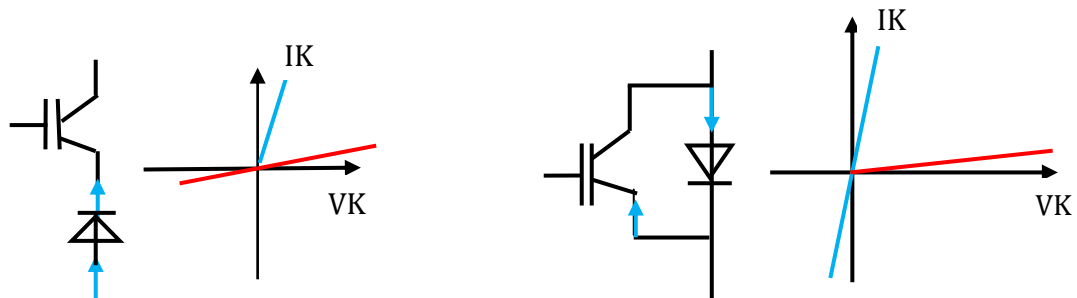
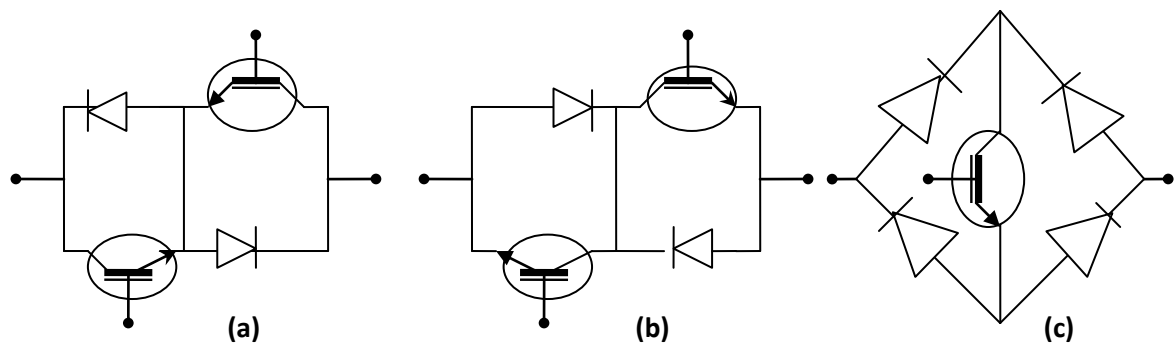


Figure II.5: Assemblage d'interrupteurs trois quadrants

En pratique, les principaux montages utilisés pour la réalisation d'un convertisseur matriciel sont présentés à la Figure II.6 :



- a- Structures de 2 IGBT et diode en parallèle mis en série (émetteur commun)
- b- Structures de 2 IGBT et diode en parallèle mis en série (collecteur commun)
- c- IGBT dans Pont de diodes

Figure II.6: Construction des Interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant

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 [14]. Les interrupteurs bidirectionnels ont fait l'objet de plusieurs études pour en analyser les performances et identifier les défauts de commutation [15] et [16].

II.3 Risque 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.

Lors des commutations ou changements d'états, 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. La situation duale existe : 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.

Plusieurs méthodes agissant essentiellement sur la commande ont été développées afin de répondre à ce problème, essentiellement en [17].

II.4 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 S_1 à S_2 en quatre étapes.

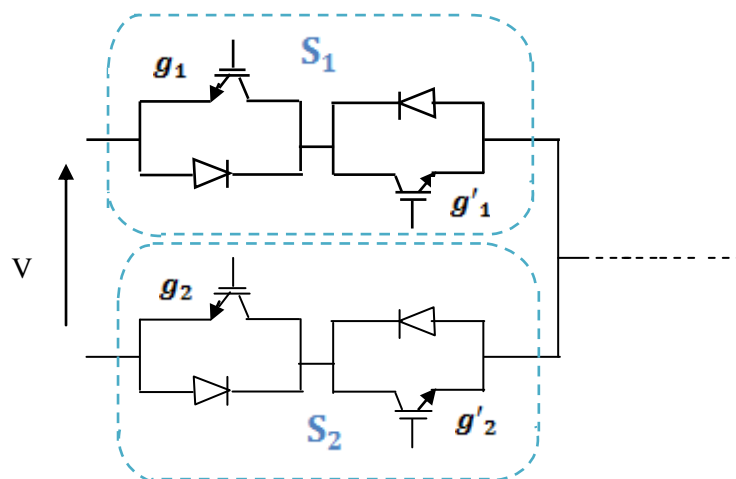


Figure II.7: Circuit illustrant la commutation entre deux interrupteurs

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 . Les tableaux suivants montrent les transitions d'états à réaliser pour assurer un passage sûr entre les interrupteurs S_1 et S_2 .

Transition ($I > 0$)				Remarque
g_1	g'_1	g_2	g'_2	
1	1	0	0	État initial
0	1	0	0	Ouvrir g_1
0	1	0	1	Fermer g'_2
0	0	0	1	Ouvrir g'_1
0	0	1	1	État final- fermé g_2

Tableau II.1: Transitions sûres entre les interrupteurs S_1 et S_2 pour un courant positif

Transition ($I < 0$)				Remarque
g_1	g'_1	g_2	g'_2	
1	1	0	0	État initial
1	0	0	0	Ouvrir g'_1
1	0	1	0	Fermer g_2
0	0	1	0	Ouvrir g_1
0	0	1	1	État final- fermer g'_2

Tableau II.2: Transitions sûres entre les interrupteurs S_1 et S_2 pour un courant négatif

La figure II.8 montre la circulation du courant entre les deux interrupteurs lorsque la tension de ligne V est positive et que le courant circule de la source vers la charge.

	<ul style="list-style-type: none"> • Le courant circule dans l'interrupteur S_1 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 S_1 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 S_1 à travers le transistor $T'1$. • L'amorce de l'interrupteur S_2 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 S_2 conduit à travers le transistor $T'2$.
	<ul style="list-style-type: none"> • La grille du transistor T2 est activée pour compléter le cycle.

Figure II.8: Illustration du cheminement du courant entre la source et la charge ($V>0;I>0$) avec une stratégie de commutation par étapes

Cette stratégie largement discutée dans plusieurs articles et livres spécialisés a l'avantage de réaliser une commutation robuste; elle tire profit des interrupteurs bidirectionnels à deux grilles dont les circuits sont présentés à la Figure II.6 (a) et (b) [17],[18], [19], [20]. Toutefois son inconvénient majeur réside dans l'augmentation des contraintes dans la gestion des signaux d'activation des interrupteurs et augmente ainsi la complexité des algorithmes de commande.

II.5 Amélioration du ratio de tension

Lors des séquences d'échantillonnage, la charge est directement connectée à la source. La tension de sortie construite doit être incluse dans l'enveloppe formée par les tensions d'entrées. La figure II.9 expose la zone dans laquelle il est possible de construire l'onde de sortie; le ratio de tension ne peut excéder 50% de la tension de source et il définit une limitation majeure du convertisseur matriciel. Il y a dans cette zone, se situant entre + et - 50 % de l'amplitude maximale, toute l'information provenant des trois tensions d'entrée VA, VB et VC permettant de construire un nouveau signal de fréquence quelconque [20].

Toutefois, des études démontrent qu'un décalage systématique des points neutres aux ports d'entrée et de sortie du convertisseur permet d'accroître le gain théorique à une valeur maximale de 86.67%. [21], [22].

La méthode, la plus pratique proposée, consiste à faire varier virtuellement le point neutre, par une modulation appropriée des signaux de référence. Les équations (II.15), (II.16) et (II.17) définissent les expressions des tensions de références permettant d'obtenir des gains de tension respectivement de 50%, 75% et 86.67%.

