

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: COMMAND DES SYSTEMES ELECTRIQUES

THEME

Etude d'un convertisseur matriciel
alimentant un moteur à cage

Proposé et dirigé par :

-Mr.BENDAIKHA A / Malik

Présenté par :

- BADDAR Brahim

Année Universitaire: 2012/2013

N° d'ordre : 079

المخلص:

يتركز العمل المقدم في هذه المذكرة على دراسة محرك لا تزامني ثلاثي الطور مغذى من طرف موج مصفوفي.

قمنا في هذه الدراسة بتطرق إلى ثلاثة عناصر رئيسية:

- ❖ تقنية التغير في السرعة بصفة عامة
- ❖ الموج المصفوفي ثلاثي الطور (Méthode de Venturini & Alesina)
- ❖ تقنية التحكم في المحرك لا تزامني ثلاثي الطور

تم قمنا بتطبيق تقنية التحكم في محرك لتزامني ثلاثي الطور باستعمال الموج المصفوفي

Résumé :

Ce travail a pour objectif l'étude et l'analyse d'un convertisseur matriciel et son application à la manipulation d'une machine asynchrone triphasée. Pour ce faire, nous avons modélisé dès le début la machine asynchrone triphasée.

On a fait une modélisation du convertisseur matriciel ; afin d'obtenir l'amplitude et la fréquence de la tension souhaitée, nous avons utilisé trois éléments principaux

- ❖ Généralités sur les variations de vitesse
- ❖ Convertisseur matriciel triphasé (Méthode de Venturini & Alesina)
- ❖ Technique de command a la machine asynchrone triphasée

Puis, on a appliqué la technique de command a la machine asynchrone par le convertisseur matriciel

Abstract :

This work aims at the study and analyzes of a matrix converter and its application to the handling of a three-phase asynchronous machine. With this intention, we modeled as of the beginning the three-phase asynchronous machine. One made a modeling of the matrix converter; in order to obtain the amplitude and frequency of the desired tension, we used three principal elements

- ❖ general information on the variations speed
- ❖ three-phase matrix Converter (Method of Venturini & Alesina)
- ❖ technical of command to the three-phase asynchronous machine

Then, one applied the technique of command to the asynchronous machine by the matrix converter

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

La personne la plus chère dans le monde, la lumière de ma vie, la source de tendresse, celle qui a sacrifié et a souffert les plus belles années de sa vie pour me voir un jour réussir :

♥♥ Ma chère mère ♥♥

*A **mon cher père**, le plus noble qui par son courage a consacré tous ses efforts, et ses moyens pour m'aider à accomplir ce mémoire, et pour me faire réussir.*

A mes chers frères

A mes chères sœurs

A ma chère grande mère

A mes chers oncles et tantes.



BADDAR Brahim

Résumé

Je tiens à remercier tout d'abord mon Dieu <<الحمد لله رب العالمين>>

Je souhaite exprimer ma reconnaissance et mes remerciements aux personnes qui m'ont soutenu et aidé durant le temps consacrées à la réalisation de ce mémoire.

Dans un premier temps, je remercie sincèrement mes parents et toute ma famille pour leur soutien et les encouragements qu'ils m'ont apportés.

*Je tiens à remercier mon encadreur Monsieur: **BENDAÏKHA A / Malik** et Monsieur: **ZORIG AISSAM***

J'ai le grand honneur de remercier Monsieur le président de jury. afin d'voire accepté de participer dans ma soutenance

*J'aimerais de remercier monsieur le chef de département Dr: **bendjeaima bachir** et Je veux remercier toute mes enseignants durant les 5 années d'étude passés.*

*Je tiens à remercier tous mes amis et notamment **dilmi oualid, sahraoui mebarek***

Je remercie également tous les étudiants de ma promotion, et les techniciens des laboratoires sans exception

BADDAR Brahim

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE.....1

Chapitre : Généralités sur les variation de vitesse

Introduction.....	3
I.1.Domains d'application des entrainements electriquesà vitesse variable	4
I.2.Evolution de la variation de vitesse	5
I.2.1. Evolution du coté charge	5
I.2.2.Evolution des formes d'onde des tensions appliquées au stator des machines.....	5
I.2.3.Evolution du coté réseau	5
I.2.4évolution de la supervision	5
I.3.Variateurs de vitesse a courant alternatif	5
I.3.1. Le cycloconvertisseur	5
I.3.2.L'onduleur de tension.....	7
I.3.3. Les convertisseurs indirect de fréquence	8
I.3.4.Le convertisseur matriciel.....	10
I.4. Comparaison entre quelques types de convertisseurs utilisés pour les machines a courant alternatif..	12
I.5. Conclusion	14

Chapitre II :Le Convertisseur Matriciel

Introduction.....	15
II.1.Le convertisseur matriciel	15
II.1.1 Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel	16
II.1.1.1.Structure du convertisseur matriciel	16
II.1.1.2.Vecteurs de commutation admissibles.....	19
II.2.Théorie de fonctionnement du convertisseur matriciel triphasé.....	21
II.2.1.Calcul des rapports cycliques des interrupteurs.....	24
II.3.Commande des convertisseurs matriciels.....	25
II.4.Méthode de Venturini & Alesina.....	26
II.4.1.Analyse sur une branche de sortie	27
II.4.1.1 Interprétation graphique	28
II.4.1.2.Détermination des temps de fermeture des interrupteur	29
II.4.1.3.Réglage du facteur de déplacement	31
II.5.Simulation numérique de commande par l'algorithme de venturini.....	32
II.5.1.Commande par l'algorithme de venturini sans charge.....	32

II.5.2. Commande par l'algorithme de Venturini avec charge (R-L)	37
II.6. Interprétation des résultats	41
II.7. Conclusion	42

Chapitre III Modélisation & Alimentation de la machine asynchrone par le convertisseur matriciel

Introduction	43
III.1. Généralités sur la machine asynchrone à cage	43
III.1.1. Définition	43
III.1.2. Description du moteur asynchrone à cage	43
III.1.3. Problèmes posés par le moteur asynchrone	46
III.1.4. Avantages et inconvénients du moteur à synchronisme	46
III.1.5. Principe de fonctionnement	47
III.2. Modélisation de la machine asynchrone triphasée	49
III.2.1. Description du moteur asynchrone	49
III.2.2. Hypothèses simplificatrices	50
III.2.3. Equation générale de la machine asynchrone triphasée	50
III.2.3.1. Equations électriques de la machine	51
III.2.3.2. Equations magnétiques	51
III.2.3.3. Equations mécaniques	51
III.2.4. Transformation de Park	52
III.2.5. Choix du référentiel	56
III.2.6. Modélisation de la machine	57
III.2.6.1. Alimentation en tension	57
III.2.6.2. Alimentation en courant	59
III.3. Simulation du modèle de la machine asynchrone	60
III.3.1. Simulation numérique	61
III.3.1.1. Résultats de simulation	62
III.3.1.2. Interprétation des résultats de simulation	63
III.4. Alimentation de la machine asynchrone par le convertisseur matriciel	64
III.4.1. Simulation numérique	64
III.4.2. Résultats de simulation	66
III.4.3. Interprétation des résultats	68
III.5. Conclusion	68
CONCLUSION GENERALE	69

Liste des figures :

Chapitre I

Figure I.1 : Synoptique d'un variateur de vitesse.....	3
Figure I.2 : Structure d'un Cycloconvertisseur.....	7
Figure I.3 : Onduleur de tension.....	8
Figure I.4 : Structure convertisseur alternatif-alternatif à circuit résonant intermédiaire	9
Figure I.5 : Convertisseur matriciel triphasé-triphasé	11

Chapitre II

Figure II.1 : Convertisseur matriciel triphasé-triphasé alimentant une charge	17
Figure II.2 : Interrupteurs bidirectionnels	18
Figure II.3 : Exemple pour la définition du vecteur de l'état de commutation de la matrice	20
Figure II.4 : Exemple de chronogramme du fonctionnement des interrupteur S_{ij} sur une période d'échantillonnage	22
Figure II.5 : Exemple de connexions possibles dans un convertisseur matriciel	23
Figure II.6 : Convertisseur matriciel trois phases à une phase	27
Figure II.7 : Synthèse de la tension de sortie, pour une séquence k, à partir des tensions d'entrées	28
Figure II.8 : Évolution de la référence V_o , réf de la séquence k à k+1 (cas général)	29
Figure II.9 : Tension simple de sortie sur une période avec son spectre ($f_s=25\text{Hz}$).....	33
Figure II.10 : Tension simple de sortie sur une période avec son spectre ($f_s=50\text{Hz}$).....	34
Figure. II.11 : Tension simple de sortie sur une période avec son spectre ($f_s=25\text{Hz}$).[avec troisième harmonique]	35
Figure II.12 : Tension simple de sortie sur une période avec son spectre ($f_s=50\text{Hz}$). [avec troisième harmonique]	36
Figure II.13 : Schéma global de simulation	37
Figure II.14 : Courant de phase de sortie pour $f_s=25\text{Hz}$	38
Figure II.15 : Tension entre phase de sortie pour $f_s=25\text{Hz}$	38
Figure II.16 : La tension entre phase de sortie sur une période avec son spectre.....	39
Figure II.17 : Tension entre phase de sortie pour $f_s=50\text{Hz}$	39
Figure II.18 : La tension entre phase de sortie sur une période avec son spectre (pour $f_s=50\text{Hz}$).....	40
Figure II.19 : Courant de phase de sortie pour $f_s=50\text{H}$	41

Chapitre III

Figure.III.1 : Moteur asynchrone (catalogue Leroy-Somer)	45
--	----

Figure.III.2 : Fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage.....	48
Figure.III.3 : Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS	51
Figure.III.4 : Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé	54
Figure.III.5 : Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé	55
Figure.III.6 : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en courant	59
Figure.III .7 : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en courant	61
Figure.III.8 : Démarrage en pleine tension suivi d'une perturbation $C_r = 10 N.m$ à 0.5 sec	64
Figure.III.9 : Schéma de simulation global	66
Figure.III.10 : Alimentation de la machine asynchrone par le convertisseur matriciel.....	66
Figure.III.11 : Allure de la vitesse.....	67
Figure.III.12 : Allure de couple.....	67
Figure III.13 : Allure du courant	68
Figure III.14 : Allure de la tension.....	68

Liste des tableaux :

Chapitre I :

Tableau I.1 : Comparaison du convertisseur matriciel et Cycloconvertisseur et à l'onduleur MLI13

Chapitre II :

Tableau II.1: Tableau comparatif du convertisseur matriciel à fréquence intermédiaire16

Chapitre III :

Tableau III.1 : Les différents éléments de la machine asynchrone46

Tableau III.2 :Les paramètres techniques du moteur asynchrone.62

Notations

<i>Symboles</i>	<i>Notations</i>
$M(t)$	<i>Matrice de connexion</i>
$M^t(t)$	<i>Transposée de la Matrice de Connexion</i>
T_e	<i>Période de commutation</i>
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	<i>Tensions de sortie du convertisseur matriciel, qui correspondent aussi aux tensions statoriques</i>
V_{eA}, V_{eB}, V_{eC}	<i>Tensions d'entrée du convertisseur matriciel</i>
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	<i>Courants de sortie du convertisseur matriciel, qui correspondent aussi aux courants statoriques</i>
i_{eA}, i_{eB}, i_{eC}	<i>Courants d'entrée du convertisseur matriciel</i>
V_{em}	<i>Amplitude de la tension d'entrée</i>
I_{sm}	<i>Amplitude du courant de sortie</i>
q	<i>Rapport de tension du convertisseur matriciel</i>
ω_e	<i>Pulsation électrique d'entrée du convertisseur matriciel</i>
ω_s	<i>Pulsation électrique de sortie du convertisseur matriciel</i>
ω_m	<i>Pulsation de modulation du convertisseur matriciel</i>
ω_r	<i>Pulsation rotorique</i>
V_{ds}, V_{qs}	<i>Tensions statoriques directe et en quadrature</i>
$i_{ds}(i_d), i_{qs}(i_q)$	<i>Courants statoriques directe et en quadrature</i>
i_{dr}, i_{qr}	<i>Courants rotoriques direct et en quadrature</i>
P	<i>Nombre de paire de pôles</i>
ϕ_{ds}, ϕ_{qs}	<i>Flux statorique direct et en quadrature</i>
ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	<i>Flux rotorique direct et en quadrature</i>
$P(\theta)$	<i>Matrice de Park</i>
ϕ_e, ϕ_s	<i>Angle de phase d'entrée et de sortie du convertisseur matriciel, respectivement</i>
R_r	<i>Résistance rotorique</i>
R_s	<i>Résistance statorique</i>
θ	<i>L'angle</i>

Φ	<i>Le Flux</i>
i	<i>Le courant</i>
J	<i>Moment d'inertie du rotor.</i>
Ω	<i>Vitesse angulaire mécanique du rotor.</i>
f	<i>Coefficient de frottement visqueux.</i>
C_{em}	<i>Couple électromagnétique délivré par le moteur.</i>
C_r	<i>Couple résistant.</i>
L_s	<i>Inductance cyclique statorique</i>
L_r	<i>Inductance cyclique rotorique</i>
L_m	<i>Inductance mutuelle propre</i>
MLI	<i>Modulation de l'argeur d'impulsion</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>

INTRODUCTION GENERALE

Grâce au développement de l'électronique de puissance et de la commande, il est Aujourd'hui possible d'obtenir des variateurs à courant alternatif aussi performants que ceux à courant continu. C'est le cas de la machine asynchrone à cage, qui est de conception simple, robuste peu coûteuse à l'achat, et à l'entretien. Elle supporte de fortes surcharges et peut fonctionner dans des milieux explosifs et corrosifs lorsqu'une machine n'est pas alimentée directement par le réseau, mais par l'intermédiaire d'un convertisseur statique. [1]

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

Les structures de convertisseurs et les techniques de conversion de puissance dépendent intrinsèquement de la nature des sources reliées au convertisseur. Il existe quatre types de convertisseurs: les redresseurs (CA/CC), les hacheurs (CC/CC), les onduleurs (CC/CA) et les convertisseurs de fréquence directs (CA/CA ou CFD).[1]

Les convertisseurs statiques sont les dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et\ou la fréquence

Les convertisseurs à topologie matricielle sont très peu connus. Jusqu'à présent, l'intérêt pour ce type de convertisseurs était d'une nature plutôt académique et ainsi il n'existe pas de produit commercialisé de convertisseur matriciel, à cause de la complexité élevée de sa commande et de sa tension réduite par rapport aux solutions conventionnelles. Néanmoins, on peut considérer les difficultés posées par la réalisation pratique du convertisseur matriciel dans le passer sont dues au problème de commutation du courant (absence des diodes de roue libre) et la protection des circuits de puissance

En revanche, le convertisseur matriciel présente plusieurs avantages en le comparant avec le convertisseur conventionnel. Parmi ces avantages on a :[2][1]

- La conversion directe de fréquence, sans avoir recours au circuit intermédiaire continue, qui caractérise les convertisseurs conventionnels
- Elimination des éléments passifs de stockage d'énergie qui influe fortement sur le circuit intermédiaire.

- Il permet de renvoyer directement l'énergie vers le réseau d'alimentation grâce à sa structure symétrique

L'objectif principal de l'étude de ce convertisseur est le remplacement des convertisseurs conventionnels à circuits intermédiaires continu par des convertisseurs réalisant la conversion directe alternative –alternative (convertisseur matriciel).

Ce mémoire est principalement consacré à la machine asynchrone, alimentée par un convertisseur matriciel. Il s'orientera autour de deux axes: la modélisation et la commande. Il comporte trois chapitres.

Dans le premier chapitre, on rappellera brièvement l'évolution des systèmes d'entrainements avec machines à courant alternatif. Ensuite, les différents variateurs utilisés dans le domaine de la vitesse variable seront présentés. Une comparaison entre les performances des différents variateurs est donnée dans ce même chapitre.

Au deuxième chapitre, une description détaillée du convertisseur matriciel est présentée. La technique de commande du convertisseur matriciel sera développée. Des résultats sur une charge inductive, pour différentes fréquences de sortie, seront discutés.

Le troisième chapitre sera consacré à la modélisation de système à commander, ceci est constitué par la machine asynchrone (MAS) alimentée directement par un convertisseur matriciel. Le convertisseur matriciel étant toujours commandé par la technique de l'algorithme modifié de Venturini. Des résultats de simulation en boucle ouverte seront présentés

Finalement nous terminerons par une conclusion pour résumer les principaux résultats Obtenus, et donner les perspectives envisagées.

CHAPITRE I :

Généralités sur les variations de vitesse

Introduction :

Une des applications industrielles en plein essor est l'alimentation des moteurs électriques, par variateur de vitesse, grâce à l'utilisation des convertisseurs de l'électronique de puissance. Un Variateur permet d'asservir le couple ou la vitesse des machines tournantes, tout en ayant un très bon rendement.

Comme le montre le synoptique de la Figure I-1, le convertisseur d'un variateur de vitesse relie une source électrique alternative (monophasée ou triphasée) à un moteur (le plus souvent alternatif) par l'intermédiaire d'un dispositif de filtrage situé de part et d'autre du convertisseur.

Ces variateurs sont conçus autour d'une même architecture. Des grandeurs importantes (comme le couple, la vitesse de la machine tournante, les tensions ou les courants) sont traitées par un organe de commande permettant de piloter le convertisseur et ainsi réguler la ou les grandeurs souhaitées.

Un dispositif de protection est connecté au convertisseur du variateur afin de réduire au maximum tout risque de destruction du système

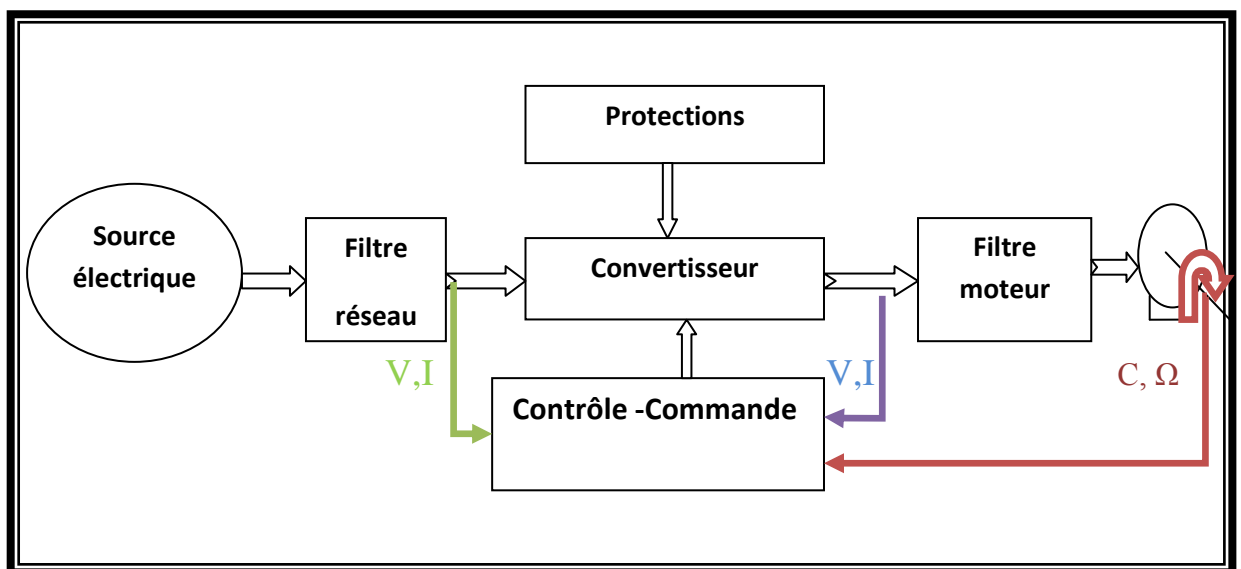


Figure I.1.Synoptique d'un variateur de vitesse.

Il existe plusieurs topologies de convertisseurs. La première famille assure une conversion alternatif-continu suivie d'une conversion continu-alternatif (AC/DC/AC). C'est celle qui est actuellement la plus répandue dans l'industrie. La seconde famille assure une conversion directe alternatif-alternatif (AC/AC). Cette conversion directe peut être assurée, soit par des cycloconvertisseurs, soit par des convertisseurs matriciels. On écartera de cette étude les cycloconvertisseurs, qui sont utilisés pour des applications de très forte puissance (>10MW).

Ce mémoire s'intéresse à la conversion directe AC/AC entre un réseau alternatif triphasé et une machine triphasée (synchrone ou asynchrone) à l'aide des convertisseurs matriciels. Ce chapitre présente, tout d'abord, la solution classique utilisée pour la variation de vitesse des machines électriques triphasées. Ses atouts, mais aussi ses points faibles, sont soulignés. Ensuite.

Ce chapitre s'oriente vers la présentation des variateurs de vitesse à base de convertisseurs sans stockage, matriciel et matriciel "double étage". Enfin, les méthodes de modulation décrites dans la littérature scientifique seront exposées, présentant ainsi la difficulté de contrôle de ces convertisseurs.[3]

I.1. Domaines d'application des entraînements électriques à vitesse variable :

Tous les secteurs industriels peuvent être concernés, que ce soit dans des applications où la variation de vitesse est incontournable ou dans celles où elle amène des améliorations importantes. On peut citer [4].

- la traction électrique.
- les machines à papier.
- les machines du textile, caoutchouc, ...etc
- les machines outils.
- la robotique et la manutention.

I.2. Evolution de la variation de vitesse :

Quatre directions d'évolution découlent d'une analyse même sommaire des principes de la variation de vitesse : [4][5]

I.2.1 Evolution du coté charge :

Meilleures réponses aux contraintes des procédés en termes de précision, de dynamiques en couple et en tension, et maîtrise des sollicitations fréquentielles des lignes d'arbre.

I.2.2. Evolution des formes d'onde des tensions appliquées au stator des machines :

Pour réduire les déclassements des machines, les harmoniques des courants et la variation de la tension pour la tenue des isolants. Le but, pour des raisons de coût, étant de pouvoir utiliser des machines existantes sur le marché, des formes d'ondes moins riches en harmoniques améliorent la compatibilité électromagnétique.

