

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

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Commande des systèmes électriques

THÈME

Modulation vectorielle d'un convertisseur matriciel

Préparé par :
Abdellah Nawal
Amari Khadidja

Devant le Jury :

Nom et prénoms	Grade	Qualité
MIHOUB .Y	MCB	Président
BERKANI.A	MAA	Examineur
Boumediene A. Hamid	MAA	Encadreur
Hassaine Saïd	MCA	Co-Encadreur

PROMOTION 2015 /2016

REMERCIEMENTS

Avant tout nous remercions Allah, maître de l'univers sans lui, nous n'aurons jamais pu congestionner ce travail, et grand salut sur notre prophète Mohamed que le salut soit sur lui.

Ce travail a été réalisé au niveau du département de génie électrique de l'université Ibn Khaldoun Tiaret.

NOS premiers remerciements s'adressent à notre encadreur de mémoire, Monsieur BOUMEDIENNE. H, Enseignant à l'université Ibn Khaldoun Tiaret qui a bien voulu nous proposer ce thème et nous aider à sa réalisation.

Nous remercions également, MIHOUB .Y, Professeur à l'université de Tiaret d'avoir accepté de présider le jury de notre mémoire.

Nous remercions aussi Monsieur A. BERKANI, Maître de conférences à l'université Ibn Khaldoun Tiaret pour avoir eu l'amabilité d'être examinateur de notre travail.

Nous remercions également, Mr. HASSAINE.S, qui n'ont pas cessé de nous encourager pour pouvoir mener à terme ce travail.

A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicace

Abdellah Nawal

Avant tous,

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

Je dédie ce modeste travail :

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

A mes frères, galbedinne, mohamedamine, Khaled, Abdalilah, rayan.

A ma sœur fatema.

A ma grande famille. abdellah, benhamidi.

A mes amies. Fatiha, Sarah

*A mon binôme qui réalise avec moi ce travail.
A tous les amis(es) d'études surtout ceux de
commande des systèmes électriques promotion
2016.*

Dédicace

Amarí khadidja

Avant tous,

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

Je dédie ce modeste travail :

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

A mes frères, beneouda, rabah, hameza, omar.

A ma sœur Soria et leurs enfants.

A mon fiancé Mohamed.

A ma grande famille. Amari.baatouche

A tous mes amis.

A mon binôme qui réalise avec moi ce travail.

A tous les amis(es) d'études surtout ceux de commande des systèmes électriques promotion 2016.

Liste des Figures

Chapitre I : Conversion Alternative-Alternative

Figure I. 1 Types des convertisseurs statiques	02
Figure I. 2 La conversion indirecte de fréquence.....	03
Figure I. 3 Schéma de principe d'un convertisseur indirect de fréquence	04
Figure I. 4 Représentation schématique d'un convertisseur de fréquence direct triphasé 'cyclo convertisseur' ..	05
Figure I. 5 Interrupteur bidirectionnel.....	07
Figure I. 6 Structure d'un convertisseur à interrupteurs bidirectionnels	08
Figure I. 7 Convertisseur triphasé-triphasé, $m=n=3$	08
Figure I. 8 Convertisseur triphasé-monophasé, $m=3$, $n=2$	09
Figure I. 9 Topologie de convertisseur matriciel	09
Figure I. 10 Convertisseur matriciel de 3×3 commutateurs.....	10
Figure I. 11 Court-circuit de phase de l'entrée.....	13
Figure I. 12 Circuit ouvert de phase de sortie	14
Figure I. 13 Un vecteur d'état de commutateur de la matrice	14

Chapitre II : Modulation Vectoriel Indirect D'un Convertisseur Matriciel

Figure II. 1 Vecteur spatial représentatif du système triphasé.....	17
Figure II.2 Représentation vectorielle de a_0a_1 et a_2	17
Figure II. 3 Modelé du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif.	18
Figure II. 4 Redressement hypothétique des tensions d'alimentation, alternatives triphasée.....	19
Figure II. 5 Circuit équivalent de modulation indirecte.....	20
Figure II. 6 Transformation du circuit équivalent au circuit du convertisseur matriciel de la phase A.	21
Figure II. 7 Partie redresseur du circuit équivalent.	22
Figure II. 8 Les différents états de commutation possible pour le redresseur.....	23
Figure II. 9 Hexagone du courant de redresseur.....	24
Figure II. 10 Synthétisation du vecteur de référence de courant ($mc = 1$).....	24
Figure II. 11 Partie onduleur pour le circuit équivalent.....	27
Figure II. 12 Les différents états de commutation possible pour l'onduleur.....	27
Figure II. 13 Hexagone de tension de l'onduleur.....	29
Figure II. 14 Synthétisation du vecteur de référence de la tension.....	29
Figure II. 15 Schéma synoptique de convertisseur matriciel.....	32
Figure II. 16 Les trois tension composée d'entrée	33
Figure II. 17 Les trois courant d'entrée.....	33
Figure II. 18 La tension composée de la sortie du redresseur (sans filtrage).....	34
Figure II. 19 La tension composée de la sortie du redresseur (avec filtrage).....	34
Figure II. 20 La tension de sortie d'une phase du CM (sans filtrage).....	34
Figure II. 21 La tension de sortie d'une phase du CM (avec filtrage).....	35
Figure II. 22 Les tensions de sortie du CM (sans filtrage).....	35
Figure II. 23 Les tensions de sortie du CM filtrée (avec filtrage).....	35

Chapitre II: Alimentation D'un Machine Asynchrone Par Convertisseur Matriciel

Figure III. 1 Représentation du moteur asynchrone dans l'espace électrique.....	38
Figure III. 2 Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q.	38
Figure III. 3 Vitesse w [rd/s]	40
Figure III. 4 Couple C_{em} [Nm]	40
Figure III. 5 Flux rotorique ϕ_{dr} [Wb].....	40
Figure III. 6 Schéma synoptique de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel.....	41
Figure III. 7 Couple électromagnétique C_{em} (N.m).	41
Figure III. 8 La vitesse de rotation w (rad/s).	42
Figure III. 9 Flux rotorique ϕ_{dr} [Wb].....	42

Liste des tableaux

Tableau II.1: Les états des commutateurs et les vecteurs de commutation approprie pour cote de redresseur	23
Tableau II.2: Les états des commutateurs et les vecteurs de commutation approprient pour le cote de l'onduleur	28

Liste des abréviations

<i>MAS</i>	<i>Machine asynchrone</i>
<i>IGBT</i>	<i>Transistor bipolaire à grille isolée</i>
<i>SVM</i>	<i>La modulation du vecteur d'espace</i>
<i>CM</i>	<i>Convertisseur matriciel</i>
<i>MLI</i>	<i>Modulation de largeur d'impulsion</i>
MATLAB	Matrix Laboratoire (Logiciel de simulation numérique)

Liste des Symboles

AC	Conversion alternative
<i>m</i>	Nombre de connexions d'entrée
<i>n</i>	Nombre de connexions de sortie
V_a, V_b, V_c	les trois tensions des phases d'entrée
V_A, V_B, V_C	les trois tensions des phases de sortie
I_a, I_b, I_c	les trois courants des phases d'entrée
I_A, I_B, I_C	les trois courants des phases de sortie
ω_i	Pulsation d'entrée
ω_0	Pulsation de sortie
φ_i	Déphasage avec la tension d'entrée
φ_0	Déphasage par rapport à la tension de sortie
Q	le rapport d'amplitude des fondamentaux
$\cos(\varphi_0)$	Le facteur de puissance
\hat{x}	La valeur maximale
\vec{X}_s	Phaseur spatial du système
V_{CC}	Tension continue fictive
V_{CC+}	Tension de la phase positive
V_{CC-}	Tension de la phase négative
I_{CC}	Courant continue fictive
I_{CC+}	Courant de la phase positive
I_{CC-}	Courant de la phase négative
M	Fonction de transfert
M^T	Transposée de la fonction de transfert
O	Fonction de transfert de l'onduleur

R	Transposée de la fonction de transfert du redresseur
R^T	Fonction de transfert du redresseur
I_e	La valeur maximale de courant d'entrée
$\underline{I}_\gamma, \underline{I}_\delta$	Vecteurs de commutation adjacents de courant
θ_c	L'angle du vecteur de référence du courant dans le secteur de courant.
m_c	L'indice de modulation du courant
P_s	la puissance de sortie
R^T	Fonction de transfert du redresseur
I_e	La valeur maximale de courant d'entrée
$\underline{I}_\gamma, \underline{I}_\delta$	Vecteurs de commutation adjacents de courant
$(d - q)$	Axes correspondants au référentiel de PARK.
R_s, R_r	Résistances des enroulements statorique et rotorique par phases.
L_s, L_r	Inductances propres de fuites statorique et rotorique de phase.
L_m	Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.
ϕ_s, ϕ_r	Flux statorique, rotorique.
ϕ_{dr}	Flux rotorique suivant l'axe d.
ϕ_{qr}	Flux rotorique suivant l'axe q.
T_r	Constante de temps rotorique.
p	Nombre de paire de pôles.
C_{em}	Couple électromagnétique.
j	Moment d'inertie.
K_f	Coefficient de frottement.
C_r	couple résistant.
ω_s, ω	Pulsations électriques statorique et rotorique.

Introduction générale..... 01

Chapitre I Conversion Alternative-Alternative:

I.1 Introduction..... 01

I.2 Les différentes conversions d'énergies électriques..... 01

I.3 Convertisseurs indirect de fréquence 02

I.3.1 convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue..... 03

I.4 convertisseur direct de fréquence..... 04

I.5 Convertisseur matriciel 05

I.5.1 Historique 05

I.5.2 Définition 06

I.5.3 Commutateur bidirectionnel..... 07

I.5.4 Structure des convertisseurs à interrupteurs bidirectionnels 07

I.5.5 Configurations des convertisseurs à interrupteurs bidirectionnels..... 08

I.5 Principe de convertisseur matriciel 09

I.6 Notion Fondamentale..... 10

I.6.1 Grandeurs d'entrées..... 10

I.6.2 Grandeurs de sorties 11

I.7 les vecteurs de commutation..... 13

I.8 Performances d'un convertisseur matriciel idéalisé : 14

I.9 Conclusion..... 15

Chapitre II Modulation Vectorielle Indirecte D'un Convertisseur Matriciel

II.1 Introduction 16

II.2 Relations de base 16

II.2.1 Phaseurs spatiaux [19] 16

II.2.2 Représentation du vecteur spatial 17

II.3.2 Principe de modulation indirecte 19

II.4 Modulation du vecteur d'espace pour la partie de redresseur 21

II.5 Modulation du vecteur d'espace pour la partie de l'onduleur 26

II.6 Commande du convertisseur matriciel 31

II.7 Développement d'un modèle de simulation d'un convertisseur matriciel 32

II.7.1 Résultats de simulation 32

II.7.2 Simulation de redresseur 33

II.7.3 Simulation de convertisseur matriciel.....	34
II.7.4 Interprétation des résultats de simulation.....	35
II.8 Conclusion.....	35

Chapitre III Alimentation D'un Machine Asynchrone Par Convertisseur Matriciel

III- Introduction.....	37
III-1 Hypothèses simplificatrices	37
III-2 Représentation de la machine asynchrone	37
III-2-1 Modèle mathématique.....	38
III.3 Alimentation directe du moteur asynchrone	39
III.3.1 Paramètres	39
III.3.2 Résultats de simulation d'un moteur alimenté directement sans convertisseur.....	40
III.4 Simulation de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel.....	41
III.4.1 Résultats de simulation d'un moteur alimenté avec convertisseur matriciel	41
III.4.2 Interprétation des résultats de simulation	42

Introduction générale

Durant ces dernières années, la technologie des convertisseurs de puissance a connu un développement fabuleux essor grâce au développement des technologies des semi-conducteurs et des techniques numériques. Le développement est assuré que ce soit sur le volet architecture que capacité de conversion. A nos jours, on vit la naissance de nouveaux convertisseurs de puissance dit « convertisseurs matricielles » qui sont utilisés principalement pour l'alimentation à fréquence variable des machines alternatives de forte puissance.

À l'heure actuelle, l'électronique de puissance est plutôt utilisée pour la moyenne et la forte puissance. C'est l'une des branches de l'électrotechnique, nous devrions d'ailleurs nommer « électronique de conversion d'énergie » [1]. Elle a connu un tel essor qu'aujourd'hui près de 25 % de l'énergie électrique produite est convertie sous une forme ou une autre.

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.

Il existe plusieurs topologies de convertisseurs. La première famille assure une conversion indirecte alternatif-continu suivie d'une conversion continu-alternatif (AC/DC/AC). 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 convertisseurs matriciels, qui sont actuellement la plus répandue dans l'industrie utilisés pour des applications de très forte puissance (>10MW).

Cette mémoire s'intéresse à la conversion directe AC/AC entre une source alternative triphasée et un moteur asynchrone (MAS) à l'aide des convertisseurs matriciels.

Dans notre travail, on présente les avantages de la stratégie MLI vectorielle dans la commande du convertisseur matriciel, on a développé l'algorithme de mli vectorielle et de l'appliquer pour piloter un convertisseur matriciel alimentant un moteur asynchrone sous l'environnement **SimpowerSystem** de **Matlab**.

Nous avons organisé ce mémoire en III chapitres :

Le **premier chapitre** constitue une étude théorique sur le principe d'un convertisseur indirecte de fréquence à tension intermédiaire continu. La topologie matricielle, les performances d'un convertisseur matriciel seront présentées.

Le **deuxième chapitre** contient les notions de base sur le traitement des convertisseurs de fréquence principalement les vecteurs spatiaux (modulation vectorielle), la structure et modulation indirecte d'un convertisseur matriciel.

Enfin, dans le **troisième chapitre** nous terminons cette mémoire par une conclusion générale à travers laquelle on exposera les principaux résultats obtenus avec des perspectives pour une éventuelle continuité de ce travail.

I.1 Introduction

L'électronique de puissance est l'une des branches de l'électronique, elle concerne les dispositifs permettant de changer la forme de l'énergie électrique.

Elle comprend l'étude, la réalisation, la maintenance :

- Des composants électroniques utilisés en forte puissance
- Des structures des convertisseurs
- De la commande de ces convertisseurs
- Des applications industrielles de ces convertisseurs

L'électronique de puissance, que l'on devrait d'ailleurs nommer « électronique de conversion d'énergie » a moins de 50 ans. Elle a connu un tel essor qu'aujourd'hui près de 15% de l'énergie électrique produite est convertie sous une forme ou une autre. Au cours de ces années la taille, le poids et le coût des convertisseurs n'ont fait que diminuer, en grande partie grâce aux progrès faits dans le domaine des interrupteurs électroniques[1].

Dans ce chapitre, on traite la conversion AC/AC, on commence par une étude sur les convertisseurs statiques passant par les différentes conversions d'énergies électriques. Puis, on présente les convertisseurs indirects de fréquence. Ensuite, on performances de convertisseurs matriciel. A la fin, les performances de convertisseur matriciel idéalisé seront rapportées.

I.2 Les différentes conversions d'énergies électriques

Les convertisseurs statique permettent de transformer le spectre du signal(amplitudes ,fréquences, phases).Cette transformation est effectuée par des systèmes complexes, réalisés à partir de composants électroniques « **des interrupteurs** »[2].

Un convertisseur peut jouer deux rôles:

- 1 Modifier la forme des grandeurs électrique: courant ou tensions.
- 2 Régler la puissance d'un système.

On distingue généralement quatre fonctions de convertisseurs dans l'électronique de puissance :

Conversion continu-continu, alternatif-continu, continu-alternatif et alternatif-alternatif.

Mais en plus de ces dénominations purement fonctionnelles, des noms particuliers ont été données à certains convertisseurs[3].

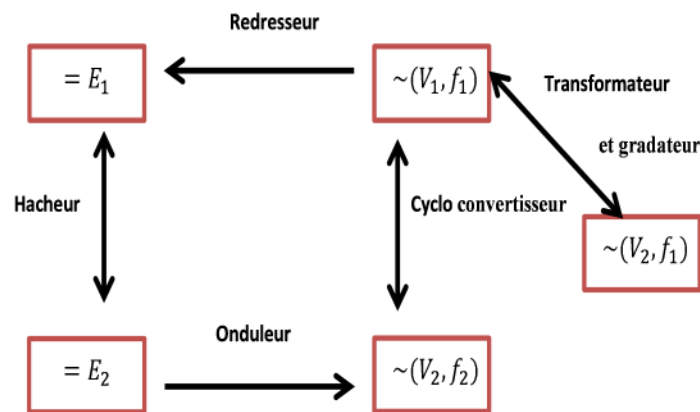


Figure I. 1 types des convertisseurs statiques

- Conversion continu-continu : Hacheurs
- Conversion alternative-continu : redresseurs
- Conversion continu- alternative : onduleurs
- Conversion alternative- alternative : cyclo convertisseurs[4].

Dans notre étude, on s'intéresse à la conversion alternative- alternative.

