

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Abderrahmane MIRA- BEJAIA
Faculté De Technologie
Département de Génie Électrique

Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme master en Électrotechnique
Option : Commandes Électriques

Thème

***Étude et commande d'un convertisseur matriciel indirect à
double sortie et unique entrée***

Présenté par : Encadré par :

- **KIFOUCHE Siham**
- **MELLAHI Ferial**

Mr : AZIB Ahmed

Année Universitaire 2018/2019

Remerciement

Un merci de cœur au « bon Dieu » le tout puissant qui nous a donné la santé, la volonté et le courage afin de réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements très chaleureusement et notre sincère gratitude :

*A Notre promoteur **Mr A. AZIB**, pour son orientation, ces conseils, et sa disponibilité à tout moment de besoin d'orientation.*

Toutes nos reconnaissances pour vous.

Aux membres de jury, pour accepter d'examiner et de juger notre travail.

Nos sentiments de reconnaissance et nos remerciements vont également à l'encontre de toute personne qui a participé de près ou de loin, directement ou indirectement à la réalisation de ce travail.

Que Dieu vous accorde, son aide, dans tous vos projets et activités.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

Mes très cher parents, ma mère qui m'a encouragé et priée durant tout ça vie pour que je puisse réussir, et à mon grand père (allahyarhamo) qui est toujours prêt à tout donné afin de me voir devenir ce que je suis, merci mes parents.

A mon frère :kaci

A mes sœurs : malek,nourchames, lamo

A mon cher oncle Hako.

A tous mes ami(e)s plus particulièrement l'équipe (chicha,hayet,linda,nina,cylia,samo...) et toute la promotion 2018/2019, Électrotechnique.

K.Siham

Dédicace

*A l'aide de dieu puissant, qui m'a tracé le chemin de ma vie,
j'ai pu réaliser ce travail que je dédie :*

*A mon cher père qui m'a appris le sens de la persévérance
tout au long de mes études, pour son sacrifice ses conseils et
ses encouragements.*

*A celle qui m'a tout donné c'est avec le plus grand amour et le
bonheur de ma vie ma chère mère qui m'a donné confiance,
courage et sécurité.*

A mes chère frère : Oussama et islam.

A mes chère sœur : Milissa, Chaima et Imane.

*A tout ma famille mes oncles, mes tantes, mes chère cousins,
cousines.*

A mon promoteur Mr AZIB .

A ma binôme Siham ainsi que sa famille.

*A mes très chères copines (Souad, Nora, Sabrina, Milli, et
Chicha)*

A tous ceux que j'aime

M.Feriel

Sommaire

Sommaire

Liste des figures	
Liste des tableaux	
Notation	
Introduction générale.....	1
chapitre I Généralité sur les CMI à Double Sortie et Unique Entrée	
I.1.Introduction.....	3
I.2.Généralités sur les CMI à double sortie	3
I.3. Structure des CMI à double sortie.....	4
I.3.1. Structure avec deux onduleurs triphasés en parallèle	4
I.3.2. Structure avec un onduleur à cinq bras	4
I.3.3. Structure avec un onduleur à six bras.....	4
I.3.4. Structure avec un onduleur à neuf interrupteurs	6
I.4. Topologies du CMI utilisant onduleurs à neuf interrupteurs	7
<u>A</u> .Topologie indirecte	7
<u>B</u> .Topologie Creuse.....	7
<u>C</u> .Topologie très creuse	7
<u>D</u> .Topologie ultra creuse.....	8
<u>E</u> .Topologie à étage inverseur.....	9
I.5. Avantage des convertisseurs matriciels indirects.....	9
I.4.Conclusion.....	10
ChapitreII Modélisation et commande d'un convertisseur matriciel à double sortie et unique entrée	
II.1.Introduction.....	11
II.2.Modélisation du CMI à double sortie	11
II.2.1. Principe de fonctionnement	11
II.2.2.vecteurs admissibles de commutation.....	13
II.3.Modélisation en vue de commande.....	14
II.3.1.Avantages de la modulation vectorielle.....	14
III.3.2.Commande de l'étage redresseur	14
II.3.3. Commande de l'étage onduleur.....	18

Sommaire

II.3.4. Modulation complète du CMI.....	20
II.5. Conclusion	24
Chapitre III	Application de la commande (DTC-SVM) à deux machines asynchrones
III.1. Introduction	25
III.2. Commande de deux machines asynchrones par (DTC-SVM).....	25
III.2.1. Modélisation de la MAS	25
III.2.1.1. Hypothèses simplificatrices	25
III.2.1.2. Transformation de Park	26
III.2.1.3. Modèle de la machine en vue de la commande	26
III.3. Principe et schéma de la commande DTC-SVM.....	28
III.3.1. Les estimateurs.....	28
III.3.2. Etapes de la réalisation des blocs SVM	30
III.4. Simulation numérique et interprétation	30
III.4.1. Résultats de simulation de l'alimentation directe de 02 MAS par un réseau sinusoïdale	30
III.4.2. Résultats de simulation du deux MAS alimentées par un CMI à double sortie	32
III.4.3. Résultats de simulation du deux MAS alimentées par un CMI Commandée Par DTC-SVM.....	34
III.5. Conclusion	36
Conclusion générale.....	37

Liste des Figures

Chapitre I

Figure I.1. Structure du convertisseur matriciel indirect à double sortie	3
Figure I.2. Convertisseur matriciel indirect avec deux onduleurs en parallèle	4
Figure I.3. Convertisseur matriciel indirect avec un onduleur à cinq bras	4
Figure I.5. Convertisseur matriciel indirect à onduleur à neuf interrupteurs	5
Figure I.6 Convertisseur matriciel Creux	6
Figure I.7 Convertisseur matriciel très Creux	7
Figure I.8 Convertisseur matriciel Ultra Creux	7
Figure I.9 Convertisseur matriciel à étage inverseur	8

Chapitre II

Figure II.1. Convertisseur matriciel indirect à double sortie	11
Figure II.2. Etage redresseur de CMI	15
Figure II.3. Les sept positions du vecteur spatial du courant d'entrée	16
Figure II.4. La position du vecteur de courant d'entrée	17
Figure II.5. Les deux méthodes de génération du signal q_a	18
Figure II.6. Etage onduleur du CMI	18
Figure II.7. Les sept positions du vecteur spatial de la tension de sortie, et la synthèse du vecteur de référence dans un secteur donné	19
Figure II.8. Séquence de commutation du convertisseur matriciel indirect dans le secteur	20
Figure II.9. Les tensions d'entrée de CMI	21
Figure II.10. Les tensions de sorties de la première phase de chaque système de charge	21
Figure II.11. Spectre de tensions de sorties de la première phase de chaque système de charge	21
Figure II.12. Les courants de sortie de chaque système de charge du CMI	22
Figure II.13. Courant d'entrée du CMI et son spectre d'harmonique	22
Figure II.14. Tension et courant d'entrée de CMI avec filtre	22
Figure II.15 Les tensions de sorties de la première phase de chaque système de charge	23

Liste des Figures

Figure II.16 Spectre de tensions de sorties de la première phase de chaque système de charge	23
Figure II.17. Les courants de sortie de chaque système de charge du CMI	23
Chapitre III	
Figure III.1 Représentation du repère de Parck.	26
Figure III.2 schéma structurel d'une commande par DTC-SVM basée sur des régulateurs PI	28
Figure III.3. La vitesse de la MAS	31
Figure III.4. Le couple électromagnétique de MAS	31
Figure III.5. Le courant statorique de la MAS	31
Figure III.6. Allure du couple électromagnétique pour les deux machines	32
Figure III.7. Allure de la vitesse pour les deux machines	32
Figure III.8. Allure des courants pour les deux machines	33
Figure III.9. Allure du flux estimé et référence pour les deux machines	34
Figure III.10. Allure du couple électromagnétique estimé et référence pour les deux machines	34
Figure III.11. Allure des courants statorique pour les deux machines	35

Liste des Tableaux

Tableau 1 : Résumé des différentes topologies	9
Tableau II.1 États des interrupteurs et vecteurs de commutations du redresseur.....	16

Liste des abréviations

Convertisseur matriciel indirect

CMI : Convertisseur matriciel indirect

MLI : modulation de largeur d'impulsion

SVM : Space Vector Modulation

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor

d, q : axes de référence dans le repère de Park

I_{in} : Vecteur courant de référence

I_{im} : Amplitude

m_R : L'indice de modulation du redresseur.

θ_{in} : L'angle du vecteur courant de référence dans le secteur actuel ou se trouve celui-ci.

I_γ et I_δ : Vecteurs actifs Adjacents

d_γ et d_δ : Rapports cycliques

T_{sw} : Période de commutation

d_γ et d_δ : Rapports cycliques ajustés de l'étage redresseur.

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} : Les tensions des sorties de l'onduleur

V_{ont} : Vecteur tension de référence

θ : L'angle de la vectrice tension de référence

m_1 : L'indice de modulation du l'onduleur

d_γ, d_δ et d_0 : Rapports cycliques

V_α, V_β : Vecteurs spatiaux adjacents

V_0 : Vecteur de tension nul

V_{dc} : Tension continu fictive

I_{dc} : Courant fictif d'entrée

∂ : Orientation spatial

R : résistance

L : inductance

f : Fréquence de la tension

m_v : Taux de modulation

m_c : Coefficient de réglage

S_{ij} : Interrupteur

$S_{ap}, S_{bp}, S_{cp}, S_{an}, S_{bn}, S_{cn}$: Interrupteurs du redresseur

Notation et Symboles

$q_1, q_2, q_3, q_a, q_b, q_c, q_4, q_5, q_6$: Interrupteurs de l'onduleur

Machine asynchrone

MAS : machine asynchrone

d, q : Axes de référentiel de Park

C_e : Couple électromagnétique

C_r : Couple de charge

J : Inertie totale des parties mobiles

ω : Vitesse angulaire électrique

L_m : Inductance mutuelle cyclique

P : nombre de paires de pôles de la machine

Grandeurs électriques et magnétiques au stator

V_s : Tension statorique

I_s : Courants statorique

I_{sdq} : Courant statorique sur l'axe d ou q

φ_s : Flux statorique

R_s : Résistance statorique

L_s : Inductance cyclique statorique

ω_s : Pulsation statorique

Grandeurs électriques et magnétiques au rotor

V_r : Tension rotorique

I_r : Courants rotorique

φ_r : Flux rotoriques

R_r : Résistance rotorique

L_r : Inductance cyclique rotorique

L_m : Inductance mutuelle cyclique

ω_r : Pulsation rotorique

Introduction générale

Introduction générale

L'électronique de puissance est la partie du génie électrique qui traite des modifications de la présentation de l'énergie électrique. Pour cela elle utilise des convertisseurs statiques à semi-conducteurs. Grâce au progrès sur ces composants et sur leur mise en œuvre, l'électronique de puissance a pris une importance considérable dans tout le domaine de l'électricité industrielle [1].