I.2.3. Evolution du coté réseau :

Amélioration de la compatibilité variateur/réseau : fonctionnement à facteur de puissance maîtrisé et réduction de la pollution harmonique.

I.2.4. Evolution de la supervision :

La montée en puissance des microprocesseurs autorise chaque jour un plus la localisation des fonctions de supervision au droit des variateurs.

I.3. Variateurs de vitesse à courant alternatif :

Il existe plusieurs types de variateurs de vitesse qui sont utilisés en pratique :

I.3.1. Le Cycloconvertisseur :

C'est un convertisseur direct, de forte puissance, dont la fréquence de sortie est limitée. 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 d'alimentation par des harmoniques et des fluctuations de puissance réactive [6].

❖ Les principaux avantages sont :

- Fonctionnant en commutateurs naturelle, il ne nécessite pas de circuit auxiliaires de blocages des thyristors ;
- Etant un convertisseur direct, il a un très bon rendement car le courant pour aller de l'entrée à la sortie ne traverse qu'un ou deux semi-conducteurs;
- La commande et la protection des semi-conducteurs ne présentent pas de difficultés.

❖ Les principaux inconvénients sont :

- Comme tout convertisseur direct, il est (perméable) aux harmoniques : les harmoniques des tensions de sortie entraînent l'existence d'harmoniques dans les courants d'entrée (figure. I.1).ces harmoniques sont la cause principale des bruit 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 dans. Pour réduire les harmoniques des Cycloconvertisseur , mais elle semble très compliquée et onéreuse :[4]
- Le montage nécessite beaucoup de thyristors. Pour une sortie triphasée, il en faut au moins 18, presque toujours 36.
- Surtout, de par son principe même, le Cycloconvertisseur consomme une puissance réactive importante.
- Il présente une limitation : sa fréquence de sortie est variable mais doit rester nettement inférieure à sa fréquence d'entrée.

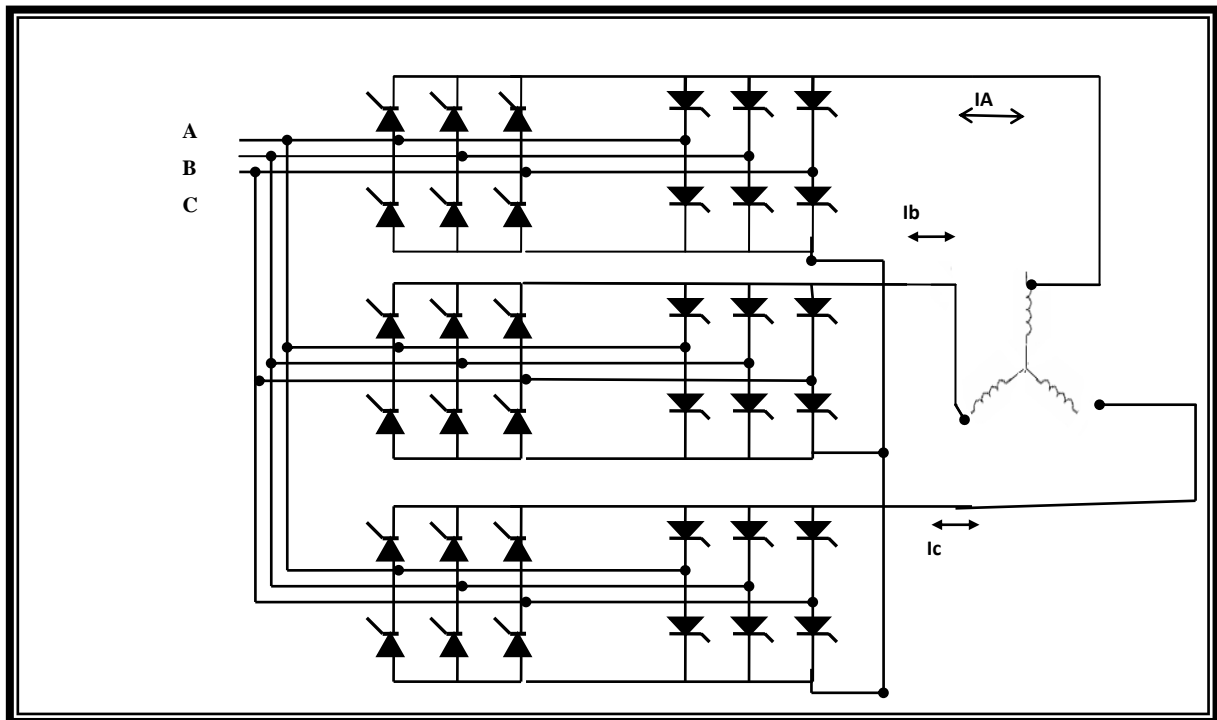


Figure. I.2. Structure d'un Cycloconvertisseur.

I.3.2.L'onduleur de tension :

A l'origine (il y a une vingtaine d'années) on ne trouvait dans cette catégorie de variateurs (modulation de largeur d'impulsions 'MLI' ou pleine onde avec modulation d'amplitude) que des variateurs de faible puissance ($P < 100\text{KW}$) [3].

Aujourd'hui, la progression en tension et en courant des composants blocables par la gâchette (GTO,IGCT,IGBT), permet d'atteindre des niveaux de puissance de l'ordre de 5 à 8 MW en IGBT et de 10 à 15 MW avec les GTO ou les IGCT, avec des associations de composants série et / ou parallèle. Il est bien évident que cette progression s'effectue au déterminent du Cycloconvertisseur, même dans les réalisations les plus simples, et cela du fait de la structure indirecte. Les onduleurs de tensions (figure. I.2) sont beaucoup moins polluants pour les réseaux d'alimentation car les harmoniques dominants, autres que le fondamental, ne sont que ceux de la fréquence de commutation et ses multiples.

Ces harmoniques, s'ils ne sont pas éliminés, seront responsables de la majorité des pertes par un moteur à induction alimenté par un onduleur [2][3][4].

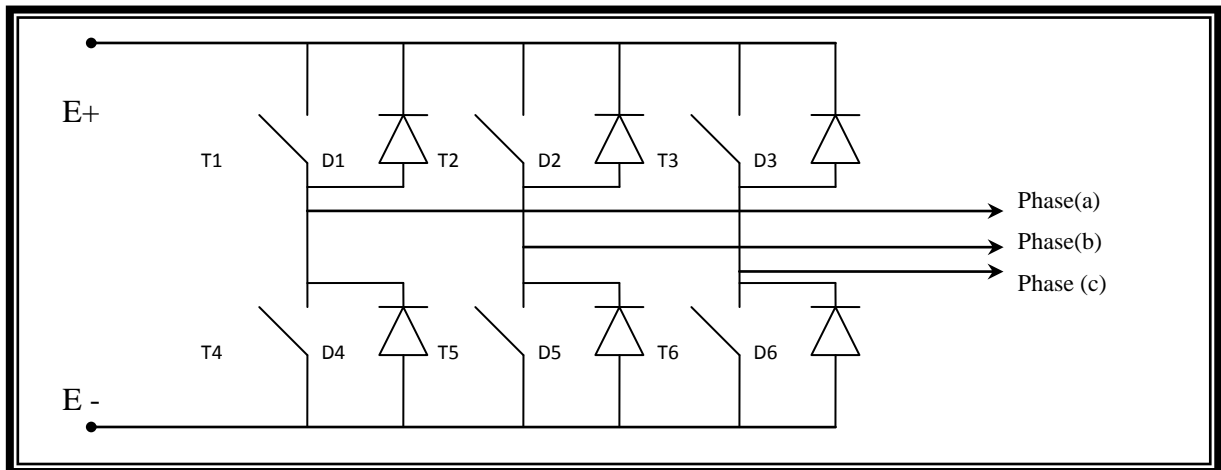


Figure I.3. Onduleur de tension

I.3.3. Les convertisseurs indirect de fréquence :

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.

Il existe principalement trois types différents de convertisseurs de fréquence indirects : [7]

- 1) 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.

- 2) Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (convertisseur, DC-voltage Link converter). Ce type de convertisseur est le plus répandu étant donné que le montage et la commande sont relativement simples.

3) 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. Il n'est pas trop utilisé à cause de la du montage et de la commande. La figure (I-4) représente un convertisseur à circuit intermédiaire oscillant [4].

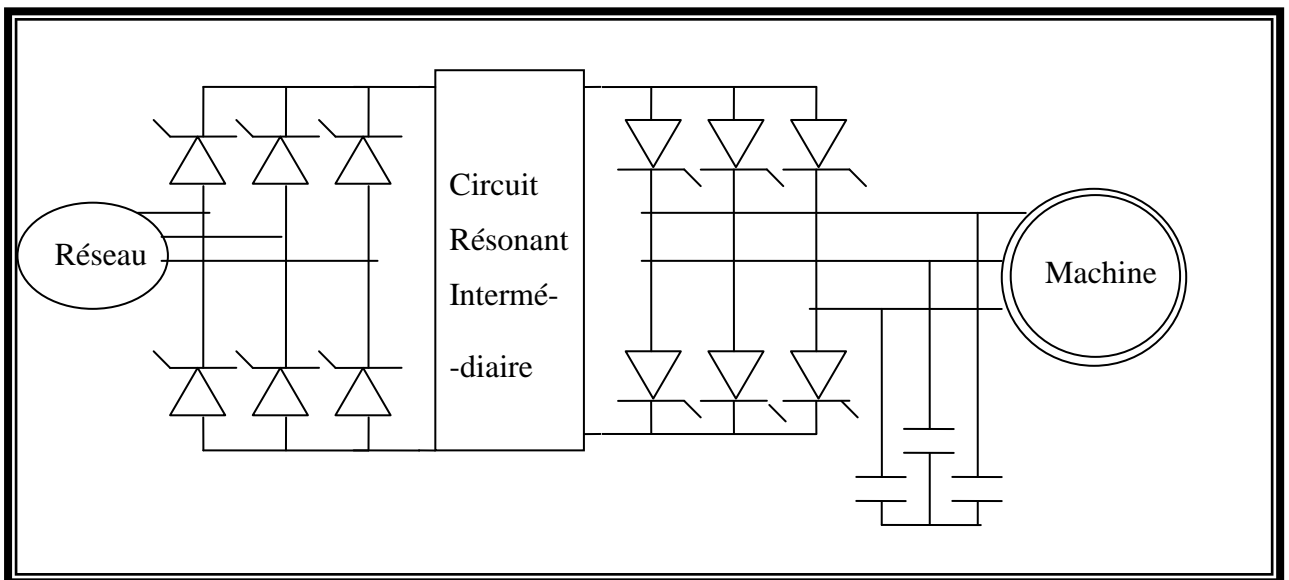


Figure I.4. Structure convertisseur alternatif-alternatif à circuit résonant intermédiaire

Ils sont utilisés dans les procédés comportant des échanges d'énergie internes. L'exemple le plus typique se rencontre dans les industries du papier avec les enrouleuses et les dérouleuses. Echanger de l'énergie en passant par un réseau de distribution, au risque de le polluer (harmoniques, réactif), ne semble pas être la solution la meilleure, aussi pour globalement améliorer l'adéquation procédé/réseau on recourt depuis quelques années à des alimentations par "bus à courant continu" dans la mesure où les convertisseurs utilisés sont du type MLI en tension. En résumé les avantages de l'alimentation par bus à courant continu sont les suivants [5] :

- Sécurité des procédés vis-à-vis des perturbations réseau.
- Minimisation des variations de puissance réactive sur le réseau.
- Minimisation du réactif sur le réseau.
- Minimisation de la pollution harmonique du réseau.

Cette technique du bus à courant continu est pratiquée depuis plusieurs années avec des variateurs de vitesse de puissance unitaire inférieure à 1MW avec des tensions de bus de l'ordre de 980V. L'évolution des topologies et des composants de puissance, GTO et IGBT

Conduit à augmenter les puissances et les tensions machine (2.4KV, 3.3KV, 4.16KV). Ainsi les tensions de BUS évoluent de 980V à 3.4KV, 4.7KV, 5.9KV, pour des puissances de l'ordre de 5MW.

Le problème majeur de ce dernier type de variateur (à bus à courant continu) qui semble une bonne solution pour les machines à courant alternatif est la présence de l'inductance et/ou du condensateur dans le bus, qui présente un inconvénient sur le cout ainsi que sur la durée de vie du convertisseur.

I.3.4.Le convertisseur matriciel :

Le convertisseur matriciel est un convertisseur direct de puissance CA/CA constitué exclusivement de semi-conducteurs. Il est également connu sous les noms de convertisseur direct de fréquence (CDF) et de cycloconvertisseur à commutation forcée [1].

Cette solution, dite 'tout silicium', pour la conversion CA-CA, définit une 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.

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.

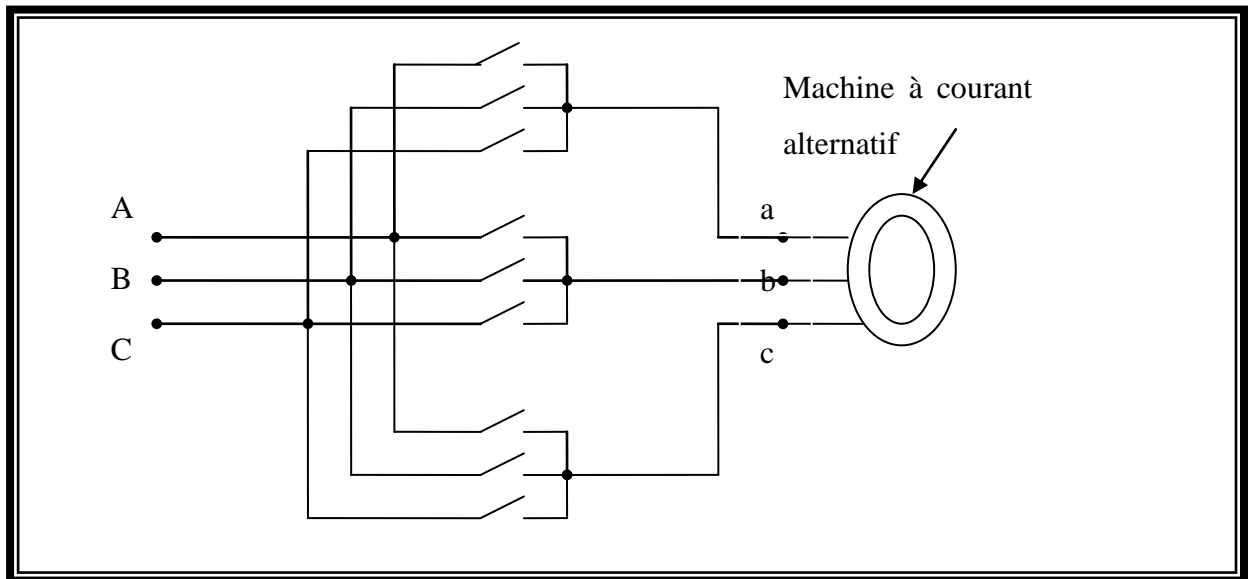


Figure. I.5. Convertisseur matriciel triphasé-triphasé.

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

- Bien qu'il s'agisse de grandeurs pulsées, leur spectre des harmoniques ne contient pratiquement que l'onde fondamentale et des composantes de haute fréquence dues à la pulsation. En évaluant les harmoniques jusqu'à l'ordre 50 par rapport à l'onde fondamentale, le facteur de distorsion harmonique totale (THD) s'élève à 3% environ pour les courants d'entrée et à 2% environ pour les tensions de phase. Étant donné que la fréquence de pulsation est située bien en dessus de ce domaine considéré, les harmoniques correspondantes ne fournissent aucune contribution [4].
- Il est possible d'imposer la fréquence de sortie à partir d'un régime continu jusqu'à une valeur maximale qui est limitée uniquement par la fréquence de pulsation maximale admissible.
- Le facteur de puissance à la sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge.
- Le rapport de transformation entre la tension de phase de la charge et la tension d'entrée est variable entre zéro et une valeur maximale qui est de 0.866.
- Le facteur de puissance à l'entrée peut être unitaire. De plus il peut être imposé par la commande ; ceci est cependant lié à une diminution de la tension maximale de sortie. Elle diminue avec le cosinus du déphasage.

- Le convertisseur matriciel fonctionne sans restriction dans les quatre quadrants du plan tension-courant, donc en fonctionnement moteur ainsi qu'en fonctionnement générateur des machines [5].

I.4.Comparaison entre quelques types de convertisseurs utilisés pour les machines a courant alternatif:

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

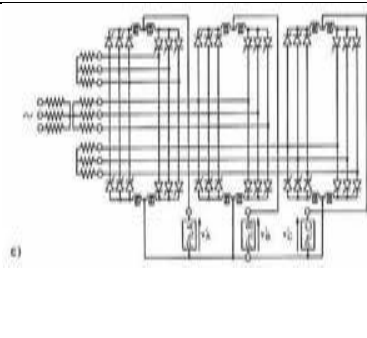
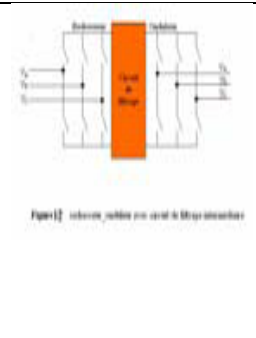
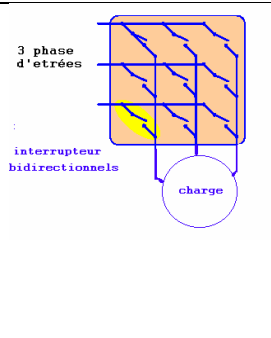
			
	<i>Cycloconvertisseur</i>	<i>l'onduleur MLI</i>	<i>Convertisseur matriciel</i>
Technologie	Ancienne	Moderne	En cours de développement
Conversion	AC-AC	AC-DC-AC	AC-AC
Fréquence Limite	40% de fentrée	Illimitée	Illimitée
Nbre d'interrupteurs	36 Uni direct	18 uni directs	09 bi direct.
Qualité du signal de sortie	Acceptable	Bonne	Très Bonne
Complexité	Moyenne	Grandes	Grandes
Pertes	Faibles	Grandes	Pratiquement faible
Poids Physique	Lourd	Moyen	Léger tout

Tableau I.1. Comparaison du convertisseur matriciel et Cycloconvertisseur et à l'onduleur MLI.

I.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons procédé à la présentation des différents types de variateurs de vitesse des machines à courant alternatif. Notre procédure nous a permis de constater que le convertisseur matriciel est le plus performant parmi ces derniers. En effet, il est susceptible d'accomplir différentes tâches, entre autres, (formes des courants d'entrée et des tensions de sortie, facteur de puissance réglable à l'entrée, etc....)

Dans le chapitre suivant nous nous permettrons de consacrer une étude exhaustive du convertisseur matriciel alternatif-alternatif Celui-ci étant fréquemment employé en milieu industriel vu sa grande performance

Chapitre II :

LE CONVERTISSEUR MATRICIEL

Introduction :

Ce chapitre couvre différents aspects du convertisseur matriciel et propose un historique relatant les principales étapes de son évolution, de sa première description au présent état de l'art. On y décrit entre autres les montages du convertisseur et les interrupteurs bidirectionnels essentiels à son fonctionnement.

On passe en revue les principales lois de commande du convertisseur matriciel, en mettant en relief leurs avantages et leurs limitations. On porte une attention particulière aux règles de fonctionnement servant à élaborer la matrice de modulation du convertisseur, qui gère toute la séquence de commutation.

Finalement, on propose quelques innovations applicables à l'amélioration du ratio de transfert en tension et à une meilleure performance des circuits de protection et de filtrage.

II.1. Le convertisseur matriciel :

Le convertisseur matriciel possède plusieurs qualités opérationnelles dont quelques unes sont mises en évidence. Le courant de charge est sinusoïdal et le courant de source ne contient que des harmoniques d'ordre élevé, multiples de la fréquence d'échantillonnage. Il permet le réglage du facteur de déplacement du courant de source, ce qui revient à réduire la consommation de puissance réactive et par conséquent à optimiser la dimension et la puissance des équipements installés. L'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels permet au flux de puissance de circuler de la source vers la charge et inversement de la charge vers la source.[2]

L'un des aspects les plus importants du convertisseur matriciel est qu'il ne nécessite pas d'élément réactif encombrant, lourd et susceptible de défaillance. Pour ces raisons, les industries aéronautique et militaire portent un grand intérêt à ce convertisseur [8] [9].

Au chapitre des inconvénients, on note la limitation de la tension de sortie à $\sqrt{32}$ de la tension d'entrée, les risques de fautes de commutation et le nombre élevé de semi-conducteurs à commander. En réponse à ses inconvénients, des études ont été menées et certaines solutions ont été apportées [10] [11].

Le Tableau II-1 établit une comparaison entre le convertisseur matriciel et les convertisseurs à fréquence intermédiaire, en mettant en évidence leurs avantages et inconvénients.

	Présence d'harmoniques de rang faible dans le courant de source	Possibilité de correction du facteur de déplacement	Présence d'un lien à courant continu	Nombre de semi-conducteurs	Possibilité de bidirectionnalité du flux de puissance	Complexité de la commande
Convertisseur a2 étages avec redresseur a diodes	Oui	Non	Oui	18	Non	Simple
Convertisseur a2 étages avec redresseur MLI	Non	Oui	Oui	24	Oui	Complexe
Convertisseur matriciel direct	Non	Oui	Non	36	Oui	Complexe

Tableau II.1. Tableau comparatif du convertisseur matriciel à fréquence intermédiaire

II.1.1. Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel :

II.1.1.1. Structure du convertisseur matriciel :

Le convertisseur matriciel est une nouvelle topologie de convertisseurs de fréquence direct. Il permet d'obtenir un système triphasé de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel. Ceci est réalisé par une matrice de neuf commutateurs de puissance reliant chaque phase d'entrée (A, B, C) à chaque phase de sortie (a, b, c).

Le schéma de principe du convertisseur matriciel est montré sur la figure II.1.