- Sans modulation du point neutre le gain maximal est de 50 %

$$V_{oref} = V_0 \cdot [\cos(\omega_0 \cdot t)] \quad (\text{II.15})$$

- Avec modulation à $3 \cdot \omega_i$ du point neutre de l'entrée, le gain maximal est de 75 % (figure II.10)

$$V_{oref} = V_0 \cdot \left[\cos(\omega_0 \cdot t) + \frac{1}{4} \cdot \cos(3 \cdot \omega_i \cdot t) \right] \quad (\text{II.16})$$

- Avec modulation du point neutre de l'entrée à $3 \cdot \omega_i$ et de la sortie à $3 \cdot \omega_o$ le gain maximal de 86.67 %

$$V_{ref} = V_0 \cdot \left[\cos(\omega_0 \cdot t) + \frac{1}{4} \cdot \cos(3 \cdot \omega_i \cdot t) - \frac{1}{6} \cdot \cos(3 \cdot \omega_o \cdot t) \right] \quad (\text{II.17})$$

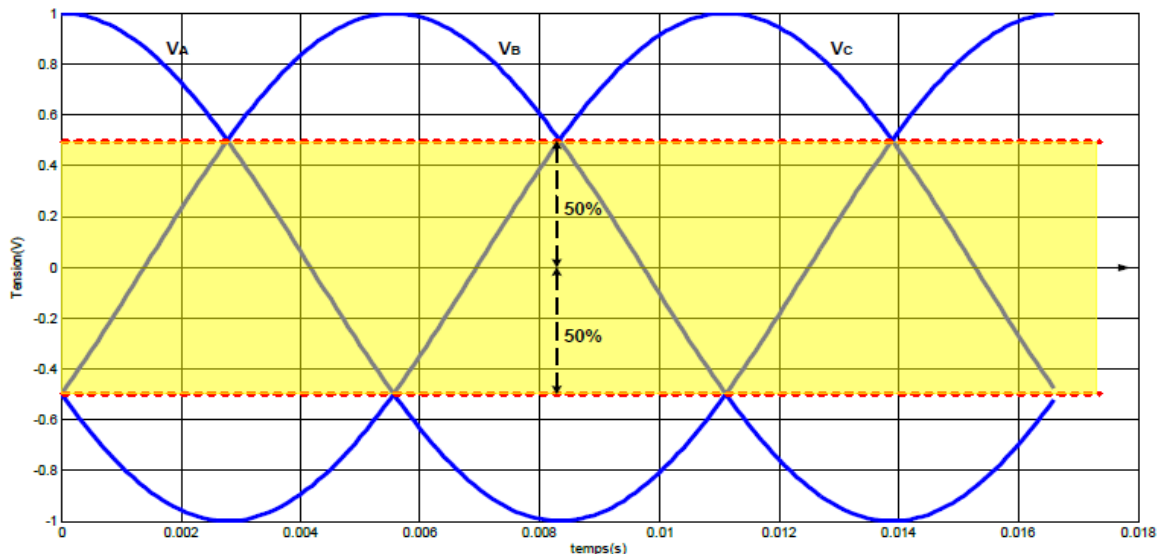


Figure II.9: Zone de construction des ondes de sortie

La modulation systématique des neutres au port d'entrée et de sortie permet ainsi d'augmenter le ratio de tension. Par l'ajout d'un 0.25 de troisième harmonique au signal d'entrée, la figure II.10 montre que la tension de sortie peut être construite dans une bande allant de -75 % à +75 % de l'amplitude du signal d'entrée sans limitation de fréquence [22].

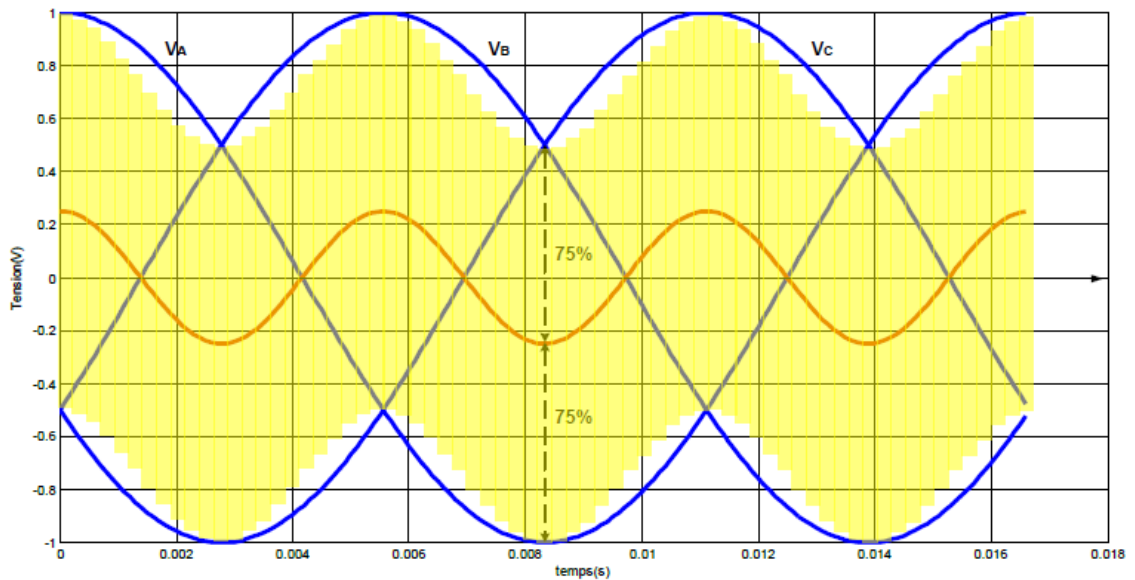


Figure II.10: Zone de construction des ondes de sortie après modification du point neutre de la source pour un gain maximal de 75 % [22].

II.6 Conclusion

À travers ce chapitre, plusieurs aspects technologiques du convertisseur matriciel ont été abordés. La revue de littérature a mis en relief les premiers travaux exposés par Venturini et Alésina.

Une approche générale a été utilisée pour introduire les structures d'un interrupteur bidirectionnel complètement commandable et plusieurs structures ont été présentées. La structure du convertisseur matriciel dépend de cet élément qui a pour rôle d'assurer les commutations entre les phases du port d'entrée et celles de sorties, et ainsi de construire l'onde de sortie désirée.

Le comportement non idéal de l'interrupteur du port de sortie a conduit à l'élaboration de stratégies de commutation qui nécessitent la connaissance du sens du courant. La méthode présentée repose sur la stratégie de commutation en quatre étapes.

Une fonctionnalité importante du convertisseur a été traitée, à savoir la limitation du gain de tension à 87 %. Pour atteindre cette valeur limite de gain, il faut produire une modulation fictive du point neutre réalisée en modifiant la tension de référence que l'on désire construire.

On a aussi mis en évidence que des dispositifs de filtrage et de protection sont nécessaires au bon fonctionnement du convertisseur matriciel; une attention particulière a été portée au filtre d'entrée qui doit être du type amorti et à phase indépendante du courant de charge.

Finalement, l'énoncée des équations du convertisseur matriciel (CM) et des règles de commutation a permis de poser les bases des lois de commande du convertisseur. Le chapitre suivant traite des algorithmes de commande en plus de détails, afin de mettre en simulation l'association réseau électrique – convertisseur matriciel 3x3 – moteur asynchrone triphasé (charge électrique triphasée).

Remarque

Dans ce mémoire, on se contente de présenter la commande MLI sans modulation du point neutre. Donc le gain maximal est limité à 50 %.

Chapitre III

The title 'Chapitre III' is rendered in a large, bold, yellow-to-brown gradient font. The letters are slightly slanted to the right. Below the main text, there is a faint, semi-transparent shadow of the same text, creating a 3D effect.

Commande du convertisseur matriciel (3x3)

III. Commande du convertisseur matriciel

III.1 Méthode de Venturini & Alesina

III.1.1 Introduction

En 1980, Venturini et Alesina ont présenté le convertisseur matriciel commandé par une méthode de commande basée sur une approche mathématique rigoureuse [23].

L'objectif était de réaliser un transformateur électronique idéal capable de faire varier la tension, le courant, la fréquence et le facteur de déplacement.

La méthode, également connue sous le nom « d'approche de fonction de transfert directe », consiste à multiplier le vecteur des tensions d'entrée par la matrice \mathbf{M} de modulation afin d'obtenir un vecteur des tensions de sortie, répondant à une consigne de synthèse.

Pour expliquer la méthode, on considère une entrée triphasée équilibrée V_i de pulsation ω_i et une sortie triphasée équilibrée V_o de pulsation ω_o telles que décrites aux équations (III-1) et (III-2) respectivement.

$$V_i(t) = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_i| \cdot \cos(\omega_i \cdot t) \\ |V_i| \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ |V_i| \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III-1})$$

$$V_o(t) = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_o| \cdot \cos(\omega_o \cdot t + \theta_o) \\ |V_o| \cdot \cos\left(\omega_o \cdot t - \frac{2\pi}{3} + \theta_o\right) \\ |V_o| \cdot \cos\left(\omega_o \cdot t - \frac{4\pi}{3} + \theta_o\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III-2})$$

Les courants d'entrée et de sortie sont décrits ci-dessous :

$$I_i(t) = \begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |I_i| \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \Phi_i) \\ |I_i| \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{2\pi}{3} + \Phi_i\right) \\ |I_i| \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{4\pi}{3} + \Phi_i\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III-3})$$

$$I_o(t) = \begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |I_o| \cdot \cos(\omega_o \cdot t + \theta_o + \Phi_o) \\ |I_o| \cdot \cos\left(\omega_o \cdot t - \frac{2\pi}{3} + \theta_o + \Phi_o\right) \\ |I_o| \cdot \cos\left(\omega_o \cdot t - \frac{4\pi}{3} + \theta_o + \Phi_o\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III-4})$$

Le calcul des temps d'activation des neuf interrupteurs est d'abord effectué pour une seule phase de sortie

III.1.2 Analyse sur une branche de sortie

L'analyse sur une seule branche de sortie du convertisseur matriciel permet d'en simplifier l'étude. La généralisation aux deux autres phases de sortie suit une démarche identique en autant que la référence de chacune est simplement déphasée de $-\frac{2\pi}{3}$ et $+\frac{2\pi}{3}$ par rapport à la première.