De nombreuses applications industrielles exigent de nouvelles topologies de convertisseur pour alimenter ses charges, pour cela plusieurs convertisseurs indépendants sont habituellement requis et développés vers des tendances de petite taille, haute fiabilité et faible coût.

Récemment, une nouvelle topologie avec des composants actifs réduits, nommée le convertisseur à neuf commutateurs, qui a été initialement développé pour remplacer les deux onduleurs triphasés dos à dos à douze commutateurs, utilisés pour l'alimentation de deux machines asynchrones triphasées peut être aussi introduite pour réaliser des convertisseurs matriciels indirects [2].

Le convertisseur matriciel indirect (CMI) à double sortie est basé sur la topologie de convertisseur matriciel indirect traditionnel, mais l'onduleur classique à six interrupteurs est remplacé par un onduleur à neuf interrupteurs. Cette topologie peut assurer l'alimentation de deux machines asynchrones triphasées.

Cependant, le moteur à induction a une structure non linéaire et présente un fort couplage entre le couple électromagnétique produit d'une part, et avec le flux rotorique d'une autre part. Par conséquent, au cours de ces dernières années, des méthodes ont été mises au point, permettant d'assurer le découplage entre les commandes du flux et du couple de la machine asynchrone. Parmi ces méthodes on peut citer la commande directe du couple (DTC) et la commande directe du couple par modulation vectorielle (DTC-SVM), qui fonctionne avec une fréquence de commutation constante [3].

Dans ce mémoire, nous avons comme objectif l'étude et la commande d'une nouvelle structure de convertisseur à interrupteurs réduits nommé le CMI à double sortie et unique entrée appliquée à la conduite de deux machines asynchrones contrôlées par la DTC-SVM.

Ce mémoire de fin d'étude est organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à la description des convertisseurs matriciels indirects à double sortie d'une manière générale et au convertisseur matriciel indirect utilisant la structure de l'onduleur à 09 interrupteurs en particulier.

Introduction générale

Au deuxième chapitre, nous présenterons la stratégie de commande du convertisseur matriciel indirect à double sortie. Nous détaillerons la technique de modulation vectorielle(SVM) qui se base sur l'imposition d'un certain nombre de vecteurs de commutation, permettant de moduler le courant d'entrée ainsi que la tension de sortie de forme sinusoïdale. Puis nous effectuerons des tests de simulation sur notre charge (R-L) afin de valider notre structure.

Le troisième chapitre présentera l'introduction du CMI à double sortie pour la conduite de deux machines asynchrones triphasées contrôlées par la commande directe du couple à modulation vectorielle (DTC-SVM). La présentation des simulations ainsi que l'interprétation des résultats obtenus seront aussi discutées.

On terminera par une conclusion générale sur le travail réalisé.

Chapitre I

I.1.Introduction

De nombreuses applications industrielles exigent de nouvelles topologies de convertisseur pour alimenter ses charges, pour cela plusieurs convertisseurs indépendants sont habituellement requis et développés vers des tendances de petite taille, haute fiabilité et faible coût. Récemment, une nouvelle topologie avec des composants actifs réduits, nommée le convertisseur matriciel indirect à double sortie et unique entrée a été développée [4].

Dans ce chapitre on présentera les différentes topologies des CMI à double sortie et unique entrée, on s'intéressera à la structure qui est le CMI à onduleur de neuf interrupteurs.

I.2.Généralités sur les CMI à double sortie

Les convertisseurs matriciels indirects (CMI) sont des convertisseurs alternatif-alternatif. Le CMI comprend deux étages tels qu'un étage de redresseur et un étage de l'onduleur sans circuit intermédiaire.

Le contrôle de l'amplitude et de la fréquence, l'absence d'élément de stockage intermédiaire permet d'obtenir ces avantages par rapport à la structure directe.

Le concept de base de ce CMI est de séparer la conversion AC/AC en deux étages, telles que celles du redresseur et de l'onduleur. Le redresseur si le même que CMI classique par contre l'étage de l'onduleur est réalisé soit par la mise en parallèle de deux onduleurs triphasés, onduleur six phase ou bien onduleur à neuf interrupteurs (Figure I.1) [5]-[6].

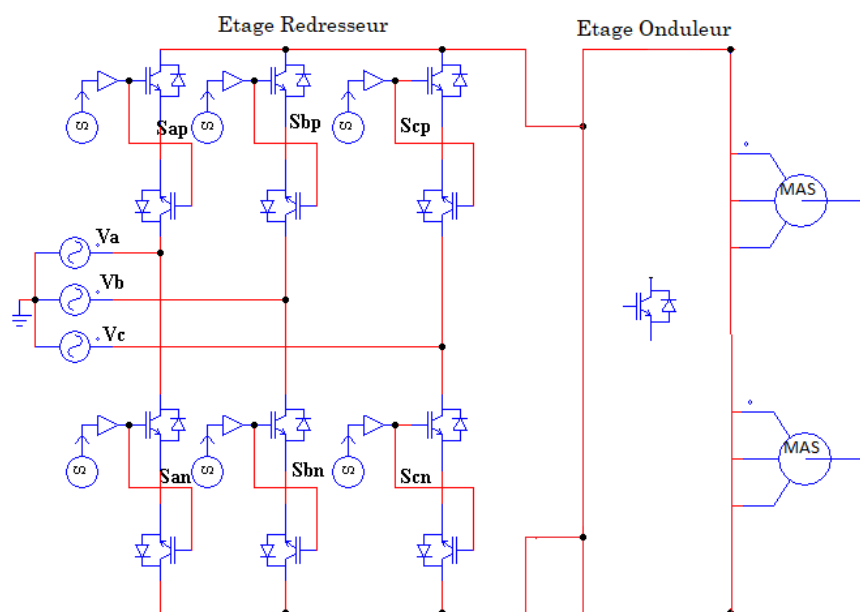


Figure I.1. Structure du convertisseur matriciel indirect à double sortie

I.3. Structure des CMI à double sortie

I.3.1. Structure avec deux onduleurs triphasés en parallèle

La Figure I.2 représente le convertisseur matriciel indirect alimentant deux onduleurs en parallèle.

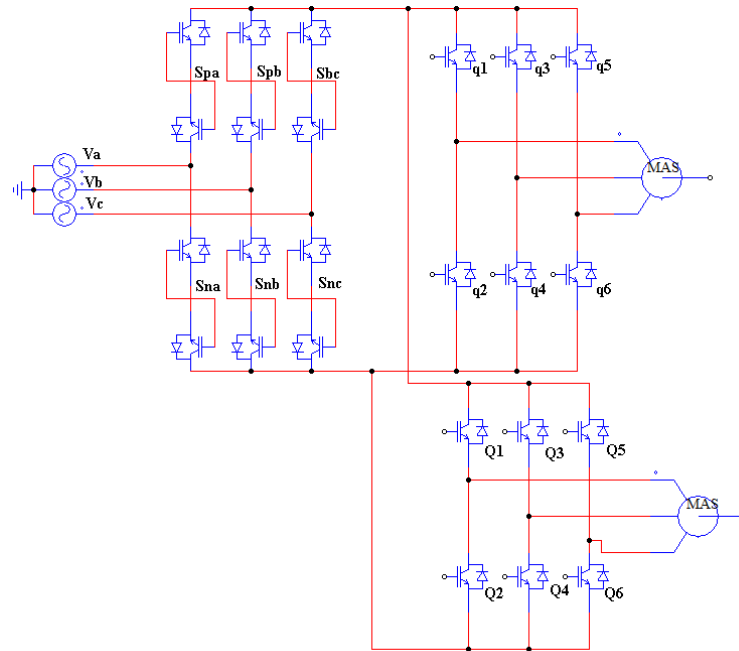


Figure I.2. Convertisseur matriciel indirect avec deux onduleurs en parallèle

I.3.2. Structure avec un onduleur à cinq bras

La Figure I.3 représente le convertisseur matriciel indirect à cinq branches alimentant deux charges qui partagent le même bras [7].

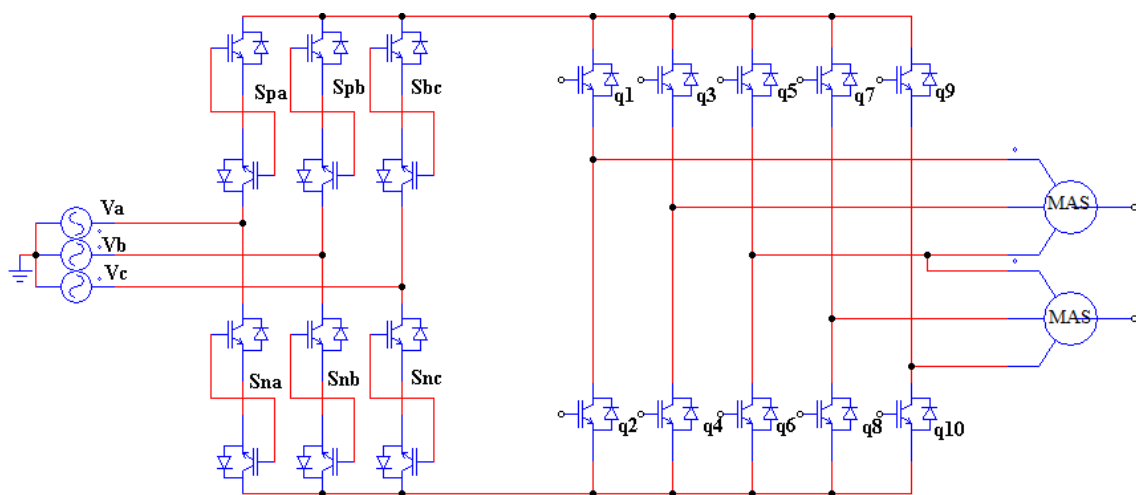


Figure I.3. Convertisseur matriciel indirect avec un onduleur à cinq bras

I.3.3. Structure avec un onduleur à six bras

Pour réaliser un onduleur de tension hexaphasés (à six phases de sortie), on doit mettre en connexion deux onduleurs triphasés tels qu'il est montré dans la configuration ci-dessous.