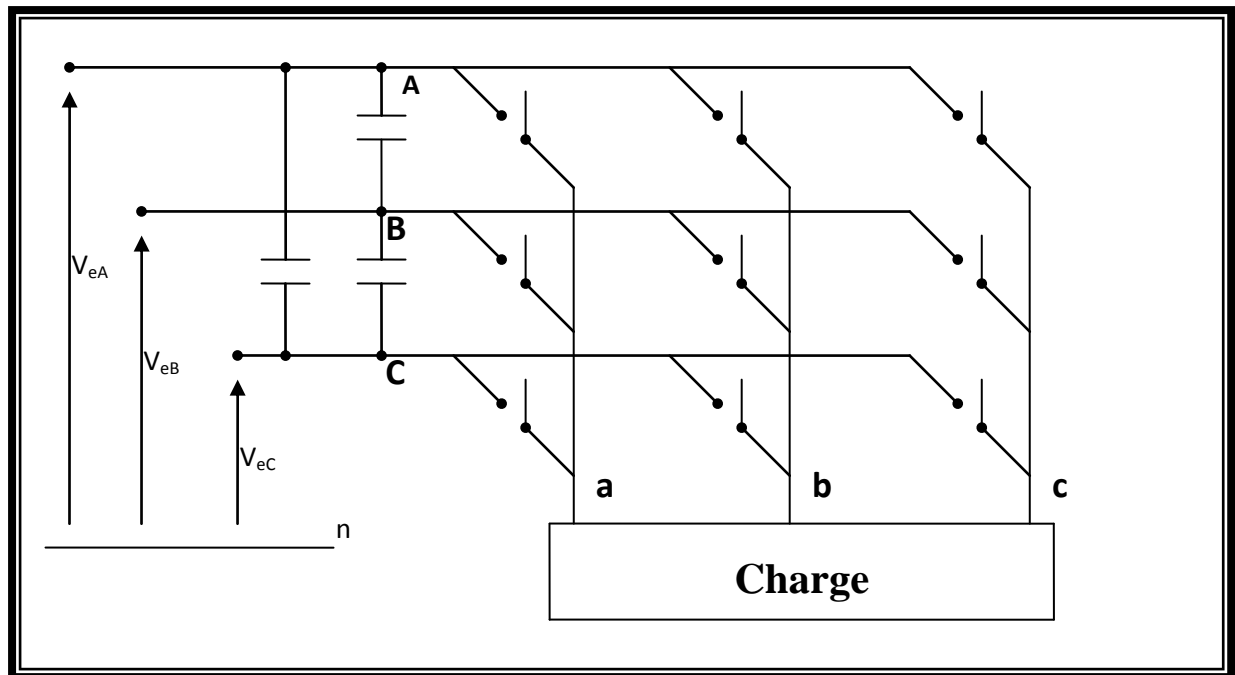


Figure II.1 Convertisseur matriciel triphasé-triphasé alimentant une charge

Les commutateurs de puissance de la matrice sont bidirectionnels, c'est-à-dire qu'ils permettent de conduire le courant symétriquement dans les deux sens ainsi que de bloquer les tensions de deux polarités [4]. [12]. On parle d'une conversion directe de fréquence parce que la conversion est réalisée sans circuit intermédiaire servant à un stockage d'énergie. Dans le cas idéal, les tensions aux bornes de la charge correspondent à chaque instant à une des trois tensions d'alimentation. En pulsant les neuf commutateurs selon une séquence de pulsation adéquate et avec une fréquence de pulsation fixe, la conversion de fréquence est réalisée.

L'inconvénient majeur est le manque d'interrupteurs bidirectionnels, ce qui explique l'utilisation, en général, de deux transistors (IGBT) et deux diodes pour la réalisation de chaque interrupteur bidirectionnel. On peut également avoir un montage avec 01 transistor IGBT et 04 diodes (figure. II.2.c). les deux transistors IGBT sont montés soit en collecteur commun (figure. II.2.a) ou en émetteur commun (figure. II.2.b); alors que le montage à émetteur commun est le plus utilisé car celui à collecteur commun est difficile à réaliser physiquement à cause des tensions différentes [12][13].

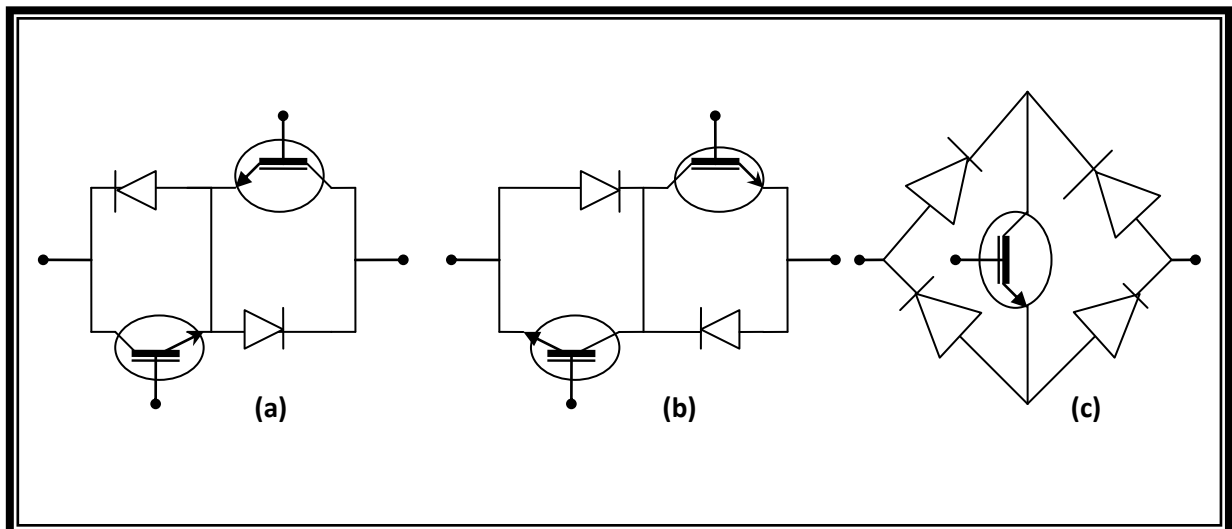


Figure II.2 Interrupteurs bidirectionnels

- a- Montage en émetteur commun.
- b- Montage en collecteur commun.
- c- Montage à pont de diodes.

➤ **a-Interrupteur quatre segments à émetteur commun :**

Cet arrangement de semi-conducteur est composé deux diodes et deux transistors connectés

comme le présente la [Figure II.2 (a)]. Les diodes restent indispensables, elles permettent de fournir la capacité de blocage en tension inverse. L'un des avantages de cette structure est d'offrir un degré de liberté supplémentaire pour la gestion de la commutation de l'interrupteur.

Les pertes par conduction sont également réduites puisque, à tout moment, seuls deux éléments (un transistor et une diode) conduisent. Comme pour la topologie à pont de diodes, chaque interrupteur quatre segments, nécessite une alimentation isolée car la commande des drivers est référencée au même potentiel.

➤ **b-Interrupteur bidirectionnel à collecteur commun :**

Cet arrangement est similaire et possède les mêmes caractéristiques que la configuration précédente.

La différence est que les transistors sont disposés dans une configuration à collecteur commun comme le montre la [Figure II.2.(b)]. Les pertes par conduction sont strictement identiques

à celles de la configuration à émetteur commun. Comme les émetteurs des deux transistors ne sont pas communs, l'interrupteur quatre segments nécessite deux alimentations isolées. Pour la réalisation du convertisseur matriciel, six alimentations isolées suffisent du fait de la mise au même potentiel de certains émetteurs de transistors appartenant à différents interrupteurs.

➤ **C-Topologie à transistor connecté à un pont à diode :**

La première topologie proposée est l'association la plus simple possible. Elle est constituée d'un transistor connecté au centre d'un pont à diode comme illustré à la [Figure II.2. (c)].

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

Ces convertisseurs sont usuellement commandés par MLI pour produire une tension triphasée variable et une fréquence variable.

II.1.1.2. Vecteurs de commutation admissibles:

A priori, on a $2^9 = 512$ différentes combinaisons pour des commutateurs de la matrice, il est évident qu'on ne peut pas toutes les appliquer parce qu'il existe les deux contraintes pratiques fondamentales suivantes :

* Il ne faut jamais fermer plus d'un seul commutateur par groupe d'une phase de sortie, sinon deux tensions d'alimentation seraient court-circuitées. Les courants circulants détruiraient les commutateurs ;

* Il n'est pas admissible non plus d'ouvrir tous les commutateurs d'un groupe d'une phase de sortie parce que dans ce cas le courant serait interrompu dans cette phase. A cause de la charge inductive, la continuité du courant de sortie doit être assurée à chaque instant.

En respectant les deux règles énoncées ci-dessus, le nombre de combinaisons possibles se réduit à $3^3 = 27$. Dans ce cas, un vecteur d'ordre 3 est suffisant pour décrire l'état

de commutation de la matrice complète, la figure (II-3) montre un exemple de vecteur de commutation.

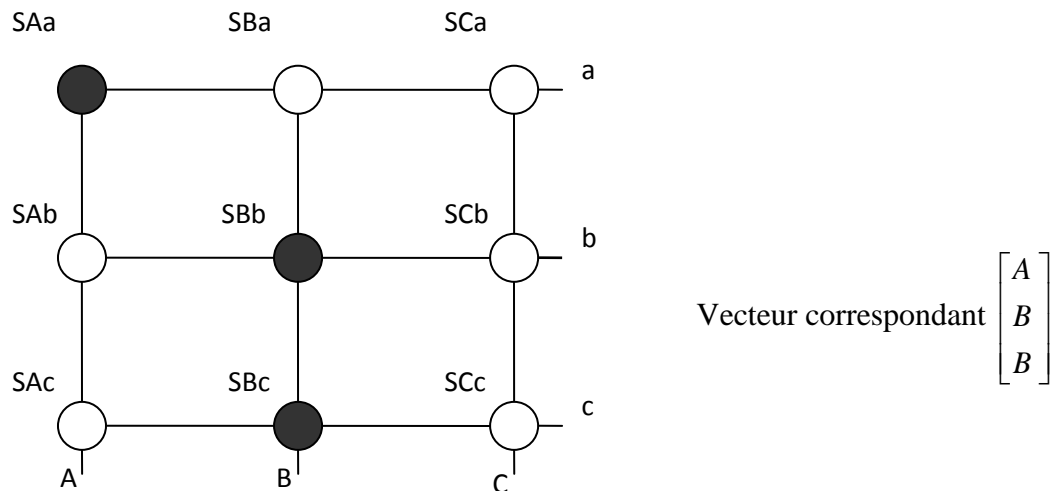


Figure II.3. Exemple pour la définition du vecteur de l'état de commutation de la matrice

Plusieurs auteurs ont travaillé sur les convertisseurs matriciels, les différentes recherches faites sur ces convertisseurs concernent principalement les techniques de modulation et leur implémentation physique qui ont permis le développement de différentes topologies de convertisseurs matriciels à savoir les, convertisseurs matriciels creux (SMC) en plus d'autres topologies récentes telles les VSMC et USMC (very/Ultra Sparse Matrix Converter) [14].

II.2. Théorie de fonctionnement du convertisseur matriciel triphasé :

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.

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.4 présente un exemple de chronogramme du fonctionnement des neuf interrupteurs d'un convertisseur matriciel triphasé.

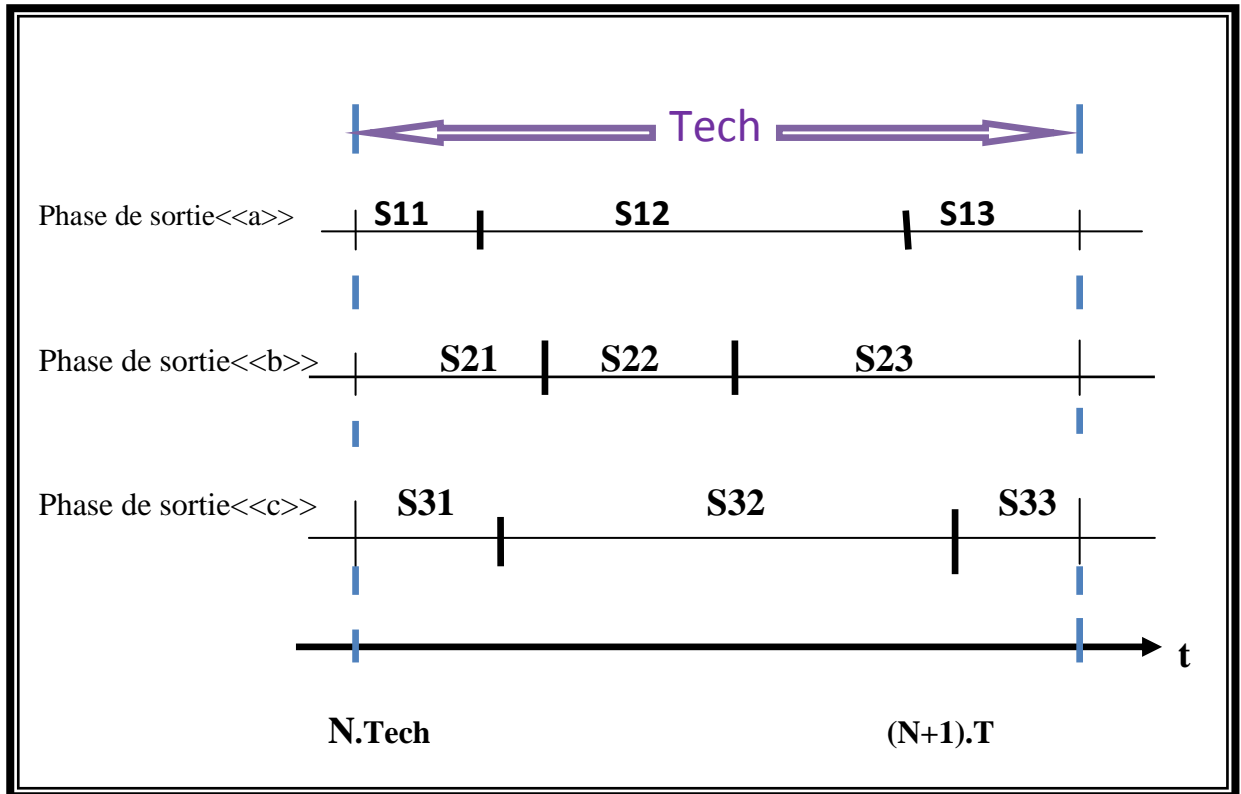


Figure II.4. Exemple de chronogramme du fonctionnement des interrupteur S_{ij} sur une période d'échantillonnage

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. En appliquant les lois de Kirchoff, on construit les systèmes d'équations donnant les valeurs des tensions de sortie (II.4) et des courants d'entrée (II.5) en fonction de h_{ij} .

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [H] \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & h_{31} \\ h_{12} & h_{22} & h_{32} \\ h_{13} & h_{23} & h_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [H]^T \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

La Figure II.5 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.

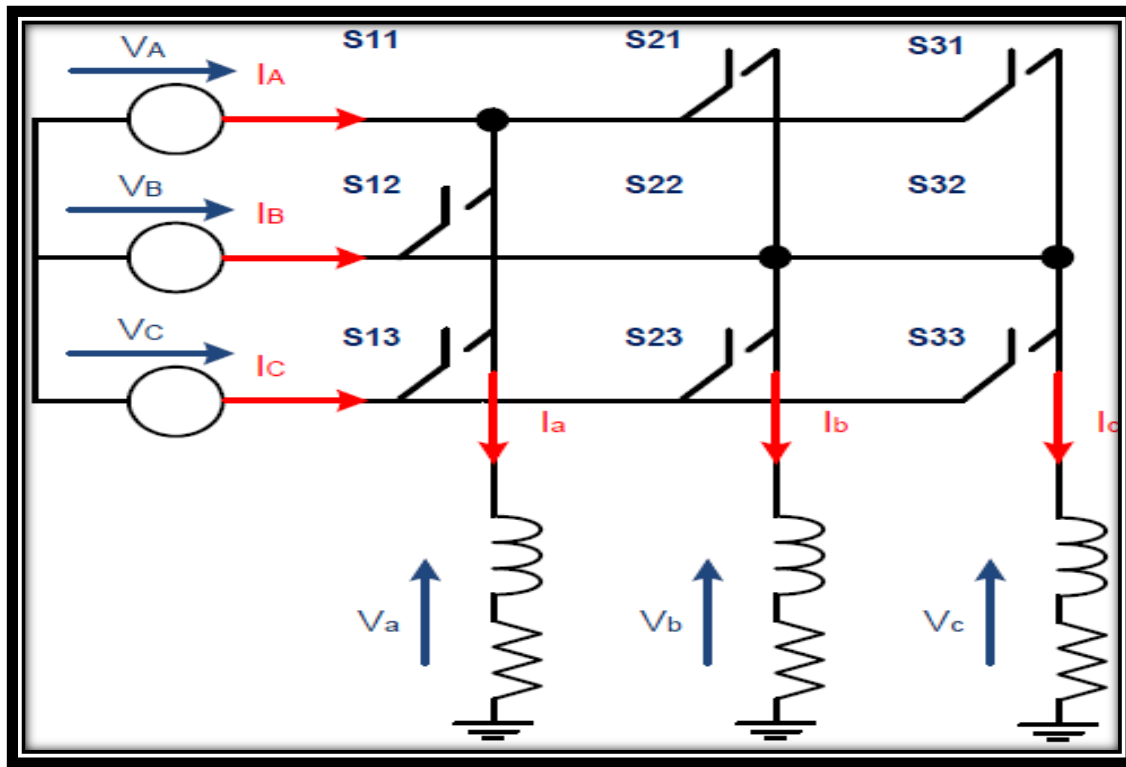


Figure II.5. Exemple de connexions possibles dans un convertisseur matriciel

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

$$\begin{cases} V_a = V_A \\ V_b = V_B \\ V_c = V_B \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

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 :

$$\begin{cases} I_A = I_a \\ I_B = I_b + I_c \\ I_C = 0 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_B \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b + I_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

II.2.1. Calcul 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.

$$\left(T_{ech} = \frac{1}{f_{ech}} \right) \ll T \quad (\text{II.9})$$

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.10).

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

$$V_{0,T_{ech}} = \frac{1}{T_{ech}} \cdot (t_A V_A + t_B \cdot V_B + t_C \cdot V_C) \quad (\text{II.10})$$

- 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 :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{ech}} \quad 0 < m_{ij} < 1 \quad (\text{II.11})$$

L'équation (II.9) utilisée pour les phases de sorties a, b et c permet, en introduisant la définition précédente, de construire deux nouveaux systèmes d'équations :

Les tensions de sortie moyennées sur une période d'échantillonnage sont définies par le système (II.12)

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

Les courants d'entrée sont, quant à eux, définis par le système (II.13) :

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

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.12) et (II.13) servent à moduler les vectrices tensions d'entrée afin d'obtenir les vectrices tensions de sortie ayant un contenu basse fréquence identique à la référence que l'on désire reproduire.

II.3. Commande des convertisseurs matriciels :

La première méthode conçue spécialement pour la commande des convertisseurs matriciels est la méthode de Venturini qui est basée sur un algorithme simple.

Il existe aussi d'autres méthodes, qui se basent généralement sur la modulation connue relative à la commande des convertisseurs de fréquences conventionnels, permettant la commande du convertisseur matriciel. On cite parmi elles :

- la commande directe par des régulateurs à action à deux positions (commande en courant);
- la modulation par phaseurs spatiaux (**SVM Space Vector Modulation**) [4] [5].

La première méthode (la commande directe par des régulateurs à action à deux positions) est très répandue parce qu'elle est simple à implémenter et elle permet un réglage rapide

du courant de la charge. Son avantage de simplicité de la commande ne sera pourtant plus valable dans le cas du convertisseur matriciel.

La deuxième méthode (la modulation par phaseurs spatiaux) est une commande en tension, c'est-à-dire que la tension moyenne donnée par une consigne est imposée à la charge.

Le principe est basé sur l'imposition successive des phaseurs de tensions de phase à l'aide d'un ensemble de vecteurs de commutations qui est déterminé d'avance. La sélection des vecteurs est réalisée par commande en fonction des consignes de la tension de sortie et du courant d'entrée.

Comme la sélection des vecteurs de commutation ainsi que leur imposition, avec le bon rapport temporel, est une tâche relativement complexe, cette méthode est surtout convenable pour le traitement par un microprocesseur [4].

II.4.Méthode de Venturini & Alesina :

En 1980, Venturini et Alesina présentent le convertisseur matriciel qui est une méthode de commande du convertisseur matriciel basée sur une approche mathématique rigoureuse [2].