Deux types de procédés sont utilisables pour obtenir à partir du réseau à tension V_i et à fréquence F_i constantes des valeurs de tension et de fréquences de sortie variables :

- 1 Conversion indirect : on redresse les tensions du réseau puis on ondule la tension redressée de façon à obtenir les tensions alternatives désirées[5].
- 2 La conversion directe : la technique de cycloconvertisseur.

I.3 Convertisseurs indirect de fréquence

Un convertisseur de fréquence convertit une fréquence f_1 (généralement 50 Hz) en une autre fréquence f_2 , variable dans la plus part des cas[6].

Le principe de ces convertisseurs de fréquence est basé sur une conversion indirecte. D'abord, on effectue le redressement de la grandeur alternative en une grandeur continue qui est ensuite convertie en grandeur alternative de sortie.

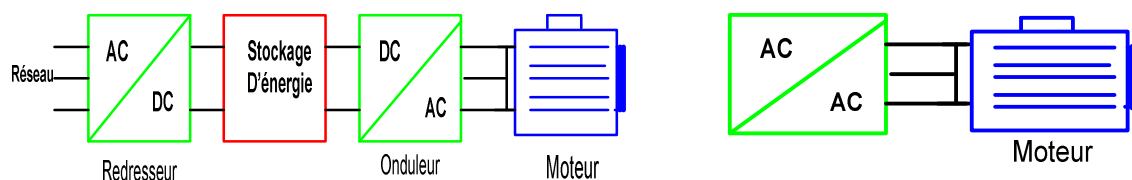


Figure I. 2 la conversion indirecte de fréquence

Il existe principalement deux types différents de convertisseurs de fréquences indirects :

- Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de courant continu. Le circuit intermédiaire consiste en une inductance de stockage, le montage et la commande de ce type de convertisseur soit relativement simples, ce dernier possède beaucoup d'inconvénient.

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

Ce type de convertisseur est le plus répandu étant donné tel que le montage et la commande sont relativement simples.

- Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire oscillant fonctionne également à base d'une tension intermédiaire continue. A l'aide d'un circuit de résonance LC ainsi que des commutateurs auxiliaires. Cause de la complexité du montage et de la commande, ce type de convertisseur est généralement réservé aux applications spéciales[7].

Parmi ces trois types de convertisseurs indirects, le convertisseur à tension intermédiaires continue est le plus important.

I.3.1 convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue

Ce type de convertisseur de fréquence est constitué d'un transformateur et de deux onduleursséparés par un condensateur C_e . Il permet de lisser la tension continue U_E redressée.

De plus, il sert de condensateur tampon et prend en charge les variations rapides du courant dans le circuit intermédiaire. Ces onduleurs sont constitués chacun par trois branches et chaque branche est constitué de deux éléments de commutation et de deux diodes en antiparallèles.

Les éléments de commutation fonctionnent en commutation forcée. Les possibilités de réalisation sont multiples et dépendent principalement de la puissance mise en jeu.

Les diodes en antiparallèles avec les éléments de commutation ne seront pas des éléments de protection. Elle servent à assurer la continuité du courant dans la charge inductive[8].

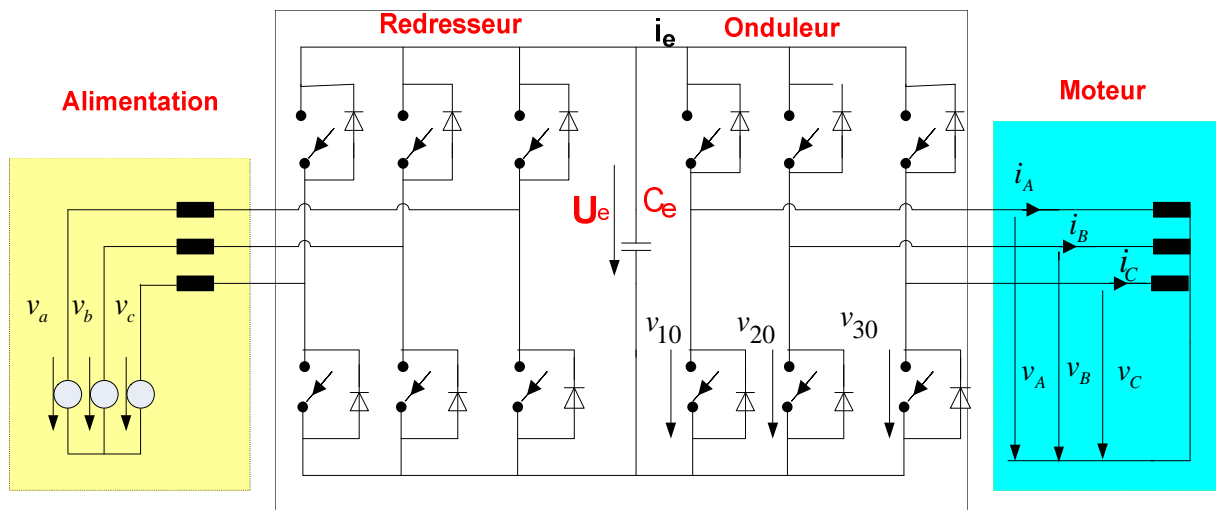


Figure I. 3 schéma de principe d'un convertisseur indirect de fréquence

Cette manière de conversion a beaucoup d'inconvénients :

- La durée de vie du convertisseur est limitée.
- Plus encombrement à cause du condensateur.

Avec le développement technologique, les chercheurs pensent à remédier ces problèmes, une nouvelle technique apparaît la conversion directe de fréquence.

I.4 convertisseur direct de fréquence

Convertisseur de fréquence directe réalisée la conversion de la fréquence de sortie de manière directe sans intervention d'une conversion intermédiaire en un système continu[9]. Souvent ces convertisseurs sont aussi dénommés cyclo convertisseur.

La technique des cyclo convertisseur à commutation naturelle, malheureusement est limitée par sa fréquence de sortie qui est toujours inférieure à la fréquence d'entrée.

Les récentes découvertes de l'électronique de puissance, ont permis d'émergence de nouvelle catégorie de convertisseur statique appelés convertisseur matriciel. En effet, le convertisseur matriciel permet le transit bidirectionnel de la puissance, une forme d'onde des grandeurs d'entrée et de sortie sinusoïdales ainsi qu'un facteur de puissance à l'entrée réglable.

En outre le convertisseur matriciel est peu encombrant vu l'absence de la capacité du bus continu utilisée pour le stockage de l'énergie réactive[10].

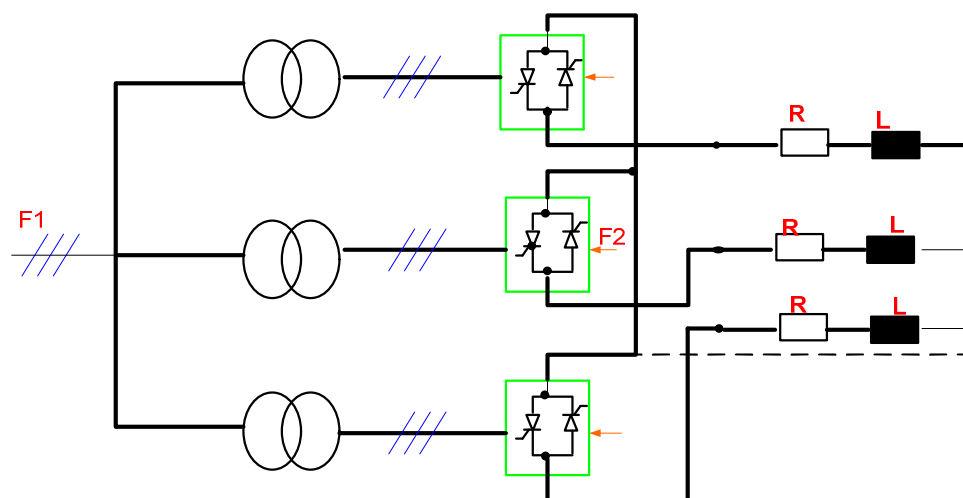


Figure I. 4 représentation schématique d'un convertisseur de fréquence direct triphasé 'cyclo convertisseur'

I.5 Convertisseur matriciel

I.5.1 Historique

Le convertisseur à trois phases AC/AC nommé : « convertisseur de fréquence direct ou convertisseur matriciel » est capable de connecter directement deux systèmes multi-phase indépendants (ex : alimentation et moteur).

L'histoire du convertisseur matriciel a débuté en 1970 avec l'apparition de la première théorie développée par **Gyugyi.L** suivi par la présentation de la première topologie de ce convertisseur proposée par **Gyugyi.L** et **Pelly.B**.

En 1976 une extinction de principe du cycloconvertisseur pour obtenir une fréquence de sortie variable en utilisant les interrupteurs statiques bidirectionnels, mais malheureusement cette topologie a l'inconvénient de contenir des harmoniques dans les signaux et pour remédier ce problème, diverses commandes ont été proposées.

Une technique de commande basée sur l'idée de lien continu fictive présenté par **Rodriguez** en 1989

Kastner et **Rodriguez** en 1985, ont présentée l'utilisation des vecteurs de l'espace dans l'analyse et la commande des convertisseurs matriciels.

En 1989, **Huber** et d'autres auteurs ont édité l'application des principes de vecteur spatial à la modulation du convertisseur matriciel.

Les travaux réalisés par **Kastner** et **Rodriguez** en **1985** et **Neft** et **Schauder** en **1992** sur les convertisseurs matriciels et ses applications, ont permis de confirmer expérimentalement qu'un convertisseur matriciel avec seulement neuf commutation peut être efficacement employé dans la commande vectorielle d'un moteur à induction avec des courants de sortie et d'entrée de haute qualité.

En 2000, le premier convertisseur matriciel industriel sur le marché.

Depuis quelques années, les convertisseurs matriciels sont été l'objet d'un intérêt croissant de la part de la communauté scientifique en particulier pour les applications pour lesquelles l'encombrement, la masse et la fiabilité sont des paramètres importants (comme **l'aéronautique**).

L'objectif principal de l'étude de convertisseur matriciel est le remplacement des convertisseurs conventionnels à circuits intermédiaires de tension par des convertisseurs intégrés dans un module à semi-conducteurs. Ceci permettrait d'augmenter la durée de vie du convertisseur et diminuerait son volume.

I.5.2 Définition

Un convertisseur matriciel est un convertisseur de fréquence direct, générant des tensions triphasées variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions triphasés rigides d'entée, permettant une conversion direct alternatif/alternatif.

Un circuit intermédiaire continu n'est pas nécessaire. Le principe est basée une topologie matricielle reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par un commutateur de puissance bidirectionnel opérationnel à hautes fréquences d'hachage (généralement supérieur à **1 Hz**).

Dans plusieurs publication anglophones, le convertisseur matriciel a été présenté sous plusieurs noms : "**Forced Commutated cycloconverteur**", "**direct frequency converter**". Sachant que l'appellation la plus employé étant : "**Matrix converter**" d'où la notation française "**Convertisseur Matriciel**".

I.5.3 Commutateur bidirectionnel

Par définition, un interrupteur est un dipôle permettant d'établir une connexion binaire (ouvert-fermé) dans le circuit électrique ou il inséré.

La tension à ses bornes à l'état ouvert, le courant qui le traverse à l'état fermé caractérisent son fonctionnement statique et ses directionnalités[11].

Le convertisseur matriciel à commutateur bidirectionnel est capable de conduire le courant dans les deux sens et de bloquer une tension quel que soit son signe.

Les interrupteurs bidirectionnels sont des éléments clés du convertisseur. Ils utilisent généralement des **IGBT** en silicium (**SiC**)[12].

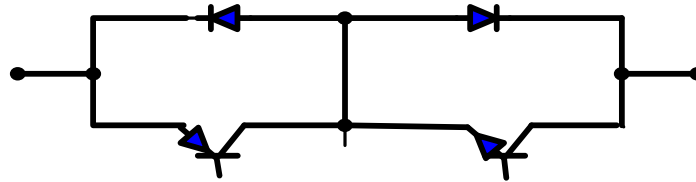


Figure I. 5 interrupteur bidirectionnel

I.5.4 Structure des convertisseurs à interrupteurs bidirectionnels

Les convertisseurs classiques de l'électronique de puissance fonctionnent utilisent une structure différente pour chaque de conversion. Les convertisseurs à interrupteurs bidirectionnels utilisent une structure unique, la fonction de conversion alors imposée par la commande.

Cette structure est matrice d'interrupteurs dont le nombre de ligne est égal au nombre de connexions d'entrée et le nombre de colonnes est égale au nombre des connexions de sortie.

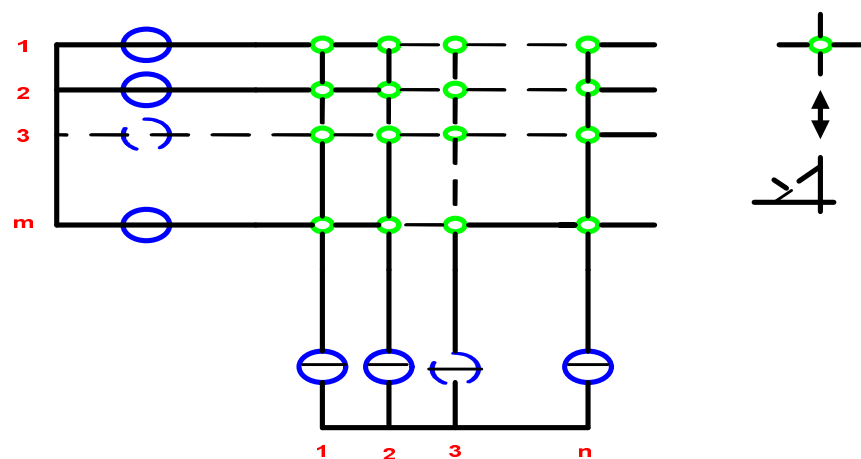


Figure I. 6 structure d'un convertisseur à interrupteurs bidirectionnels

La commutation peut être simplifiée en réalisant les commutateurs bidirectionnels de puissance à base de deux commutateurs unidirectionnels avec une commande indépendante des deux parties[13].

I.5.5 Configurations des convertisseurs à interrupteurs bidirectionnels

La matrice d'interrupteurs représentée figure (I.6) possède m connexions d'entrée et n connexions de sortie. Le fait de fixer les variables m et n nous permet d'obtenir différentes configurations de convertisseur.

Nous donnons sur les figures (I.7) et (I.8), quelques cas de connexion que l'on rencontre habituellement en électronique de puissance.

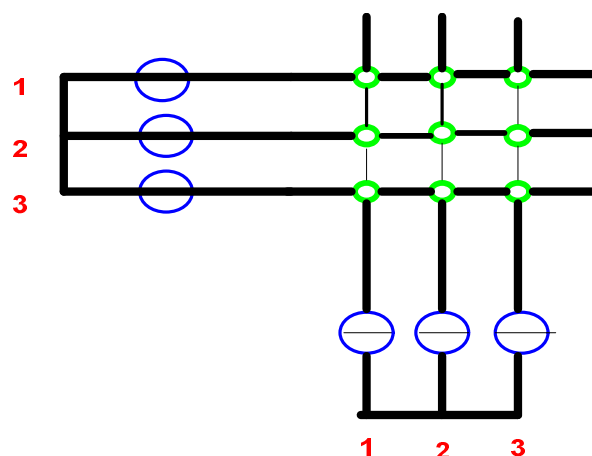


Figure I. 7 convertisseur triphasé-triphasé, $m=n=3$

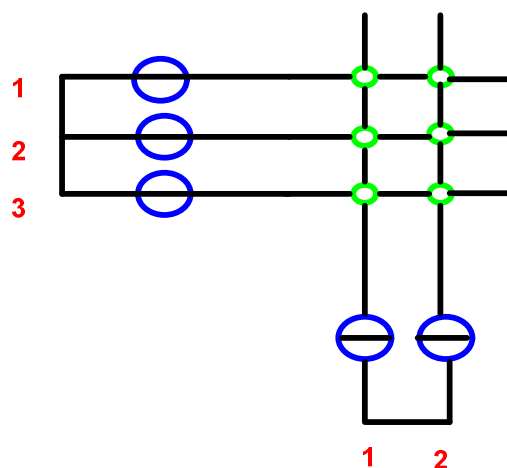


Figure I. 8 convertisseur triphasé-monophasé, $m=3, n=2$

I.5 Principe de convertisseur matriciel

La représentation la plus générale du convertisseur matriciel est constituée d'une matrice d'interrupteurs bidirectionnels permettant de relier chacune de sortie.

Dans notre cas, nous nous limiterons à étudier le principe de fonctionnement d'un convertisseur matriciel triphasé/ triphasé.

La topologie simplifiée du convertisseur matriciel triphasé- triphasé est montrée dans la figure(1.9). Cette configuration de neuf commutateurs de puissance permet de relier chaque phase d'entrée (a ,b ,c)à chaque phase de sortie(A ,B ,C)[14].