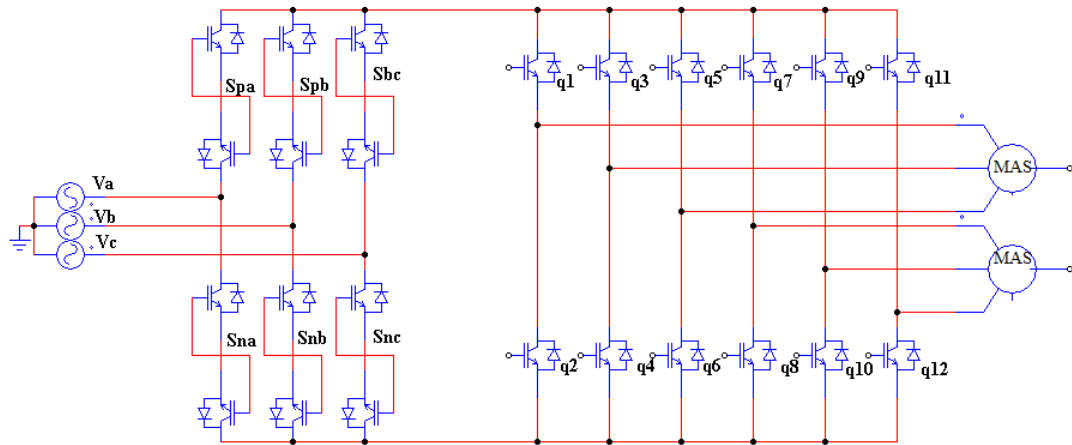


Figure I.4. Convertisseur matriciel indirect avec un onduleur à six bras

I.3.4. Structure avec un onduleur à neuf interrupteurs

Comme le montre la Figure I.5, la structure du convertisseur à neuf commutateurs à trois bras, dont chaque bras est composé de trois interrupteurs tel qu'il est représenté sur la figure où le convertisseur supérieur ($q_1, q_2, q_3, q_a, q_b, q_c$), et le convertisseur inférieur ($q_a, q_b, q_c, q_4, q_5, q_6$) sont intégrés par le partage de trois commutateurs (q_a, q_b, q_c). Donc, on peut dire que c'est une fusion de deux onduleurs triphasés réduits de trois commutateurs [8] [9].

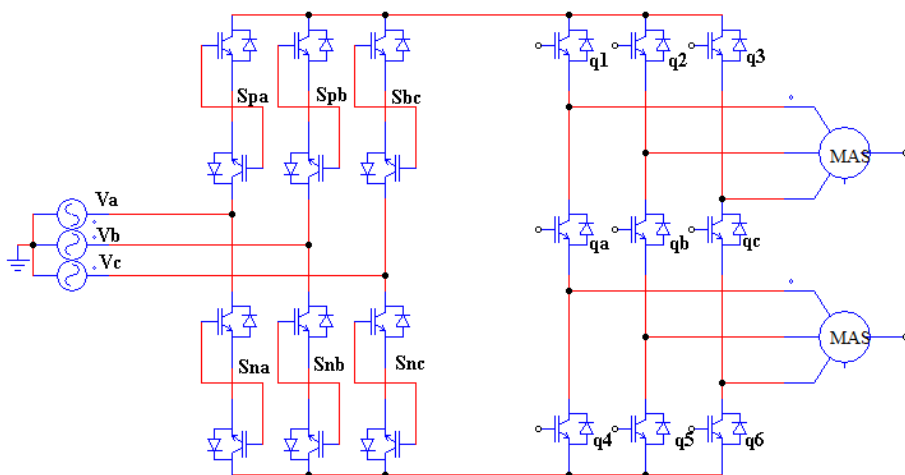


Figure I.5. Convertisseur matriciel indirect à onduleur à neuf interrupteurs

I.4. Topologies du CMI utilisant onduleurs à neuf interrupteurs

A. Topologie indirecte

Le convertisseur matriciel indirect à deux sorties, utilise des commutateurs à quatre quadrants dans L'étage du redresseur est connecté à l'étage de l'onduleur à neuf commutateurs [9]. Figure I.5

- Le redresseur est composé de six interrupteurs bidirectionnels (à émetteur ou à collecteur commun).
- Ces interrupteurs permettent d'opérer avec un courant positif ou négatif, acceptant une réversibilité de puissance.

A chaque instant, deux transistors (IGBT) et deux diodes conduisent dans le redresseur.

B. Topologie Creuse

- Cette structure permet de supprimer trois composants commandable du redresseur par rapport à la topologie précédente.
- Deux transistors et quatre diodes (puissance transmise à la charge) conduisent.
- Les pertes par conduction seront par conséquent plus importantes par rapport à la topologie précédente IMC.

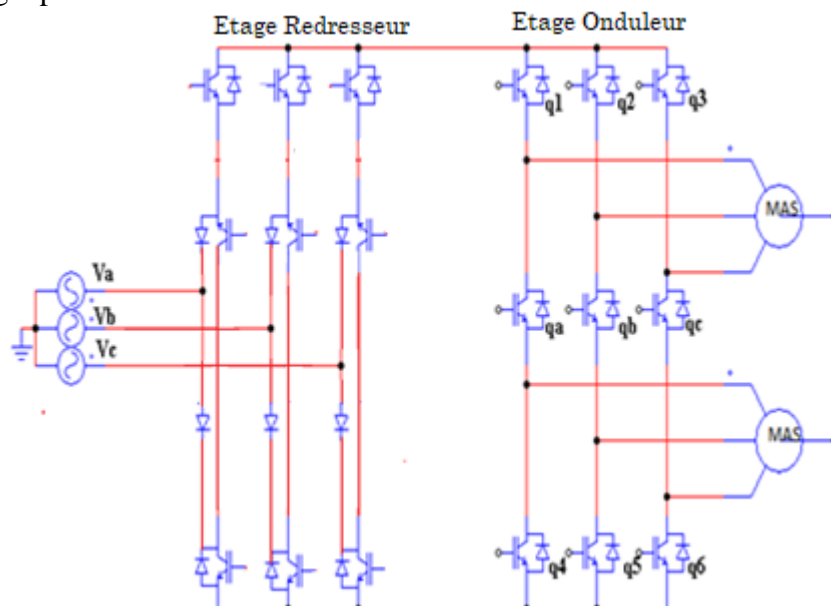


Figure I.6 Convertisseur matriciel Creux

C. Topologie très creuse

- L'étage redresseur est composée de six interrupteurs quatre segment à transistors unique.

- Cette topologie permet de limiter à six le nombre de composants commandable (transistors) pour l'étage redresseur, réduisant ainsi par deux leurs nombre par rapport au redresseur de topologie 'indirect'.
- Les pertes par conduction sont plus grandes puisque le redresseur sollicite à chaque instant, deux transistors et quatre diodes.

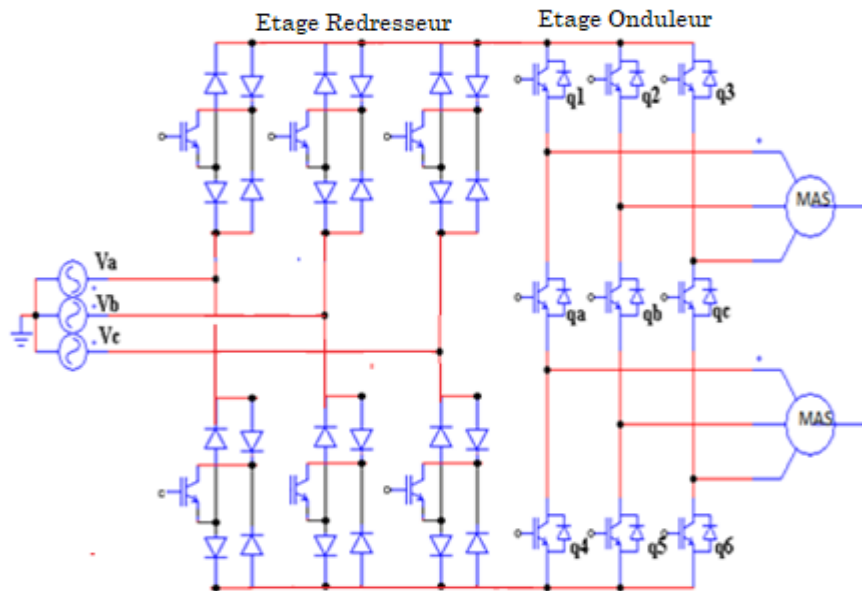


Figure I.7 Convertisseur matriciel très Creux

D. Topologie ultra creuse

Cette topologie limite le nombre d'interrupteurs à son minimum;

- La conduction de deux diodes et d'un transistor par chaque bras commandé.
- Le redresseur produit des pertes par conduction similaire à celle générées par le redresseur de la topologie 'très creuse'
- Contrairement aux autres topologies elle n'est pas réversible en puissance.

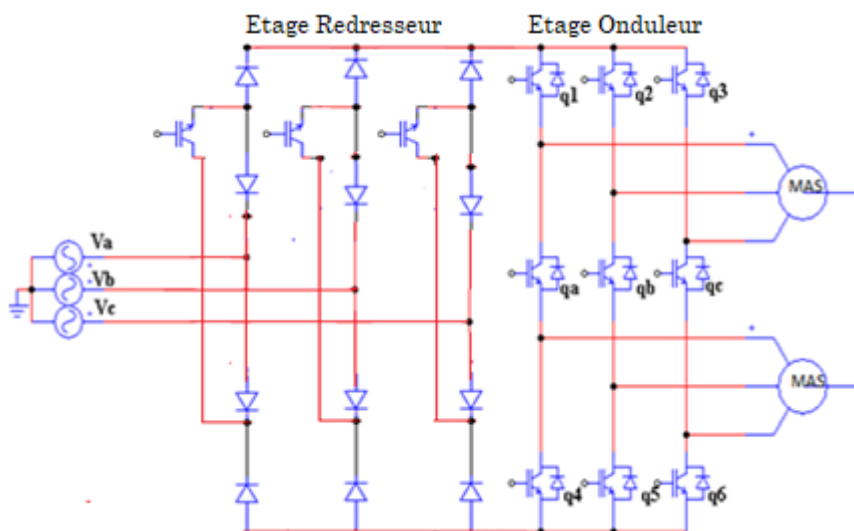


Figure I.8 Convertisseur matriciel Ultra Creux

E. Topologie à étage inverseur

- Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant.
- Le redresseur permet de récupérer l'énergie grâce à l'énergie inverseur.
- Les pertes par commutation sont importantes.
- Sa commande est complexe.

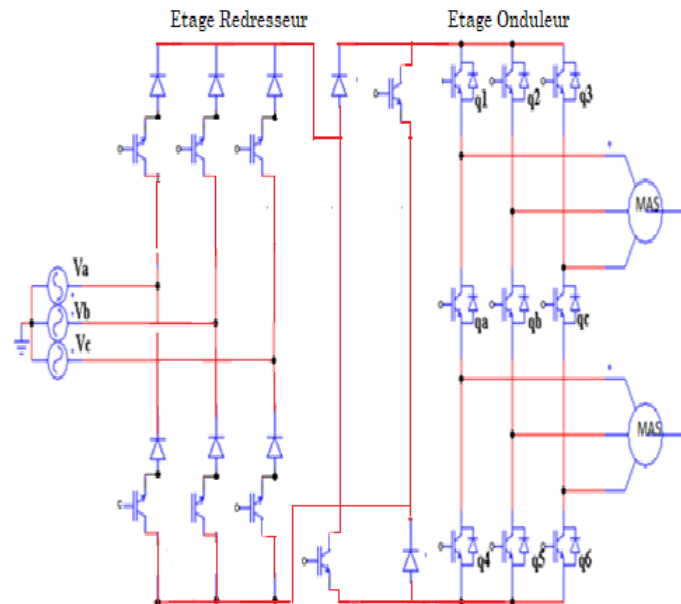


Figure I.9 Convertisseur matriciel à étage inverseur

I.5. Avantage des convertisseurs matriciels indirects

Le convertisseur présente les avantages suivants : [10]

- Les performances de convertisseur matriciel indirect sont similaires à celles du contrôleur conventionnel, telles qu'un meilleur rapport de transfert de tension, un fonctionnement sur quatre quadrants, un facteur de puissance d'entrée unitaire et des formes d'onde sinusoïdales pures ayant à la fois un courant d'entrée et une sortie tension en présence d'harmonique.
- Tous les interrupteurs commutent un courant nul, donc ne pose plus les problèmes de commutation d'un convertisseur matriciel direct.
- Ne nécessite pas de composant de stockage d'énergie. Production de Les petits filtres ca sont intégrés de manière compacte au système.