L'objectif est 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 direct », consiste à multiplier le vecteur des tensions d'entrée par la matrice 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 (II.14) et (II.15) respectivement.

$$V_i(t) = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_i| \cdot \cos(\omega_i \cdot t) \\ |V_i| \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ |V_i| \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$V_o(t) = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_o| \cdot \cos(\omega_o \cdot t + \theta_o) \\ |V_o| \cdot \cos\left(\omega_o \cdot t - \frac{2\pi}{3} + \theta_o\right) \\ |V_o| \cdot \cos\left(\omega_o \cdot t - \frac{4\pi}{3} + \theta_o\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

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

$$I_i(t) = \begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |I_i| \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \Phi_i) \\ |I_i| \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{2\pi}{3} + \Phi_i\right) \\ |I_i| \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{4\pi}{3} + \Phi_i\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$I_o(t) = \begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |I_o| \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \theta_o + \Phi_o) \\ |I_o| \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{2\pi}{3} + \theta_o + \Phi_o\right) \\ |I_o| \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{4\pi}{3} + \theta_o + \Phi_o\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

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

II.4.1 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 II.6, la branche de sortie « a » est reliée aux entrées « A », « B » et « C » à travers les interrupteurs S11, S12 et S13 respective

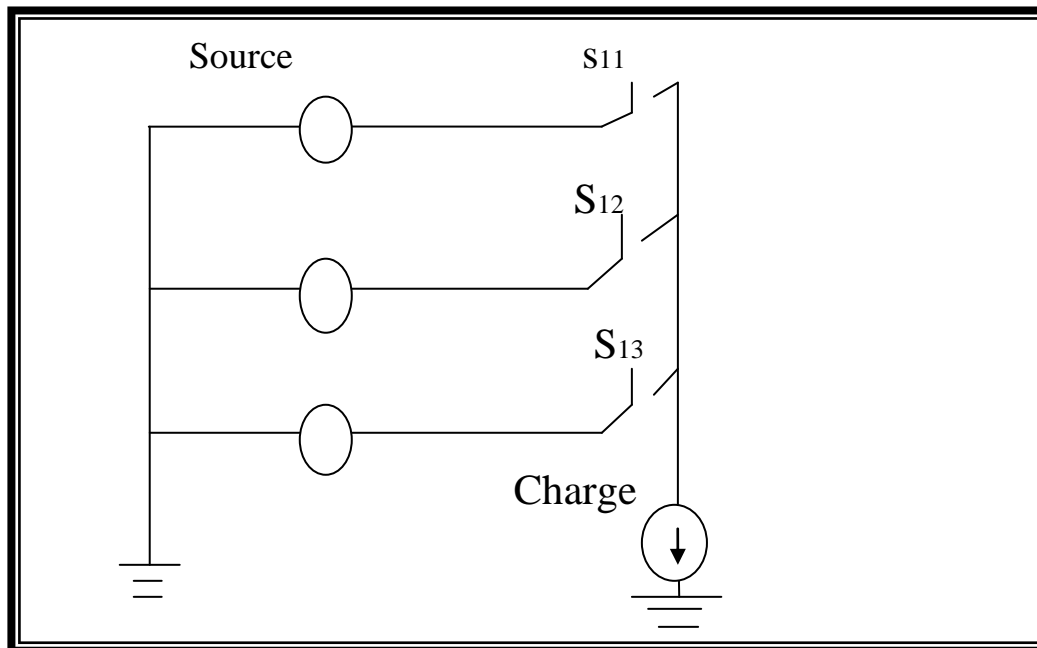


Figure II.6. Convertisseur matriciel trois phases à une phase

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 :

$$t_1^k + t_2^k + t_3^k = T_{ech} = \frac{1}{f_{ech}} \quad (\text{II.18})$$

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 $f_{o,ref}$ de la tension de référence, ceci, pour que la composante basse fréquence de la série de fourrier de $V_{o,ref}$ dépende de la valeur moyenne d'une séquence k. L'équation est présentée ici.

$$V_O^k = V_A \cdot t_1^k + V_B \cdot t_2^k + V_C \cdot t_3^k \quad (\text{II.19})$$

II.4.1.1. Interprétation graphique :

La Figure II.7 illustre un système de tension de source triphasé et équilibré et la construction de la tension de référence $V_{o,ref}$ à un instant donné.

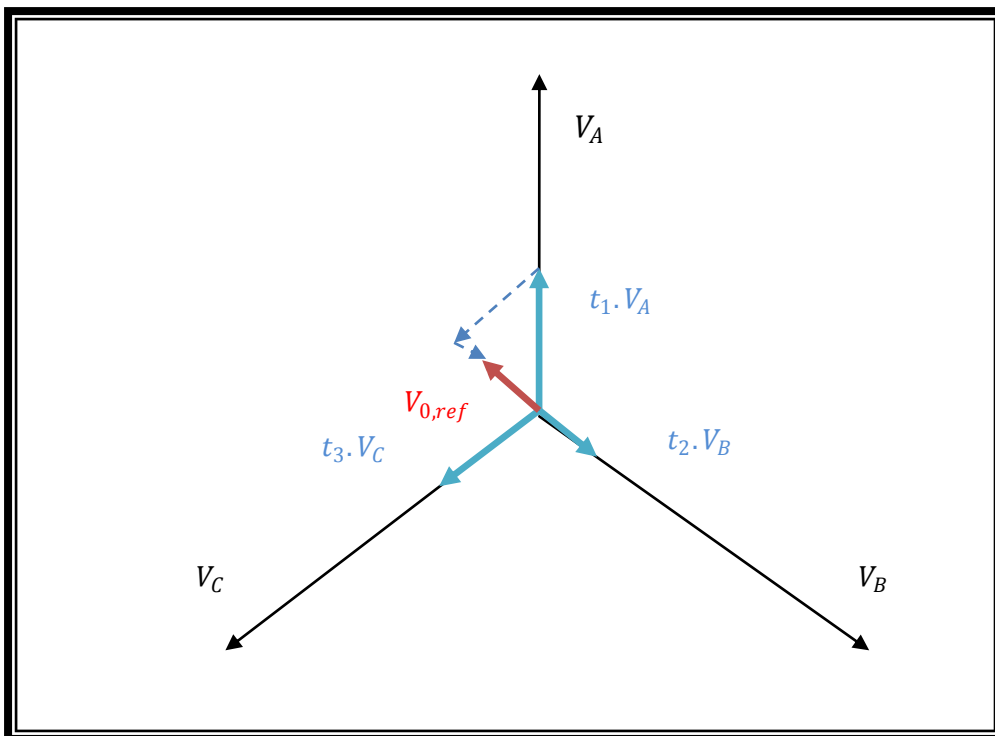


Figure II.7. Synthèse de la tension de sortie, pour une séquence k, à partir des tensions d'entrées

En considérant un cas général, le phaseurs résultant évoluera de séquence en séquence tel que montré ici :

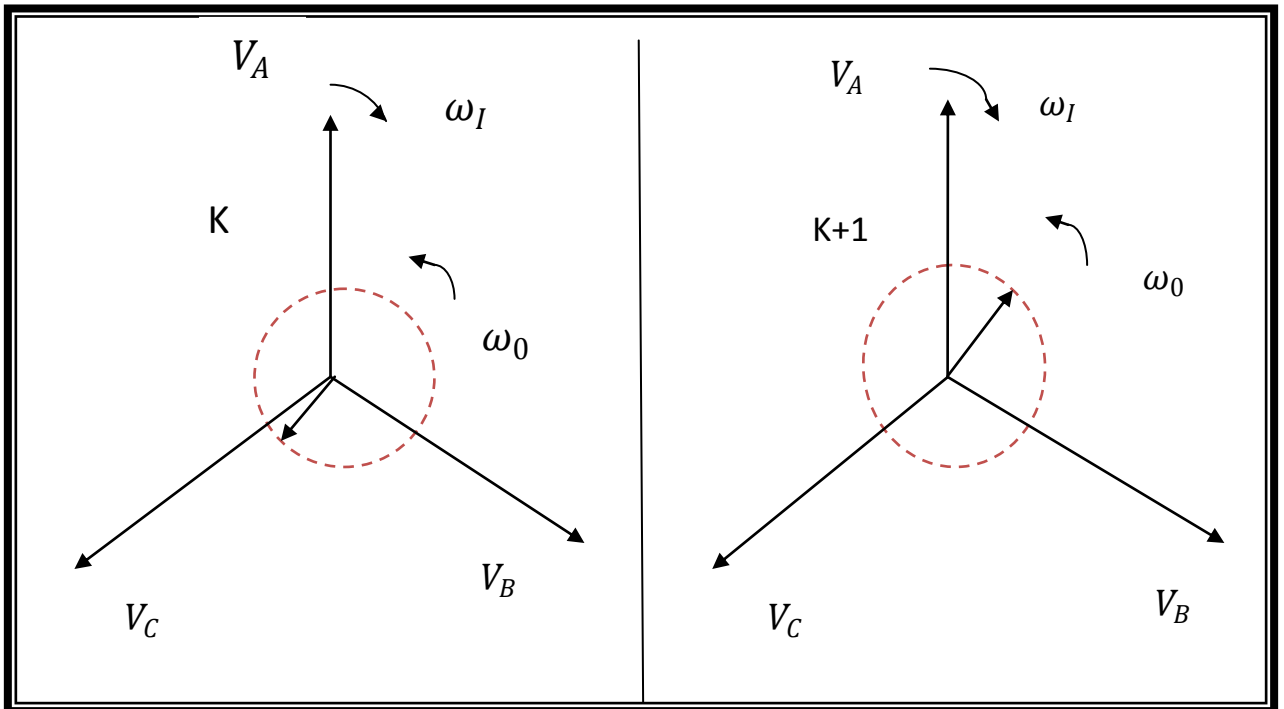


Figure II.8.Évolution de la référence V_0 , réf de la séquence k à $k+1$ (cas général)

Dans le cas de la Figure II.8, il devient évident que le phaseurs 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.

II.4.1.2 Détermination des temps de fermeture des interrupteurs :

La tension V_0 , réf résultante à la séquence k est la somme exprimée par l'équation (II.19).

Sachant que :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_A = |V_i| \cdot \cos(\omega_i \cdot t) + j \cdot |V_i| \cdot \sin(\omega_i \cdot t) \\ v_B = |V_i| \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) + j \cdot |V_i| \cdot \sin\left(\omega_i \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_C = |V_i| \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) + j \cdot |V_i| \cdot \sin\left(\omega_i \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{array} \right. \quad (\text{II.19})$$

On aura :

$$V_0 = \text{Re}\{V_0\} + J. \text{Im}\{V_0\}$$

Avec :

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

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

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:

$$t_1 + t_2 + t_3 = T_{ech} \quad (\text{II.20})$$

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

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_{ech}}{3} \left[1 + 2 \cdot q \cdot \cos((\omega_0 t + \theta_0) \cdot t + \theta_0) \right] \\ t_2 = \frac{T_{ech}}{3} \left[1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left((\omega_0 t + \theta_0) \cdot t + \theta_0 + 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \right] \\ t_3 = \frac{T_{ech}}{3} \left[1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left((\omega_0 t + \theta_0) \cdot t + \theta_0 + 4 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

La généralisation aux trois branches a pour résultat :

$$\begin{bmatrix} t_{Aa} & t_{Ba} & t_{Ca} \\ t_{Ab} & t_{Bb} & t_{Cb} \\ t_{Ac} & t_{Bc} & t_{Cc} \end{bmatrix}$$

$$t = \frac{T_{ech}}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) \end{bmatrix}$$

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

L'utilisation de cette méthode nous mène à une valeur maximale de 0.5 pour le rapport de transformation (q) que le convertisseur peut atteindre [12] [13] .

Les fonctions de modulation peuvent être écrites comme suit :

$$m_{kj} = \frac{t_{kj}}{T_{Seq}} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_{ek} v_{js}}{v_{em}^2} \right]$$

Pour $K=A, B, C$ et $j=a, b, c$

La tension maximale de sortie a été augmentée à 86% de la tension d'entrée par la modification de la tension de sortie désirée, en incluant l'harmonique d'ordre trois (03) de la tension d'entrée et celle de la sortie désirée [15][16] . L'allure de la tension de sortie désirée parcourt presque toute l'enveloppe de la tension d'entrée. Cet harmonique d'ordre trois va être éliminée dans une charge triphasée ; de la même manière que l'addition d'harmonique d'ordre trois (03) dans un onduleur.

$$m_{kj} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_{ek} v_{js}}{v_{em}^2} \right] + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_e t - \beta_k) \cdot \sin(3\omega_e t)$$

Pour $K=A, B, C$ et $j=a, b, c$

$$\beta_k = 0, 2\pi/3, 4\pi/3$$

La limitation du rapport de transformation à 86% a souvent été citée comme un inconvénient majeur du convertisseur matriciel, mais il est vraiment un problème lorsqu'on à utiliser une machines à partir d'une alimentation appropriée. Si on a la possibilité de spécifier le voltage de la machine, alors la limitation du rapport de transformation ne sera plus un problème.

II.4.1.3.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 Φ_o .

$$\begin{bmatrix} t_{Aa} & t_{Ba} & t_{Ca} \\ t_{Ab} & t_{Bb} & t_{Cb} \\ t_{Ac} & t_{Bc} & t_{Cc} \end{bmatrix}$$

$$= \frac{T_{ech}}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) \end{bmatrix}$$

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

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 [4], la matrice de commande M est définie comme suit:

$$M = \frac{1+m}{6} \cdot M_{sym\ étrique} + \frac{1-m}{6} \cdot M_{antisym\ étrique}$$

Avec : $m = \frac{\tan(\phi_i)}{\tan(\phi_0)}$

II.5.Simulation numérique de commande par l'algorithme de venturini :

La simulation de la méthode de modulation par venturini du convertisseur matriciel à vide puis alimenté une charge a été effectuée sur MATLAB/SIMILINK.

Pour une période de commutation de 2KHz et une fréquence de sortie de 25Hz puis de 50Hz (alors que celle de l'entrée est fixée à 50Hz) les résultats obtenus sont représentés sur les figures (II-9)-(II-18) ces figures représentent l'allure de la tension de phase et entre phase, du courant de sortie du convertisseur matriciel.

II.5.1.Commande par l'algorithme de venturini sans charge :

Les résultats de simulation avec une commande du convertisseur matriciel par l'algorithme de venturini à vide et avec troisième harmonique et sans troisième harmonique sont représentés sur les figures suivantes (II.9 à II.12) :

A. sans troisième harmonique

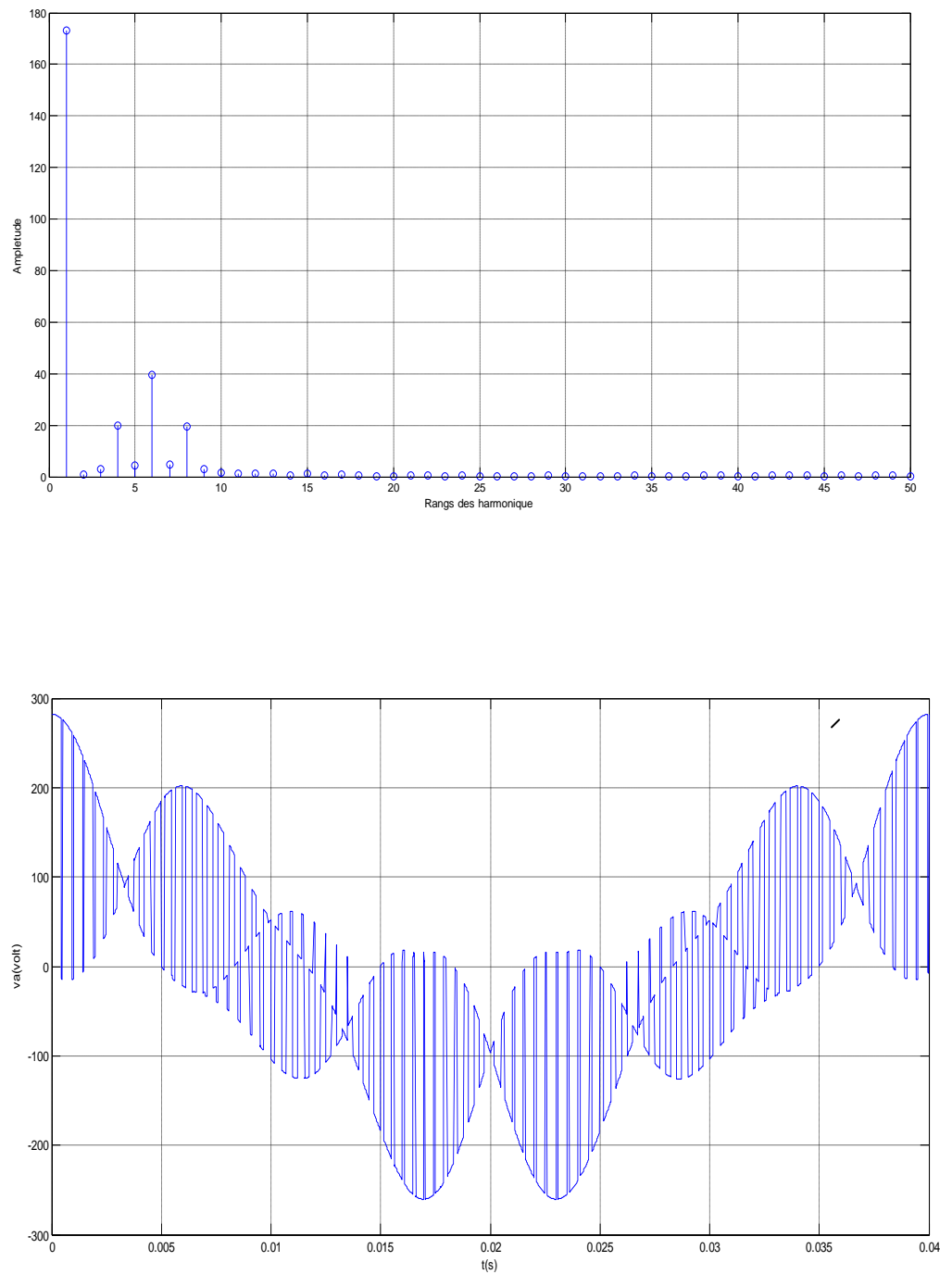


Figure II.9. Tension simple de sortie sur une période avec son spectre ($f_s=25\text{Hz}$).

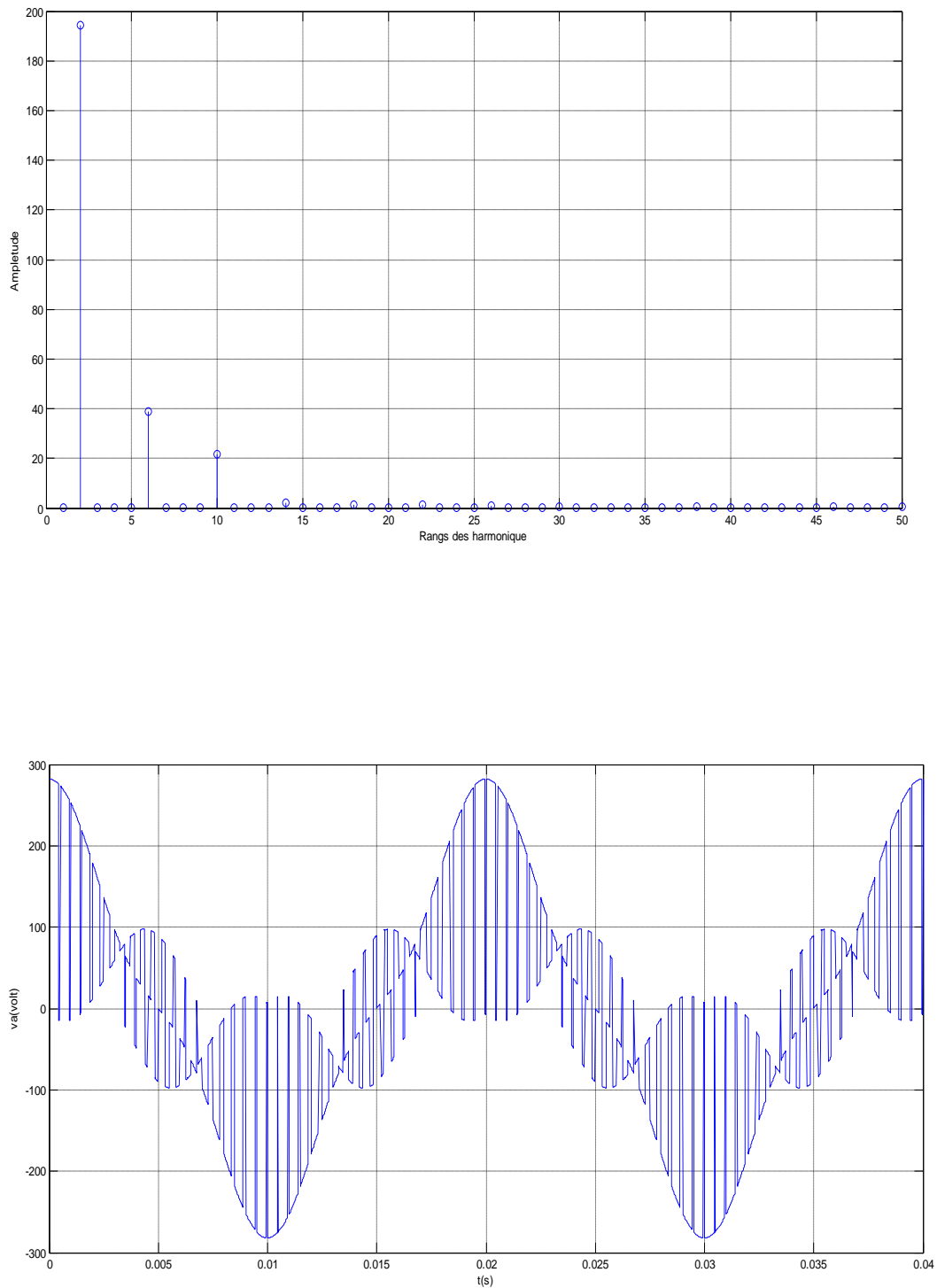


Figure II.10. Tension simple de sortie sur une période avec son spectre ($f_s=50\text{Hz}$).