Comme montré à la Figure III.1, la branche de sortie « a » est reliée aux entrées « A », « B » et « C » à travers les interrupteurs S_{11} , S_{12} et S_{13} respectivement.

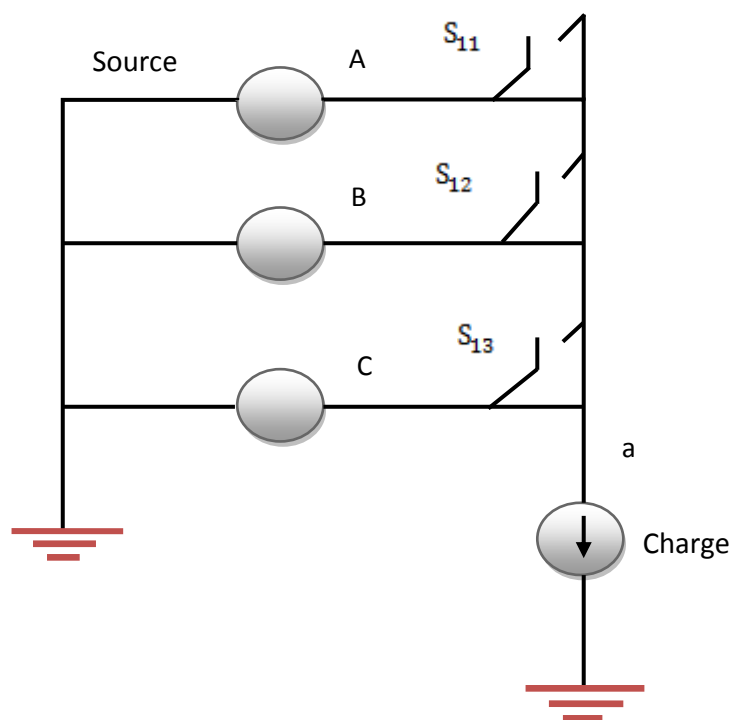


Figure III.1: Convertisseur matriciel trois phases à une phase

La tension de sortie est construite à partir des tensions de l'entrée en choisissant les temps d'activation adéquats sur une période de commutation T_{ech} .

Les interrupteurs sont fermés cycliquement de sorte qu'à la séquence k on a :

$$t_1^k + t_2^k + t_3^k = T_{ech} = \frac{1}{f_{ech}} \quad (III-5)$$

L'échantillonnage des phases d'entrée étant une fonction discontinue, il est donc important d'avoir une fréquence d'échantillonnage f_{ech} beaucoup plus élevée que les fréquences f_i des tensions d'entrée et f_{oref} de la tension de référence, ceci, pour que la composante basse fréquence de la série de fourrier de V_{oref} dépende de la valeur moyenne d'une séquence k . L'équation est présentée ici.

$$V_O^k = V_A \cdot t_1^k + V_B \cdot t_2^k + V_C \cdot t_3^k \quad (III-6)$$

III.1.3 Interprétation graphique

La Figure III.2 illustre un système de tension de source triphasée et équilibrée et la construction de la tension de référence V_{oref} à un instant donné.

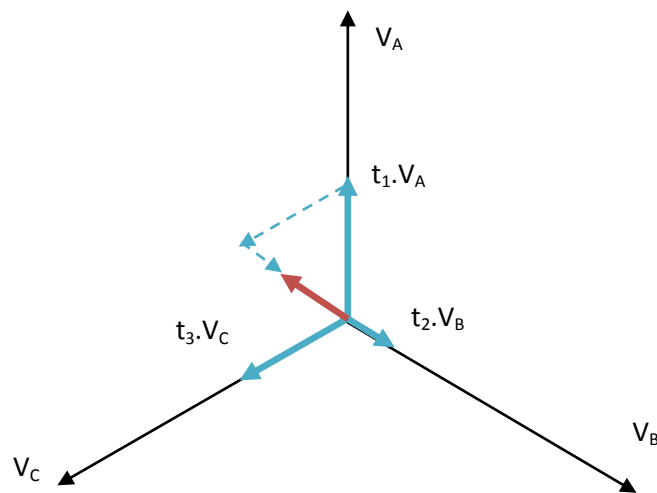
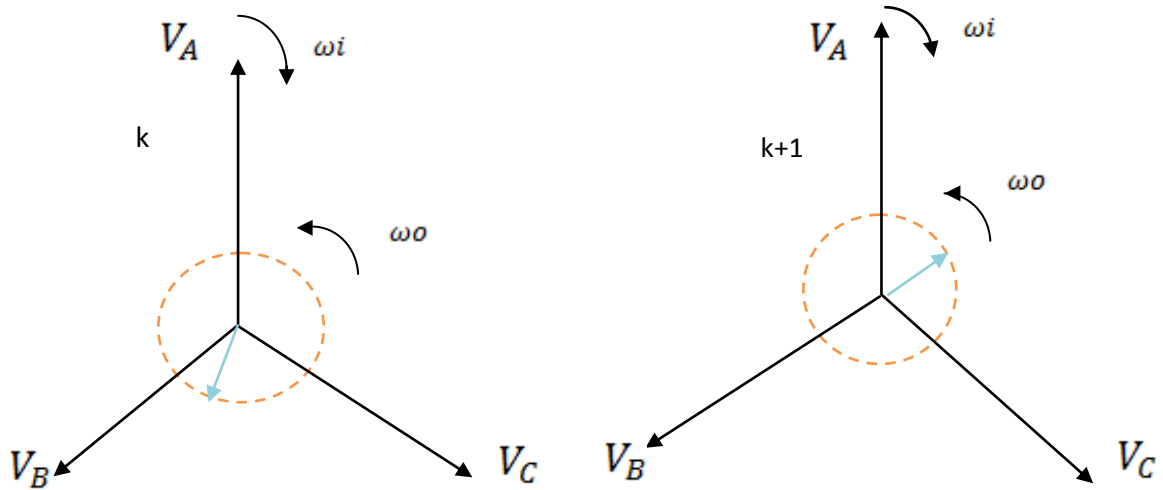


Figure III.2: synthèse de la tension de sortie, pour une séquence k , à partir des tensions d'entrées

En considérant un cas général, le phaseur résultant évoluera de séquence en séquence tel que montré par la figure suivante :



**Figure III. 3 : Évolution de la référence V_0 , réf de la séquence k à k+1
(Cas général)**

Dans le cas de la Figure III.3, il devient évident que le phaseur résultant évoluera à une vitesse quelconque par rapport au plan de référence tournant à ω_i . En fait la vitesse et le sens de rotation de V_0 sont ceux de la consigne de référence.

III.1.4 Détermination des temps de fermeture des interrupteurs

La tension $V_{oréf}$ résultante à la séquence k est la somme exprimée par l'équation (III-7) sachant que :

$$\begin{cases} v_A = |V_i|. \cos(\omega_i.t) + j. |V_i|. \sin(\omega_i.t) \\ v_B = |V_i|. \cos\left(\omega_i.t - \frac{2\pi}{3}\right) + j. |V_i|. \sin\left(\omega_i.t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_C = |V_i|. \cos\left(\omega_i.t - \frac{4\pi}{3}\right) + j. |V_i|. \sin\left(\omega_i.t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (III-7)$$

On aura :

$$V_0 = Re\{V_0\} + j.Im\{V_0\}$$

Avec :

$$Re\{V_0\} = t_1. |V_i|. \cos(\omega_i.t) + t_2. |V_i|. \cos\left(\omega_i.t - \frac{2\pi}{3}\right) + t_3. |V_i|. \cos\left(\omega_i.t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$Im\{V_0\} = t_1. |V_i|. \sin(\omega_i.t) + t_2. |V_i|. \sin\left(\omega_i.t - \frac{2\pi}{3}\right) + t_3. |V_i|. \sin\left(\omega_i.t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

En posant : $q = \frac{V_0}{V_i}$ gain en tension du convertisseur, on peut écrire :

$$\begin{cases} t_1 \cdot \cos(\omega_i \cdot t) + t_2 \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) + t_3 \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) = q \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0) \\ t_1 \cdot |V_i| \cdot \sin(\omega_i \cdot t) + t_2 \cdot |V_i| \cdot \sin\left(\omega_i \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) + t_3 \cdot |V_i| \cdot \sin\left(\omega_i \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) = q \cdot \sin(\omega_0 t + \theta_0) \end{cases}$$

De plus, la stratégie d'échantillonnage impose l'équation suivante:

$$t_1 + t_2 + t_3 = T_{ech}$$

(III-8)

Finalement, la résolution de ce système à trois équations trois inconnues nous donne :

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_{ech}}{3} \left[1 + 2 \cdot q \cdot \cos((\omega_0 t + \theta_i) \cdot t + \theta_0) \right] \\ t_2 = \frac{T_{ech}}{3} \left[1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left((\omega_0 t + \theta_i) \cdot t + \theta_0 + 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \right] \\ t_3 = \frac{T_{ech}}{3} \left[1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left((\omega_0 t + \theta_i) \cdot t + \theta_0 + 4 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (III-9)$$

La généralisation aux trois branches a pour résultat :

$$\begin{aligned} [T_{mn}] &= \begin{bmatrix} t_{Aa} & t_{Ba} & t_{Ca} \\ t_{Ab} & t_{Bb} & t_{Cb} \\ t_{Ac} & t_{Bc} & t_{Cc} \end{bmatrix} \\ &= \frac{T_{ech}}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (III-10)$$

Avec : $\omega_m = \omega_0 - \omega_i$

III.1.5 Réglage du facteur de déplacement

La solution de la matrice M présentée est obtenue en considérant une pulsation de sortie ω_o positive. Ce résultat est celui du mode symétrique pour lequel le courant d'entrée a un déphasage ϕ_i égal au déphasage de sortie ϕ_o .