Le tableau suivant résume la différence entre les différentes topologies de convertisseur matriciel indirect en ce qui concerne le nombre d'IGBT et le nombre de diode qui le compose ainsi le nombre d'alimentation des interrupteurs [9] :

Topologie	Nombre d'IGBT	Nombre de diode
Indirecte	21	21
Creuse	18	21
Très creuse	15	33
Ultra creuse	12	21
A étage inverseur	17	17

Tableau 1 : Résumé des différentes topologies

I.4.Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté les différentes topologies des CMI à double sortie à savoir le CMI à deux onduleurs triphasés en parallèle, à un onduleur à cinq bras, à un onduleur à six bras et à onduleur à neuf interrupteurs.

Vu les avantages que présentent les convertisseurs matriciels à structure indirects (absence des éléments de stockage dans le bus continu, une possibilité d'avoir un facteur de puissance à l'entrée unitaire...) et dans la nécessité de contrôler deux machines asynchrones par l'une des structures présentées, nous avons opté pour une structure dont l'étage onduleur est réalisé par un onduleur à neuf interrupteurs qui présente les mêmes performances que les structures classique avec un nombre de commutateurs actifs réduits.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation et commande d'un CMI à double sortie et unique entrée.

Chapitre II

I.1.Introduction

La modélisation des CMI est une phase primordiale pour l'élaboration de la loi de commande. La modulation vectorielle (SVM) des convertisseurs d'électronique de puissance est très souvent utilisée dans les entraînements à vitesse variable. L'objectif de cette stratégie de commande est de synthétiser les tensions de sortie par des tensions d'entrée et les courants d'entrée par des courants de sortie [11]-[12].

L'objectif de ce chapitre est de modéliser le CMI à double sortie et unique entrée, puis de le commander par la Modulation vectorielle SVM. Afin de valider cette structure des résultats de simulation sur une charge de type inductif (R, L) seront présentés.

II.2.Modélisation du CMI à double sortie

Après avoir introduit dans la section précédente les différentes topologies du CMI à double sortie, dans cette section, on présentera les étapes à suivre pour la modélisation de ce convertisseur. Dans le but de simplifier le raisonnement, on suppose :

- Qu'il n'existe pas de filtre d'entrée
- La commutation des interrupteurs est supposée parfaite
- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation.

II.2.1.Principe de fonctionnement

Un CMI à double sortie est composée d'une association de deux convertisseurs, un redresseur composé de six interrupteurs bidirectionnels totalement commandé et directement connecté à un onduleur à neuf interrupteurs de tension sans éléments de stockage. Il assure une conversion alternative-continue suivie d'une conversion continue alternative [13]-[14].

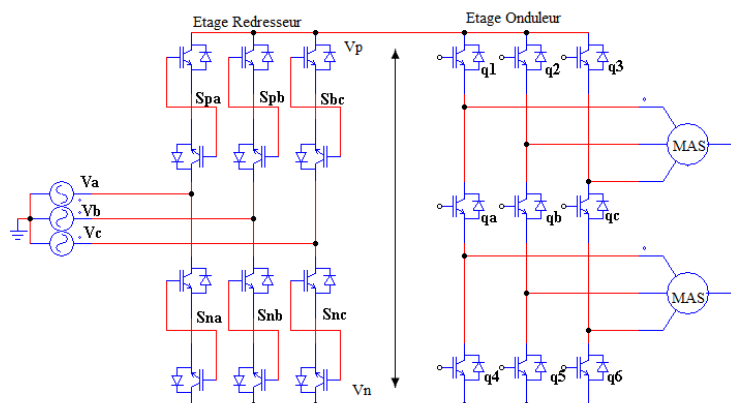


Figure II.1. Convertisseur matriciel indirect à double sortie

Les équations des tensions de sortie en fonction des tensions d'entrée pour l'étage redresseur et l'onduleur à neuf interrupteurs sont donné par les équations suivantes :

✓ **Pour le redresseur**

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

✓ **Pour l'onduleur**

Pour bien comprendre son principe de fonctionnement, on doit présenter un modèle mathématique approprié à ce convertisseur.

En utilisant les tensions composées, on obtient le système d'équation qui traduit le fonctionnement du convertisseur (ouverture et fermeture des interrupteurs). Par la suite on aura à déduire les tensions simples à partir des expressions reliant les tensions simples aux tensions composées.

$$v_{12} = v_1 - v_2 = \begin{cases} E & \text{si } (q_1 = 1 \text{ et } q_b \cdot q_5 = 1) \\ -E & \text{si } (q_2 = 1 \text{ et } q_a \cdot q_4 = 1) \\ 0 & \text{si } (q_1 \cdot q_2 = 1 \text{ et } q_a \cdot q_4 \cdot q_b \cdot q_5 = 1) \end{cases} \quad (\text{II.2.a})$$

$$D'où : v_{12} = E(q_1 \cdot q_b \cdot q_5 - q_2 \cdot q_a \cdot q_4) + (q_1 \cdot q_2 + q_a \cdot q_4 \cdot q_b \cdot q_5)$$

$$v_{23} = v_2 - v_3 = \begin{cases} E & \text{si } (q_2 = 1 \text{ et } q_c \cdot q_6 = 1) \\ -E & \text{si } (q_3 = 1 \text{ et } q_b \cdot q_5 = 1) \\ 0 & \text{si } (q_2 \cdot q_3 = 1 \text{ et } q_b \cdot q_5 \cdot q_c \cdot q_6 = 1) \end{cases} \quad (\text{II.2.b})$$

$$D'où : v_{23} = E(q_2 \cdot q_c \cdot q_6 - q_3 \cdot q_b \cdot q_5) + (q_2 \cdot q_3 + q_b \cdot q_5 \cdot q_c \cdot q_6)$$

$$v_{31} = v_3 - v_1 = \begin{cases} E & \text{si } (q_3 = 1 \text{ et } q_a \cdot q_4 = 1) \\ -E & \text{si } (q_1 = 1 \text{ et } q_c \cdot q_6 = 1) \\ 0 & \text{si } (q_1 \cdot q_3 = 1 \text{ et } q_a \cdot q_4 \cdot q_c \cdot q_6 = 1) \end{cases} \quad (\text{II.2.c})$$

$$D'où : v_{31} = E(q_3 \cdot q_a \cdot q_4 - q_c \cdot q_6 \cdot q_1) + (q_1 \cdot q_3 + q_a \cdot q_4 \cdot q_c \cdot q_6)$$

$$v_{45} = v_4 - v_5 = \begin{cases} E & \text{si } (q_5 = 1 \text{ et } q_1 \cdot q_a = 1) \\ -E & \text{si } (q_4 = 1 \text{ et } q_2 \cdot q_b = 1) \\ 0 & \text{si } (q_4 \cdot q_5 = 1 \text{ et } q_1 \cdot q_a \cdot q_2 \cdot q_b = 1) \end{cases} \quad (\text{II.2.d})$$

D'où : $v_{45} = E(q_5 \cdot q_1 \cdot q_a - q_4 \cdot q_2 \cdot q_b) + (q_4 \cdot q_5 + q_1 \cdot q_a \cdot q_2 \cdot q_b)$

$$v_{56} = v_5 - v_6 = \begin{cases} E & \text{si } (q_6 = 1 \text{ et } q_2 \cdot q_b = 1) \\ -E & \text{si } (q_5 = 1 \text{ et } q_3 \cdot q_c = 1) \\ 0 & \text{si } (q_5 \cdot q_6 = 1 \text{ et } q_2 \cdot q_b \cdot q_3 \cdot q_c = 1) \end{cases} \quad (\text{II.2.e})$$

D'où : $v_{56} = E(q_6 \cdot q_2 \cdot q_b - q_5 \cdot q_3 \cdot q_c) + (q_5 \cdot q_6 + q_2 \cdot q_b \cdot q_3 \cdot q_c)$

$$v_{64} = v_6 - v_4 = \begin{cases} E & \text{si } (q_4 = 1 \text{ et } q_3 \cdot q_c = 1) \\ -E & \text{si } (q_6 = 1 \text{ et } q_1 \cdot q_a = 1) \\ 0 & \text{si } (q_4 \cdot q_6 = 1 \text{ et } q_1 \cdot q_a \cdot q_3 \cdot q_c = 1) \end{cases} \quad (\text{II.2.f})$$

D'où : $v_{64} = E(q_3 \cdot q_c \cdot q_4 - q_6 \cdot q_1 \cdot q_a) + (q_4 \cdot q_6 + q_1 \cdot q_a \cdot q_3 \cdot q_c)$

Les expressions des tensions simples en fonction des tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} v_1 = \frac{v_{12} - v_{31}}{3} \\ v_2 = \frac{v_{23} - v_{12}}{3} \\ v_3 = \frac{v_{31} - v_{23}}{3} \\ v_4 = \frac{v_{45} - v_{64}}{3} \\ v_5 = \frac{v_{56} - v_{45}}{3} \\ v_6 = \frac{v_{64} - v_{56}}{3} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

II.2.2. vecteurs admissibles de commutation

Le CMI est constitué de deux étages de conversion de puissance, premièrement il transforme les tensions triphasées d'entrée en une tension continue . Cet étage de conversion a trois entrées et deux sorties, le nombre de combinaisons possibles des états des interrupteurs est $3^2 = 9$. Toutefois, le fait que la tension du bus continu ne peut être négative, trois de ces combinaisons ne sont pas utilisables. En conséquence, il y a en tout 6 combinaisons possibles des états des interrupteurs du premier étage de conversion.

Deuxièmement, il transforme la tension du bus continu en un système de tensions triphasées en sortie. Cet étage de conversion a deux entrées et trois sorties, le nombre de combinaisons possible des états des interrupteurs de cet étage est $2^3 = 8$ pour chaque onduleur [15].