B. avec troisième harmonique

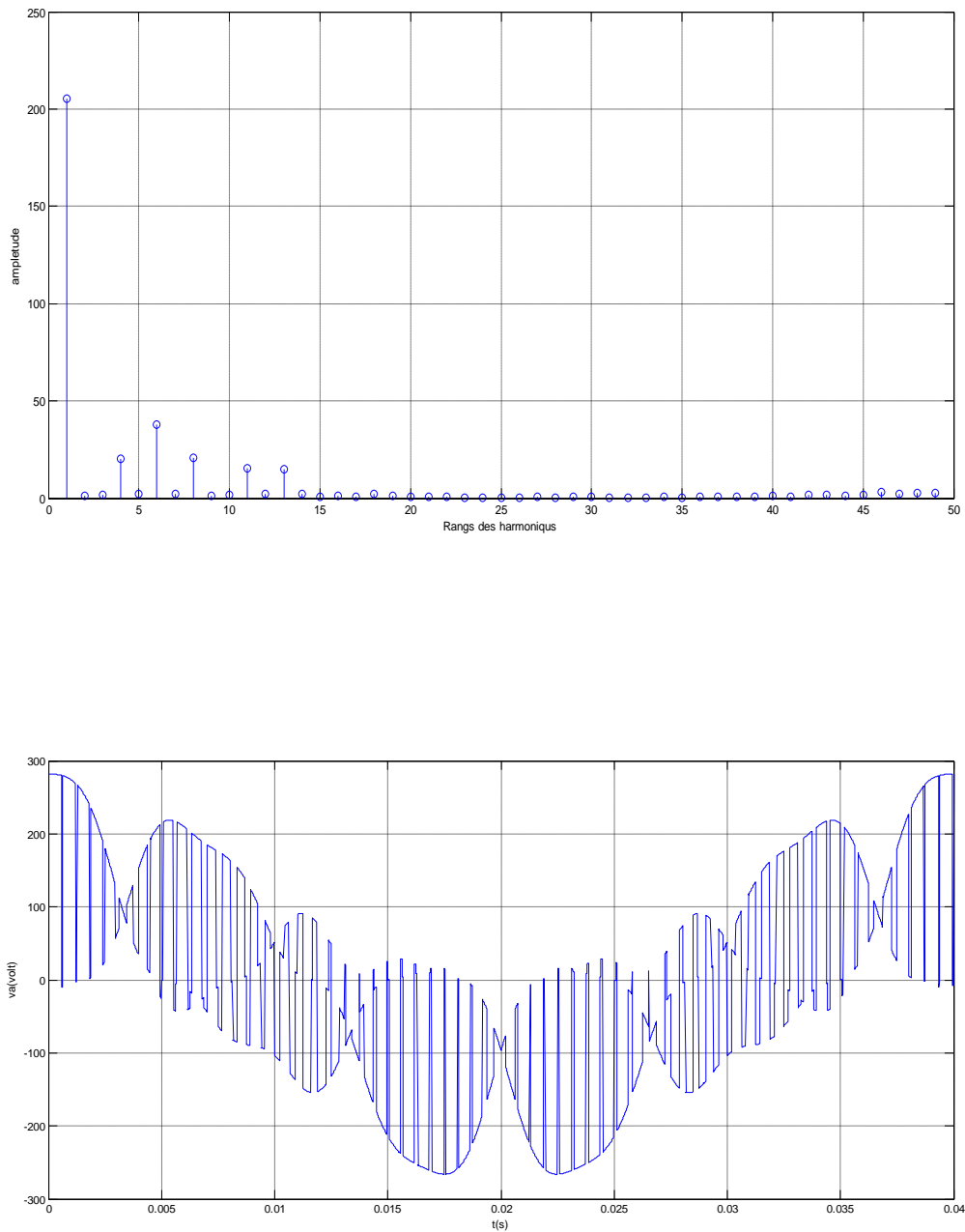


Figure. II.11. Tension simple de sortie sur une période avec son spectre ($f_s=25\text{Hz}$)

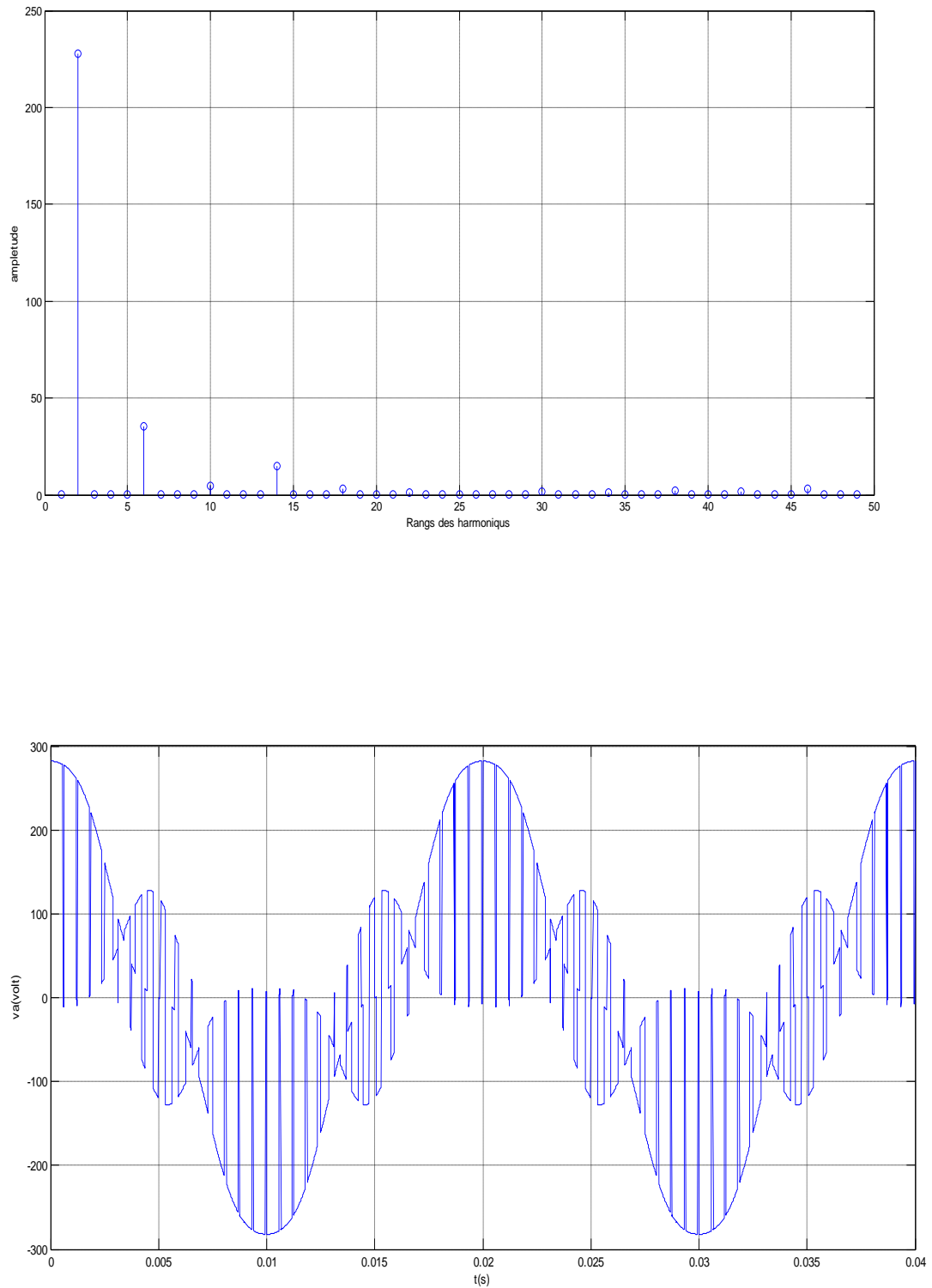


Figure II.12. Tension simple de sortie sur une période avec son spectre ($f_s=50\text{Hz}$).

II.5.2. Commande par l'algorithme de venturini avec charge(R-L)

Les résultats de simulation avec une commande du convertisseur matriciel par l'algorithme de venturini alimentent une charge inductive R-L est représentée par les figures suivantes (II.15, II.19)

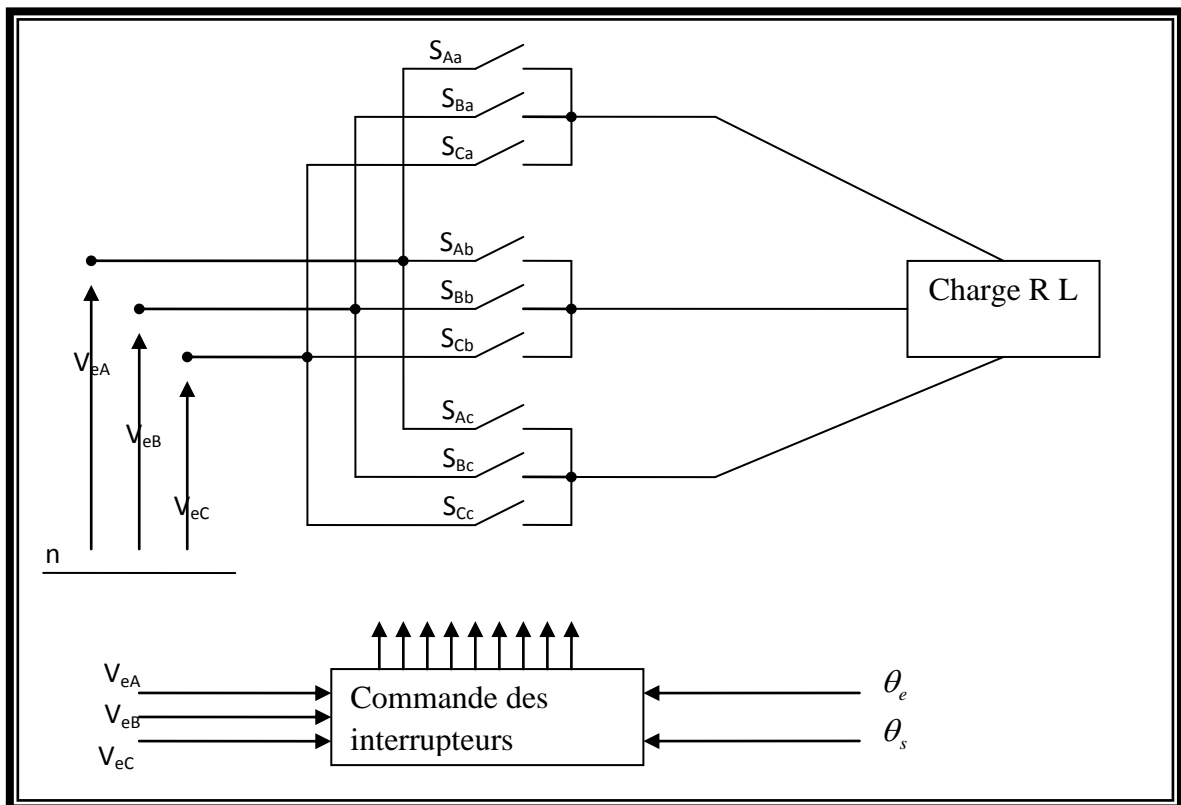


Figure II.13. Schéma global de simulation.

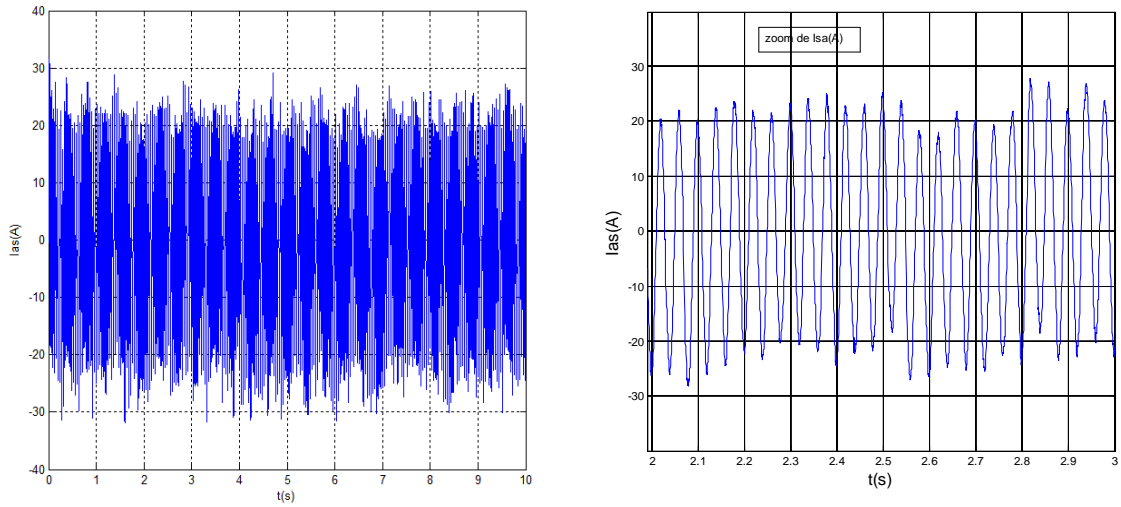


Figure II.14.courant de phase de sortie pour $f_s=25\text{Hz}$.

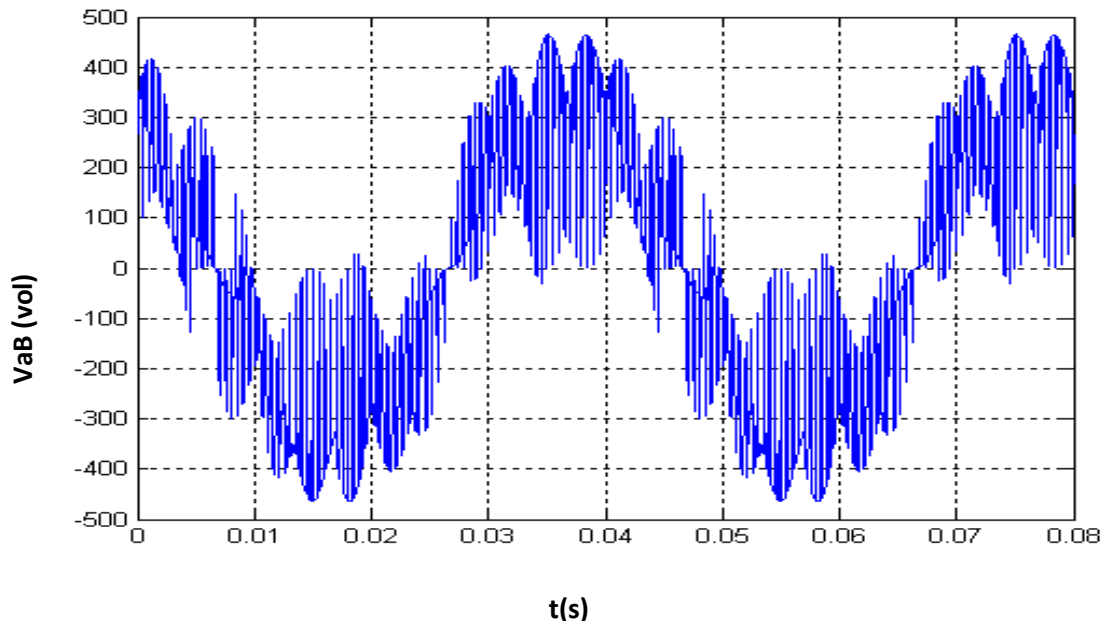


Figure II.15.tension entre phase de sortie pour $f_s=25\text{Hz}$.

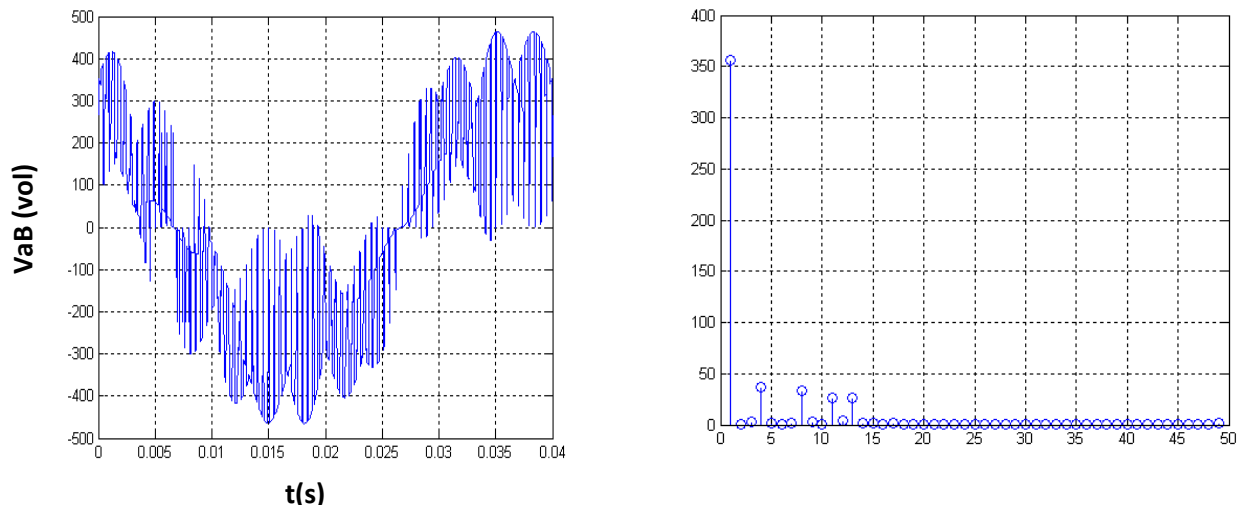


Figure II.16. La tension entre phase de sortie sur une période avec son spectre.

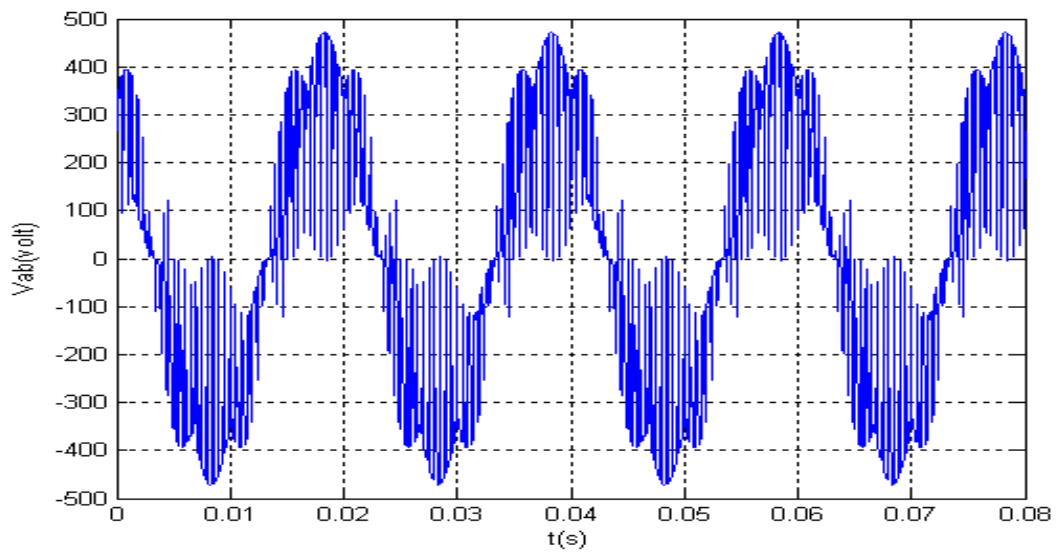


Figure II.17. Tension entre phase de sortie pour $f_s=50\text{Hz}$.

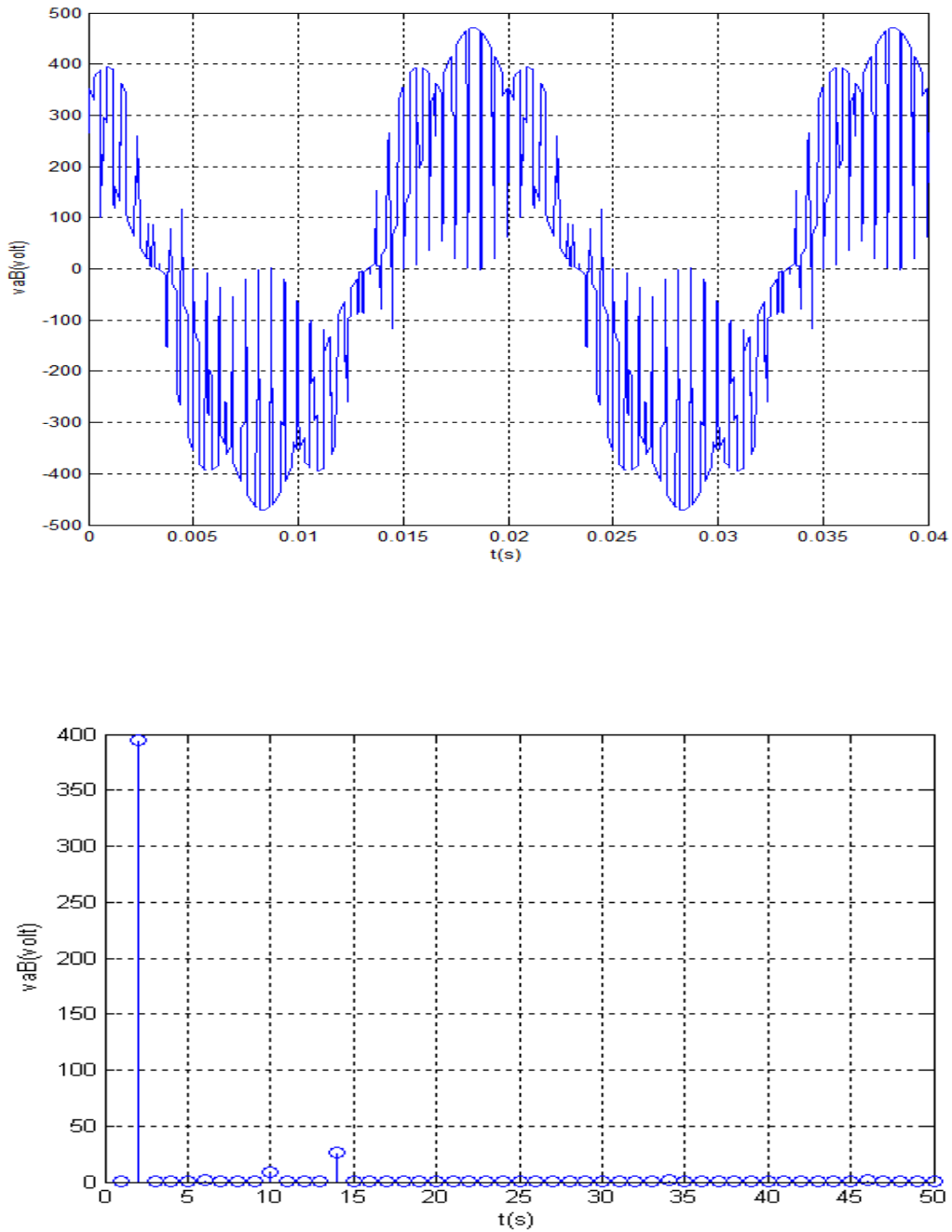


Figure II.18.La tension entre phase de sortie sur une période avec son spectre
(pour $f_s=50\text{Hz}$)