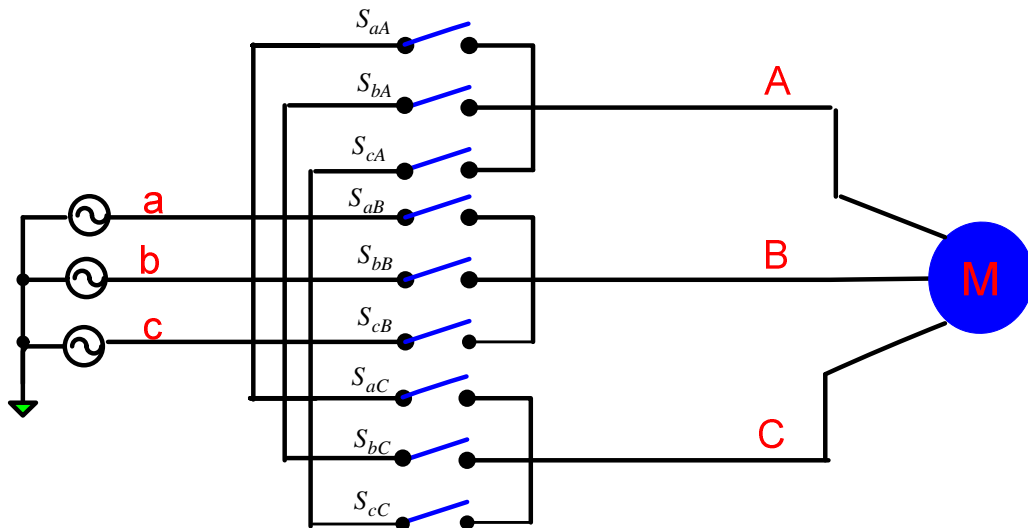


Figure I. 9 topologie de convertisseur matriciel

La matrice est alimentée par les trois tensions des phases V_a , V_b et V_c . le moteur asynchrone est connecté à la sortie du convertisseur .les tensions de sorties sont dénotées par V_A , V_B et V_C .

On parle d'une conversion directe de fréquence car la conversion est réalisée sans circuit intermédiaire servant à un stockage d'énergie.

La conversion de fréquence est réalisée en pulsant les neuf commutateurs selon une séquence de pulsation adéquate et avec une fréquence de pulsation fixe[15].

I.6 Principe Fondamentale

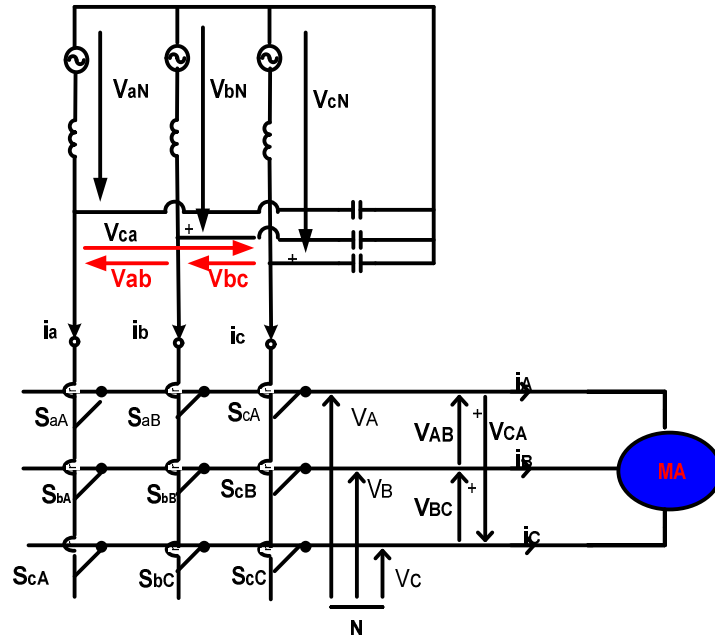


Figure I. 10 convertisseur matriciel de (3×3) commutateurs

I.6.1 Grandeurs d'entrées

Le vecteur d'entrée peut être défini par vecteur d'amplitude V_i et de fréquence f_i équation(I.1) et le courant de ligne d'entrée défini par l'amplitude I_i et en phase avec sa tension est définie par la relation(I.2).

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = V_i \begin{pmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + 4\frac{\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (\text{I.1})$$

$$\begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} = I_i \begin{pmatrix} \cos(\omega_i t + \varphi_i) \\ \cos(\omega_i t + 2\frac{\pi}{3} + \varphi_i) \\ \cos(\omega_i t + 4\frac{\pi}{3} + \varphi_i) \end{pmatrix} \quad (\text{I.2})$$

$\omega_i = 2\pi f_i$: Pulsation d'entrée

φ_i : Déphasage avec la tension d'entrée

I.6.2 Grandeurs de sorties

Le vecteur tension de réseau de sortie peut être défini par l'équation (I.3), d'amplitude V_0 est de fréquence f_0 . De même les courants de sortie d'amplitude égale à I_0 et déphase de φ_0 par rapport aux tensions simples de sortie sont définis par l'équation (I.4).

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = V_o \begin{pmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos\left(\omega t + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega t + 4\frac{\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (\text{I.3})$$

$$\begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{pmatrix} = I_o \begin{pmatrix} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \\ \cos\left(\omega_0 t + 2\frac{\pi}{3} + \varphi_0\right) \\ \cos\left(\omega_0 t + 4\frac{\pi}{3} + \varphi_0\right) \end{pmatrix} \quad (\text{I.4})$$

$\omega_0 = 2\pi f_0$: Pulsation de sortie

φ_0 : Déphasage par rapport à la tension de sortie

La matrice de connexion nommée $[S]$ constitue des fonctions de connexion S_{ij} qui lie les grandeurs de sortie aux les grandeurs d'entrée du convertisseur matriciel est décrite par l'équation(I.5).

$$\begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{aB} & S_{bB} & S_{cB} \\ S_{aC} & S_{bC} & S_{cC} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Les tensions de charge et de source sont mises à la référence neutre "0" dans la figure (I.10),et peuvent être exprimées comme vecteurs définis par:

$$\vec{V}_0 = \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

$$\vec{V}_i = \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$\vec{V}_0 = \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{aB} & S_{bB} & S_{cB} \\ S_{aC} & S_{bC} & S_{cC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

La même chose, les rapports suivants sont valides pour les courants de sortie et d'entrée définis par:

$$\vec{I}_i = \begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$\vec{I}_0 = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$\vec{I}_i = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$M = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{aB} & S_{bB} & S_{cB} \\ S_{aC} & S_{bC} & S_{cC} \end{bmatrix}^T \quad (\text{I.12})$$

M : la matrice transposée de transfert instantanée

Les relations (I.8) et (I.11) donne la relation entre les quantités de sortie et d'entrée et prouvent que la modulation des commutateurs affecte la tension de sortie aussi le courant d'entrée.

Ou trouvé \vec{V}_0 et \vec{I}_i tel que :

$$\vec{V}_0 = Q \cdot \hat{v}_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 \cdot t) \\ \cos\left(\omega_0 \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_0 \cdot t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

$$\vec{I}_i = Q \cdot \cos(\varphi_0) \cdot \hat{i}_0 \begin{bmatrix} \cos(\omega_i \cdot t) \\ \cos\left(\omega_i \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_i \cdot t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Q : est le rapport d'amplitude des fondamentaux

I.7 les vecteurs de commutation

Dans le convertisseur matriciel les (3×3) commutateurs bidirectionnels permettent de connecter n'importe quelle phase d'entrée, on a donc $(2^3 = 215)$ différentes combinaisons possible d'état de commutateurs de la matrice à disposition.

Puisque le convertisseur matriciel est alimenté par une source de tension, les phases d'entrées ne doivent pas être court-circuitées et en raison de la nature inductive de la charge, les phases

de sortie ne doivent pas être ouvertes. Il en découle deux règles pratiques ou contraintes pratique fondamentales concernant notre convertisseur.

$$S_{ij_{j=(a,b,c)}^{i=(a,b,c)}} = \begin{cases} 1 & \dots \dots \dots \text{commutateur fermé} \\ 0 & \dots \dots \dots \text{commutateur ouvert} \end{cases} \quad \text{(I.15)}$$

Les contraintes peuvent être exprimées par :

$$S_{aj} + S_{bj} + S_{cj} = 1 \quad \text{(I.16)}$$

$$j = (A, B, C)$$

- Il ne faut jamais fermer plus d'un seul commutateur par groupe d'une phase de sortie, dans ce cas, deux tensions d'alimentation seraient court-circuitées et les courants y circulants détruiraient les commutateurs.

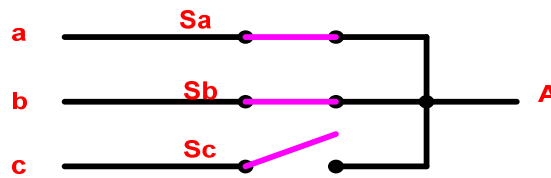


Figure I. 11 court-circuit de phase de l'entrée

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

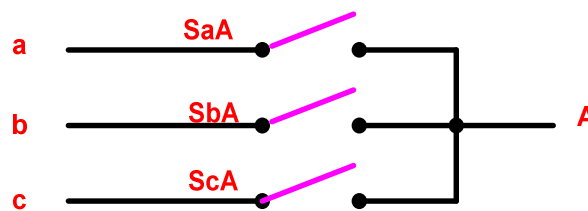


Figure I. 12 circuit ouvert de phase de sortie

Par conséquent, la nombre de combinaisons possible se réduit alors à $(3^3 = 27)$ dans ce cas, un vecteur d'ordre 3 est suffisant pour décrire l'état de commutation de la matrice complète[16].

La figure (1.13) montre la convention adoptée dans notre travail. le code des trois lettres décrit la façon dont est relié la phase de sortie à la phase d'entrée. Par exemple, le commutateur d'état appelé [bbc] décrit que les phases de sortie A et B sont reliées à la phase de l'entrée b et à la phase de sortie c est reliée à la phase de l'entrée c.

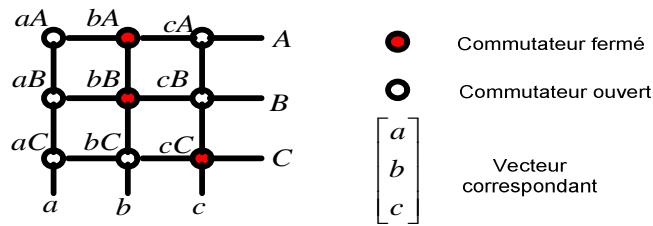


Figure I. 13 un vecteur d'état de commutateur de la matrice

I.8 Performances d'un convertisseur matriciel idéalisé :

La structure du convertisseur matriciel présente un certain nombre d'avantages par rapport à des structures classiques utilisant un bus continu. Ces derniers dépendent d'une manière fondamentale d'une optimisation de la stratégie de commande.

Les performances des convertisseurs matriciels sont détaillées dans cette section :

- La fourniture d'une haute qualité d'onde d'entrée/ sortie ; cela veut dire que les valeurs moyennes des tensions de phase de la charge ainsi que les courants d'entrée de convertisseur matriciel sont de forme sinusoïdale en fonctionnement stationnaire.
- Le facteur de puissance à la sortie $\cos(\varphi_0)$ peut varier librement en fonctionnement de la charge.
- Le rapport d'amplitude de la tension fondamentale de phase de la charge et la tension fondamentale d'entrée est variable de 0 à une valeur maximale égale 0.866 pour une modulation sinusoïdale de tension.
- L'encombrement du circuit de puissance peut être significativement réduit grâce au fait que le condensateur est éliminé.
- Le facteur de puissance à l'entrée est unitaire et peut être imposé par une commande de l'angle de déphasage (U/I) dans l'intervalle de $-\frac{\pi}{6}$ à $\frac{\pi}{6}$
- Le convertisseur matriciel à commutateur bidirectionnel est capable de faire écouler la puissance dans les deux sens (les quatre quadrants).
- La possibilité de synthétiser directement le système de N-phases à partir d'un système de M-phases.
- Fonctionnement à hautes températures, supérieure à $300^{\circ}C$

Malgré ces avantages le convertisseur matriciel est limité par des inconvénients :

- Le rapport de l'amplitude Q ne dépasse pas 0.866
- La complexité de ces lois de commande.
- La difficulté de la commande des commutateurs bidirectionnels [17].

I.9 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude de la conversion alternative-alternative tenant compte le convertisseur indirect de fréquence et ces inconvénients, on a résumé le principe de fonctionnement du convertisseur matriciel et leurs performances .Ce convertisseur peut fournir une haute qualité d'onde d'entrée et de sortie avec un contrôle du facteur de déplacement d'entrée.

II.1 Introduction

Parmi les objectifs souhaitables dans les circuits de commutation de puissance: la génération de tension de charge avec amplitude et fréquence au choix, opération avec facteur de puissance égale à l'unité pour toute charge.

Ces caractéristiques idéales peuvent être accomplies par des convertisseurs matriciels. Précisément, leurs performances qui dépendent d'une manière fondamentale d'une optimisation de la stratégie de commande [18].

En 1989 *Borojevic* et autres ont proposés la modulation vectorielle ou le convertisseur matriciel est représenté par un circuit équivalent combinant le redresseur de source de courant et l'onduleur de source de tension relié par une tension intermédiaire fictive.

Dans ce chapitre, le traitement théorique par phaseurs spatiaux du système d'entraînement, utilisant la transformation à deux axes α et β sera présentée, suivie par un rappel sur les vecteurs spatiaux, ensuite le principe de la modulation indirecte du vecteur d'espace *SVM* (redresseur, onduleur) sera détaillé.

II.2 Relations de base

II.2.1 Phaseurs spatiaux [19]

Presque tous les systèmes d'électroniques de puissance sont attachés à des circuits triphasés, que ce soit du côté réseau d'alimentation ou du côté de la charge (moteur synchrone ou asynchrone par exemple). Pour la description des phénomènes stationnaires (qui sont le plus souvent non sinusoïdaux) et transitoires, on fait appel à ce type de résolution. Ces derniers sont donc amplement utilisés pour la modélisation des convertisseurs statiques.

Soit le système triphasé de variables d'états (x_a, x_b, x_c) tel que :

$$xa(t) = \hat{x} \cdot \cos(\varphi(t)) \quad (\text{II.1})$$

$$xb(t) = \hat{x} \cdot \cos(\varphi(t) + 2\pi/3) \quad (\text{II.2})$$

$$xc(t) = \hat{x} \cdot \cos(\varphi(t) + 4\pi/3) \quad (\text{II.3})$$

$$\varphi(t) = \omega \cdot t + \varphi_0$$

Avec \hat{x} la valeur maximale.

\vec{X}_s : Phaseur spatial du système (vecteur résultant de ce système).

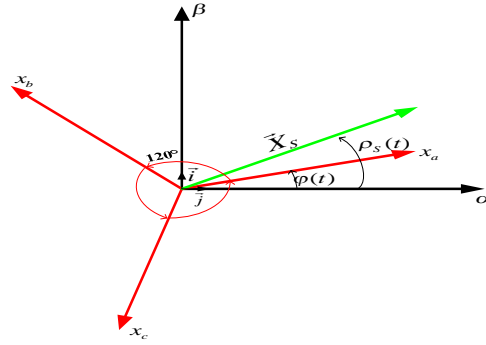


Figure II. 1 Vecteur spatial représentatif du système triphasé.

II.2.2 Représentation du vecteur spatial

Le signal *SVM* synthétise la tension de sortie et le courant d'entrée comme un vecteur spatial.

Pour les systèmes triphasés symétriques, les variables d'états ($\{V_1, V_2, V_3\}, \{I_1, I_2, I_3\}$), il est possible de transformer ce système triphasé en un système biphasé (α, β) , où on décompose notre vecteur spatial en deux composante suivant le plan choisi [20].

$$V^s(t) = \begin{bmatrix} V_\alpha^s \\ V_\beta^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ 0 & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1(t) \\ V_2(t) \\ V_3(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

La représentation instantanée du vecteur spatial est comme suit:

$$\vec{X}_s = X_\alpha + j \cdot X_\beta = \frac{2}{3} (x_a + \vec{a}x_b + \vec{a}^2x_c) \quad (\text{II.5})$$

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + j\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{II.6})$$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = a^* = \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + j\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{II.7})$$

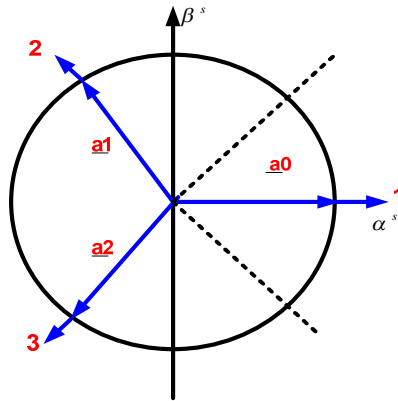


Figure II.2 Représentation vectorielle de a^0, a^1 et a^2 .