II.3.Modélisation en vue de commande

La modulation vectorielle consiste à synthétiser les tensions de sortie des tensions d'entrée et les courants d'entrée des courants de sortie et à séparer entre la commande des courants d'entrée et la commande des tensions de sortie, ainsi on peut représenter le CMI par un circuit équivalent qui comporte un redresseur à l'entrée et un onduleur à la sortie mais sans aucun circuit intermédiaire servant au stockage d'énergie (Figure II.1).

II.3.1.Avantages de la modulation vectorielle

Les avantages de la commande SVM sont comme suit:

- ✓ La commande SVM offre comme principal avantage de minimiser les harmoniques de tension et d'augmenter le rendement de l'onduleur.
- ✓ Seulement une vectrice tension de référence est commandée pour générer trois ondes sinusoïdales.
- ✓ La flexibilité de sélectionner les états inactifs, et leurs distributions sur une période d'échantillonnage nous donnent deux degrés de liberté.
- ✓ Comme la vectrice tension de référence est une quantité à deux dimensions ($V_{s\alpha ref}$ et $V_{s\beta ref}$), il est faisable d'implanter la SVM avec les techniques de commande vectorielle avancées des machines à courant alternatif [16].

III.3.2.Commande de l'étage redresseur

L'étage redresseur produit non seulement la tension du bus continu à l'étage onduleur mais il doit également maintenir les courants d'entrée sinusoïdaux avec la possibilité de contrôler le facteur de puissance.

Les commutateurs peuvent avoir neuf combinaisons et cela pour éviter le circuit ouvert et ces neuf combinaisons sont divisées en six vecteurs actifs du courant d'entrée et trois vecteurs nuls (figure II.2).

On trouve la tension de sortie $U_{dc} = V_p - V_n$ de redresseur à partir des tensions d'entrée (V_a, V_b, V_c) et les courants d'entrée (I_a, I_b, I_c) à partir de courant fictive [17].

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (II.4)$$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{an} \\ S_{bp} & S_{bn} \\ S_{cp} & S_{cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

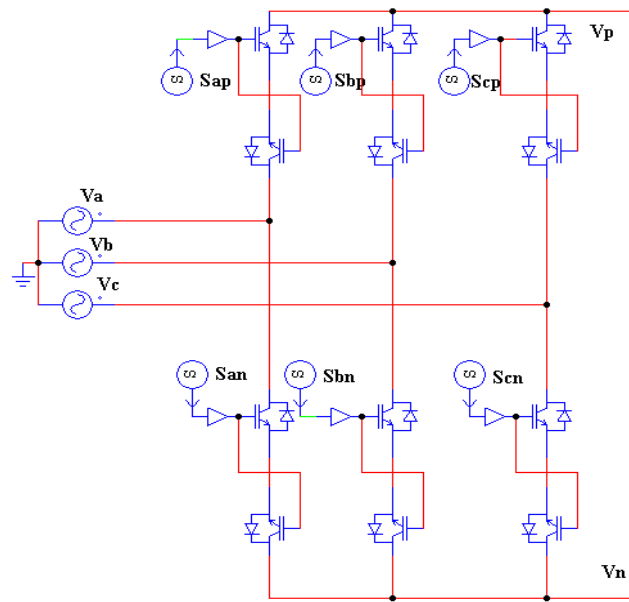


Figure II.2. Etage redresseur de CMI

L'étage redresseur est toujours commandé pour assurer un maximum de tension S_{pn} de sorte que la modulation sur l'étage onduleur commande le rapport global de transfert de tension. Par conséquent, on peut éliminer le vecteur nul [18].

Les interrupteurs du redresseur $S_{ap}, S_{bp}, S_{cp}, S_{an}, S_{bn}, S_{cn}$ peuvent avoir seulement six combinaisons possibles pour éviter le circuit ouvert, ces six combinaisons sont divisées en six vecteurs actifs du courant d'entrée I_1 à I_6 [18].

Les interrupteurs bidirectionnels du redresseur sont commandés de sorte que les lignes d'entrée ne doivent jamais être court-circuitées.

$$S_{ap} + S_{bp} + S_{cp} = 1$$

$$S_{an} + S_{bn} + S_{cn} = 1$$

(II.6)

Le tableau suivant représente toutes les combinaisons valides des commutateurs de l'étage redresseur ainsi que les tensions de sortie et les courants d'entrée.

Tableau II.1 États des interrupteurs et vecteurs de commutations du redresseur

Etats des interrupteurs						Tension de sortie			Courant d'entrée		
<i>Sap</i>	<i>Sbp</i>	<i>Scp</i>	<i>San</i>	<i>Sbn</i>	<i>Scn</i>	<i>Vp</i>	<i>Vn</i>	<i>Vpn</i>	<i>Ip</i>	<i>In</i>	<i>Ipn</i>
1	0	0	0	0	1	<i>Va</i>	<i>Vc</i>	<i>Vac</i>	<i>Ia</i>	<i>Ic</i>	<i>Iac</i>
0	1	0	0	0	1	<i>Vb</i>	<i>Vc</i>	<i>Vbc</i>	<i>Ib</i>	<i>Ic</i>	<i>Ibc</i>
0	1	1	1	0	0	<i>Vb</i>	<i>Va</i>	<i>Vba</i>	<i>Ib</i>	<i>Ia</i>	<i>Iba</i>
0	0	1	1	0	0	<i>Vc</i>	<i>V</i>	<i>Vca</i>	<i>Ic</i>	<i>Ia</i>	<i>Ica</i>
0	0	0	0	1	0	<i>Vc</i>	<i>Vb</i>	<i>Vcb</i>	<i>Ic</i>	<i>Ib</i>	<i>Icb</i>
1	0	0	0	1	0	<i>Va</i>	<i>Vb</i>	<i>Vab</i>	<i>Ia</i>	<i>Ib</i>	<i>Iab</i>

Pour maintenir un ensemble des courants d'entrée avec un facteur de puissance contrôlable, les tensions d'entrée doivent être synchronisées avec les courants d'entrée. Par l'utilisation de la transformation d'espace vectorielle (SVM), cet ensemble de courants d'entrée peut être transformé en vecteur de courant d'entrée de référence I_{in} , qui peut être exprimé comme : [19]-[20]

$$I_{in} = I_{im} \exp(\omega_i t - \varphi) = \tag{II.7}$$

Avec :

I_{im} : Amplitude

θ_{in} : L'angle du vecteur courant de référence dans le secteur actuel ou se trouve celui-ci.

La variable θ_{in} : est égale au $(\omega_i t - \varphi_i)$ ou φ_i est le déphasage entre les courants d'entrée et les tensions d'entrée (Figure II. 3)

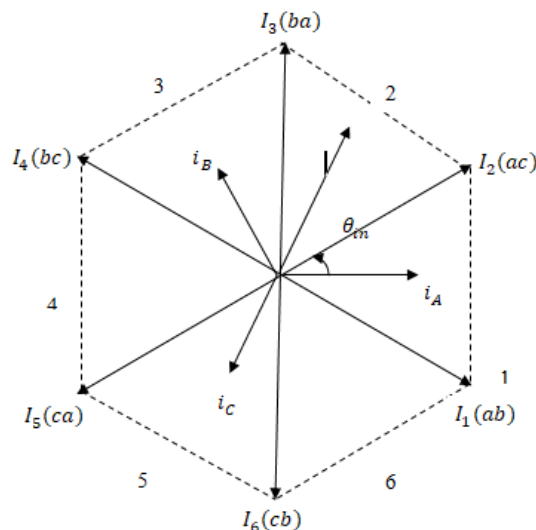


Figure II.3. Les sept positions du vecteur spatial du courant d'entrée

Pendant une période de commutation I_{in} , est synthétisé à partir des vecteurs actifs adjacents I_γ et I_δ avec les rapports cycliques d_γ et d_δ respectivement (Figure II.4). Si les courants d'entrée sont considérés constants pendant une période de commutation T_c , le vecteur courant de référence est exprimé comme suit :

$$I_{in} = d_\gamma \cdot I_\gamma + d_\delta \cdot I_\delta + d_0 \cdot I_0 \quad (II.8)$$

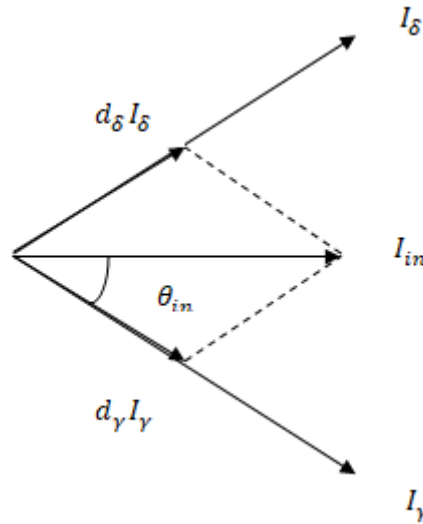


Figure II.4. La position du vecteur de courant d'entrée

Le calcul des rapports cycliques d_γ et d_δ sont relatifs aux courants I_γ et I_δ , sont données par les équations suivantes : [18]

$$\begin{cases} d_\gamma = m_R \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{in}\right) \\ d_\delta = m_R \sin(\theta_{in}) \\ d_0 = 1 - d_\gamma - d_\delta \end{cases} \quad (II.9)$$

Avec:

m_R : L'indice de modulation du redresseur.

$$0 \leq m_R \leq 1 \quad (II.10)$$

Toutefois, le fait que la tension du bus continu ne peut être négative, trois de ces combinaisons ne sont pas utilisables (vecteurs courants nuls). En conséquence, les nouveaux rapports cycliques ajustés de l'étage redresseur sont déterminés par la relation

$$\begin{cases} d_\gamma^R = \frac{d_\gamma}{d_\gamma + d_\delta} \\ d_\delta^R = \frac{d_\delta}{d_\gamma + d_\delta} \end{cases} \quad (II.11)$$

II.3.3. Commande de l'étage onduleur

Les signaux de commande des commutateurs supérieurs restent inchangés et sont obtenues comme dans la configuration conventionnelle, quant aux signaux inferieurs ils sont aussi générés conventionnellement mais, ils sont inverser par le moyen d'un opérateur logique NOT.

Les signaux de commandes des commutateurs communs (q_a, q_b, q_c) sont générés en appliquant un operateur logique XOR ou NXOR à ces signaux dérivés par les commutateurs supérieurs (q_1, q_2, q_3) et les commutateurs inferieurs (q_4, q_5, q_6) [21]-[22].

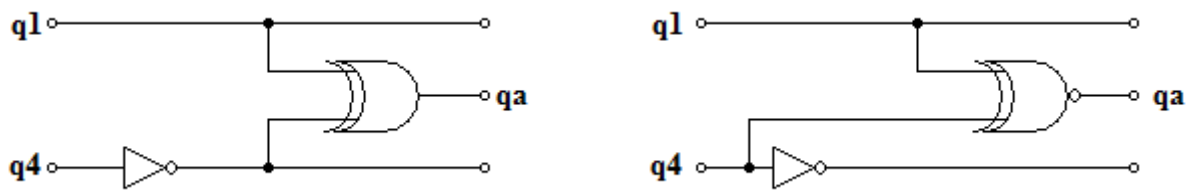


Figure II.5. Les deux méthodes de génération du signal q_a

Pour éviter que les commutateurs supérieurs et inférieurs conduisent en même temps, la protection du convertisseur contre les court-circuités accidentel est assurée grâce au temps mort inséré par l'operateur logique XOR [23]-[24].