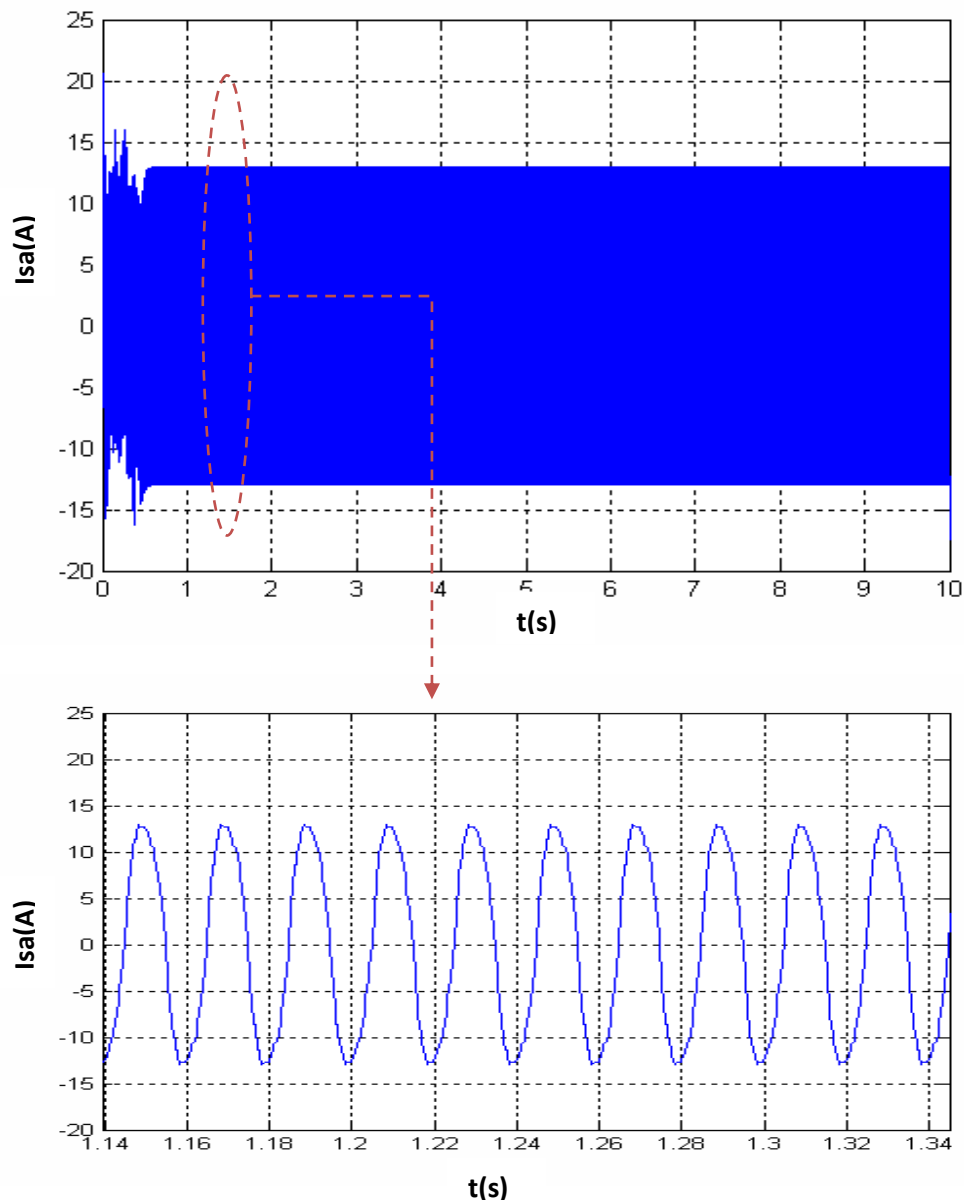


Figure II.19. Courant de phase de sortie pour $f_s=50\text{Hz}$

II.6. Interprétation des résultats :

Les figures (II-15), (II-17) et (II-16), (II-18) représentent l'allure de la tension entre phase à la sortie ainsi que son spectre. Le spectre nous permet de constater que les tensions simples de sortie sont équilibrées car il n'y a pas d'harmonique de faible rang dans les deux fréquences de sortie 25Hz et 50Hz, où l'existence de quelques harmoniques autour de la fréquence de commutation dans le cas de la fréquence de sortie de 50Hz.

Les figures (II-11), (II-12), (II-14) et (II-18) représentent l'allure de la tension et le courant de sortie pour les fréquences 25 Hz et 50 Hz respectivement. On remarque à partir des spectres des tensions que la forme de la tension et du courant de sortie sont acceptable. L'amplitude du fondamental de la tension de sortie avec troisième harmonique est plus grand par rapport à sans harmonique de 30%, donc une augmentation du rapport de transformation de tension. On note aussi une absence totale d'harmonique de faibles rangs.

II.7. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons mis en évidence une étude théorique sur les convertisseurs matriciels triphasés alternatif-alternatif ainsi que nous avons essayé de mettre en application la technique de commande par l'algorithme de Venturini, puis nous avons procédé à une simulation pour vérifier cette théorie.

Les résultats obtenus sur une charge (R-L) à différentes fréquences 25Hz et 50Hz les courants de charge avaient une forme sinusoïdale vu les spectres de ces derniers qui ne comportaient pour ainsi dire d'harmonique de faibles rangs.

L'un des plus importants avantages procurés par le convertisseur matriciel consiste dans le fait d'être muni d'un facteur de puissance réglable, qui peut être unitaire ce qui veut dire qu'il ne consomme pas de puissance réactive. Les résultats de simulation font montre de cette caractéristique.

L'objet du troisième chapitre sera essentiellement consacré à l'utilisation du convertisseur matriciel comme alimentation des machines à courant alternatif.

Chapitre III :

Modélisation & Alimentation de la machine asynchrone

par le convertisseur matriciel

Introduction :

La machine asynchrone, de part sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur de industriels depuis son invention par Nikola Tesla en 1890, quand il découvrit les champs magnétique tournants engendrés par un système de courants polyphasés.

Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [4] [17].

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performant et adaptés aux variateurs de vitesse [13] [14].

Dans ce chapitre, nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine asynchrone généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de *PARK*, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. Après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle d'état de la machine asynchrone.

III.1. Généralités sur la machine asynchrone à cage :

III.1.1. Définition :

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [16].

III.1.2. Description du moteur asynchrone à cage :

La machine asynchrone, connue également sous le terme « anglo-saxon » de machine à induction, car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique, est constituée d'une carcasse intégrant le circuit ferromagnétique statorique constitué d'encoches où l'enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) est bobiné, qui engendre un champ magnétique tournant. Au centre de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer se trouve le circuit magnétique

rotorique [18] [2]. Celui-ci est également constitué d'encoches où sont logés des barreaux en aluminium coulé ou en cuivre. Ces barreaux sont court-circuités à chaque extrémité à l'aide d'anneaux. L'arbre moteur est solidaire du circuit rotorique et des paliers lui sont posés afin qu'il puisse tourner. La (Figure.III.1) représente ces différents éléments [19].

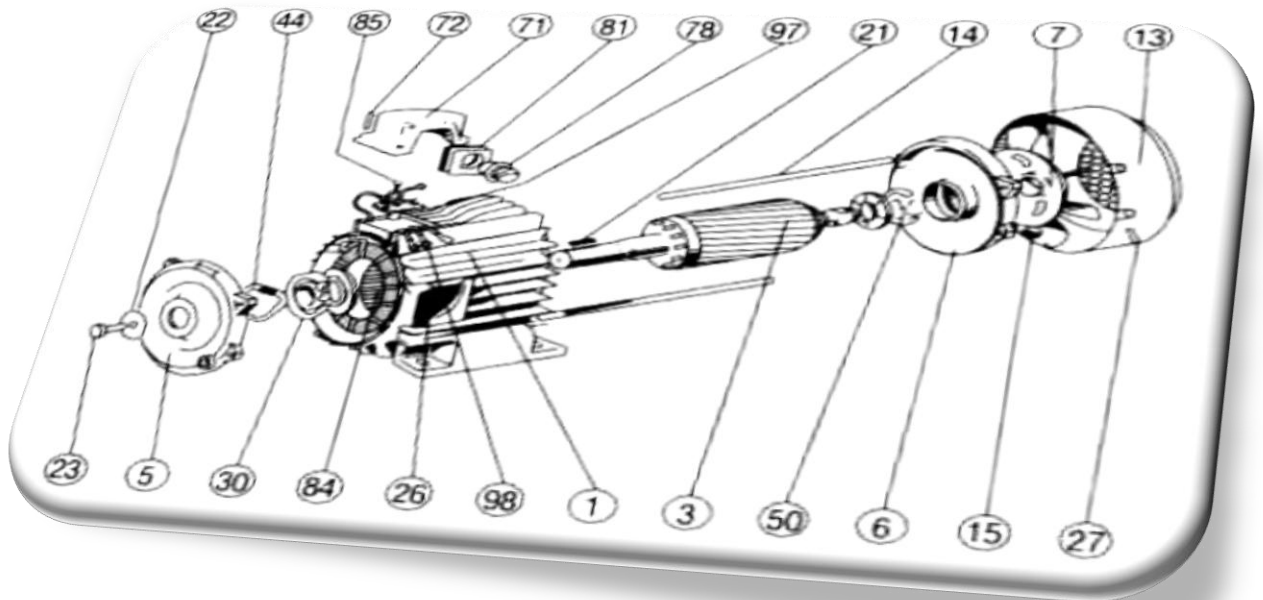


Figure.III.1.Moteur asynchrone (catalogue Leroy-Somer).

N°	Désignation	N°	Désignation
1	Carter et stator bobiné	27	Vs fixation capot
3	Rotor	30	Roulement côté accouplement
5	Flasque côté accouplement	44	Rondelle élastique
6	Flasque côté ventilation	50	Roulement côté ventilateur
7	Ventilateur	71	Boîte à bornes
13	Capot de ventilateur	72	Vis fixation boîte à bornes
14	Tige d'assemblage	78	Presses-étoupe
15	Ecrou de tige d'assemblage	81	Plaque support Presses-étoupe
21	Clavette de bout d'arbre	84	Planchette à bornes
22	Rondelle de bout d'arbre	85	Vis de fixations planchettes à bornes
23	Vis de serrage rondelle	97	Vis bornes de masse
26	Plaque signalétique_	98	Barrettes de connexion

Tableau III.1. Les différents éléments de la machine asynchrone.

Le fait que le moteur asynchrone ne soit constitué que d'un seul bobinage polyphasé au stator et d'un seul bobinage massif en court-circuit au rotor lui confère des propriétés très intéressantes en terme de coût de fabrication et d'entretien, de robustesse et de standardisation. Néanmoins, cette simplicité structurelle entraîne une forte complexité fonctionnelle liée à de nombreux problèmes [19][20].

III.1.3. Problèmes posés par le moteur asynchrone :

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator [21]. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator [8]. Cependant sa simplicité structurelle cache une grande complexité fonctionnelle due à l'absence d'inducteur indépendant, aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations paramétrique (R_r en particulier jusqu'à 50%) [22] [23]. qui sont essentiellement conséquences du rotor à cage. Ceci se traduit par de fortes contraintes sur le contrôle du système donc une complexité importante de la commande [24]. [20].

III.1.4. Avantages et inconvénients du moteur a synchrone:

Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés suivant [15] [17] [19] :

Avantage :

Moteur peu coûteux.

- ✚ -Simple c'est à dire pas d'enroulements rotoriques (cage d'écureuil)
- ✚ -Pas de balais par rapport à l'alternateur synchrone.
- ✚ -Machine robuste supporte une survitesse de 200% sans danger.
- ✚ -Pas d'entretien. Un rendement excellent

➤ **Inconvénient :**

- ✚ -Non découplage naturel.
- ✚ -Non linéarités

III.1.5.Principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction; la machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire est en court-circuit. La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, qualifiée de synchronisme, est rigidement liée à la fréquence f_s des tensions triphasées d'alimentation:

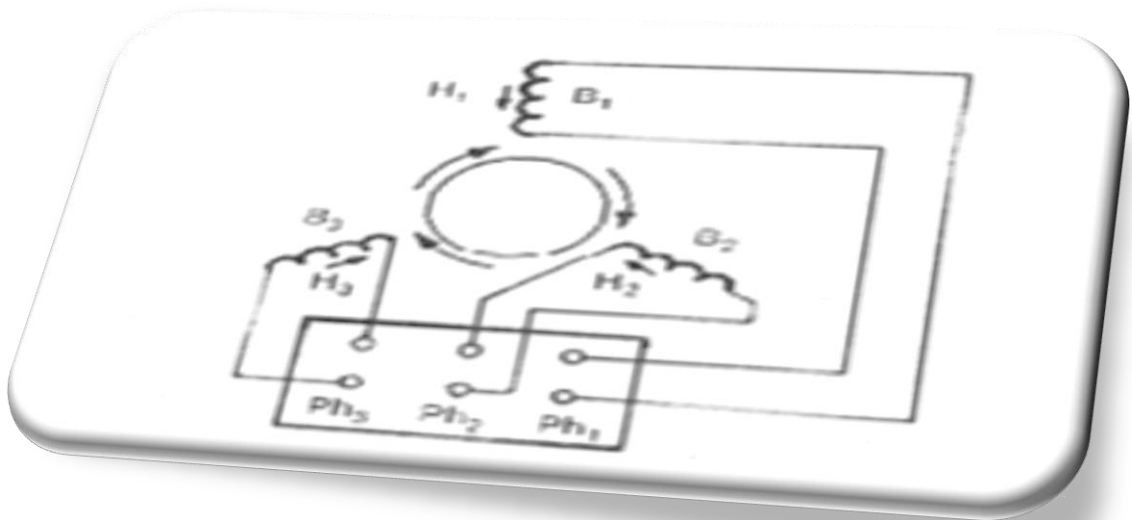


Figure.III.2.Fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage.

$$\Omega_s = \frac{60f_s}{p} \text{ (tr/min)} \quad \text{(III.1)}$$

On désigne par " p " le nombre de paires de pôles de la machine.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasés engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de *LENZ* ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [23][21]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s , cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus

de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ: la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hypo synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau dépend donc du signe de l'écart $(\Omega_s - \Omega_r)$. On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement « g » défini par:

$$\mathbf{g} = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (\text{III.2})$$

Le glissement est de l'ordre de (+0.01 à +0.15) en marche normale en moteur.

On remarque que :

$$g = 1 \text{ au démarrage } (\Omega_r = 0)$$

$$g = 0 \text{ au synchronisme } (\Omega_s = \Omega_r)$$

Examinons les différents cas possibles :

- $g = 0$ pour $(\Omega_s = \Omega_r)$ Il n'y a pas de couple.
- $g < 0$ pour $(\Omega_s > \Omega_r)$ La machine fonctionne en génératrice.
- $g > 0$ pour $(\Omega_s < \Omega_r)$ la machine fonctionne en moteur.
- $g = 1$ pour $(\Omega_r = 0)$ La machine est à l'arrêt ou à l'instant du début du démarrage.
- $g > 1$ pour $(\Omega_r < 0)$ La vitesse de rotation est l'inverse de celle du champ tournant le moteur fonction en mode de freinage.

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans l'enroulement statorique et rotorique [25].

III.2. Modélisation de la machine asynchrone triphasée :

Les modèles des machines électriques les plus utilisés sont basés sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dite encore théorie généralisée. Cette théorie est basée sur la transformation de *Park*, qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à un système cartésien d'axes, (d, q) [4].

III.2.1. Description du moteur asynchrone :

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour palier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc.

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs.

Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalé de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements décalé dans l'espace de 120° ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leur bornes est nulle. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase a statorique et la phase a rotoriques. La figure II.3 représentée le modèle des enroulements statorique et rotoriques d'une MAS.

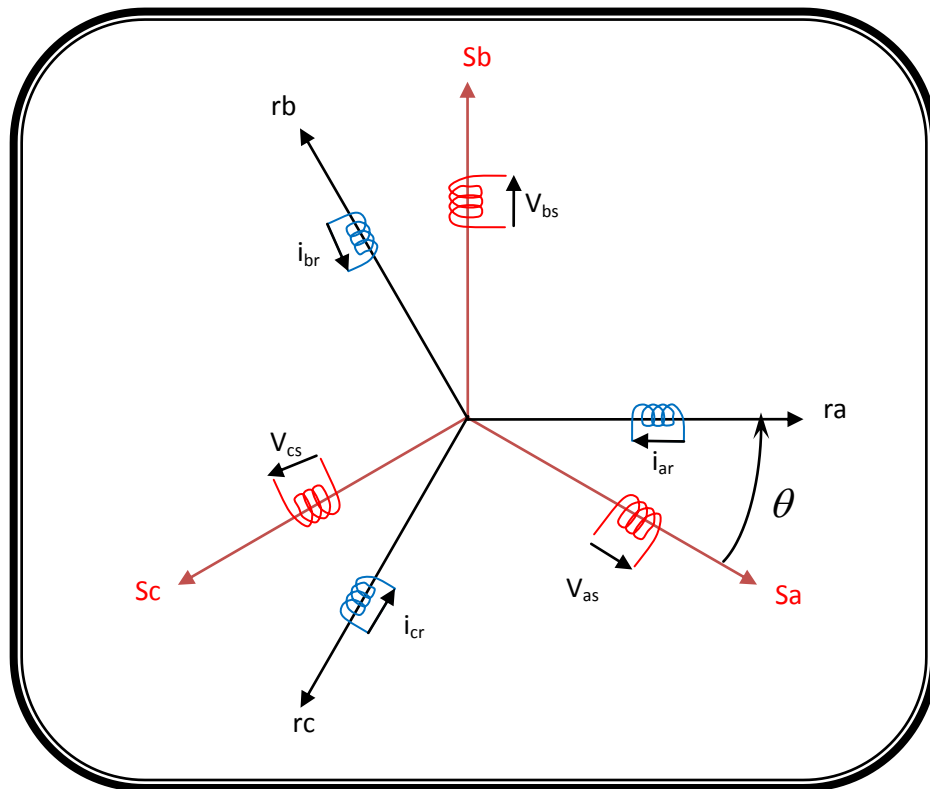


Figure.III.3.Modèle des enroulements statorique et rotoriques d'une MAS.

III.2.2.Hypothèses simplificatrices:

La modélisation s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses [5] [6]:

- Parfaite symétrie.
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique.
- Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage.
- Absence de saturation dans le circuit magnétique.

III.2.3.Equation générale de la machine asynchrone triphasée :

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Les équations électriques.

- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

III.2.3.1. Equations électriques de la machine :

$$\left\{ \begin{array}{l} [v_{abcS}] = [R_s][i_{abcS}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcS}] \\ [v_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcr}] \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(III.3)} \\ \text{(III.4)} \end{array}$$

III.2.3.2. Equations magnétiques :

$$\left\{ \begin{array}{l} [\phi_{abcS}] = [L_{SS}][i_{abcS}] + [L_{Sr}][i_{abcr}] \\ [\phi_{abcr}] = [L_{Sr}][i_{abcS}] + [L_{rr}][i_{abcr}] \end{array} \right. \quad \text{(III.5)}$$

III.2.3.3. Equations mécaniques :

$$J \frac{d}{dt} (\Omega_r) = C_e - C_r - k_f \Omega_r \quad \text{(III.6)}$$

L'expression du couple électromagnétique est donné par:

$$C_e = p [i_{abcS}]^t \frac{d}{dt} [L_{rS}] [i_{abcr}] \quad \text{(III.7)}$$

Les matrices $[L_{SS}]$, $[L_{rr}]$ et $[L_{sr}]$ étant définies par:

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

l_s : Inductance propre des phases statorique.

l_r : Inductance propre des phases rotoriques.

m_s : Inductance mutuelle entre phases statorique.

m_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

m_{sr} : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor.

L_{sr} : Inductance mutuelle entre rotor et stator.

θ_r : Écart angulaire entre les axes des phases du stator et rotor.

III.2.4. Transformation de park :

A cause de la complexité et la non linéarité des équations précédentes il est difficile de simuler le système, alors il est indispensable de transformer le système triphasé équilibré (a, b et c) en un système biphasé (d, q) par la transformation de *PARK*. A condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée [19] [23].

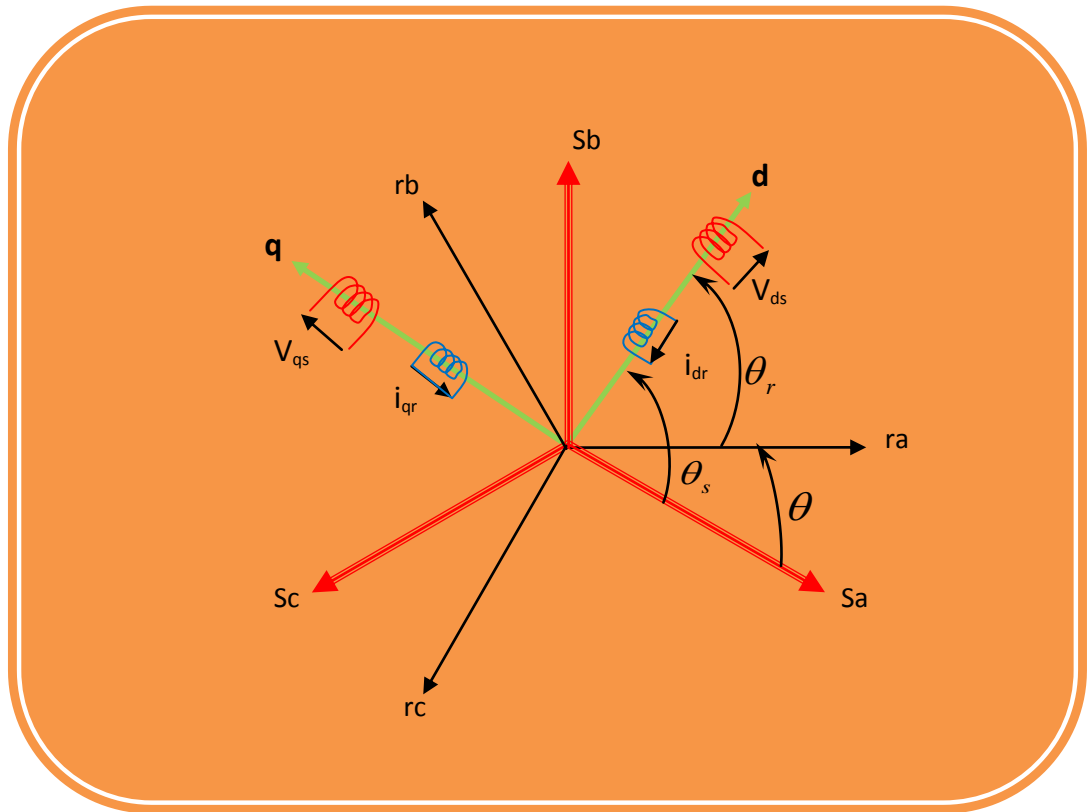


Figure.III.4.Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé.