Si on considère une pulsation de sortie négative, la matrice de commande M, montrée ci-dessous, donne un courant d'entrée dont le déphasage ϕ_i est égal à l'inverse du déphasage de sortie $-\phi_o$.

$$\begin{aligned}
 [t_{mn}] &= \begin{bmatrix} t_{Aa} & t_{Ba} & t_{Ca} \\ t_{Ab} & t_{Bb} & t_{Cb} \\ t_{Ac} & t_{Bc} & t_{Cc} \end{bmatrix} \\
 &= \frac{T_{sch}}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) \end{bmatrix} \quad (\text{III-11})
 \end{aligned}$$

Avec $\omega_m = \omega_o - \omega_i$

La combinaison de ces deux solutions permet d'obtenir un facteur de déplacement unitaire. Il est possible de régler à une valeur quelconque le facteur de déplacement en choisissant judicieusement un taux de remplissage entre ces deux modes.

Dans l'étude faite par Louis Duguay [24], la matrice de commande M est définie comme suit:

$$M = \frac{1+m}{6} \cdot M_{\text{symétrique}} + \frac{1-m}{6} \cdot M_{\text{antisymétrique}}$$

Avec: $m = \frac{\tan(\phi_i)}{\tan(\phi_o)}$

III.2 Simulation de l'association Réseau électrique – Convertisseur matriciel 3x3 –

Moteur asynchrone

La simulation de l'association « Réseau électrique – Convertisseur matriciel 3x3 – Moteur asynchrone » est faite par moyen du logiciel Matlab (environnement Simulink). Les paramètres du système simulé sont présentés dans l'annexe 1.

Pour la commande du convertisseur matriciel, trois références sinusoïdales équilibrées de fréquence et d'amplitude variables sont appliquées (fig III.4) et (fig III.5). L'analyse spectrale de la tension de référence de la première phase, pour différents cas, montre la présence de fondamental de différentes amplitudes (140 V et 70 V) et de différentes fréquences (50 Hz, 60 Hz et 40 Hz) plus des harmoniques d'amplitudes quasiment nulles (fig III.6). Les tensions simples du réseau électrique, appliquées à l'entrée du convertisseur matriciel et présentées sur la figure III.7, sont supposées sinusoïdales de même amplitude (310 V) et même fréquence (50 Hz). La figure III.8 illustre la forme d'onde de la tension de sortie de la première phase du convertisseur matriciel, considérée par rapport au neutre du réseau électrique pour une fréquence d'échantillonnage de 2000 Hz. L'analyse spectrale de cette tension montre que l'amplitude de son fondamental est presque égale à celle de la tension de référence pour les différents cas (cas 1 ($V_{refm} = 140$ V, $V_{aNfondm} = 144$ V (approximativement)), cas2 ($V_{refm} = 70$ V, $V_{aNfondm} = 71$ V (approximativement))) comme montré dans la figure III.9. On constate aussi que cette tension change de forme lorsque la fréquence de la tension de référence varie (50 Hz, 60 Hz et 40 Hz) afin de produire un fondamental de même fréquence (figure III.9). il est aussi remarquable que les harmonique de cette tension se regroupent en famille autour de ($k \cdot m = k \cdot f_{éch}/f_{ref}$, $k=1,2,3 \dots$) (figure III.9). Pour repousser ces harmoniques vers des rangs supérieurs, il suffit d'augmenter la fréquence d'échantillonnage. Pour les éliminer on peut tout simplement utiliser un filtre passe bas. La figure III.10 illustre la forme d'onde de la tension de sortie de la première phase du convertisseur matriciel, considérée par rapport au neutre de la charge.

L'application des tensions de sortie du convertisseur matriciel (de fréquence et d'amplitude variables) sur une machine asynchrone triphasée produit des courants statoriques de forme quasiment sinusoïdale (figure III.11), une vitesse rotorique réglable et un couple électromagnétique de la machine oscillant autour du couple résistant (à vide (0 N.m) et en charge (5 N.m)) (fig III.12).

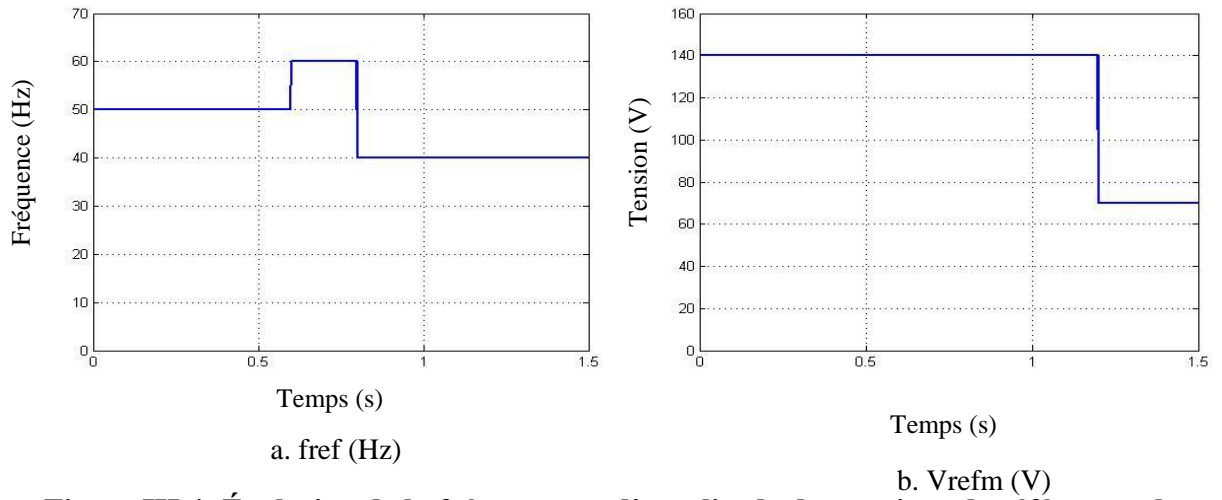


Figure III.4: Évolution de la fréquence et d'amplitude des tensions de références du convertisseur matriciel