Une analyse combinatoire de tous les états (ouvert ou fermé) des interrupteurs de l'onduleur $q_1, q_2, q_3, q_a, q_b, q_c$ permet d'avoir seulement huit combinaisons possibles pour éviter le court-circuit de la tension continue fictive V_{pn} [15].

Les huit combinaisons sont divisées en six vecteurs actifs V1 à V6 dont deux sont nuls V_0 à V_7 , qui permet de calculer les vecteurs de tensions sortie correspondant.

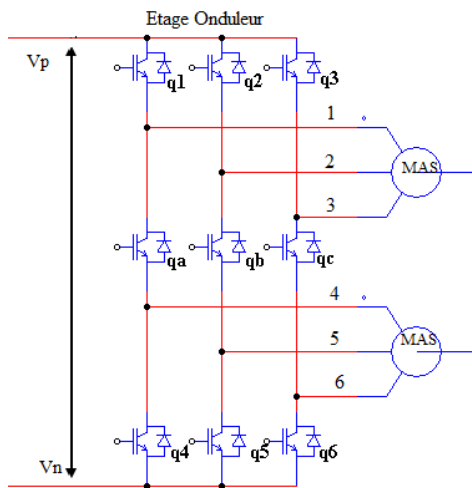


Figure II.6. Etage onduleur du CMI

En utilisant la modulation vectorielle (SVM), la tension de sortie générée par les six premières combinaisons est transformée en six vecteurs spatiaux de tensions de sortie comme il est montré dans la figure suivante :

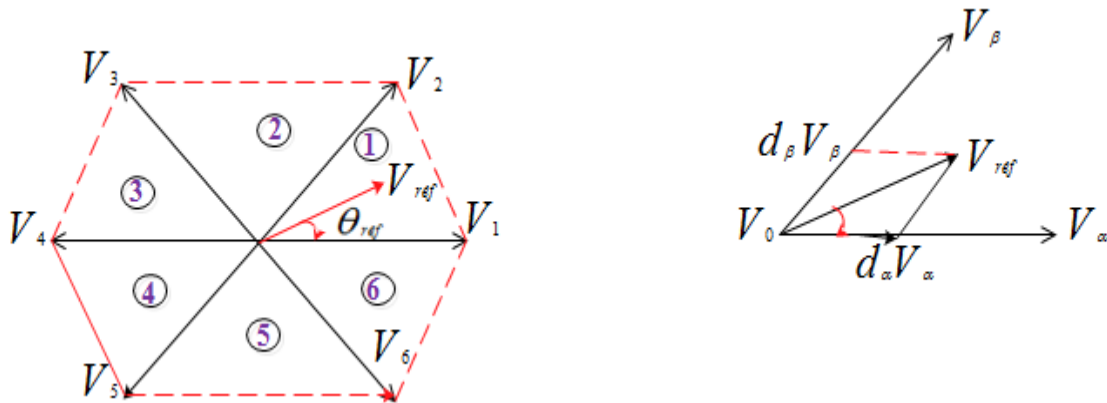


Figure II.7. Les sept positions du vecteur spatial de la tension de sortie, et la synthèse du vecteur de référence dans un secteur donné

Les tensions triphasées de sortie désirées en utilisant la modulation vectorielle est transformée en vecteur de tension de sortie référence $V_{réf}$ qui tourne le long d'une trajectoire circulaire avec une fréquence ω_0 dans le diagramme de vecteur spatiale [15].

Ce vecteur de référence peut être exprimé sous la forme

$$V_{réf} = V_{max} \angle \theta_{réf} \quad (II.12)$$

Avec :

V_{max} : Amplitude.

$\theta_{réf}$: L'angle du vecteur courant de référence dans le secteur actuel ou se trouve celui-ci.

Le diagramme des vecteurs spatiaux de l'onduleur de tension est divisé en six secteurs, suivant les indications du schéma de la (Figure II.7) Le vecteur de référence peut être synthétisé par deux vecteurs spatiaux adjacents V_α, V_β et le vecteur de tension nul V_0 , dans un secteur donné. Pendant une période de commutation T_c , le vecteur de référence de sortie peut être synthétisé comme suit : [15]

$$V_{réf} = d_\alpha V_\alpha + d_\beta V_\beta + d_0 V_0 \quad (II.13)$$

Le calcul des rapports cycliques d_α, d_β et d_0 sont donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} d_\alpha = m_1 \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_{out}) \\ d_\beta = m_1 \sin(\theta_{in}) \\ d_0 = 1 - d_\alpha - d_\beta \end{cases} \quad (II.14)$$

Avec m_1 : L'indice de modulation du l'onduleur.

$$0 \ll m_1 = \frac{\sqrt{3}V_{\max}}{V_{pn}} \ll 1 \quad (\text{II.15})$$

II.3.4. Modulation complète du CMI

Pour réaliser la commande du convertisseur matriciel indirect sous les contraintes d'un facteur de puissance réglable à l'entrée, le transit bidirectionnel de puissance et la commutation à courant nul, il faut qu'il y ait une coordination entre la commande des interrupteurs du redresseur et celle des interrupteurs de l'onduleur. La commutation au niveau du redresseur se fait lorsque le courant est nul. Pour illustrer cette coordination, un cycle de commande durant le secteur I ainsi que les rapports cycliques relatifs à l'étage onduleur peuvent être déterminés par les relations suivantes : [15]

$$\begin{cases} t_{r1} = d_Y^R * T_{s\omega} \\ t_{i1} = \frac{1}{2} d_Y^R * d_0 * T_{s\omega} \\ t_{i2} = d_Y^R * d_\alpha * T_{s\omega} \\ t_{i3} = d_Y^R * d_\beta * T_{s\omega} \\ t_{i4} = \frac{1}{2} d_\delta^R * d_0 * T_{s\omega} \\ t_{i5} = d_\delta^R * d_\beta * T_{s\omega} \\ t_{i6} = d_\delta^R * d_\alpha * T_{s\omega} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

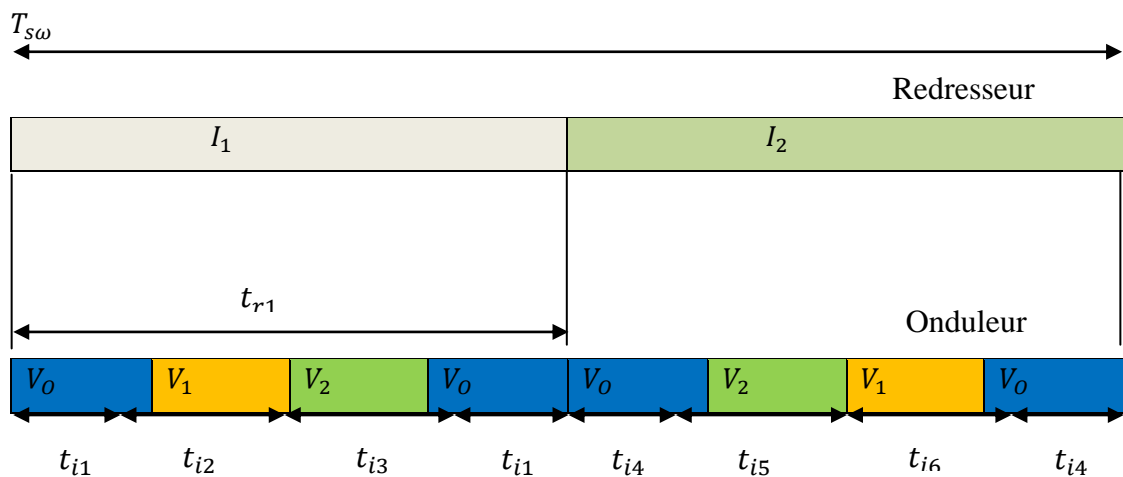


Figure II.8. Séquence de commutation du convertisseur matriciel indirect dans le secteur

II.4 Résultats de simulation et interprétation

Pour étudier les performances du convertisseur matriciel commandé par la modulation vectorielle alimentent une charge (R-L), on utilise les paramètres de simulation suivant :

- La valeur efficace de la tension d'alimentation est = 220V .

- La fréquence d'alimentation $f_s = 50 \text{ Hz}$.
- $R = 5\Omega$.
- $L = 10\text{mH}$.

Les résultats de simulation obtenues pour une charge inductive (R, L) et une fréquence de sortie du IMC est de 50 HZ sont représentés sur les figures suivantes :

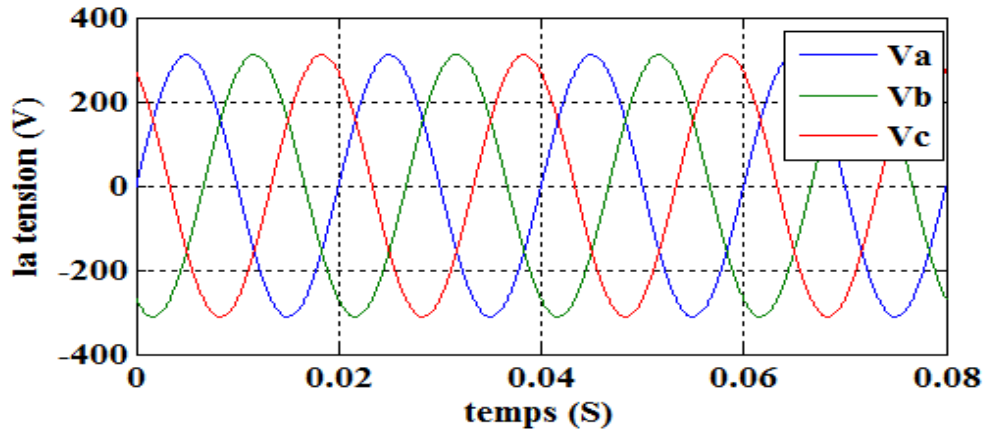
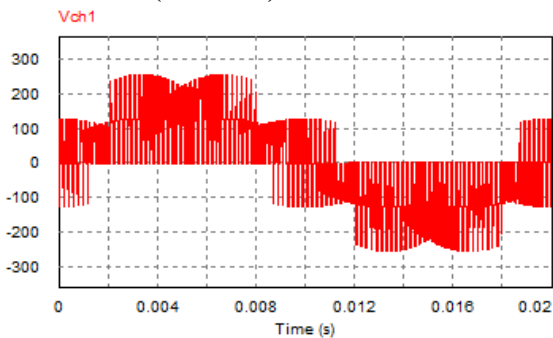


Figure II.9. Les tensions d'entrée de CMI

Système triphasé de charge 01
($f = 50\text{Hz}$)