PARK a imaginé de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent fixe, c'est-à-dire par deux enroulements repérés dans les axes d_s et q_s , elle est définie par la matrice de transformation suivante $P(\theta)$: [19]

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

La matrice de changement de base $[P(\theta)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est donc simplifié:

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée}[P(\theta)] = [P(\theta)]^t$$

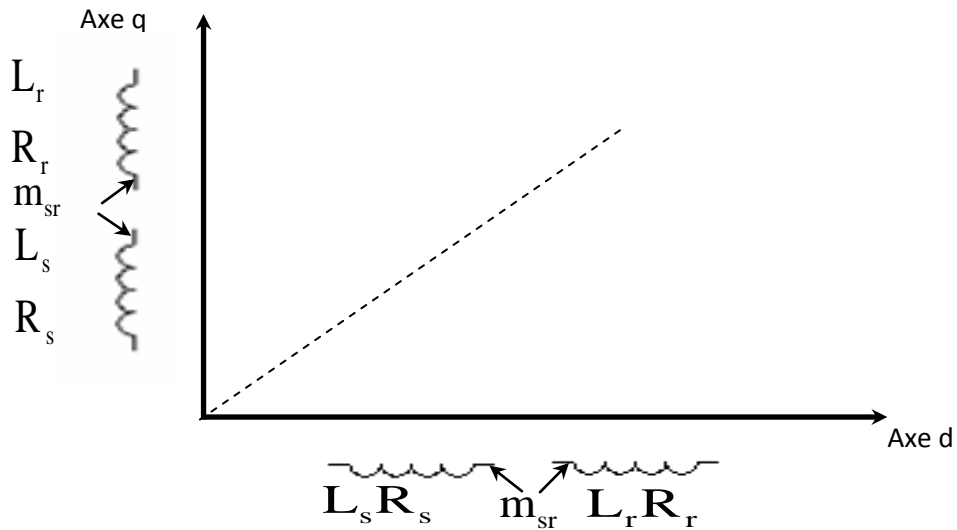


Figure III .5. Modèle de PARK de la machine asynchrone dans les axes d, q

L'angle θ dans la matrice $P(\theta)$, prend la valeur θ_s pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_s - \theta_r)$ pour les grandeurs rotoriques. Le modèle de la machine asynchrone après l'utilisation de la transformation de PARK est décrit par le système d'équation suivant.

Équations électriques

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \phi_{qs} \omega_s \tag{III.8}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \phi_{ds} \omega_s \tag{III.9}$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - [\omega_s - \omega_r] \phi_{qr} \tag{III.10}$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - [\omega_s - \omega_r] \phi_{dr} \tag{III.11}$$

Équations magnétiques

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (\text{III.12})$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (\text{III.13})$$

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (\text{III.14})$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (\text{III.15})$$

$$\phi_{dm} = L_m (i_{ds} + i_{ds}) \quad (\text{III.16})$$

$$\phi_{qm} = L_m (i_{qs} + i_{qs}) \quad (\text{III.17})$$

Équation mécanique

$$J \frac{d}{dt} (\Omega_r) = C_e - C_r - k_f \Omega_r \quad (\text{III.18})$$

Différentes formes d'équations du couple électromagnétique:

$$C_e = p \left(\frac{L_m}{L_r} \right) (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{III.19})$$

$$C_e = p (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{III.20})$$

$$C_e = p (\phi_{dm} i_{qs} - \phi_{qm} i_{ds}) \quad (\text{III.21})$$

$$\text{Ave : } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}; \omega_{gs} = \omega_s - \omega_r = \frac{d\theta_{gs}}{dt}; \omega_r = p\Omega_r; L_m = \frac{3}{2} m_s = \frac{3}{2} m_r;$$

L_s, L_r : Inductances cycliques propres du stator et du rotor.

L_m : Mutuelle inductance cyclique stator-rotor.

$$L_s = l_s - m_s; L_r = l_r - m_r$$

Quelle que soit l'une des trois expressions du couple, on constate que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

Bien-sûr, ces expressions rappellent le couple de la machine à courant continu. Dans ce cas, c'est le collecteur qui permet naturellement d'obtenir ce découplage. Le problème posé ici est de pouvoir contrôler indépendamment l'un de l'autre le terme de flux et le terme de courant.

Cette remarque n'est pas anodine, la simplicité de construction de la machine asynchrone doit se "payer" dans ce contrôle.

III.2.5. Choix du référentiel : [26]

Parmi tous les référentiels possibles, trois sont particulièrement intéressants.

- Le premier est celui qui fixe d et q par rapport au stator et déjà utilisé pour présenter les transformations de base.

Dans ce cas θ_s est constant; les termes en $\frac{d\theta_s}{dt}$ s'éliminent et $\frac{d\theta_{gs}}{dt} = -\omega_r$,

Les équations électriques s'écrivent donc:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \quad (\text{III.22})$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \quad (\text{III.23})$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \quad (\text{III.24})$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_r \phi_{dr} \quad (\text{III.25})$$

Ce repère est intéressant lorsque les grandeurs statiques réels sont recherchées car il suffit d'opérer la transformation globale inverse sur les grandeurs dans les axes d q pour les obtenir.

Il est intéressant pour l'étude des transitoire à grande variation de vitesse ω_r , quelle que soit la fréquence d'alimentation.

- Un second repère intéressant est celui où d et q sont fixes par rapport au rotor. Dans ce cas θ_s

$$\text{est constant, } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r \text{ et } \frac{d\theta_{gs}}{dt} = 0$$

Les équations électriques s'écrivent donc:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \phi_{qs} \quad (\text{III.26})$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \omega_r \phi_{ds} \quad (\text{III.27})$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \quad (\text{III.28})$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \tag{III.29}$$

Ce repère est intéressant pour l'observation des grandeurs réelles rotoriques. En fin un troisième repère intéressant est celui où d et q sont fixes par rapport au champ tournant.

Dans ce cas et $\frac{d\theta_{gs}}{dt} = \omega_s - \omega_r$ $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$.

Ce repère est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la formulation des équations (III.8), (III.9), (III.10) et (III.11).

Ce repère est intéressant lorsque la fréquence f d'alimentation est constante.

Aussi ce repère est il très souvent utilisé, même dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrone par convertisseurs statiques de fréquence.

III.2.6. Modélisation de la machine :

III.2.6.1. Alimentation en tension: [4]

Dans le cas d'une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et la pulsation du champ tournant ω_s sont considérées comme variables de commande et le couple comme une perturbation.

La figure (III.6) représente le modèle de la machine asynchrone triphasée par une source de tension:

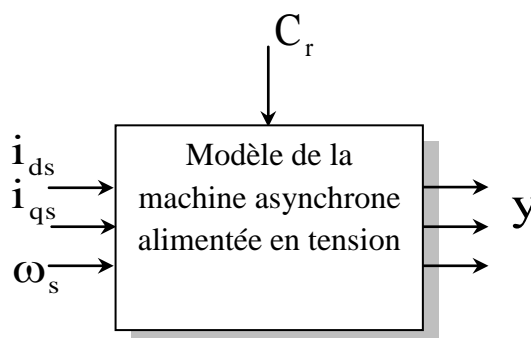


Figure.III 6 Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en courant.

Le vecteur de sortie y peut avoir une des formes des expressions suivantes:

$$Y = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \text{ ou } \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \text{ ou } \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{ds} \\ \dot{\phi}_{qs} \\ \dot{\phi}_{dr} \\ \dot{\phi}_{qr} \end{bmatrix} \text{ ou } \begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{\phi}_{dr} \\ \dot{\phi}_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.30})$$

Le choix du vecteur de sortie de la machine est lié au type de commande envisagé.

Nous choisissons le vecteur $[i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]^t$ qui est utilisé pour l'orientation du flux rotoriques ϕ_r .

Modele exprime dans le repere (d, q) lie au champ tournant [20]

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (\text{III.31})$$

Avec:

$$X = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]^t; u = [V_{ds} \ V_{qs}]^t$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_S\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{m_{sr}T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{m_{sr}} \cdot \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_S\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{m_{sr}} \cdot \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{m_{sr}T_r} \\ \frac{m_{sr}}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{m_{sr}}{T_r} & \omega_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \left(\frac{m_{sr}^2}{L_r L_s}\right) \text{ Coefficient de dispersion.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ Constant de temps rotoriques.}$$

Indépendamment de la technologie de son rotor, la machine asynchrone triphasée est caractérisée par les quatre paramètres électriques R_s, L_s, σ, T_r : [21]

$$C_e = \frac{pL_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{III.32})$$

$$J \frac{d}{dt} (\Omega_r) = C_e - C_r - k_f \Omega_r \quad (\text{III.33})$$

III.2.6.2. Alimentation en courant [23] :

Nous pouvons faire la même démonstration que dans le cas précédent mais ce n'est pas le but de ce travail.

Le schéma de la machine alimentée en courant est représenté sur la figure (III.7)

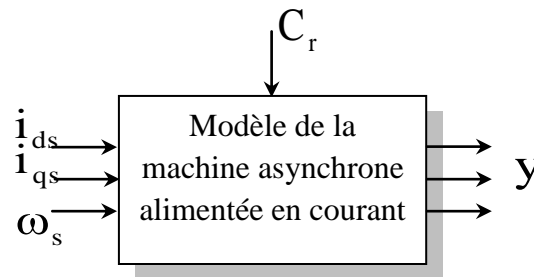


Figure.III.7 schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en courant.

Le vecteur y peut avoir différentes expressions:

$$y = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \text{ ou } \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \text{ ou } \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.34})$$

Pour $y = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}$ le modèle de la machine sera:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{m_{sr}}{T_r} \\ \frac{m_{sr}}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{III.35})$$

Le choix entre une alimentation en courant ou en tension est généralement dépendant du convertisseur statique avec lequel on veut associer la machine.

III.3. Simulation du modèle de la machine asynchrone :

A l'aide de logiciel de simulation *MATLAB (SIMULINK)*, nous avons obtenu les courbes qui représentant le comportement du moteur asynchrone triphasé.

Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V\sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

Avec :

v_s : Valeur efficace de tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

Les paramètres de la machine asynchrone utilisés dans ce travail sont résumé dans le tableau suivant :

Les paramètres	La valeur
Tension nominale	220/380V
Courant nominal	6.4/3.7A
Puissance nominale	1.5 kW
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Résistance statorique par phase	$R_s = 4.85 \Omega$
Résistance rotorique par phase	$R_r = 3.805 \Omega$
Inductance cyclique du stator	$L_s = 0.274 H$
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 0.274 H$
Inductance mutuelle cyclique	$M = 0.258 H$
Moment d'inertie de la partie tournante	$J = 0.031 \text{ Kg}m^2$
Vitesse nominale	$N = 1450 \text{ tr} / \text{min}$

Tableau III.2. Les paramètres techniques du moteur asynchrone.

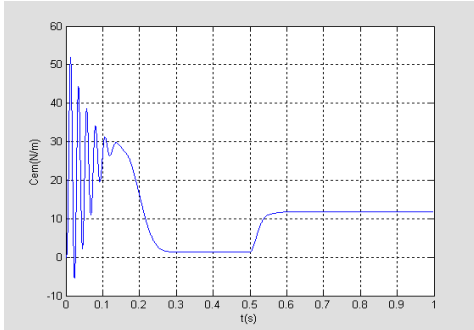
III 3.1. Simulation Numérique :

Nous avons simulé le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension en utilisant le logiciel Matlab / Simulink.

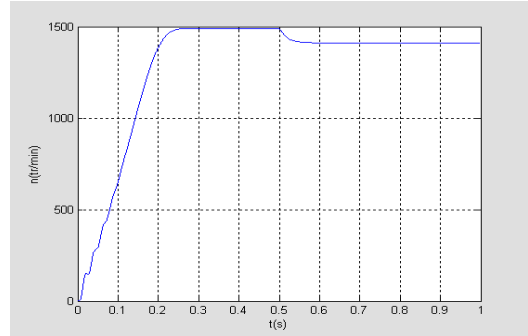
Les résultats de la simulation sont représentés dans la figure III-8.

III.3.1.1. Résultats de simulation :

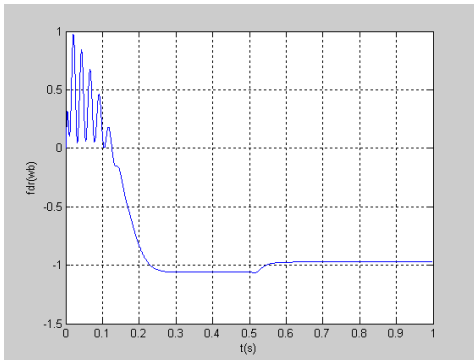
$C_{em} (N.m)$



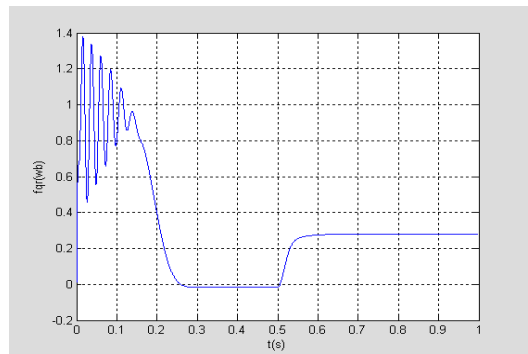
$N (Tr/min)$



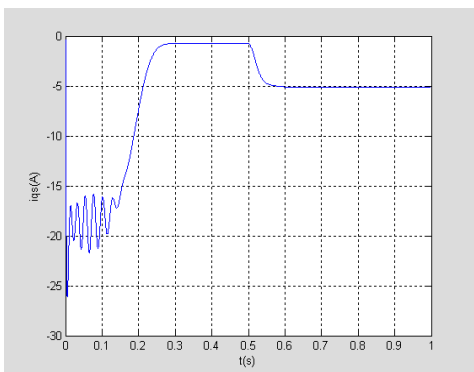
$(Wb) \Phi_{dr}$



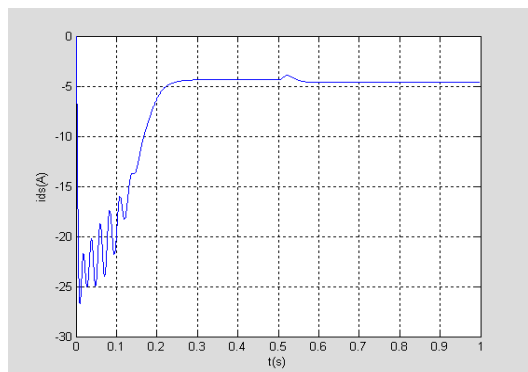
$(Wb) \Phi_{qr}$



$I_{qs} (A)$



$I_{ds} (A)$



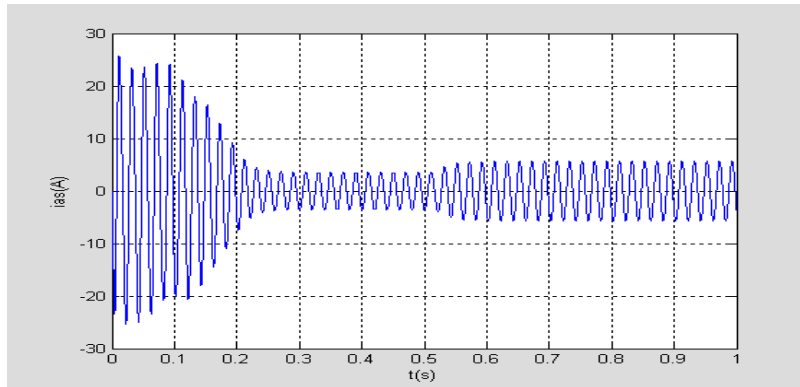


Figure.III.8.Démarrage en pleine tension suivi d'une perturbation. $C_r = 10\text{ N.m}$. à 0.5sec

III 3.1.2. Interprétation des résultats de simulation :

La figure (III-8) présente les résultats de simulation du système en boucle ouverte, le moteur est couplé directement au réseau, puis nous avons appliqué un couple résistant ($C_r = 10\text{ N.m}$) à l'instant $t = 0.5\text{ s}$.

La figure (III-8-2) montre l'évolution de la vitesse (n), du couple électromagnétique (C_{em}), et du courant statorique d'une phase (i_{as}), (I_{ds}), (I_{qs}). Lors du démarrage de la machine suivi d'une application d'un couple résistant. Elle montre aussi l'évolution des flux (Φ_{dr} , Φ_{qr}).

L'allure de la caractéristique de vitesse n'est pas régulièrement croissante mais à tendance à osciller tout en croissant en valeur moyenne ce qui est dû à l'inertie des masses tournantes et le coefficient d'amortissement dû aux flux qui sont faibles. Au cours de ces oscillations, il se produit la transformation de l'énergie cinétique du rotor tournant en énergie électromagnétique et inversement la vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme au de (0.25 s).

Un établissement rapide du flux rotorique est observé avec un temps égal au temps de démarrage et se stabilise en régime permanent à une valeur de (1 Wb).

La courbe du couple électromagnétique (C_{em}), présente aux premiers instants du démarrage des pulsations très importantes dont le calcul rigoureux doit impérativement tenir compte de la saturation, ce couple pulsatrice est transmis à la partie mécanique, avant qu'il ne se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement et ventilation.

Aux premiers instants, le courant (i_{as}) présente des dépassements excessifs (faible f.c.e.m et faible vitesse) mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques pulsations pour donner lieu à une forme sinusoïdale et d'amplitude constante.

III.4. Alimentation de la machine asynchrone par le convertisseur matriciel :

III.4.1. simulation numérique :

La simulation de la méthode de modulation du convertisseur matriciel alimentant la machine asynchrone a été effectuée sur MATLAB/SIMILINK.

Pour une période de commutation du convertisseur de 2KHz les paramètres sont donnés en Annexe, les résultats obtenus sont représentés sur les figures (III-10)-(III-14) ces figures représentent l'allure de la tension de phase, et courant de sortie du convertisseur matriciel (courant absorbé par la machine), l'allure de la vitesse, du couple et celle des flux rotoriques.

La simulation s'effectue au départ pour un démarrage à vide, après que le régime permanent s'est établi, on applique un couple de charge à la machine où on remarque bien la chute de vitesse car le système est en boucle ouverte, la figure (III-9).

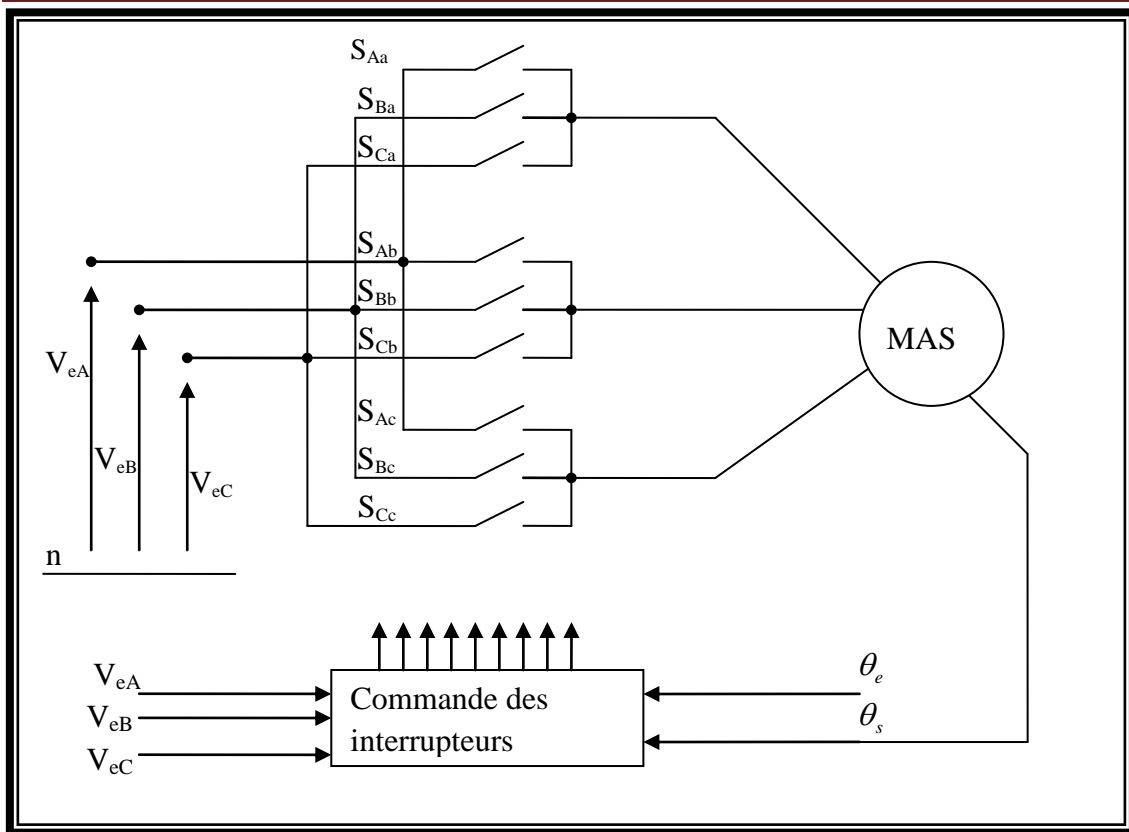


Figure.III.9.Schéma de simulation global

Modèle de simulation

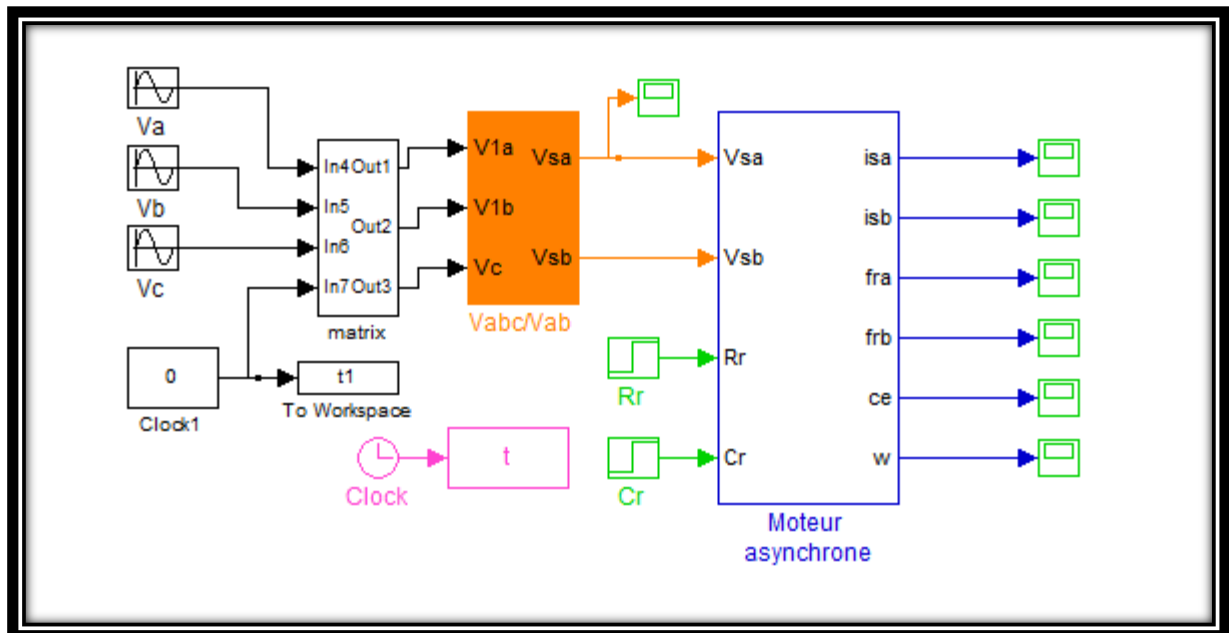


Figure.III.10.Alimentation de la machine asynchrone par le convertisseur matriciel.