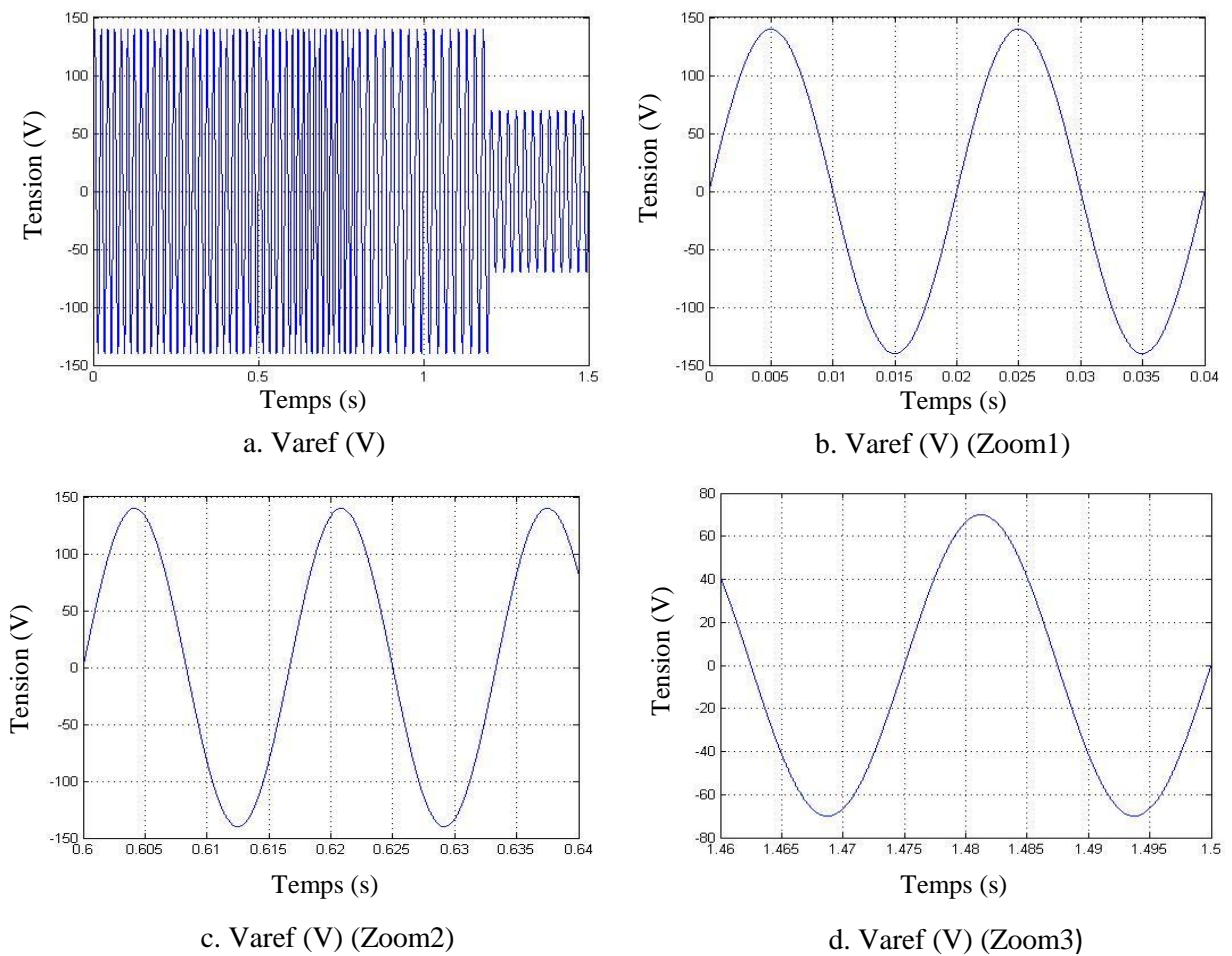
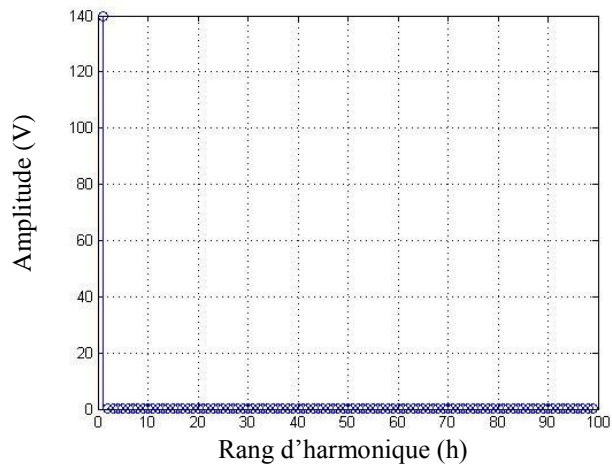
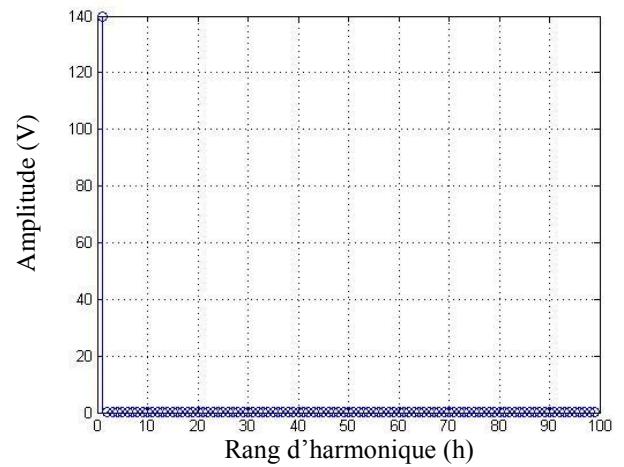


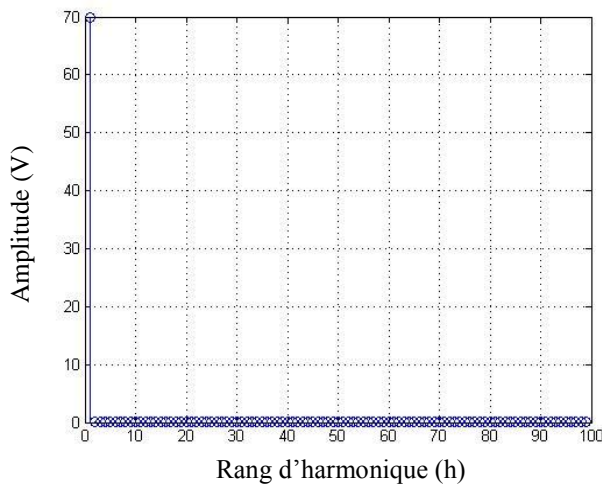
Figure III.5: Évolution de la tension de référence de la phase 1 du convertisseur matriciel



a. Analyse spectrale de la tension de référence (fondamentale 50 Hz)



b. Analyse spectrale de la tension de référence (fondamentale 60 Hz)



c. Analyse spectrale de la tension de référence (fondamentale 40 Hz)

Figure III.6: Analyse spectrale de la tension de référence de la phase 1 du convertisseur matriciel

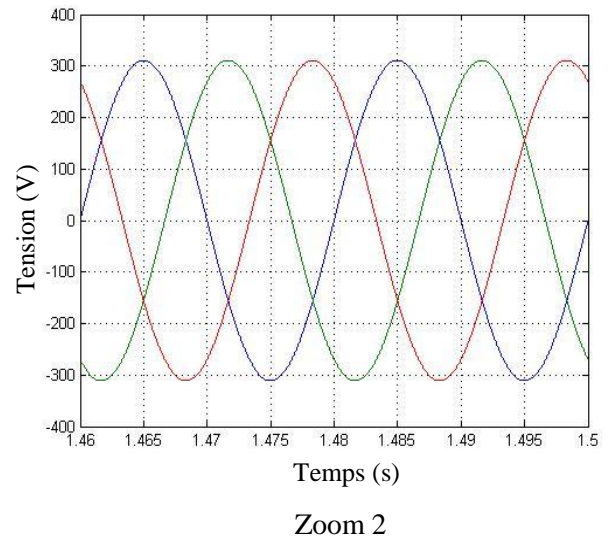
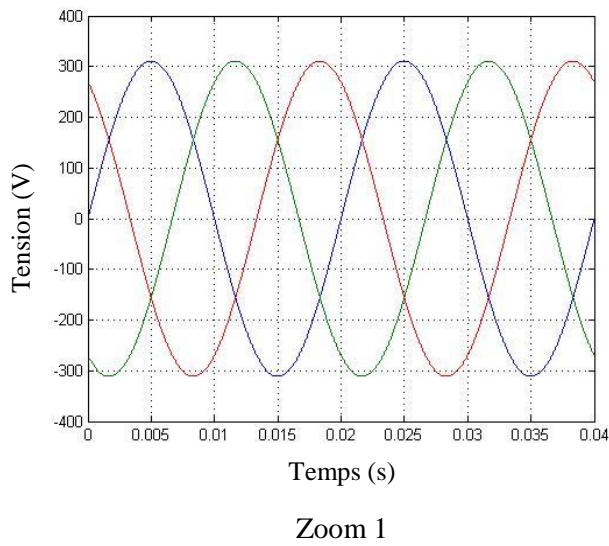
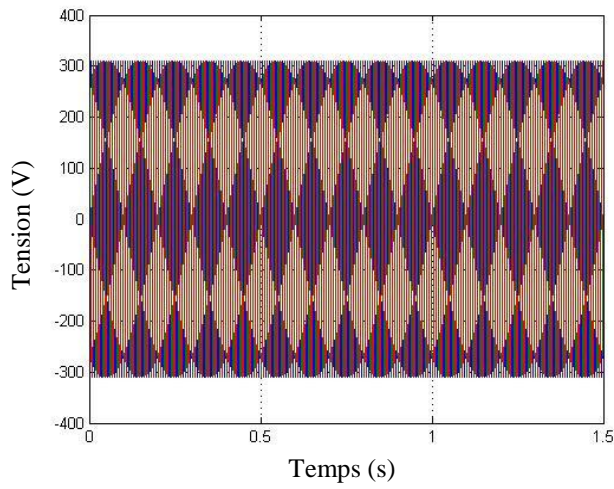
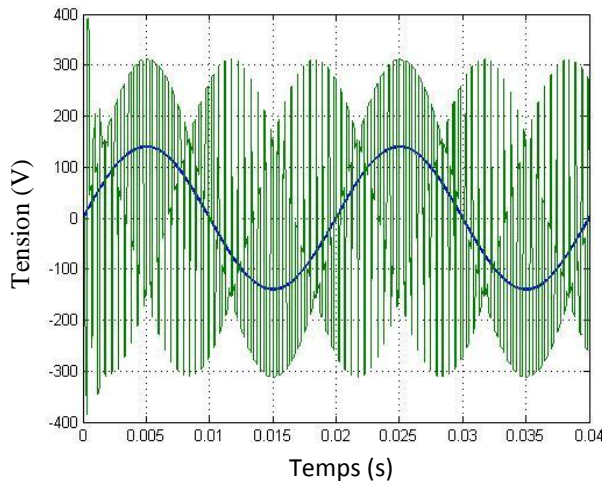
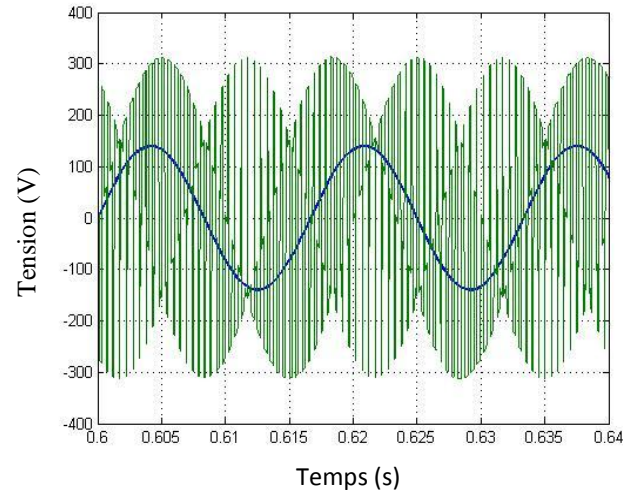