Système triphasé de charge 02
($f = 50\text{Hz}$)

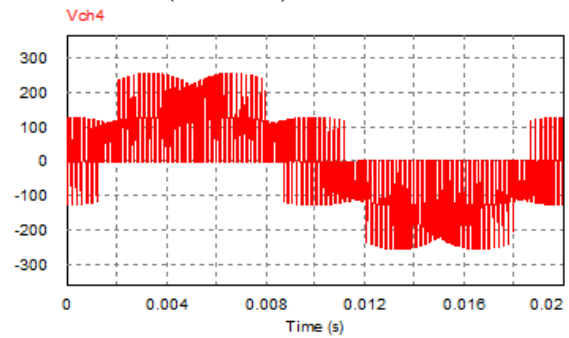


Figure II.10. Les tensions de sorties de la première phase de chaque système de charge

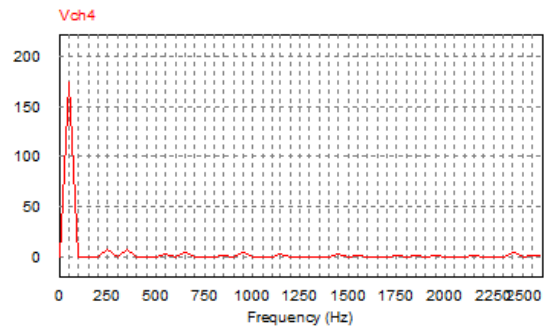
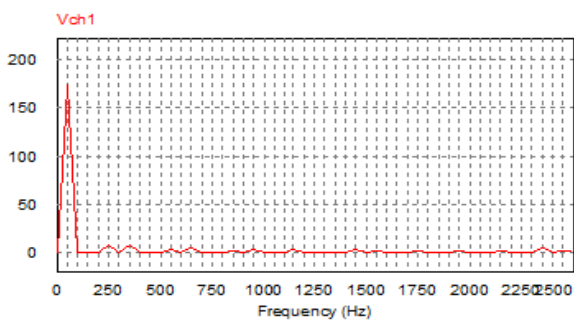


Figure II.11. Spectre de tensions de sorties de la première phase de chaque système de

charge

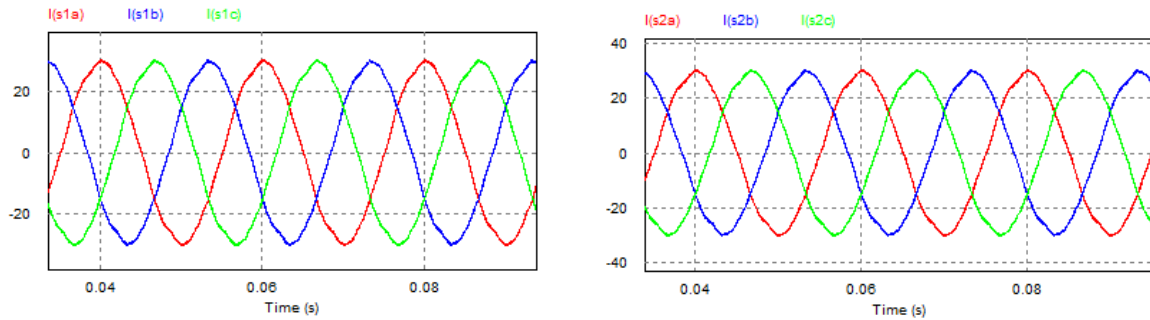


Figure II.12. Les courants de sortie de chaque système de charge du CMI

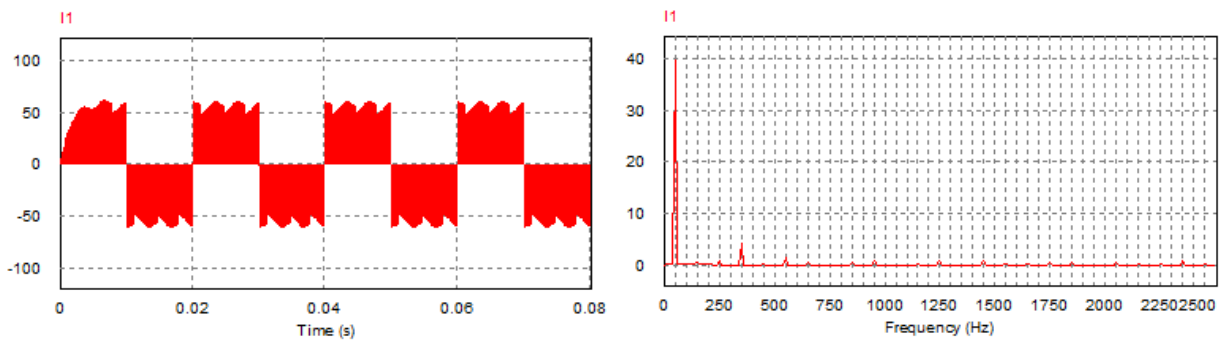


Figure II.13. Courant d'entrée du CMI et son spectre d'harmonique

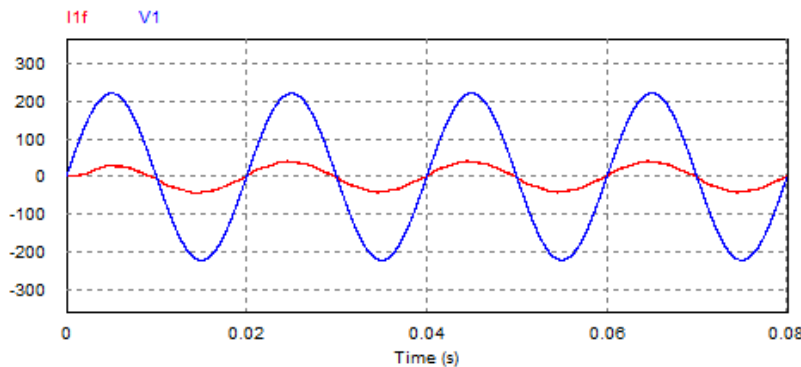


Figure II.14. Tension et courant d'entrée de CMI avec filtre.

Les figures (Figure II.10 et Figure II.11) représentent les premières tensions de phase de sortie du CMI de chaque système de charge ainsi leurs spectres d'harmonique avec une fréquence d'alimentation 50 Hz pour une charge inductive, on peut constater que la forme d'onde de la tension est acceptable malgré l'apparition de quelques harmoniques.

La figure (Figure II.12), représente le courant de sortie de CMI pour chaque système de charge qui est de forme sinusoïdale.

La figure (Figure II.13), représente le courant d'entrée sans filtre ainsi son spectre d'harmonique.

La figure (Figure II.14), représente la tension d'entrée et le courant d'entrée avec filtre du CMI pour fréquence d'alimentation 50 Hz, on remarque que le courant est en phase avec la tension et ceci montre la propriété de CMI de pouvoir contrôler le facteur de puissance à l'entrée.

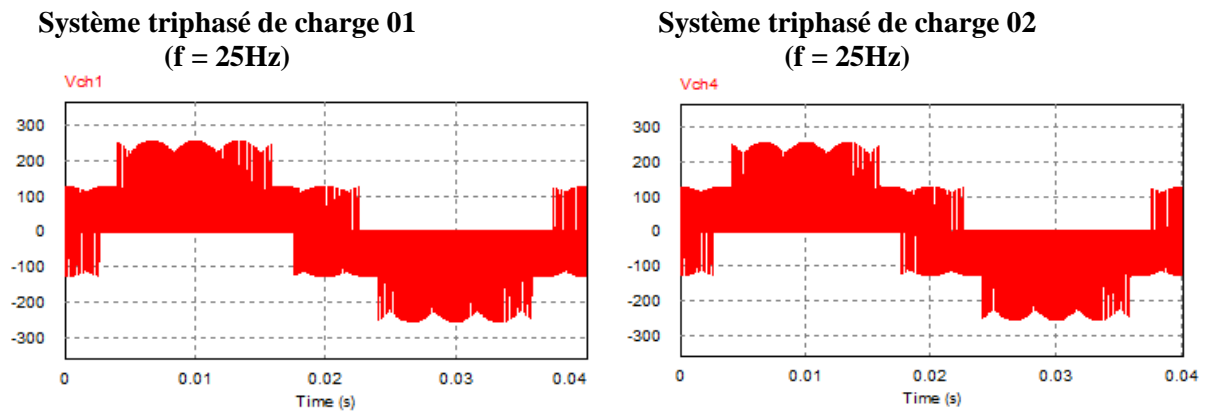


Figure II.15. Les tensions de sorties de la première phase de chaque système de charge

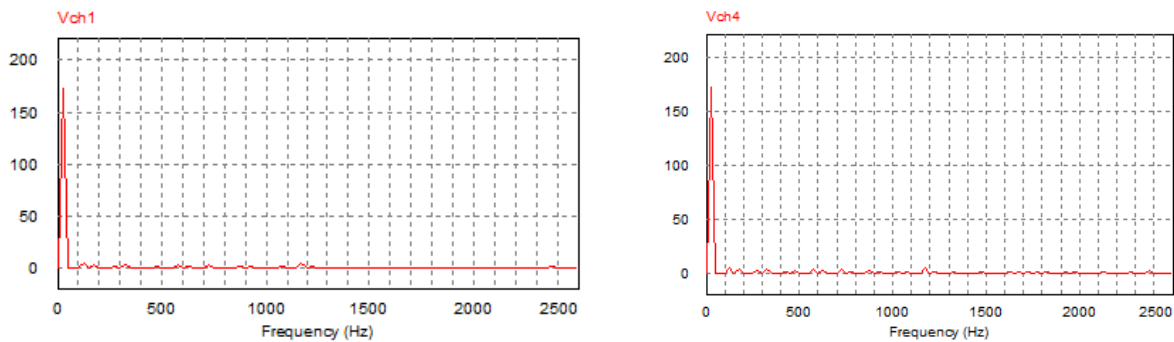


Figure II.16. Spectre de tensions de sorties de la première phase de chaque système de charge

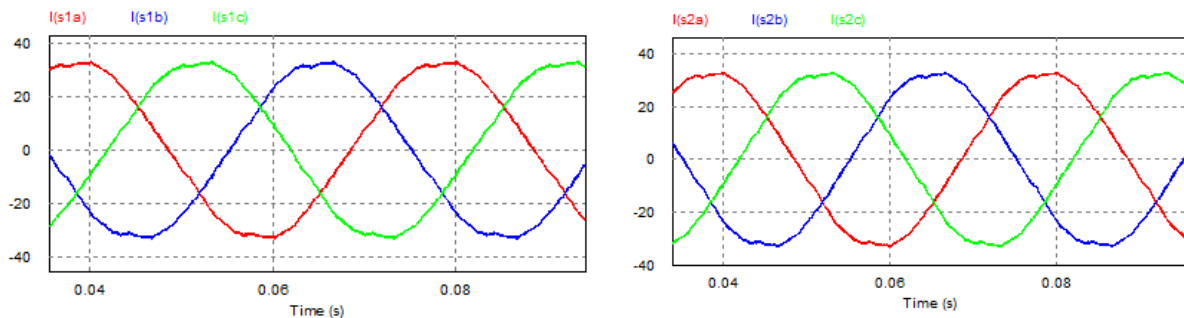


Figure II.17. Les courants de sortie de chaque système de charge du CMI

Les figures (Figure II.15 et Figure II.16) représentent les performances de CMI à double sortie pour une fréquence d'entrée 50 Hz et une fréquence de sortie de 25 Hz et ce pour deux systèmes triphasés de charge inductive. On constate les mêmes remarques lors du fonctionnement à 50 Hz.