Selon la relation (II.5), on représente le vecteur composé de la tension de sortie par:

$$\vec{V}_0(t) = \frac{2}{3}(V_{AB} + aV_{BC} + a^2V_{CA}) = V_0(t) \cdot e^{j\alpha_0(t)} \quad (\text{II.8})$$

La figure (II.2) montre la construction du vecteur spatial d'un système triphasé en régime stationnaire sinusoïdal.

II.3 La modulation indirecte du vecteur d'espace

L'objectif de cette stratégie de modulation est de synthétiser les tensions de sortie à partir des tensions d'entrée et les courants d'entrée à partir des courants de sortie.

II.3.1 Conversion indirecte par une tension intermédiaire fictive

Le principe de la conversion indirecte par une tension intermédiaire fictive est caractérisé par la réparation de la conversion en deux étapes, comme la conversion avec une structure redresseur-onduleur conventionnelle figure (II.3)[21].

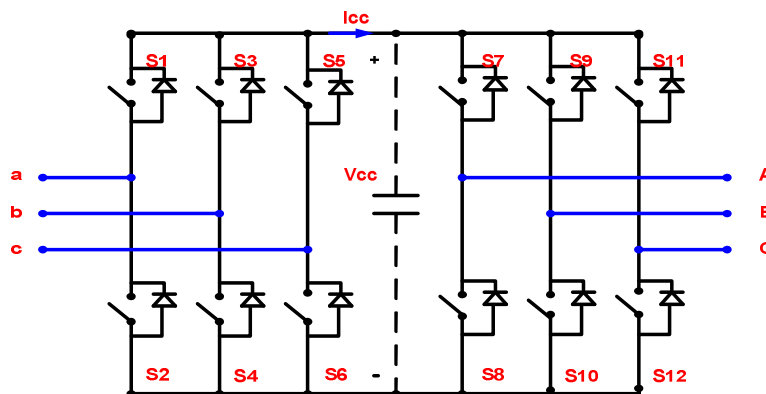


Figure II. 3 Modelé du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif.

Compte tenu la topologie du convertisseur matriciel, il n'est pas possible de réaliser physiquement cette réparation, à cause de l'absence du circuit intermédiaire continu.

Le but de l'introduction d'une tension intermédiaire est de pouvoir analyser séparément le redressement et l'ondulation.

L'étape de redressement est basée sur le fait que pour chaque angle de phase de la tension d'alimentation (qui sera défini comme identique à l'angle de phase de la phase A). Il existe au moins une qui est momentanément négative par rapport au point neutre de l'alimentation.

Par conséquent, il est possible de définir par hypothèse à chaque instant une tension V_{CC} continue, égale à la tension entre la phase positive V_{CC+} et la phase négative V_{CC-} (figure II.4).

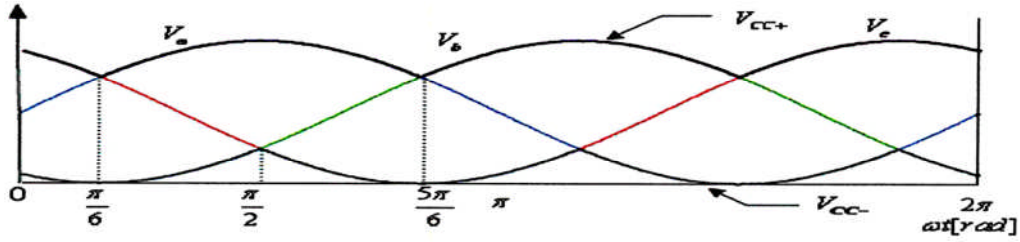


Figure II. 4 Redressement hypothétique des tensions d'alimentation, alternatives triphasée.

Les tensions d'alimentation triphasées sont définies par :

$$V_a(t) = V_{in} \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{II.9})$$

$$V_b(t) = V_{in} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.10})$$

$$V_c(t) = V_{in} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{II.11})$$

L'allure de la tension $V_{cc} = V_{cc+} - V_{cc-}$ obtenue par le choix des enveloppes est représentée dans la figure (II.4), elle correspond à la tension de sortie d'un pont redresseur triphasé à diodes idéalisées.

II.3.2 Principe de modulation indirecte

Le convertisseur matriciel de trois phases est représenté par une matrice (3x3), car les neuf commutateurs bidirectionnels peuvent relier une phase d'entrée à une phase de sortie directement sans aucun élément intermédiaire de stockage d'énergie. Alors, les tensions de sortie et les courants d'entrée du convertisseur matriciel peuvent être représentés par la fonction de transfert M et leur transposée M^T selon :

$$\underline{V}_0 = M * \underline{V}_i$$

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{aB} & S_{bB} & S_{cB} \\ S_{aC} & S_{bC} & S_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$$\underline{I}_j = M^T * \underline{I}_0$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{aA} & S_{aA} \\ S_{bB} & S_{bB} & S_{bB} \\ S_{cC} & S_{cC} & S_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Les éléments de la matrice de transfert M représentent la fonction de commutateur des tensions instantanées d'entrée aux tensions instantanées de sortie [22]. Définir une stratégie de modulation est équivalent à remplir les éléments de la matrice de transfert.

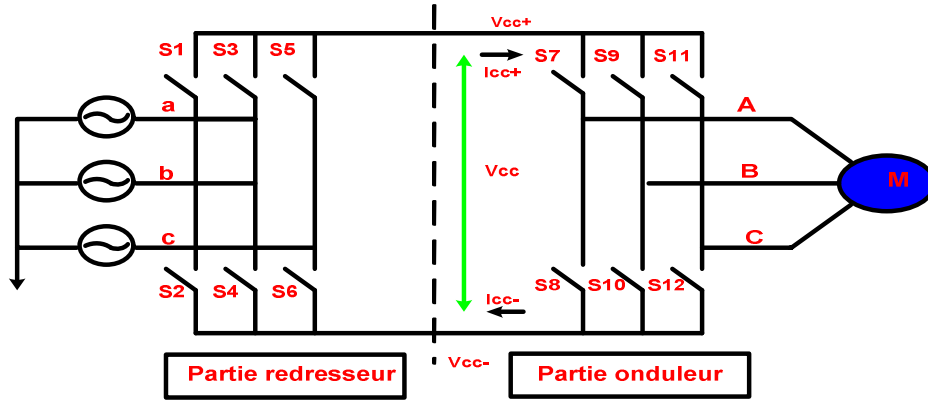


Figure II. 5 Circuit équivalent de modulation indirecte.

Dans le schéma équivalent précédent, la partie onduleur à une topologie similaire à un onduleur de source de tension triphasée, avec six commutateurs $[S_7, S_{12}]$. La partie redresseuse avec la même topologie, comportant six commutateurs $[S_1, S_6]$.

Les deux parties qui sont directement reliées par une tension intermédiaire fictive, fournissent des possibilités bidirectionnelles d'écoulement de puissance en raison de leurs topologies symétriques.

Le principe de fonctionnement de la modulation du vecteur d'espace sera illustré avec l'approche graphique. L'idée fondamentale de la technique de modulation indirecte est de découpler la commande de courant d'entrée de la commande de la tension de sortie. Ceci est fait en décomposant la fonction de transfert M dans l'équation (II.12) en un produit de deux matrices représentant les fonctions de transfert de l'onduleur et du redresseur.

$$M = O * R$$

$$\begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{aB} & S_{bB} & S_{cB} \\ S_{aC} & S_{bC} & S_{cC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

La matrice O est la fonction de transfert de l'onduleur. La matrice R est la fonction de transfert du redresseur.

En remplaçant (II.14) dans (II.12) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 \cdot S_1 + S_8 \cdot S_2 & S_7 \cdot S_3 + S_8 \cdot S_4 & S_7 \cdot S_5 + S_8 \cdot S_6 \\ S_9 \cdot S_1 + S_{10} \cdot S_2 & S_9 \cdot S_3 + S_{10} \cdot S_4 & S_9 \cdot S_5 + S_{10} \cdot S_6 \\ S_{11} \cdot S_1 + S_{12} \cdot S_2 & S_{11} \cdot S_3 + S_{12} \cdot S_4 & S_{11} \cdot S_5 + S_{12} \cdot S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

Les matrices de transfert exposées ci-dessus montrent que les phases de sortie sont composées par le produit et la somme des phases d'entrée et des commutateurs de l'onduleur et des commutateurs du redresseur.

La première rangée de (II.15) illustre comment la phase de sortie A est construite de la phase d'entrée a, b et c . La figure (II.6) montre comment l'ensemble des commutateurs du circuit équivalent figure (II.5) peut être transformés en un ensemble approprié de neuf commutateurs bidirectionnels du convertisseur matriciel dans le cas de la phase A.

Le circuit de la figure (II.6) nous mène à une idée que les rapports du convertisseur matriciel peuvent être obtenus en multipliant les rapports cycliques individuels correspondants au redresseur et à l'onduleur[23]

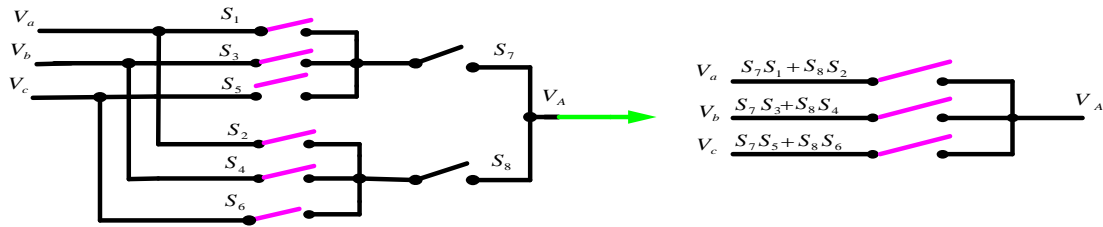


Figure II. 6 Transformation du circuit équivalent au circuit du convertisseur matriciel de la phase A.

Les sections suivantes présentent la modulation pour les deux parties indépendantes, redresseur et onduleur du circuit équivalent. Ensuite les résultats de modulation des deux parties sont combinés pour établir une modulation correspondante au convertisseur matriciel.

II.4 Modulation du vecteur d'espace pour la partie de redresseur

Cette section présente une interprétation graphique de la modulation du vecteur d'espace dans la partie redresseur. Le circuit de cette partie est montré dans la figure (II.7).

Les courants d'entrée peuvent être représentés comme courant intermédiaire fictif I_{CC} multiplié par l'état des commutateurs de la partie redresseur (la fonction de transfert de redresseur \mathbf{R}). En même temps, les tensions intermédiaires fictive peuvent être obtenues en employant la transpose \mathbf{R}^T selon les relations suivantes.

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_3 & S_4 \\ S_5 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{CC+} \\ I_{CC-} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$\begin{bmatrix} V_{CC+} \\ V_{CC-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

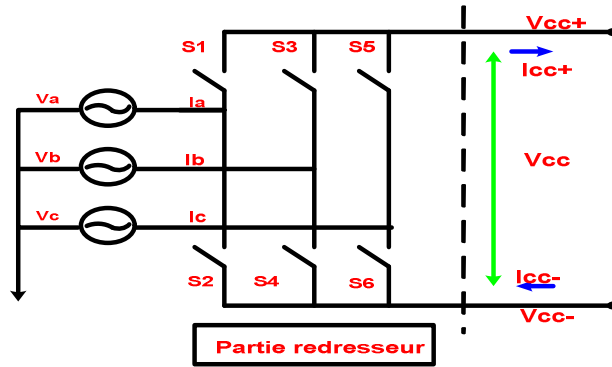


Figure II. 7 Partie redresseur du circuit équivalent.

En utilisant la transformation biphasée, on obtient :

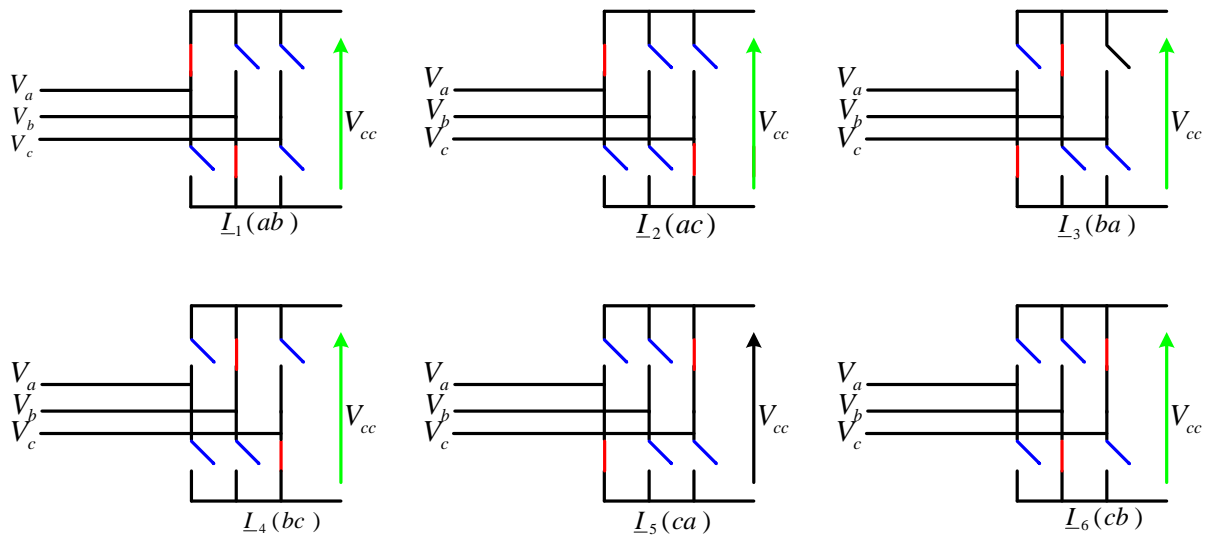
$$\underline{I_e} = \frac{2}{3} \cdot (I_\alpha + I_\beta \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \tag{II.18}$$

$$\underline{V_e} = \frac{2}{3} \cdot (V_a + V_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \tag{II.19}$$

Les commutateurs de redresseur $[S_1, S_6]$ peuvent avoir seulement neuf combinaisons permises pour éviter un circuit ouvert aux rails du courant continu intermédiaire fictif.

Les neuf combinaisons peuvent être divisées en six courants d'entrée de non zéro qui sont les vecteurs actifs $[I_1, I_6]$ et trois courants d'entrée zéro qui sont les vecteurs zéros I_0 .

Les différents états de commutation de redresseur sont indiqués dans la figure suivante (figure II.9) tel que l'état "1" représente l'état fermé de l'interrupteur et l'état "0" représente son état ouvert.



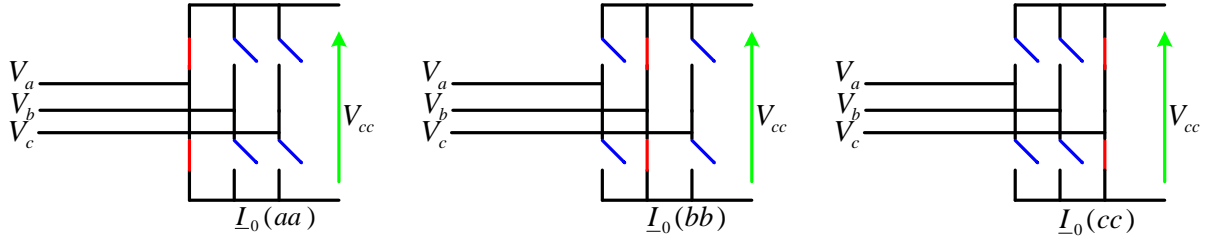


Figure II. 8 Les différents états de commutation possible pour le redresseur.

Le tableau (II.1) montre les états possibles des commutateurs et les vecteurs d'espace des courants appropriés. En outre, l'amplitude et l'angle des vecteurs d'espace des courants d'entrée sont évalués pour six vecteurs actifs et trois vecteurs zéros.

Exemple (II.1)

$I_1[ab]$: Montre que la phase d'entrée a est reliée au rail positif du courant continu fictif V_{cc+} et la phase d'entrée b est reliée au rail négatif V_{cc-} . Sa grandeur se détermine selon :

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \frac{2}{3} \cdot (I_a + I_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \\ \underline{I}_1 &= \frac{2}{3} \cdot (I_{cc+} + I_{cc+} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_{cc-} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \\ \underline{I}_1 &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I_{cc-} \cdot e^{j\frac{\pi}{6}} \end{aligned} \quad (\text{II.20})$$

De la même manière seront obtenus les autres vecteurs.