Figure III.7: Tensions simples du réseau électrique alimentant le convertisseur matriciel



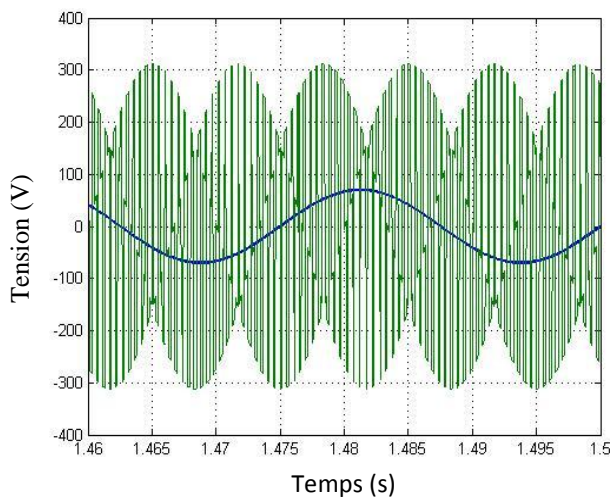
a. $V_{refm}=140V$, $f_{ref} = 50$ Hz,

$f_{ech} = 2000$ Hz



b. $V_{refm}=140V$, $f_{ref} = 60$ Hz

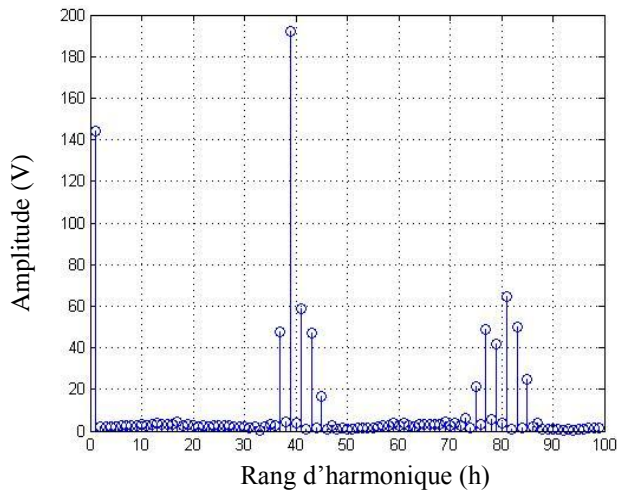
$f_{ech} = 2000$ Hz



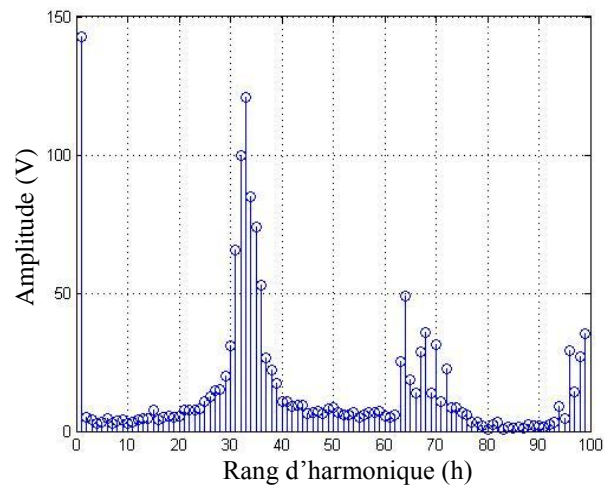
c. $V_{refm}=70V$, $f_{ref} = 40$ Hz

$f_{ech} = 2000$ Hz

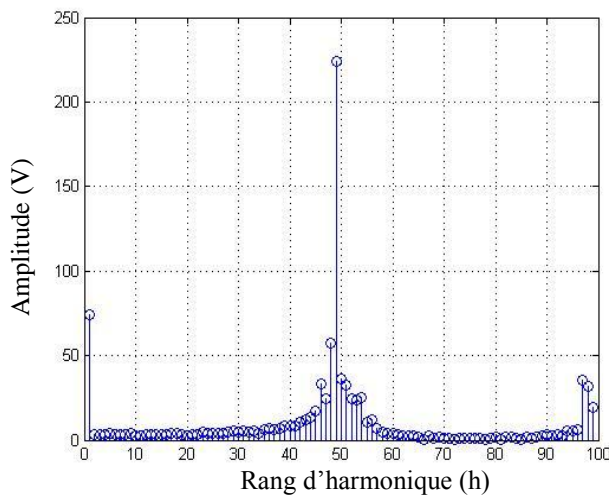
Figure III.8: Évolution de la tension de sortie du convertisseur matriciel et sa référence pour la phase 1



a. Analyse spectrale de la tension VaN
(fondamentale 50 Hz)



b. Analyse spectrale de la tension VaN
(fondamentale 60 Hz)



c. Analyse spectrale de la tension VaN
(fondamentale 40 Hz)

Figure III.9: Analyse spectrale de la tension de sortie de la phase 1 du convertisseur matriciel

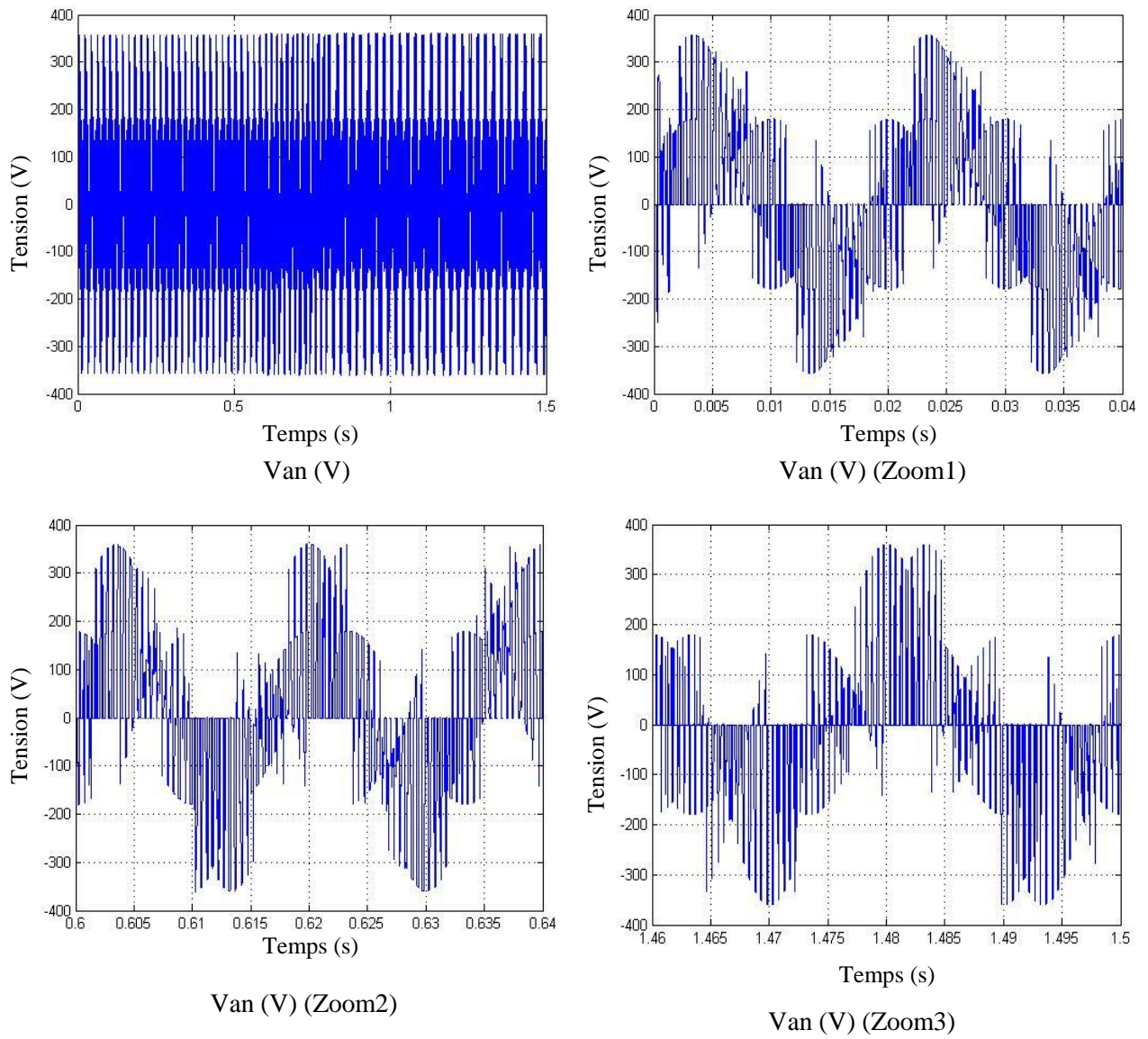


Figure III.10: Tension simple appliquée au stator de la machine asynchrone (phase 1)