III.4.2 Résultats de simulation :

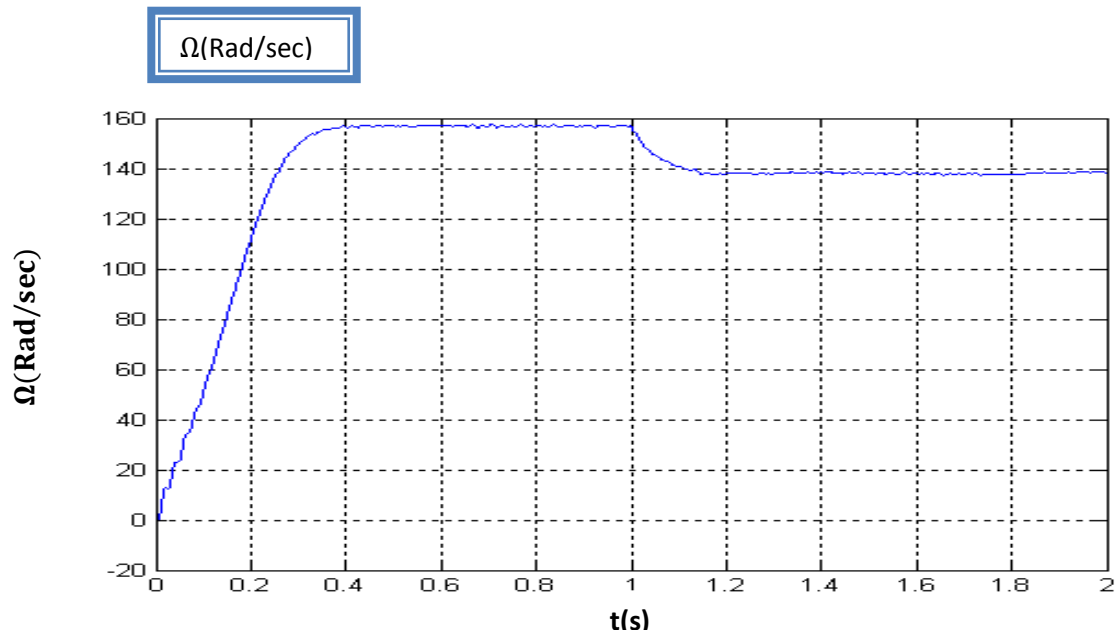


Figure.III.11.Allure de la vitesse.

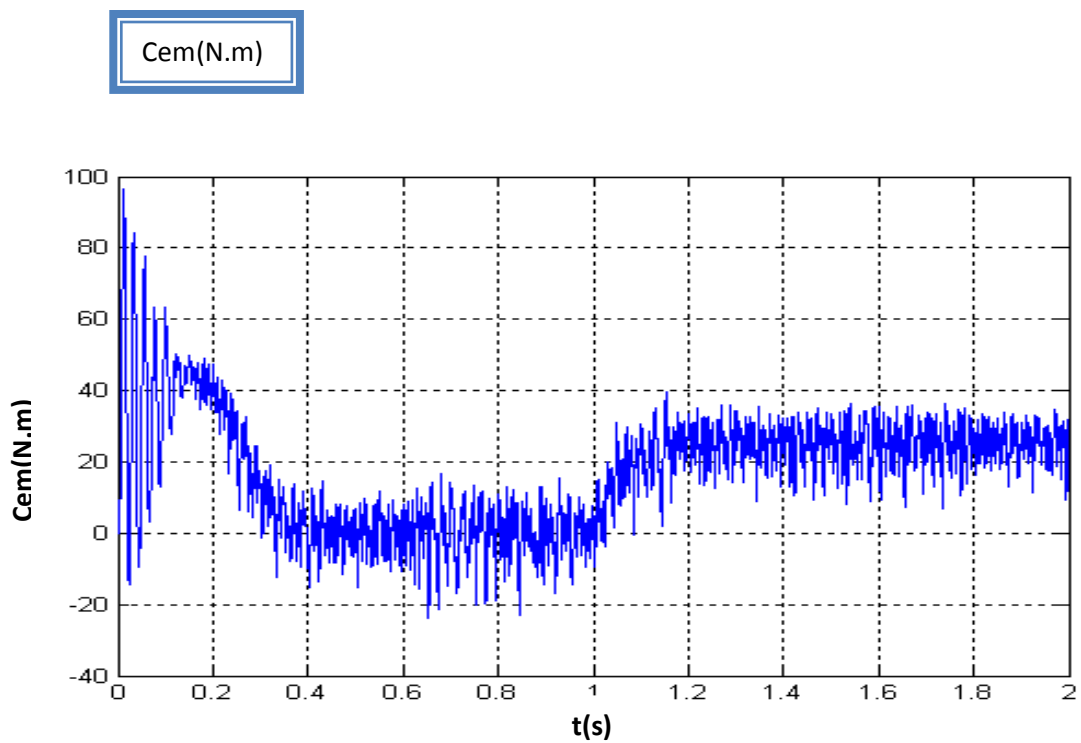


Figure III.12.Allure de couple

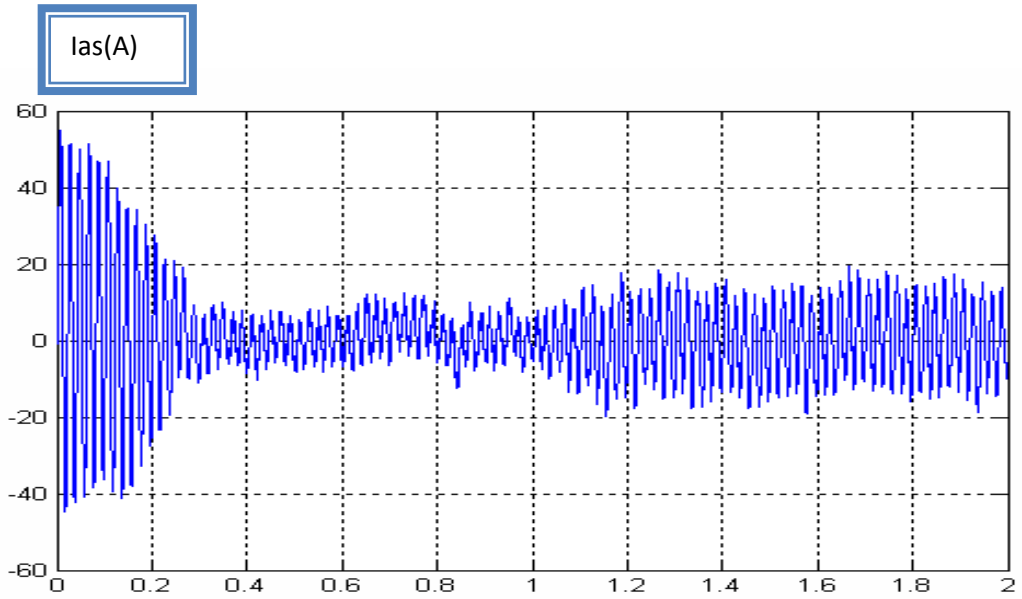


Figure III.13. Allure du courant

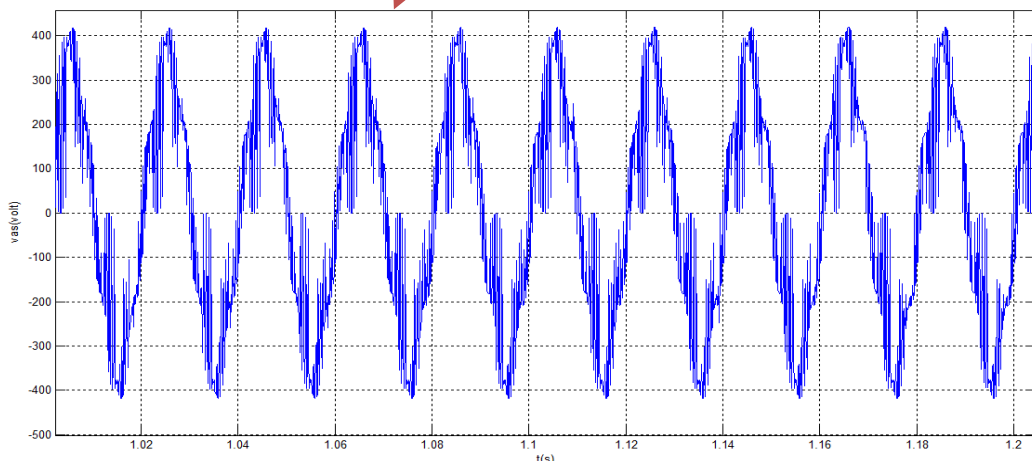
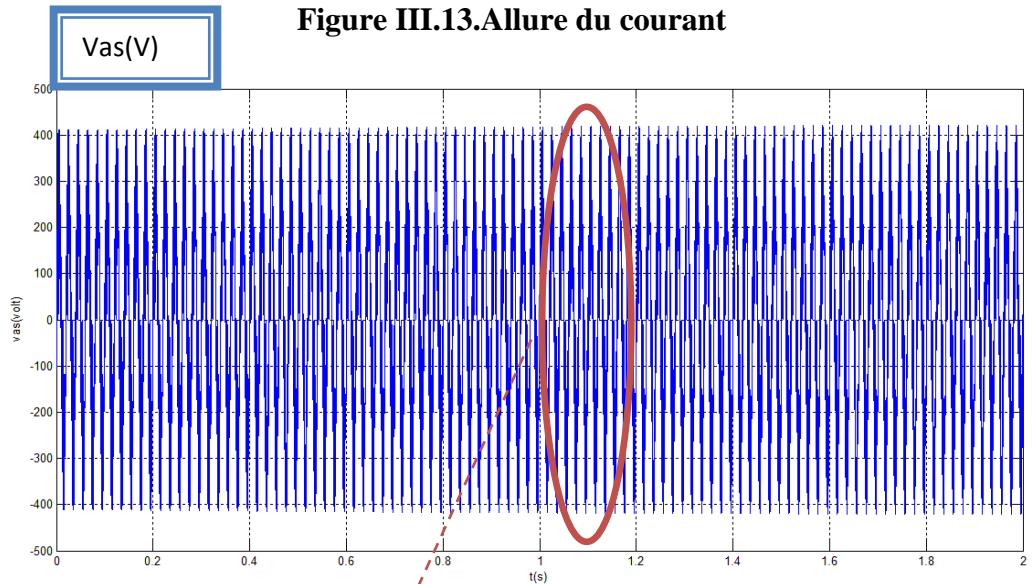


Figure.III.14. Allure de la tension

III.4.3 Interprétation Des Résultats :

Les graphes des figures (III-11), (III-12), (III-13) et (III-14) illustrent le démarrage de la machine asynchrone alimentée à travers un convertisseur matriciel commandé par la technique de la modulation de venturini. L'établissement de la vitesse est rapide avec un temps de réponse inférieur à 0.45s, notons qu'à vide la vitesse du rotor est proche de la vitesse de synchronisme (glissement nul), mais à $t=1$ s, un couple résistant de 25N.m est appliqué et la vitesse diminue (augmentation du glissement). Le couple électromagnétique, répond au couple résistant ainsi que le courant de phase, mais nous remarquons que ces deux grandeurs présentent des pics gênants (les effets du régime transitoire), qui peuvent endommager la machine et le convertisseur.

Elles nous montrent aussi que la méthode de venturini est bien adaptée au contrôle des convertisseurs matriciels alimentant les machines à courant alternatif en boucle ouverte.

III.5.Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons fait notre premier jet sur l'étude de simulation numérique de machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel. Nous avons, dans premier temps procédé la modélisation de cette dernière en utilisant le modèle de Park, puis nous l'avons associé à un convertisseur matriciel, commandé par la modulation modifiée de venturini. Les phénomènes dus à la commutation ont été négligés, ainsi que les chutes de tension aux bornes des interrupteurs.

Les résultats de simulation montrent que les performances des variateurs de vitesse dans le cas de la machine asynchrone en boucle ouverte sont bons.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire est une contribution à l'analyse et la commande du convertisseur matriciel et son application une charge (R-L) et à la conduite de la machine asynchrone.

Les résultats obtenus sur une charge (R-L) à différentes fréquences 25Hz et 50Hz les courants de charge avaient une forme sinusoïdale vue les spectres de ces derniers qui ne comportaient pour ainsi dire d'harmonique de faibles rangs.

L'avantage des résultats obtenus par simulation, montre que l'introduction des techniques modernes de l'automatique devient une nécessité pour atteindre des hautes performances dans les entraînements à vitesse variable.

Dans ce mémoire nous avons supposé que les paramètres de la machine ne varient pas, ce qui n'est pas le cas en pratique, les paramètres de la machine varient soit par échauffement, soit par saturation. Ces variations influent directement les variables de sortie de la commande.

Ce travail, nous a permis d'une part de connaître les principes de base pour l'étude et la simulation de n'importe quel système électroénergétique complexe, et d'autre part, il a servi à enrichir notre modeste connaissance sur la technique de programmation, la modélisation d'un système et les techniques de commande d'alimentation de la machine asynchrone à cage.

Perspectives :

En perspectives de ce travail, on pourra envisager plusieurs études plus accentuées sur ce domaine, à savoir :

- Etude d'autres stratégies de commandes des convertisseurs matriciels.
- Etude de la conduite d'autres machines alimentées par des convertisseurs matriciels.
- Etendre l'utilisation des méthodes développées dans le cadre de ce travail pour le contrôle des machines à courant alternatif à plusieurs enroulements telles que la machine Asynchrone à Double Alimentation et la machine Synchrone Double Etoile,etc.
- Etudier l'efficacité des modulations proposées dans le cas d'une entrée déséquilibrée du convertisseur matriciel.
- La mise en œuvre sur un banc d'essais des méthodes développées dans ce travail.

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone

$$U_n = 220/380,50(\text{Hz})$$

$$n = 1450 \text{ tr/mn}$$

$$P_n = 1.5 \text{ K.w}$$

$$C_m = 10 \text{ N.m}$$

$$L_s = 0.274 \text{ H}$$

$$L_r = 0.274 \text{ H}$$

$$M = 0.258 \text{ H}$$

$$R_s = 4.85 \text{ Ohm}$$

$$R_r = 3.805 \text{ Ohm}$$

$$J = 0.031 \text{ Kg.m}^2$$

$$F = 0.001$$

$$P = 2$$

Paramètres de la charge R-L

$$R = 1 \text{ Ohm}$$

$$L = 0.03$$

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **REZAOUI** Med Mounir « Commande d'un Moteur Asynchrone Pentaphasé alimenté par Convertisseur Matriciel », **Mémoire De Ingénieur D'état En Electrotechnique** ; Ecole Nationale Polytechnique 2007
- [2] **LYES** Aït oubelli « mise en oeuvre d'un modèle générique du convertisseur matriciel dans les environnements emtp-rv et matlab-simulink » **mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de maîtrise ès sciences appliquées** ; Université De Montréal décembre 2011
- [3] **PHILIPPE** Ledoux. « Variation de vitesse des machines à courant alternatif ». **Réseau National de Ressources en Electrotechnique**
- [4] **ZORIG** Aissam ; **SEGHIRI** Abdelghani « commande de la machine asynchrone en utilisant le convertisseur matriciel » **mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état** ; Université De M'sila 2007
- [5] **TAYEB BEY** Kamel ; **HAOUD** Mohamed « commande vectorielle d'un convertisseur Matriciel » **mémoire de fin d'études en vus de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état** ; Université De M'sila 2008.
- [6] **LBSZLO** Huber « Space Vector Modulated Three-phase to Three-phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction » **IEEE transactions on industry applications, VOL. 31, NO 6**, Novembefudecember 1995
- [7] **MEKKAOUI** Naïma « Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Mini-Centrale Eolienne à Base de Machines à Induction Simple et Double Alimentée » **mémoire de Magister** ; Université De Batna 2004.
- [8] **PODLESKAK**, T.F., « vector controlled matrix converter induction motor drive. in Conference » **IEEE Industry Applications Conference, WA, United states**: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.2004
- [9] **DUGUAY**, L., « Commande programmable pour un convertisseur direct ». **École Polytechnique de Montréal**: Montréal1988
- [10] **KOLAR**, J.W.,« Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter. » Annual **IEEE Applied Power Electronics Conference and Expositions, United states**: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.2002
- [11] **WHEELER**., P.W., « Matrix converters: A technology review ». **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2002

- [12] P. NIELSEN, F. BLAABJERG, « New Protection Issues of aMatrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives», IEEE Trans. On Industry Applications1999
- [13] FRANÇOIS Gruson. "Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matricielles pour la variation de la vitesse " **mémoire de doctorat** ; Université Lille Nord de France 2010.
- [14] M.G. B. VENTURINI and A. ALESINA, « Intrinsic Amplitude Limits and Optimum Design of Nine-Switch Direct AC-AC Converters »;in **Proc. Of PESC 1988**.
- [15] L.EMPRINGHAM, p. w. WHEELER and J. C. clare, « Bi-Directional Switch Current Commutation for Matrix Converter Applications», **EPE'99, European Conference on Power Electronics and applications. Lausanne, Suisse, 7-9 Septembre 1999**.
- [16]BOUZIDA Ahcene « DIAGNOSTIC DE DEFAUTS DE LAMACHINE ASYNCHRONE A CAGE PAR LA TECHNIQUE DES ONDELETTES » **Mémoire de Magister** ;l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger2007
- [17] LAHOUEL Dalila « Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents » **mémoire de Magistère en Electrotechnique** ; Université de BATNA2009
- [18] OULD SASS Mohamed « Commande synergétique d'un moteur asynchrone » **Mémoire De Ingénieur D'Etat en Electronique**, Université d'Annaba2008
- [19] HAMIDAT Nabil « commande par MLI vectorielle d'un onduleur à cinq niveaux alimentant un moteur à cage » **Mémoire De Fin D'études En Vue De L'obtention Du Diplôme De Master En Génie Electrique** ; Université De M'sila ;2012
- [20] ZEKKOUR Abdelhamid « Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associé à un Observateur Adaptatif » **Mémoire De Magistère En Electrotechnique** ; Université De BATNA2010
- [21] FEZZANI Amor « Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique » **mémoire de Ingénieur d'État en Électrotechnique** ; Université de Batna2000
- [22] BENBRAHIM Amel « Commande Prédicative Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents » **Mémoire De Magistère En Electrotechnique** ; Université De Batna2009
- [23] M. BAZI Smail « Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO » **Mémoire de Magister en Electrotechnique**, Université de Batna2009

[24] **REZGUI SALAH EDDINE** « Commande De Machine Electrique En Environnement » **Mémoire Pour L'obtention Du Diplôme De Magister En Electrotechnique**, Université Mentouri De Constantine 2009

[25] **FAKANI LAMOURI , AISSAOUI MOHAMED** « Diagnostic Par Logique Floue Applique À La Machine Asynchrone » **Mémoire De Fin D'études En Vue De L'obtention Du Diplôme D'ingénieur D'état En Génie Electrotechnique** Université De M'sila 2007

[26] **ZERGUIN A. E, BATECH K.** « Conception d'un système de commande pour la compensation automatique des harmoniques Application aux moteurs asynchrones » **mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique ;** Université Farhet Abbas De Setif 2004

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPÔLME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE : Command Des Systèmes Electriques**

Proposé et dirigé par: Mr.BENDAIKHA A / Malik

Présente par: BADDAR BRAHIM

Thème :
***Etude d'un convertisseur matriciel
alimentant un moteur à cage***

Résumé :

Ce travail a pour objectif l'étude et l'analyse d'un convertisseur matriciel et son application à la manipulation d'une machine asynchrone triphasée. Pour ce faire, nous avons modélisé dès le début la machine asynchrone triphasée.

On a fait une modélisation du convertisseur matriciel ; afin d'obtenir l'amplitude et la fréquence de la tension souhaitée, nous avons utilisé trois éléments principaux

- ❖ généralités sur les variations de vitesse
- ❖ Convertisseur matriciel triphasé (**Méthode de Venturini & Alesina**)
- ❖ technique de command a la machine asynchrone triphasée

Puis, on a appliqué la technique de command à la machine asynchrone par le convertisseur matriciel

Mots clés :

Machine Asynchrone, convertisseur matriciel.

N° d'ordre : 079