Type	Vecteur	$\begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix}$	I_a	I_b	I_c	$ \underline{I}_e $	$\angle \underline{I}_e$	V_{CC}
Actif	$\underline{I}_1[ab]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$	I_{cc+}	I_{cc-}	0	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{cc}$	$-\frac{\pi}{6}$	V_{ab}
	$\underline{I}_2[ac]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	I_{cc+}	0	I_{cc-}	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{cc}$	$\frac{\pi}{6}$	$-V_{ca}$
	$\underline{I}_3[bc]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	0	I_{cc+}	I_{cc-}	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{cc}$	$\frac{\pi}{2}$	V_{bc}
	$\underline{I}_4[ba]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	I_{cc-}	I_{cc+}	0	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{cc}$	$\frac{5\pi}{6}$	$-V_{ab}$
	$\underline{I}_5[ca]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	I_{cc-}	0	I_{cc+}	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{cc}$	$-\frac{5\pi}{6}$	V_{ca}
	$\underline{I}_6[cb]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$	0	I_{cc-}	I_{cc+}	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{cc}$	$-\frac{\pi}{2}$	$-V_{bc}$
Zéro	$\underline{I}_0[aa]$ $[bb][cc]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$		0		0

Tableau II. 1 Les états des commutateurs et les vecteurs de commutation appropriée pour cote de redresseur.

Les sept vecteurs d'espace seront représentés par un hexagone dans un plan complexe illustrés par la figure (II.9). De la même manière seront obtenus les autres vecteurs.

I_e : Un vecteur arbitraire dans l'hexagone peut être synthétisé par une somme de deux vecteurs parmi les sept vecteurs de commutation de courant d'entrée $[I_1, I_6]$.

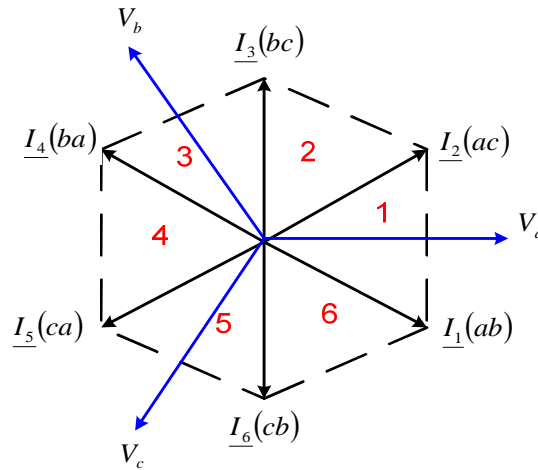


Figure II. 9 Hexagone du courant de redresseur.

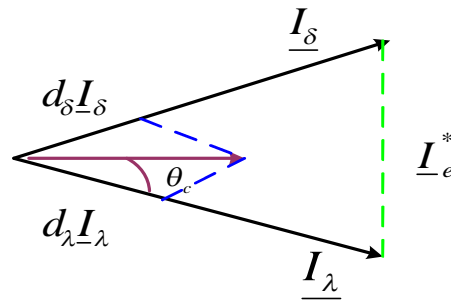


Figure II. 10 Synthétisation du vecteur de référence de courant ($m_c = 1$).

La Figure (II.10) montre le vecteur de référence de courant d'entrée I_e^* dans un secteur du courant de l'hexagone. I_e^* est synthétisé en imposant les vecteurs de commutation adjacente I_γ et I_δ avec les rapports cycliques d_γ et d_δ respectivement.

Si les courants d'entrée sont considérés constant pendant un intervalle de commutation T_p , le vecteur de référence peut être exprimé par la somme de produit de courant-temps des vecteurs actifs adjacents.

$$I_e^* = d_\gamma \cdot I_\gamma + d_\delta \cdot I_\delta + d_\alpha \cdot I_0 \quad (\text{II.21})$$

La durée des vecteurs actifs détermine la direction de I_e^* tandis que l'intervalle du vecteur zéro est employé pour ajuster l'amplitude de I_e^* .

La modulation du vecteur d'espace pour le redresseur est complètement analogue à la modulation du vecteur d'espace pour l'onduleur.

Les indices de l'onduleur α, β et m_V sont remplacés par l'indice γ, δ et m_C pour le redresseur respectivement. Les rapports cycliques des vecteurs actifs sont donnés par les relations suivantes :

$$d_\gamma = \frac{T_\gamma}{T_P} = m_C \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_C\right) \quad (\text{II.22})$$

$$d_\delta = \frac{T_\delta}{T_P} = m_C \cdot \sin(\theta_C) \quad (\text{II.23})$$

$$d_{0C} = \frac{T_{0C}}{T_P} = 1 - d_\gamma - d_\delta \quad (\text{II.24})$$

θ_C Représente l'angle du vecteur de référence du courant dans le secteur de courant.

m_C Représente l'indice de modulation du courant qui définit le rapport de transfert de courant désire tel que :

$$0 \leq m_C \leq 1 \text{ et } m_C = \frac{|U_e^*|}{I_{CC}} \quad (\text{II.25})$$

L'indice de modulation du courant m_C est souvent fixe à l'unité et l'indice de modulation de la tension m_V est variable selon un gain global. Puisqu'il n'y a aucun stockage d'énergie dans le convertisseur matriciel, la valeur moyenne du courant continu intermédiaire fictive I_{CC} est obtenue à partir du principe que l'écoulement de la puissance de sortie P_s est égal à écoulement de la puissance continue à chaque instant.

$$\begin{aligned} P_{CC} &= P_e \\ V_{CC} &= I_{CC} = \frac{3}{2} \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos(\varphi_s) \\ I_{CC} &= \frac{3}{2} \cdot I_s \cdot \frac{I_s}{V_{CC}} \cdot \cos(\varphi_s) \\ I_{CC} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I_s \cdot m_V \cdot \cos(\varphi_s) \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

Ou V_s est la valeur maximale de la tension de phase de sortie,

I_s est la valeur maximale du courant de sortie,

φ_s est l'angle de déplacement de la charge de sortie,

Le courant continu intermédiaire fictif I_{CC} dépend de l'amplitude du courant de charge, de l'indice de modulation de la tension m_V et de l'angle de déplacement de la charge φ_s .

Sous l'état d'équilibre, en supposant I_{CC} constant, le redresseur doit produire une tension continue intermédiaire à partir des tensions d'entrée.

Le redresseur doit assurer les courants d'entrées sinusoïdales avec un angle de déplacement contrôlable respectant le système de la tension d'entrée. En d'autres termes, les courants d'entrée devraient être synchronisés au système de tension d'entrée avec un angle désire de déplacement.

La synthétisation du courant d'entrée pour un cycle de commutation dans le secteur du courant S_0 est choisie comme exemple:

Puisque I_γ est I_1 et I_δ est I_2 dans le secteur du courant S_0 , les valeurs moyennes des courants d'entrée et celles des tensions continues intermédiaires fictives peuvent être exprimés comme suit:

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = d_\gamma \cdot I_1 + d_\delta \cdot I_2 = \left(d_\gamma \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + d_\delta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} I_{CC+} \\ I_{CC-} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$\begin{bmatrix} V_{CC+} \\ V_{CC-} \end{bmatrix} = \left(d_\gamma \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} + d_\delta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

II.5 Modulation du vecteur d'espace pour la partie de l'onduleur

Dans cette partie, la source de tension est représentée par $V_{CC} = V_{CC+} + V_{CC-}$ comme le montre la figure (II.11).

La conversion de puissance est exécutée par la tension intermédiaire fictive V_{CC} .

Les tensions de sortie peuvent être représentées par une tension intermédiaire fictive V_{CC} multipliée par l'état du commutateur de l'étape de l'onduleur (la fonction de transfert de l'onduleur O). En même temps, le courant continu intermédiaire fictif I_{CC} peut d'être dérivé en employant la transposé O^T tel que :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{CC+} \\ V_{CC-} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

$$\begin{bmatrix} I_{CC+} \\ I_{CC-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Puisque les deux vecteurs d'espace de tension de sortie V_s et du courant de sortie I_s sont exprimés comme vecteurs d'espace en utilisant la transformation comme suite [24]:

$$V_s = \frac{2}{3} (V_A + V_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.31})$$

$$I_s = \frac{2}{3} (I_A + I_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_C e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.32})$$

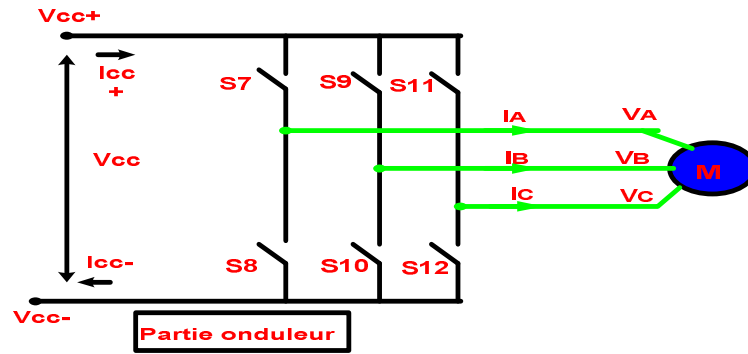


Figure II. 11 Partie onduleur pour le circuit équivalent.

Les commutateurs de l'onduleur peuvent avoir seulement huit combinaisons permises pour éviter un court-circuit. Les huit combinaisons peuvent être divisées en six tensions de non zéro de sortie qui sont les vecteurs actifs et deux tensions de sortie de valeur zéro qui sont les vecteurs zéro \underline{V}_0 .

Les différents états de commutation de l'onduleur sont indiqués dans la figure suivante (figure II.13) tel que l'état "1" représente l'état fermé de l'interrupteur et l'état "0" représente son état ouvert.

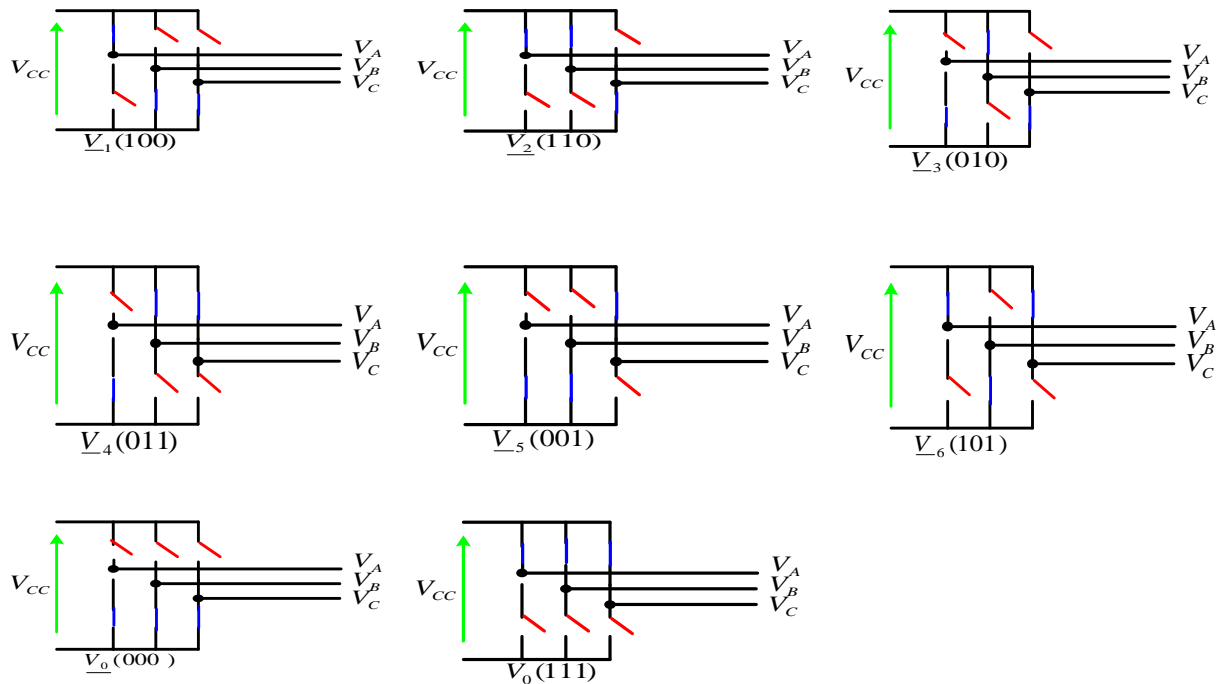


Figure II. 12 Les différents états de commutation possible pour l'onduleur.

Le tableau (II.2) montre les états possibles des commutateurs et des vecteurs d'espace de tension. En outre, l'amplitude et l'angle des vecteurs d'espace de tension de sortie sont évalués pour six vecteurs actifs et deux vecteurs zéro.

Exemple (II.2)

Le vecteur d'espace de tension $\underline{V}_1[100]$ montre que la tension de phase de sortie V_A est reliée au rail positif V_{cc+} et les phases V_B, V_C sont reliées au rail négatif V_{cc-} .

Sa grandeur est calculée comme suit :

$$\begin{aligned}
 V_1 &= \frac{2}{3}(V_A + V_B \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \\
 V_1 &= \frac{2}{3}\left(\frac{2}{3}V_{cc} - \frac{1}{3}V_{cc} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{1}{3}V_{cc} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}\right) \\
 V_1 &= \frac{2}{3}V_{cc}
 \end{aligned}
 \tag{II.33}$$

De la même manière seront obtenus les autres vecteurs

Type	Vecteur	$\begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix}$	V_A	V_B	V_C	$ V_s $	$\angle \underline{V}_s$	I_{cc+}
			V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}			
Actif	$\underline{V}_1[100]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$	$\frac{2}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$	0	I_A
			V_{cc}	0	$-V_{cc}$			
	$\underline{V}_2[110]$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{2}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$	$\frac{\pi}{3}$	$-I_C$
			0	V_{cc}	$-V_{cc}$			
	$\underline{V}_3[010]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$	$\frac{2\pi}{3}$	I_B
			$-V_{cc}$	0	V_{cc}			
$\underline{V}_4[011]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	$-\frac{2}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$	π	$-I_A$	
		$-V_{cc}$	0	V_{cc}				
$\underline{V}_5[001]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$	$-\frac{2\pi}{3}$	I_C	
		0	$-V_{cc}$	V_{cc}				
$\underline{V}_6[101]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{2}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$	$-\frac{\pi}{3}$	$-I_B$	
		V_{cc}	$-V_{cc}$	0				
Zéro	$\underline{V}_0[000]$ [101]	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$			0		0

Tableau II. 2 Les états des commutateurs et les vecteurs de commutation appropriés pour le cote de l'onduleur.

Les sept vecteurs d'espace peuvent être configurés comme un hexagone dans un plan complexe illustré par la figure (II.14). \underline{V}_s . Un vecteur arbitraire dans l'hexagone peut être synthétisé par une somme de deux vecteurs parmi les sept vecteurs de commutation de tension de sortie.

L'amplitude maximum du vecteur de référence est égale au rayon de cercle intérieur de l'hexagone dont le rayon est $\sqrt{3/2} = 0.866$ de l'amplitude des vecteurs actifs.

Alors la tension de sortie de référence est construite en appliquant la méthode de modulation du vecteur d'espace basée sur la tension intermédiaire fictive, exactement comme dans un onduleur conventionnel.

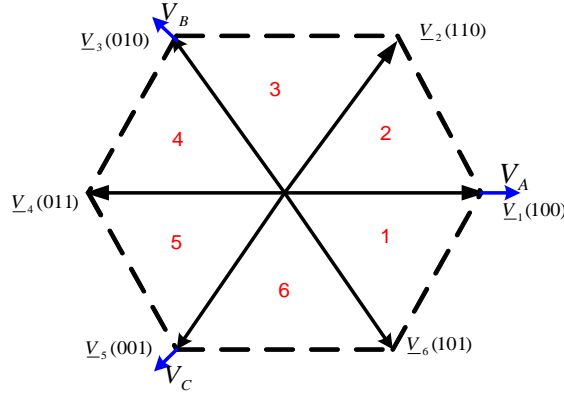


Figure II. 13 Hexagone de tension de l'onduleur.

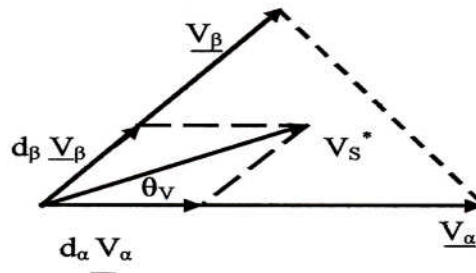


Figure II. 14 Synthétisation du vecteur de référence de la tension.

Le \underline{V}_s^* est synthétisé en imposant les vecteurs actifs adjacent \underline{V}_α et \underline{V}_β avec les rapports cycliques d_α et d_β respectivement [25].

Si les tensions de sortie sont considérées constantes pendant un petit intervalle de commutation T_p , le vecteur de référence peut être exprimé par la somme de produit de tension-temps des vecteurs actifs adjacents.

$$\underline{V}_s^* = d_\alpha \cdot \underline{V}_\alpha + d_\beta \cdot \underline{V}_\beta + d_{ov} \cdot \underline{V}_0 \tag{II.34}$$

La durée des vecteurs actifs détermine la direction de \underline{V}_s^* tandis que l'intervalle du vecteur zéro est employé pour ajuster l'amplitude de \underline{V}_s^* .