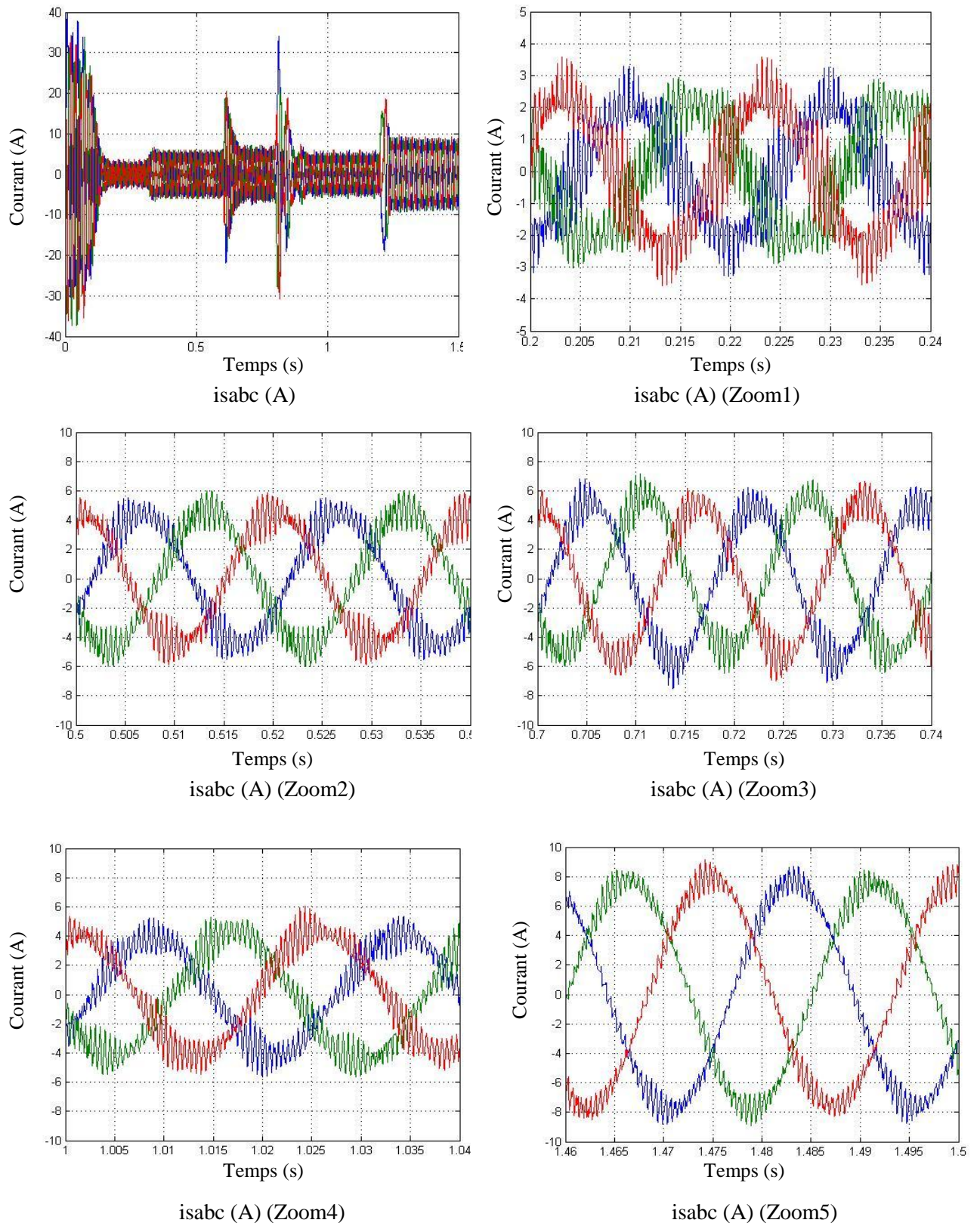


Figure III.11: Courants statoriques de la machine asynchrone

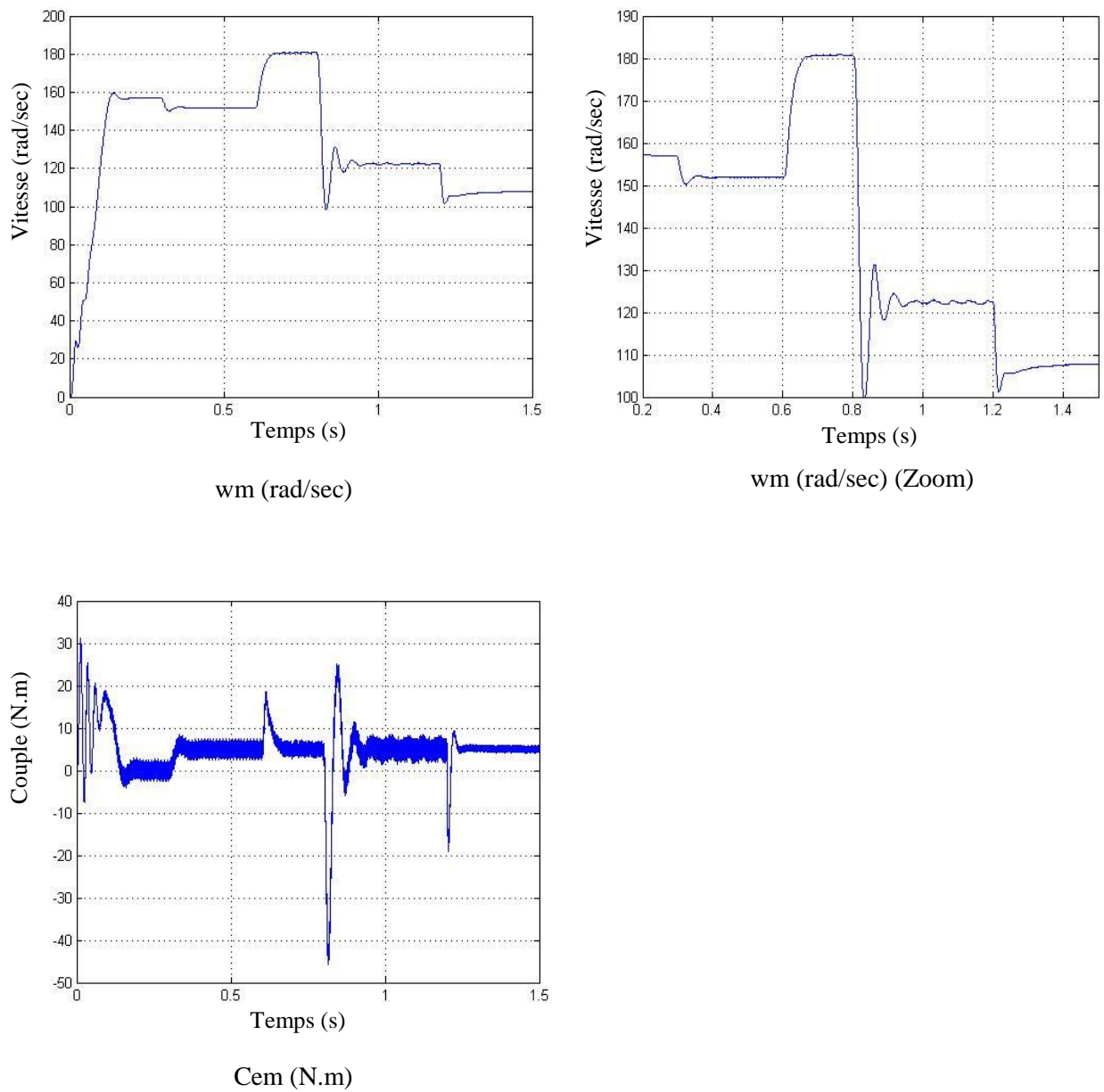


Figure III.12: Vitesse rotorique et couple électromagnétique de la machine asynchrone

III.3 Conclusion

Dans ce chapitre, la commande MLI par la méthode de Venturini appliquée sur le convertisseur matriciel 3x3 est présentée et simulée. Les résultats de simulation ont montré qu'on peut avoir une tension de fréquence et d'amplitude variables à partir d'une tension d'amplitude et de fréquence constantes avec un minimum d'harmonique. L'application de cette tension au moteur asynchrone triphasé a permis à la machine de développer une vitesse rotorque et un couple électromagnétique réglables.