Les rapports cycliques des vecteurs actifs sont calculés comme suite :

En se référant à la figure (II.14), on peut déterminer les relations suivantes:

$$V_s^* \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) = d_\alpha \cdot V_\alpha \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{II.35})$$

$$V_s^* \cdot \sin(\theta_v) = d_\beta \cdot V_\beta \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{II.36})$$

D'après les deux équations ci-dessus, on peut déduire

$$d_\alpha \cdot V_\alpha = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_s^* \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) \quad (\text{II.37})$$

$$d_\beta \cdot V_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_s^* \cdot \sin(\theta_v) \quad (\text{II.38})$$

En réarrangement les équations on obtient:

$$d_\alpha = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_s^*}{V_\alpha} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) \quad (\text{II.39})$$

$$d_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_s^*}{V_\beta} \cdot \sin(\theta_v) \quad (\text{II.40})$$

$$0 \leq \theta_v \leq \frac{\pi}{3}$$

$$V_\alpha = V_\beta = \frac{2}{3} \cdot V_{cc}$$

On obtient finalement:

$$d_\alpha = \frac{T_\alpha}{T_P} = m_V \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) \quad (\text{II.41})$$

$$d_\beta = \frac{T_\beta}{T_P} = m_V \cdot \sin(\theta_v) \quad (\text{II.42})$$

$$d_{0V} = \frac{T_{0V}}{T_P} = 1 - d_\alpha - d_\beta \quad (\text{II.43})$$

θ_v est l'angle du vecteur de tension de référence dans le secteur de tension.

m_y est l'indice de modulation de tension qui définit le rapport de transfert de la tension désiré tel que :

$$m_y = \frac{\sqrt{3} \cdot |V_s^*|}{V_{cc}} \text{ et } 0 \leq m_y \leq 1 \quad (\text{II.44})$$

V_{cc} est la valeur de la tension intermédiaire fictive. Puisqu'il n'y a aucun stockage d'énergie dans le convertisseur matriciel, la valeur moyenne de la tension intermédiaire fictive. V_{cc} est obtenue à partir du principe que l'écoulement de la puissance d'entrée P_e est égale à l'écoulement de la puissance continue P_{cc} à chaque instant.

$$P_{cc} = P_e$$

$$V_{cc} \cdot I_{cc} = \frac{3}{2} \cdot V_e \cdot I_e \cdot \cos(\varphi_e)$$

$$V_{cc} = \frac{3}{2} \cdot V_e \cdot \frac{I_e}{I_{cc}} \cdot \cos(\varphi_e) \quad (\text{II.45})$$

$$V_{cc} = \frac{3}{2} \cdot V_e \cdot m_y \cdot \cos(\varphi_e)$$

Ou

V_e est la valeur maximale de la tension de phase d'entrée.

I_e est la valeur maximale de courant d'entrée.

φ_e est l'angle de déplacement d'entrée.

La tension intermédiaire fictive V_{cc} dépend de l'amplitude de tension de la phase d'entrée et l'indice de modulation du courant m_c ainsi que l'angle de déplacement d'entrée φ_i . Puisque la partie de redresseur est actionnée généralement dans la condition $m_c = 1$ avec l'angle de déplacement d'entrée égale à l'unité ($\varphi_i = 1$). Le V_{cc} est simplifiée selon:

$$V_{CC} = \frac{3}{2} V_i \quad (\text{II.46})$$

La synthétisation des tensions de phase de sortie pour un cycle de commutation dans le secteur de tension S_0 est choisi comme exemple.

Puisque \underline{V}_α , est \underline{V}_6 et \underline{V}_β est \underline{V}_1 dans le secteur de tension S_0 figure (II.14), les valeurs moyennes des tensions de sortie et celles des courants confirmés intermédiaires peuvent être exprimés comme suite :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = d_\alpha \cdot V_6 + d_\beta \cdot V_1 = \left(d_\alpha \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} + d_\beta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} V_{CC+} \\ V_{CC-} \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

$$\begin{bmatrix} I_{CC+} \\ I_{CC-} \end{bmatrix} = \left(d_\alpha \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} + d_\beta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

II.6 Commande du convertisseur matriciel

Pour la commande du convertisseur matriciel, il faut maintenant réaliser une double modulation pour le vecteur de la tension de sortie ainsi que pour le vecteur courant d'entrée.

La modulation des courants représente le redressement et la modulation des tensions représente la fonction d'onduleur. Les deux processus sont appliqués simultanément et pour cela les six vecteurs de la modulation de la tension de sortie doivent être choisis en fonction de l'état du redressement, cela veut dire qu'il existe 36 combinaisons de vecteurs.

Le rapport cyclique de chaque séquence est déterminé par le produit des rapports cycliques individuels comme suit :

$$\begin{cases} d_{\gamma\alpha} = d_{\gamma} \cdot d_{\alpha} \\ d_{\delta\alpha} = d_{\delta} \cdot d_{\alpha} \\ d_{\gamma\beta} = d_{\gamma} \cdot d_{\beta} \\ d_{\delta\beta} = d_{\delta} \cdot d_{\beta} \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

Le rapport cyclique du vecteur nul est calculé par:

$$d_0 = 1 - d_{\gamma\alpha} - d_{\delta\alpha} - d_{\gamma\beta} - d_{\delta\beta} \quad (\text{II.50})$$

Dans le but de minimiser le nombre de commutation, les vecteurs de tension de sortie et courant d'entrée auront neuf séquences et que chaque séquence est calculée en multipliant le rapport cyclique correspondant par la période de commutation T_s ; cela donnera :

$$\begin{cases} T_{\gamma\alpha} = d_{\gamma\alpha} \cdot T_s \\ T_{\delta\alpha} = d_{\delta\alpha} \cdot T_s \\ T_{\gamma\beta} = d_{\gamma\beta} \cdot T_s \\ T_{\delta\beta} = d_{\delta\beta} \cdot T_s \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

En respectant l'ordre des séquences de commutation qui le suivant :

$$\gamma\alpha - \gamma\beta - \delta\beta - \delta\alpha - 0 - \delta\alpha - \delta\beta - \gamma\beta - \gamma\alpha \quad (\text{II.52})$$

II.7 Développement d'un modèle de simulation d'un convertisseur matriciel

Nous avons développé un modèle d'un convertisseur matriciel dans l'environnement *SimpowerSystem* de *Matlab* comme le montre la figure (II.15).

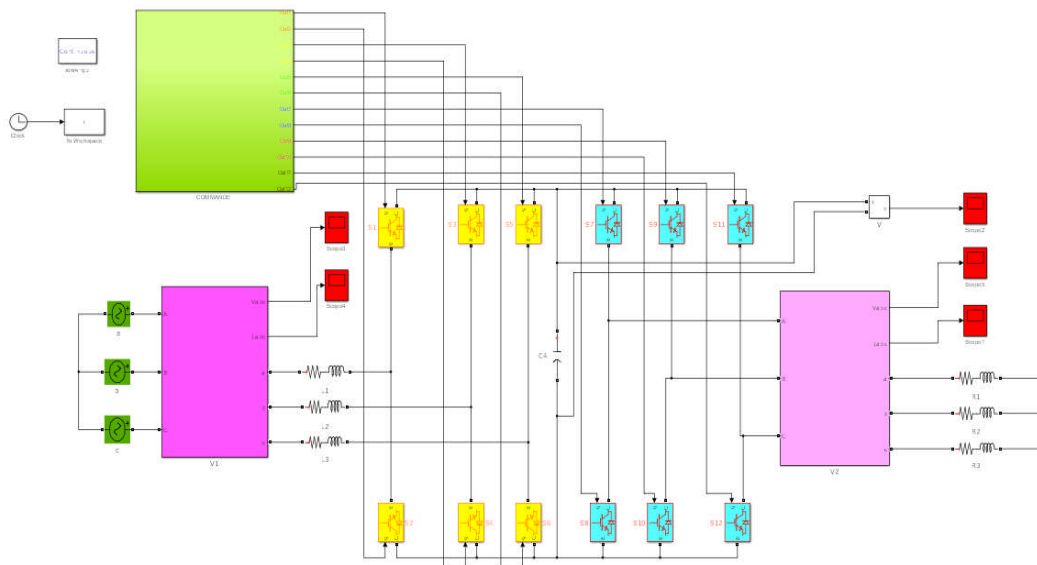


Figure II. 15 Schéma synoptique de convertisseur matriciel.

II.7.1 Résultats de simulation

La simulation de cette méthode de modulation du convertisseur matriciel a été effectuée sur **MATLAB/Simpower**.

II.7.2 Simulation de redresseur

Les figures suivant (II.16) (II.17) représentent les allures de la tension d'entrée et le courant d'entrée du redresseur pour une fréquence de 50 Hz et d'amplitude 220 (V).

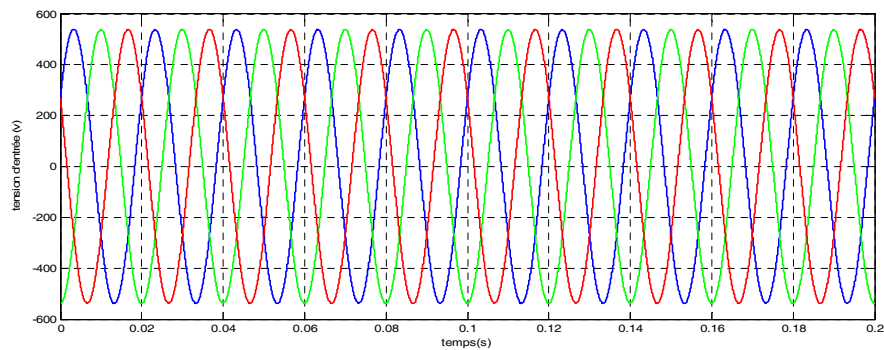


Figure II. 16 les trois tension composée d'entrée .

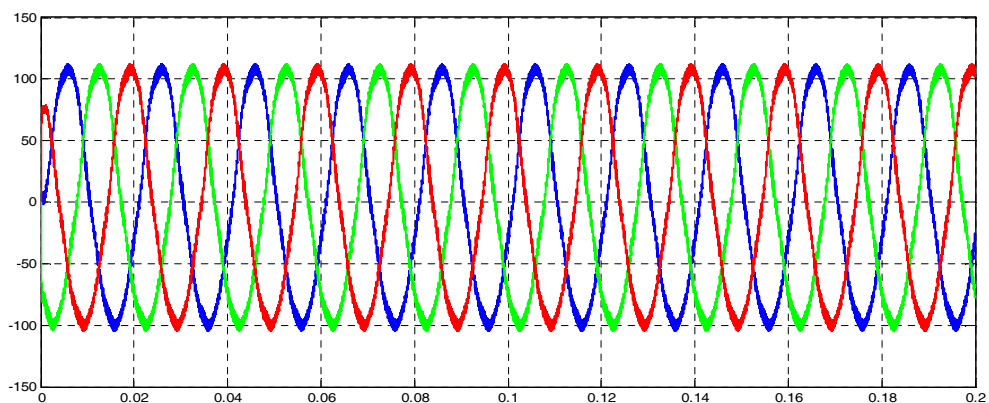


Figure II. 17 Les trois courant d'entrée.

Les figures (II.18) et (II.19) représentent les allures de la tension continue de sortie avant le filtrage et après filtrage.

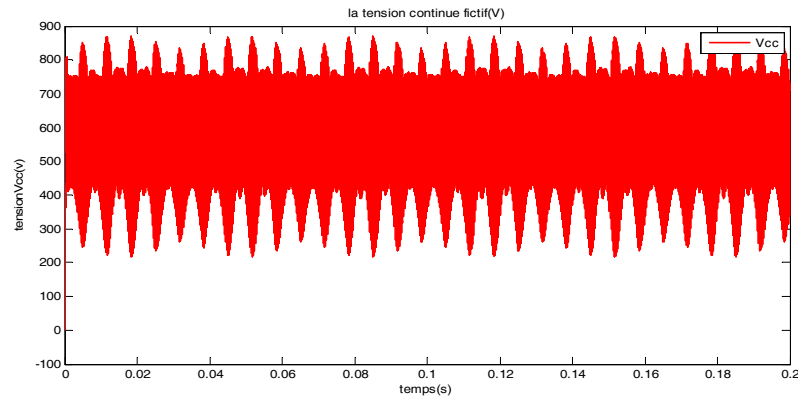


Figure II. 18 la tension composée de la sortie du redresseur (sans filtrage).

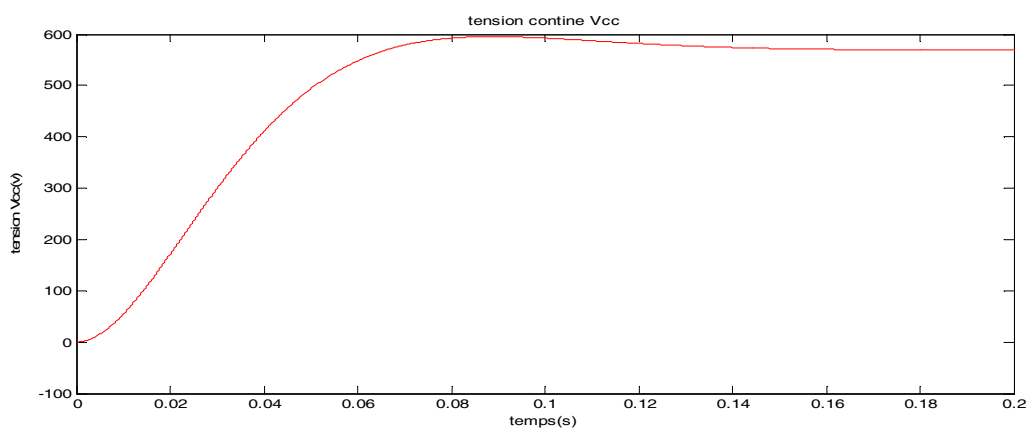


Figure II. 19 la tension composée de la sortie du redresseur (avec filtrage).

II.7.3 Simulation de convertisseur matriciel

Les figures suivantes représentent les allures de la tension de sortie du convertisseur matriciel pour une seule phase.

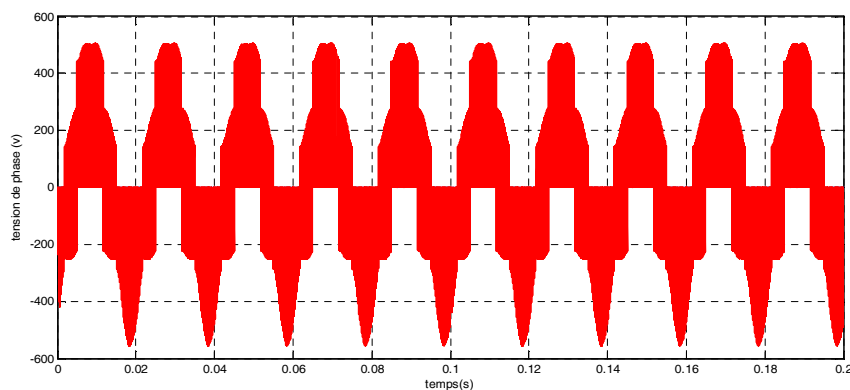


Figure II. 20 la tension de sortie d'une phase du CM (sans filtrage).

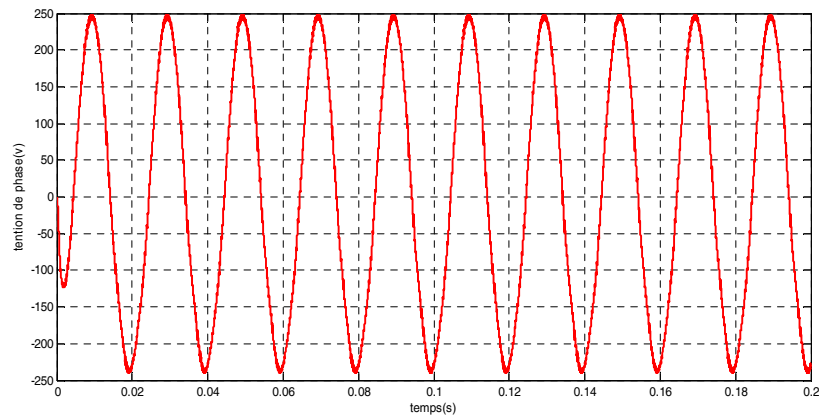


Figure II. 21 la tension de sortie d'une phase du CM (avec filtrage).

Pour les trois phases, on distingue la figure qui suit.