Conclusion générale et perspectives

Vu ses avantages par rapport aux autres convertisseurs AC-AC, le convertisseur matriciel est soumis, dans ce mémoire, à une étude de performances comme convertisseur de fréquence et d'amplitude des tensions alternative. L'évaluation de ces performances repose en premier lieu sur l'introduction de référence triphasée sinusoïdale de fréquence et d'amplitude variables au convertisseur 3x3 contrôlé en MLI à base de la méthode de Venturini et alimenté par une source de tension triphasée équilibrée. Ensuite faire l'analyse spectrale de la tension de sortie afin de déterminer sa qualité, l'amplitude du fondamental et sa fréquence et comparer les avec ceux de la référence. La simulation nous à montré que :

- La qualité de la tension de sortie, qui est fonction de la fréquence d'échantillonnage, peut être améliorée en augmentant cette dernière.
- La qualité de tension de sortie est bonne avec une bonne concordance (en fréquence et en amplitude) entre le signal de référence et le fondamental de la tension de sortie.

Il faut noter que la MLI à base de la méthode de Venturini est limitée en gain d'amplitude du fondamental de la tension de sortie par rapport à celle de la tension d'entrée à 50%. Dans ce sens, le signal de référence peut être modifié afin d'augmenter ce gain. Dans ce contexte, on propose les perspectives suivantes :

- L'étude du convertisseur matriciel commandé par la méthode de Venturini avec amélioration du gain en amplitude de tension.
- L'étude du convertisseur matriciel avec d'autres techniques de commande MLI tenant compte des perturbations de la tension du réseau électrique.
- L'étude du convertisseur matriciel dans les systèmes en boucle fermée (asservissement de vitesse des machines synchrone et asynchrone, machine asynchrone double alimentée, interconnexion des réseaux électriques).
- L'étude du convertisseur matriciel en mode dégradé (mode de défaillance).

Annexe

Les paramètres de simulation sont listés comme suit :

Réseau électrique triphasé équilibré :

Tension efficace simple : 220 V (Tension efficace composée : 380 V)

Fréquence : 50 Hz

Moteur électrique triphasé :

Puissance nominale : $P_n = 4500$ W

Vitesse rotorique à vide : $\Omega_0 = 188$ rad/sec

Vitesse rotorique à pleine charge : $\Omega_n = 180$ rad/sec

Couple nominale de charge : $C_n = 25$ N.m

Tension efficace composée nominale $U_n = 380$ V

Fréquence nominale : $f_n = 60$ Hz

Résistance statorique : $R_s = 1.115$ Ohm

Inductance de fuite statorique : $L_{fs} = 0.005974$ H

Résistance rotorique : $R_r = 1.083$

Inductance de fuite rotorique : $L_r = 0.005974$ H

Inductance magnétisante : $L_m = 0.2037$ H

Moment d'inertie : $J = 0.0102$ kg.m²

Facteur de frottement : $f_f = 0.0002$ N.m.s

Nombre de paires de pôles : $p = 2$

Couple de charge appliqué : $C = 0$ N.m et $C = 5$ N.m

Convertisseur matriciel :

Amplitude de la tension de référence : $V_{refmax} = 140$ V et $V_{refmax} = 70$ V

Fréquence de la tension de référence : $f_{ref} = 50$ Hz, $f_{ref} = 60$ Hz et $f_{ref} = 40$ Hz

Fréquence d'échantillonnage : $f_{ech} = 2000$ Hz

Références bibliographiques

- [1] **Bouchard, R.-P. and G. Olivier**, *Électrotechnique*. 2^e ed 2005, Montréal: Presses Internationales Polytechnique. 686.
- [2] **P.Kazmierkowski, M., R.Krishnan, and F. Blaabjerg**, *Control in Power Electronics: Selected Problems*, ed. E. Science 2002, San Diego: Academic Press. 518.
- [3] **Delarue, P., C. Rombaut, and G. Séguier**, *Les convertisseurs de l'électronique de puissance*. 3^e ed 2007: Lavoisier.
- [4] **Luc Anthony LOWINSKY**. Le 27 mai 2010: Nouvelle topologie de Compensateur de Puissance Réactive pour les Réseaux Ferrés 25 kV / 50 Hz.
- [5] **A. Alesina, M. Venturini**, "Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 4, no. 1, pp. 101-112, January 1989.
- [6] **Arrillaga, J. and N.R. Watson**, *Power system harmonics*. 2^eme ed, ed. J.W. Sons 2003, West Sussex: J. Wiley & Sons. 399.
- [7] **Venturini, M. and A. Alesina**, Generalised Transformer: A New Bidirectional, Sinusoidal Waveform Frequency Converter With Continuously Adjustable Input Power Factor. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1980: p. 242-252.
- [8] **Alesina, A. and M. Venturini**. Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM AC-AC converters. in *PESC '88 Record - 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1988. Kyoto, Jpn: Publ by IEEE.
- [9] **Podlesak, T.F., et al.** A 150kVA vector controlled matrix converter induction motor drive. in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference; 39th IAS Annual Meeting*, October 3, 2004 - October 7, 2004. 2004. Seattle, WA, United states: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.
- [10] **H. ISIKIWA and Y. MURAI**, « A New Series Resonant DC-Link AC/AC PWM Converter », *IEEE Trans. On Ind. Applicat.*, Vol.35, N°6, pp. 1433-1439, Nov./dec., 1987.
- [11] **H. ISIKIWA and Y. MURAI**, « A New Series Resonant DC-Link AC/AC PWM Converter », *IEEE Trans. On Ind. Applicat.*, Vol.35, N°6, pp. 1433-1439, Nov./dec., 1987.
- [12] **Duguay, L.**, *Commande programmable pour un convertisseur direct*, 1988, École Polytechnique de Montréal: Montréal. p. 244.

- [13] *SimPowerSystems User's Guide*, 2011, The Mathworks Inc.
- [14] **Kolar, J.W., et al.** Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter. in 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Expositions, March 10, 2002 - March 14, 2002. 2002. Dallas, TC, United states: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.
- [15] **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.
- [16] **Duguay, L.**, *Commande programmable pour un convertisseur direct*, 1988, École Polytechnique de Montréal: Montréal. p. 244.
- [17] **Wheeler, P.W., et al.**, Matrix converters: A technology review. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002.: p. 276-288.
- [18] **J. HAMMAN and F. MERWE**, « Voltage-Harmonics Generated Voltage-Fed Inverters Using PWM Natural Sampling », IEEE Trans. On Power Electron., Vol.3, N°3, pp. 297-302, sept. 1995.
- [19] **Wildi, T.**, *Électrotechnique*. 4 ed 2005, Québec: Les Presses de l'université Laval. 1215.
- [20] **Noguchi, T., et al.**, Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998.: p. 473-479.
- [21] **Grbovic, P.J., et al.**, 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.
- [22] **Wheeler, P. and D. Grant**, Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter. IEE Proceedings: Electric Power Applications, 1997. : p. 53-60.
- [23] **Podlesak, T.F., et al.** A 150kVA vector controlled matrix converter induction motor drive. in Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference; 39th IAS Annual Meeting, October 3, 2004 - October 7, 2004. 2004. Seattle, WA, United States: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.
- [24] **Mahrchand, Y.**, Étude comparative de la simulation d'un circuit d'électronique de puissance, in Génie électrique 2000, École Polytechnique de Montréal: Montréal.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Proposé et dirigé par : Mr. BENSLIMANE Tarak.

Présenté par: ZENBOUA Noureddine.

Thème :

Commande du convertisseur matriciel

Résumé

D'une manière générale, un convertisseur de puissance est un circuit électrique constitué d'éléments semi-conducteurs (non-linéaires) et d'éléments passifs (linéaires). Il permet de transformer la forme du flux de puissance entre deux sources de natures différentes (tension/courant). Cette transformation se fait grâce à un circuit externe qui doit agir sur les semi-conducteurs avec précision.

Ce travail a pour but l'étude et analyse d'un convertisseur matriciel (3x3) avec son application à la conduite d'une machine asynchrone. La méthode MLI calculée dite méthode de Venturini est appliquée pour commander les interrupteurs électroniques du convertisseur matriciel afin de produire une tension de sortie dont le fondamental est en concordance en amplitude et en fréquence avec la référence.

Mots Clés : Convertisseur matriciel, Commande MLI, méthode de Venturini.