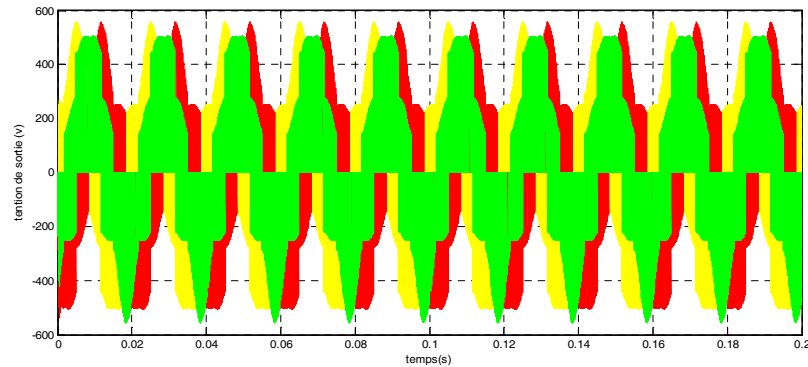


Figure II. 22 les tensions de sortie du CM (sans filtrage)

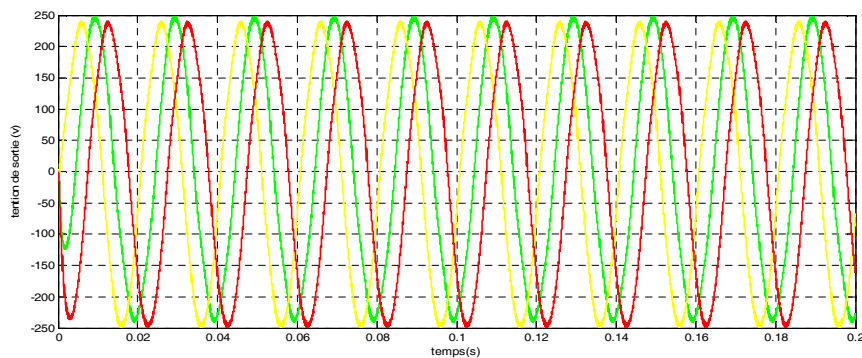


Figure II. 23 les tensions de sortie du CM filtrée (avec filtrage)

II.7.4 Interprétation des résultats de simulation

On remarque sur la figure (II.17) que la tension du bus continu présente un léger dépassement, puis elle se stabilise sur sa valeur de référence imposée par la commande.

On remarque que l'amplitude des courants de charge diminue tout en étant affectant par celle-ci. Les différents harmoniques apparaissent dans les tensions et les courants avant le filtre, ce qui les perturbe. Ces harmoniques peuvent être réduits grâce au filtrage.

II.8 Conclusion

Après cette brève étude, la modulation indirecte se base sur l'imposition successive à la charge des vecteurs de tensions de phase à l'aide d'un ensemble des vecteurs de commutations qui est déterminé au préalable. La sélection des vecteurs est réalisée par la commande en fonction des consignes de la tension de sortie et du courant d'entrée.

Comme les pertes en commutation sont un des critères les plus importants pour l'évaluation de la performance du convertisseur matriciel, il est nécessaire d'optimiser la modulation par rapport à cet aspect.

D'après nos simulations, ce type de commande sur ce convertisseur matriciel est possible et facile à mettre en œuvre dans l'industrie. Il faut seulement bien adapter les filtres et les paramètres de la commande de type *MLI* en fonction des puissances en jeu.

III- Introduction

La machine asynchrone triphasée, appelée aussi machine à induction est une machine à courant alternatif dont la vitesse électrique du rotor est différente de la vitesse du champ tournant statorique. Elle est constituée:

- d'un bobinage fixe appelé stator (inducteur) ou primaire qui est représenté par un enroulement triphasé dont le nombre de paires de pôles est p . Ce bobinage crée un champ tournant ϕ de vitesse $\Omega_s = \omega_s/p$.
- d'un bobinage ou cage mobile – Rotor ou secondaire fermé sur lui-même est supposé tourner dans le même sens, à une vitesse Ω inférieure à Ω_s . Le champ tournant par rapport au secondaire possède la vitesse $(\Omega_s - \Omega)$.

On introduit la notion de glissement: $g = (\Omega_s - \Omega)/\Omega_s$.

III-1 Hypothèses simplificatrices

Le modèle de la machine que nous adopterons repose sur les hypothèses suivantes:

- Circuits magnétiques non saturés (proportionnalité des flux aux courants);
- Les pertes fer soient négligeables (circuits magnétique sont suffisamment feuilletés);
- Entrefer constant (pas d'effet d'encoches);
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer;
- L'effet de peaux négligeable (on considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires).

III-2 Représentation de la machine asynchrone

En reposant sur les hypothèses précitées, on aura un système d'équations du modèle de la *MAS* de la Figure (III.1). Un système fort complexe et non linéaire est du au fait que les inductances contiennent des éléments variables avec l'angle de rotation θ . Afin de rendre les coefficients du système d'équations indépendantes de θ et réduire le nombre d'équations, on doit passer par la représentation orthogonale (voir Figure (III.2)).

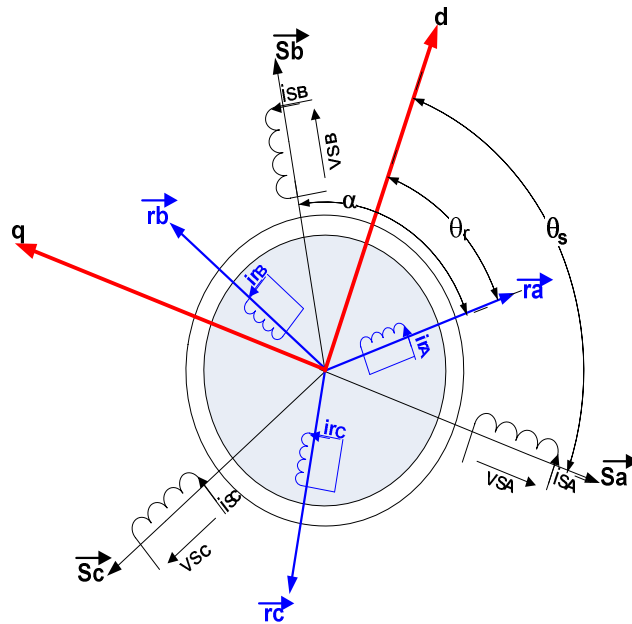


Figure III.1 Représentation du moteur asynchrone dans l'espace électrique.

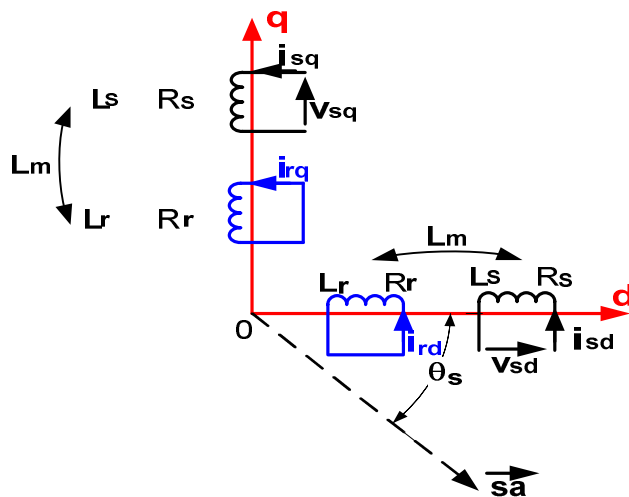


Figure III.2 Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q.

III-2-1 Modèle mathématique

Pour une meilleure représentation (objective: commande de la MAS alimentée en tension), nous prenons comme variables d'états ($i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega$) avec un modèle de la MAS dans un repère ($d - q$) lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme ω_s . Alors notre modèle est donné par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{ds} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \omega + v_{ds} \right) \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \sigma L_s \omega_s i_{ds} - \left(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{qs} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \omega_m + v_{ds} \right) \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = - \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = - \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} - (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2 L_m}{L_r j} \left(i_{qs} \phi_{dr} - i_{ds} \phi_{qr} - \frac{f}{j} \omega - \frac{p}{j} C_r \right) \end{array} \right. \quad (\text{III. 1})$$

Où σ est le coefficient de dispersion est : $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

La matrice $[A]$ est la matrice de transformation de Park. Elle permet de relier les tensions et courants du référentiel ($d - q$) au tensions et courants triphasés:

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 2})$$

Avec $[A]^t[A] = I$, $[A]$ est orthogonale $\rightarrow [A]^t = [A]^{-1}$

III.3 ALIMENTATION DIRECTE DU MOTEUR ASYNCHRONE

III.3.1 Paramètres

Les paramètres du moteur asynchrone que nous avons utilisé dans nos simulations sont regroupés dans le tableau qui suit.

Tension	220/380 V
Courant nominal	6.4/3.7 A
Puissance nominale	1.5 KW
Vitesse de rotation nominale	1420 tr/min
Nombre de pair de pole	2
Fréquence	50 HZ
Résistance Statorique	4.85 Ω
Inductance Statorique	0.274 H
Résistance Rotorique	3.805 Ω
Inductance Rotorique	0.274 H
Inductance mutuelle	0.258mH

Moment d'inertie

0.031Kgm

Coefficient de frottement visqueux

0.001136Nm/rad/S

III.3.2 Résultats de simulation d'un moteur alimenté directement sans convertisseur

$$(V_i = 220 * \sqrt{2} = 311.1270, f_i = 50 \text{ Hz})$$

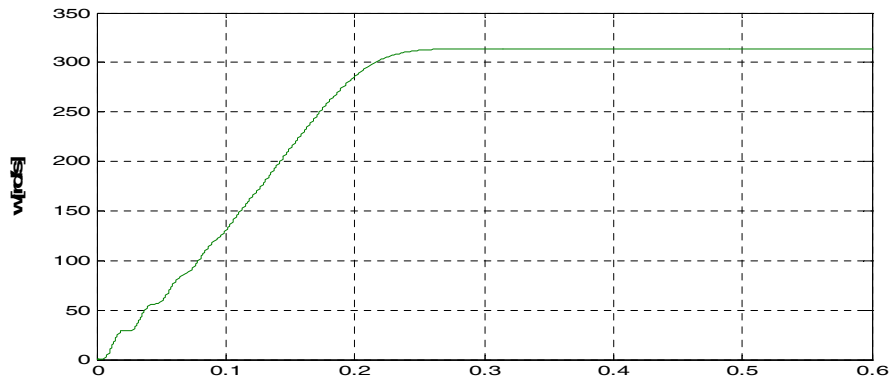


Figure III. 3 vitesse w [rd/s]

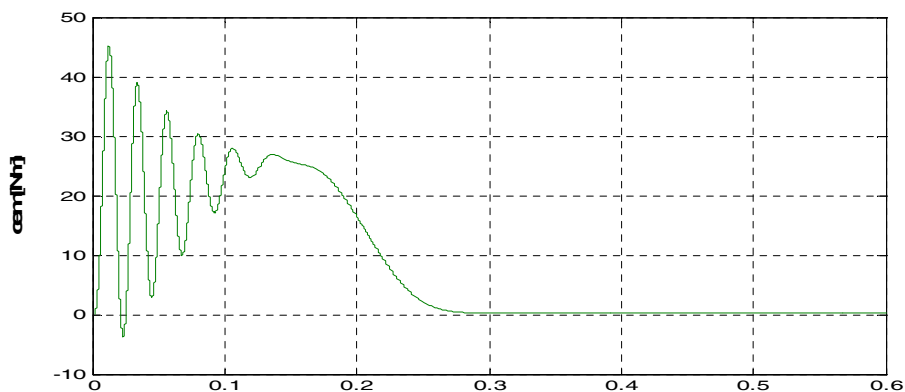


Figure III. 4 couple C_{em} [Nm]

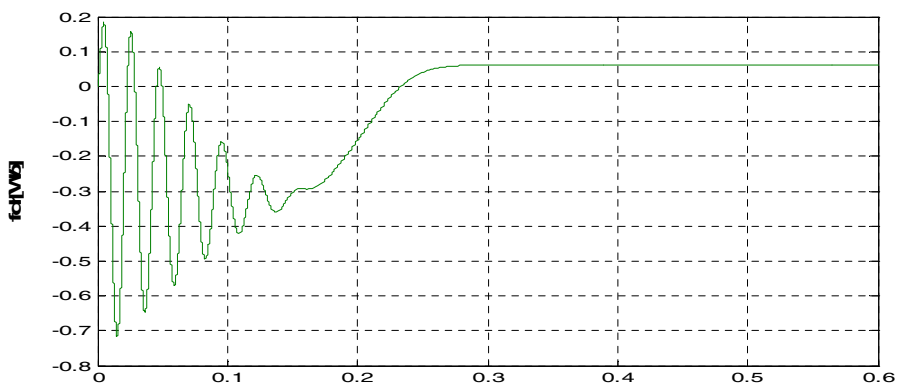


Figure III. 5 Flux rotorique f_{dr} [Wb].

III.4 Simulation de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel

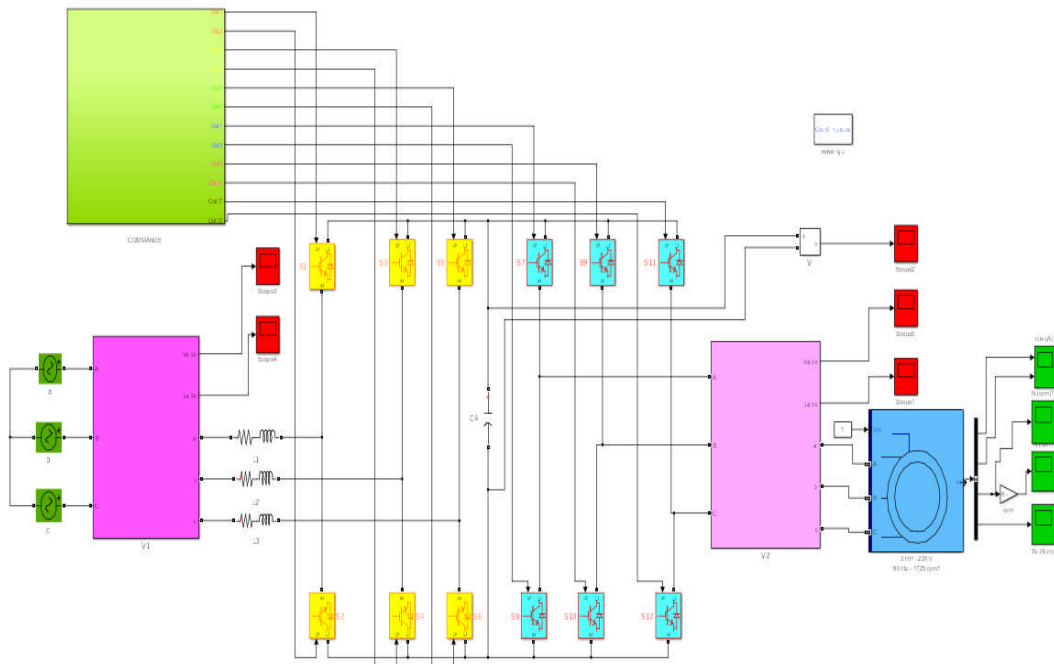


Figure III. 6 Schéma synoptique de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel.

III.4.1 Résultats de simulation d'un moteur alimenté avec convertisseur matriciel

Les graphes des figures suivantes (III.7) à (III.8) illustrent le démarrage de la machine asynchrone alimentée à travers un convertisseur matriciel.

$$(V_i=220 \times \sqrt{2} = 311.1270 \text{ V, } f_i=50\text{Hz, } U_d=622 \text{ V})$$

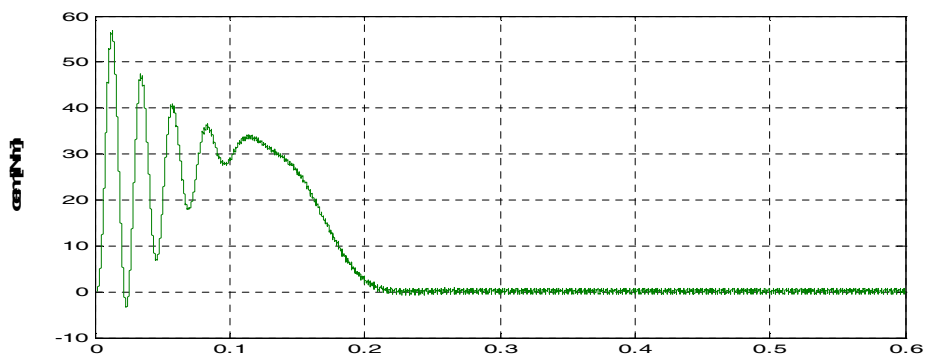


Figure III. 7 Couple électromagnétique C_{em} (N.m).

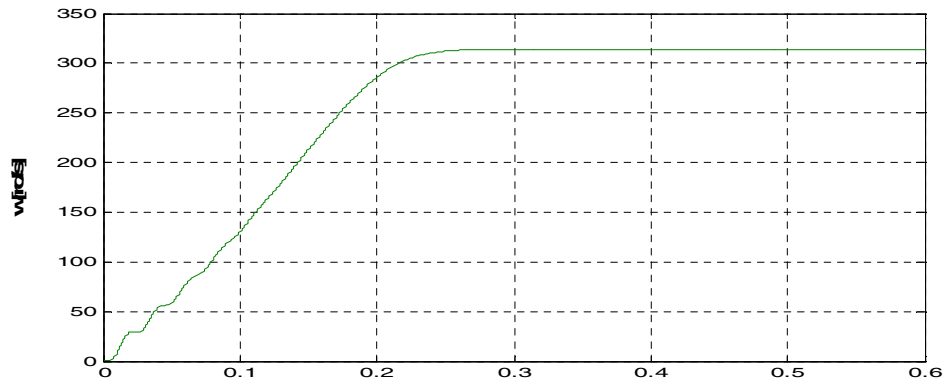


Figure III. 8 La vitesse de rotation w (rad/s).

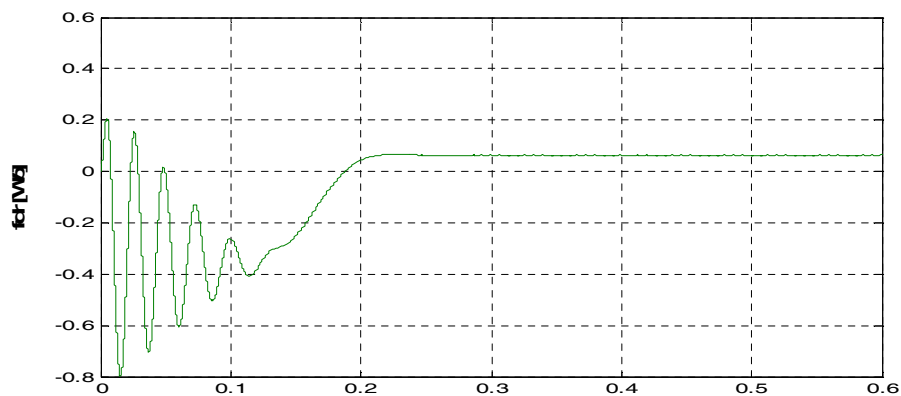


Figure III. 9 Flux rotorique f_{dr} [Wb].

III.4.2 Interprétation des résultats de simulation.

Cette dernière partie est consacré à l'étude de validation de l'efficacité de notre technique de commande de. Modulation indirecte et topologie choisi pour notre convertisseur d'où on attache à notre convertisseur un moteur asynchrone. Les résultats de simulations de couple, vitesse et de flux étaient satisfaisants par rapport à une alimentation directe.

Conclusion générale :

Le convertisseur matriciel est un convertisseur de fréquence directe, générant des tensions triphasées variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions triphasées rigides d'entrée tout on garde un facteur de puissance égale à l'unité. et Sans passé par le circuit intermédiaire.

Devant Plusieurs techniques de modulation appliquées aux convertisseurs notre attention est dirigé vers la modulation vectorielle indirecte à cause de leurs meilleures qualités des signaux de sorties.

Alors dans la première partie, après avoir donné des brèves définitions de bases sur le vecteur spatial, et les différentes représentations possibles on a abordé le principe d'un convertisseur matriciel et on a donné la présentation d'un vecteur d'état de commutation, ensuite on a regroupé tous les vecteurs d'états de commutation possible d'étages redresseur et onduleur suivie par des simulations résumant notre objectif.

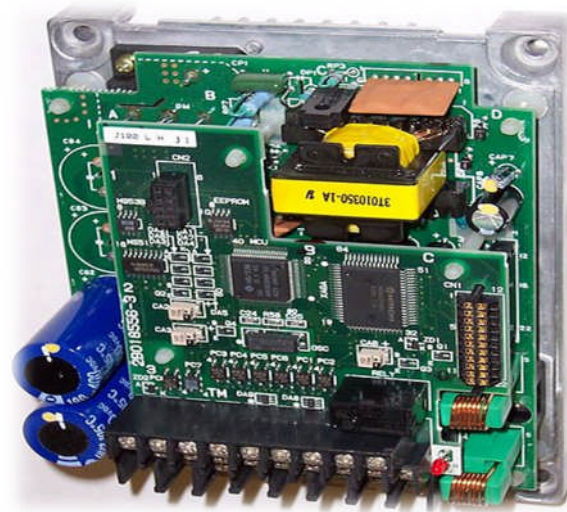
Dans la dernière partie de notre travail l'entraînement d'un moteur asynchrone par un convertisseur matriciel est réaliser pour valider l'efficacité de notre stratégie de modulation.

- [1] F. Poitiers, « Etude et commande de generatrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie eolienne-machine asynchrone à cage autonome-machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Université de Nantes, 2003.
- [2] A. Neffati, « Stratégies de gestion de l'énergie électrique d'un système multi-source: décision floue optimisée pour véhicule électrique hybride », Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2013.
- [3] « https://fr.wikipedia.org/wiki/Electronique_de_puissance - Google Scholar ». [En ligne]. Disponible sur: https://scholar.google.fr/scholar?q=https%3A%2F%2Ffr.wikipedia.org%2Fwiki%2FElectronique_de_puissance&btnG=&hl=fr&as_sdt=0%2C5. [Consulté le: 05-juin-2016].
- [4] « http://fr.wikipedia.org/wiki/%C3%891electronique_de_puissance - Google Scholar ». [En ligne]. Disponible sur: https://scholar.google.fr/scholar?q=%5B1%5Dhttp%3A%2F%2Ffr.wikipedia.org%2Fwiki%2F%C3%25891electronique_de_puissance&btnG=&hl=fr&as_sdt=0%2C5. [Consulté le: 05-juin-2016].
- [5] O. Messouci, « Commande sans capteur d'un machine asynchrone a cage: application sur la plateforme temps réel NI CompactRIO cRIO 9022 », 2015.
- [6] B. Revol, « Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse-machine asynchrone », Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2003.
- [7] « Hansruedi Buhler,Traite d'Electricité volume XV, Electronique de puissance P293-309 - Google Scholar ». [En ligne]. Disponible sur: https://scholar.google.fr/scholar?q=%5B2%5DHansruedi+Buhler%2CTraite+d%E2%80%99Electricit%C3%A9+volume+XV%2C+Electronique+de+puissance+P293-309&btnG=&hl=fr&as_sdt=0%2C5. [Consulté le: 05-juin-2016].
- [8] « Hamid Boumedienne,Stratégie de contrôle de la Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Matriciel,Thèse Magister 2005 - Google Scholar ».
- [9] L. Aït Oubelli, « Mise en oeuvre d'un modèle générique du convertisseur matriciel dans les environnements EMTP-RV et Matlab-Simulink », École Polytechnique de Montréal, 2011.
- [10] « A.Djahbar,B,Mazari,B. Ghalem, Variateur de fréquence Basé sur un convertisseur matriciel: application à la conduite d'un four rotatif à l'aide d'un Moteur Asynchrone,Université de Chlef-Algérie. - Google Scholar ».
- [11] A. Schuster, « Commande, réglage et optimisation d' un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone », 1998.
- [12] B. François, « Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques à structure matricielle », Lille 1, 1996.
- [13] L. Huber et D. Borojevic, « Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction », *Ind. Appl. IEEE Trans. On*, vol. 31, n° 6, p. 1234–1246, 1995.
- [14] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, et L. Zarri, « Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state », *Ind. Electron. IEEE Trans. On*, vol. 49, n° 2, p. 370–381, 2002.
- [15] « F. Canon: "Convertisseur matriciel, pertes et modulation", Rapport master recherche, Université des Sciences et Technologies de Lille, juin 2007. [Cas-02] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri: ,,Matrix converter modulation strategies: a - Recherche Google ». [En ligne]. Disponible sur:
- [16] « Florant Morale, Commande Directes Appliquées à une Machine Asynchrone à Aimant Permanents Alimentée par un Onduleur Triphasé à Deux niveaux ou par un Convertisseur Matriciel Triphasé, Thèse Doctorat 2007, L'institut National des Science Appli - Google Scholar ».
- [17] « Michal Kabasta, Indirect Space Vector Control of Matrix Converter, Université d'obstrava-Tchèque - Google Scholar ».

- [18] R.-M. Popescu, « VERS DE NOUVELLES METHODES DE PREDICTION DES PERFORMANCES CEM DANS LES CONVERTISSEURS DIELECTRONIQUE DE PUISSANCE », Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 1999.
- [19] « hamid boumedienne stratégie de controle de la machine asynchrone alimentée par convertisseur matriciel - Google Scholar ». [En ligne]. Disponible sur: https://scholar.google.fr/scholar?q=hamid+boumedienne+strat%C3%A9gie+de+control+de+la+machine+asynchrone+aliment%C3%A9+par+convertisseur+matriciel&btnG=&hl=fr&as_sdt=0%2C5. [Consulté le: 03-mai-2016].
- [20] L. Aït Oubelli, « Mise en oeuvre d'un modèle générique du convertisseur matriciel dans les environnements EMTP-RV et Matlab-Simulink », École Polytechnique de Montréal, 2011.
- [21] L. Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Université Henri Poincaré-Nancy I, 1999.
- [22] F. Jurado, M. Ortega, et A. Cano, « Matrix converter for reducing harmonics in micro-turbine generation system », in *International Conference Electrical Power Quality and Utilization*, 2007, p. 1–6.
- [23] « “HAL □: [tel-00356891, version 1] Contribution à la commande de la machine asynchrone - Google Scholar ». [En ligne]. Disponible sur: <https://scholar.google.fr/scholar?hl=fr&q=%5B19%5D+%E2%80%9CHAL+%3A%3A+%5Btel-00356891%2C+version+1%5D+Contribution+%C3%A0+la+commande+de+la+machine+asynchrone&btnG=&lr=>. [Consulté le: 03-mai-2016].
- [24] C. RAJESHKUMAR, « AN Abdalla, Ruzlaini Ghoni and NF Zakaria », *J. Appl. Sci.*, vol. 11, n° 5, p. 768–777, 2011.
- [25] A. L. BOTTENBERG, G. D. LOZANO, A. PÉRES, et S. V. OLIVEIRA, « INDIRECT MATRIX CONVERTER FOR AC INDUCTION MOTOR DRIVE: EXPERIMENTAL RESULTS ».
- [26] F. Blaschke, « The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating field machines », 1972.
- [27] « Said Barkati Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone Thèse magister - Ecole Nationale Polytechnique DER de Génie Electrique & Informatique - Google Scholar ». [En ligne]. Disponible sur: <https://scholar.google.fr/scholar?hl=fr&q=Said+Barkati+Commande+robuste+par+retour+d%E2%80%99%C3%A9tat+d%E2%80%99une+machine+asynchrone+Th%C3%A8se+magister+-+Ecole+Nationale+Polytechnique+DER+de+G%C3%A9nie+Electrique+%26+Informatique&btnG=&lr=>. [Consulté le: 17-juin-2016].
- [28] P. Borne, G. Dauphin-Tanguy, J.-P. Richard, F. Rotella, et I. Zambettakis, « Commande et optimisation des processus », *Méthodes Tech. IngénieurParis*, 1990.

Annex 01

Convertisseur matriciel



Figure(1) : convertisseur matriciel

Annex 02

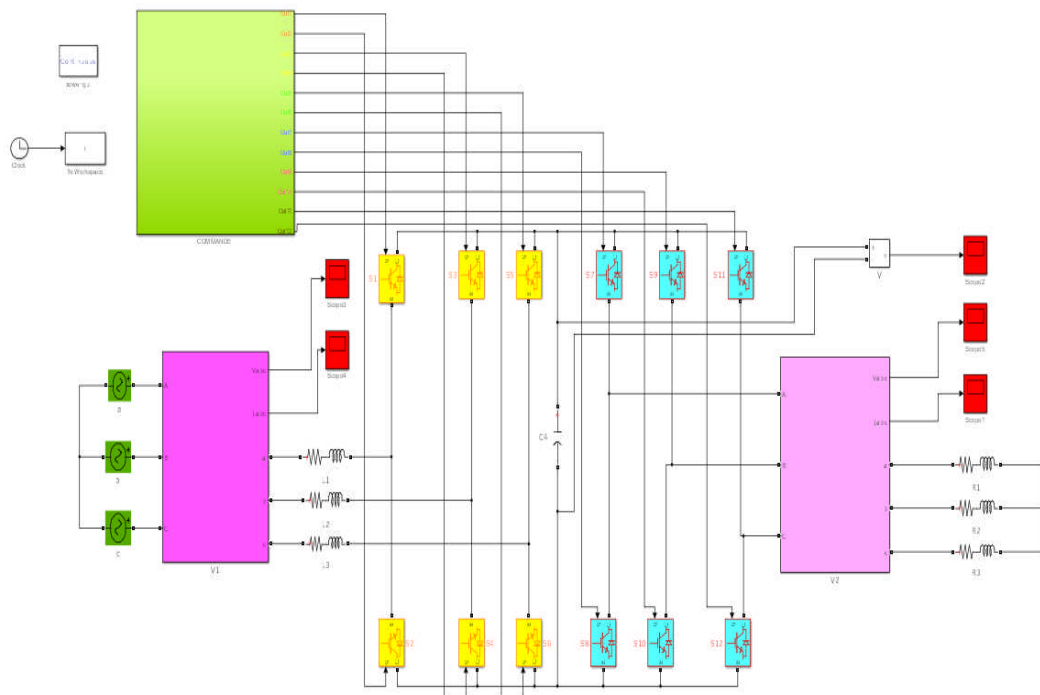


Figure 01 modèle **SimpowerSystem** d'un CM

Annex 02

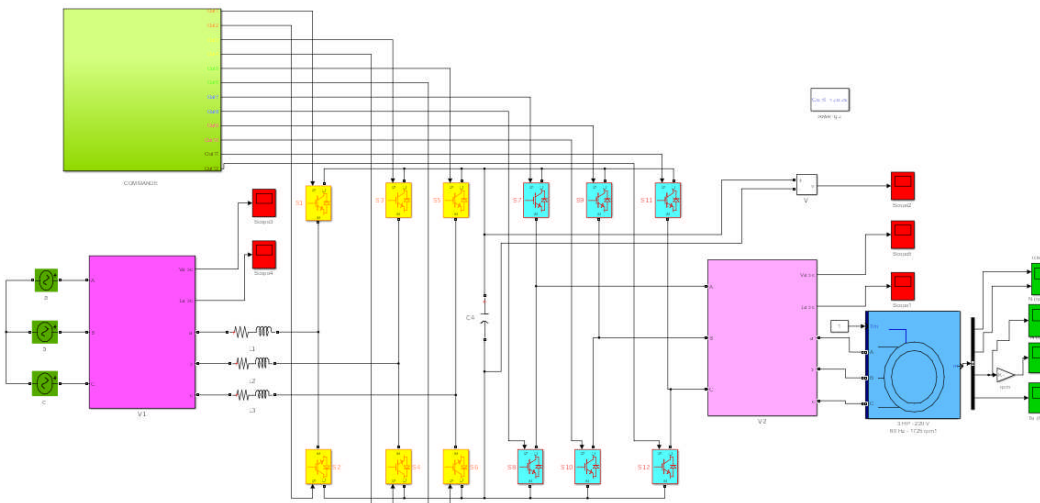


Figure 01 modèle **SimpowerSystem** d'un MAS attaché par un CM

ملخص

المحول ذو ثلاث اطوار متناوب / متناوب يسمى محول التردد المباشر او المحول المصفوف بمقدوره الربط المباشر بين تضامين بعدة اطوار مستقلة (مصدر التغذية و المحرك)

الهدف الرئيسي من هذه الدراسة هو استبدال المحولات التقليدية ذات الدارة الوسيطة بمحولات مدمجة .

هذا المحول بإمكانه اعطاء نوعيات عالية من موجات الدخول والخروج مع مراقبة معامل التنقل في الدخول .

يتطلب المحول المصفوف مبادلات ذات اتجاهين(مراقبة سيران الاستطاعة)و بمقدرته منع و توجيه التوتر و التيار على التوالي في الاتجاهين.

كلمات رئيسية

محول مصفوف تعديل الشعاع الفضائي, مبدلة ذات اتجاهين.

Résumé

Le convertisseur à trois phases AC/AC nommé : « convertisseur de fréquences direct ou convertisseur matricielle » est capable de connecter directement deux systèmes multi-phases indépendants (ex : alimentation et moteur).

L'objectif principal de cette étude est de substituer les convertisseurs conventionnels à circuit intermédiaires par des convertisseurs intégrés.

Ce convertisseur peut fournir une haute qualité d'onde d'entrée et de sortie avec un contrôle du facteur de déplacement d'entrée.

Le convertisseur matriciel nécessite un commutateur bidirectionnel (contrôle de l'écoulement bidirectionnel de la puissance), capable de bloquer et conduire respectivement la tension et le courant dans les deux sens.

Mots clés

Convertisseur matricielle, commutateur bidirectionnel, modulation de vecteur d'espace.

Abstract

The converter has three phases AC/AC named : « direct converter of frequency or matrix converter » is able to directly connect two independent multi-phases (example :supply and motor).

The main objective of this study is to substitute the conventional converters for intermediate circuit by integrated converters.

This converter can supply a high quality of wave of input and output with a control of the factor of movement of entry.

The matrix converter requires a bidirectional switch (control of the bidirectional drainage of the power), able to block and to lead respectively the voltage and the current in both directions.

Key words

Matrix converter, Bidirectional switch, Space vector modulation.