II.5. Conclusion

Ce chapitre présente une nouvelle topologie du convertisseur matriciel, les résultats théoriques d'analyse et de simulation montrent que le CMI satisfait les performances suivantes :

- Les formes d'ondes des d'entrée presque sinusoïdales.
- Le convertisseur peut fournir un facteur de puissance unitaire à l'entrée.
- Ne nécessite aucun élément de stockage intermédiaire.
- Le convertisseur offre un rendement meilleur que le convertisseur matriciel direct, puisque les commutations de l'étage redresseur ont lieu à courant zéro.

Le chapitre suivant sera consacré à la Commande Directe du Couple par modulation vectorielle DTC-SVM de deux machines asynchrones triphasées alimentées par CMI à double sortie.

Chapitre III

III.1.Introduction

Ces dernières années, beaucoup d'études ont été développées pour découvrir différentes solutions pour la commande de la machine asynchrone ayant les caractéristiques de la réponse précise et rapide de couple.

Parmi toutes les méthodes utilisées pour commander les machines asynchrones, la commande directe du couple occupe une place importante. Cette technique consiste à contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique, par des grandeurs liées uniquement au stator.

La commande directe du couple, venu du terme anglais " Direct Torque Control (DTC)", des machines asynchrones proposé par *TakachachietDepenbroke* est apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques [25]. Cependant, DTC classique présente plusieurs inconvénients, dont le plus important est que la fréquence de commutation des onduleurs n'est pas constante, ce qui implique des taux de distorsions harmoniques des courants dans la machine qui ne sont pas maîtrisés. Pour remédier à ce problème, et dans le but d'accroître l'efficacité du système de commande ce chapitre propose d'associer la DTC classique à une modulation vectorielle (SVM) pour une deux machines asynchrones alimentées par CMI à double sortie.

III.2.Commande de deux machines asynchrones par (DTC-SVM)

III.2.1.Modélisation de la MAS

III.2.1.1.Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la machine, on va admettre les hypothèses simplificatrices suivantes [26].

- Entrefer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

III.2.1.2.Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée – diphasée suivie d'une rotation (Figure III.1). Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère mobile (dq) . Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la

transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle, les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider. En effet, si l'on note par θ_s (resp. par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques), ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r$$

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives.

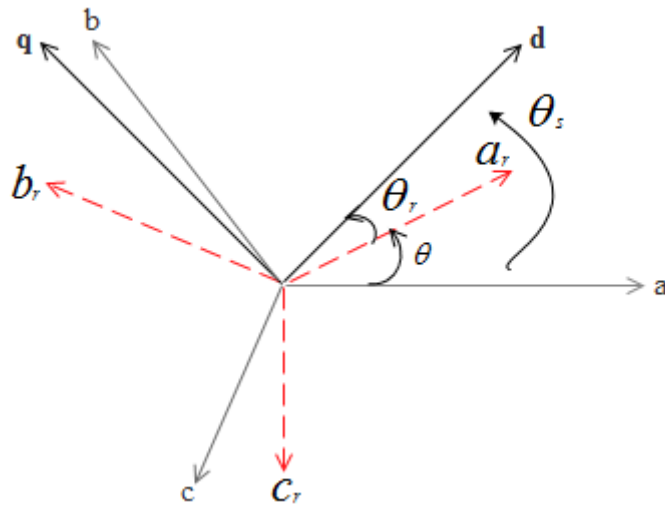


Figure III.1 Représentation du repère de Parck.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_c \end{bmatrix} = [p(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = [p^{-1}(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Ou (C) est une constante qui peut prendre soit les valeurs (2/3) ou (1) pour le non conservation de puissance, soit la valeur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une conservation de puissance.

Dans notre cas, nous prendrons : $C = \sqrt{\frac{2}{3}}$ (III.3)

Ces équations précédentes peuvent être appliquées aussi pour n'importe quelles autres grandeurs telles que les courants et les flux.

III.2.1.3. Modèle de la machine en vue de la commande

Parmi les différentes formes de modèles utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise les courants statoriques et les flux statoriques et la vitesse de rotation, comme variables d'état et les tensions (V_{ds}, V_{qs}) comme variables de commande. Ce modèle est présenté dans le référentiel (d, q), lié au champ tournant. Ce modèle est exprimé par le système d'équations suivant :

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (III.4)$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (III.5)$$

Par ailleurs l'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (III.6)$$

L'équation du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction des courants statoriques et du flux statorique comme suit:

$$C_e = p(\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}) \quad (III.7)$$

III.3. Principe et schéma de la commande DTC-SVM

Le schéma bloc de la commande DTC-SVM de deux machines alimentées par un CMI à double sortie et unique entrée est représenté sur la figure suivante (Figure III.2) :[27]

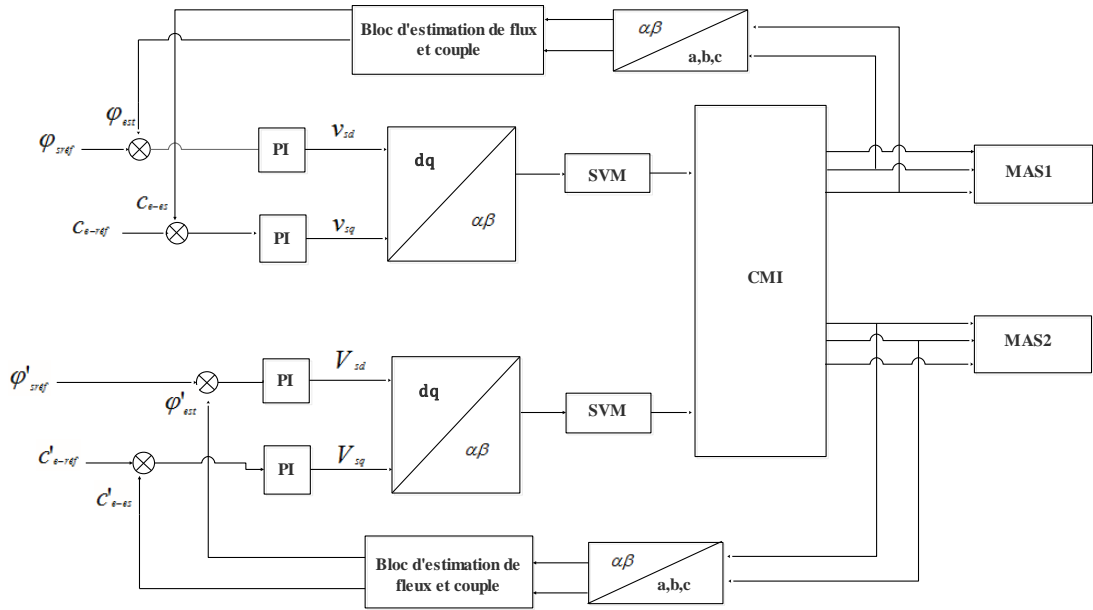


Figure III.2 schéma structurel d'une commande par DTC-SVM basée sur des régulateurs PI

III.3.1. Les estimateurs

❖ Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques (Courant et tension) de la machine, la tension au stator est définie par :

$$v_s = r_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (III.8)$$

Le flux statorique est donc :

$$\bar{\phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - \bar{R}_s \bar{I}_s) dt \quad (III.9)$$

En décomposant selon les composantes directes et quadratiques via la transformée de Clarke on obtient :

✓ Pour la machine 1 :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha 1} = \int_0^t (V_{s\alpha 1} - R_{s1} I_{s\alpha 1}) dt \\ \phi_{s\beta 1} = \int_0^t (V_{s\beta 1} - R_{s1} I_{s\beta 1}) dt \\ \phi_{s1} = \phi_{s\alpha 1} + j\phi_{s\beta 1} \end{cases} \quad (III.10)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\bar{\phi}_{s1} = \sqrt{\bar{\phi}_{s\alpha 1}^2 + \bar{\phi}_{s\beta 1}^2} \quad (III.11)$$

✓ **Pour la machine2 :**

$$\begin{cases} \varphi'_{s\alpha 2} = \int_0^t (V_{s\alpha 2} - R_{s1} I_{s\alpha 2}) dt \\ \varphi'_{s\beta 2} = \int_0^t (V_{s\beta 2} - R_{s1} I_{s\beta 2}) dt \\ \varphi_{s2} = \varphi_{s\alpha 2} + j\varphi_{s\beta 2} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\overline{\varphi}'_{s2} = \sqrt{\overline{\varphi}'_{s\alpha 2}{}^2 + \overline{\varphi}'_{s\beta 2}{}^2} \quad (\text{III.13})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur φ_s est déterminée à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$, l'angle θ_s est égale à :

✓ **Pour la machine1 :**

$$\theta_{s1} = \arctan \frac{\overline{\varphi}_{s\beta 1}}{\overline{\varphi}_{s\alpha 1}} \quad (\text{III.14})$$

✓ **Pour la machine 2 :**

$$\theta_{s2} = \arctan \frac{\overline{\varphi}'_{s\beta 2}}{\overline{\varphi}'_{s\alpha 2}} \quad (\text{III.15})$$

❖ Estimation du couple

Une fois les deux composantes du flux sont obtenues, le couple peut être tiré facilement d'après la formule suivante: [28]

$$C_{em} = p(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{III.16})$$

✓ **Pour la machine1 :**

$$C_{em1} = p(\varphi_{s\alpha 1} I_{s\beta 1} - \varphi_{s\beta 1} I_{s\alpha 1}) \quad (\text{III.17})$$

✓ **Pour la machine2 :**

$$C_{em2} = p(\varphi'_{s\alpha 2} I_{s\beta 2} - \varphi'_{s\beta 2} I_{s\alpha 2}) \quad (\text{III.18})$$

III.3.2. Etapes de la réalisation des blocs SVM

Par conséquent, la modulation de largeur d'impulsion (MLI) vectorielle (SVM) peut être mise en application par les étapes suivantes :

- ✓ **Étape 1 :** détermination des tensions de référence $V_{s\alpha}, V_{s\beta}, V_{réf}$
- ✓ **Étape 2 :** détermination des secteurs (θ)
- ✓ **Étape 3 :** calcul des temps d'application T1, T2 et T0 des vecteurs adjacents pour chaque secteur.
- ✓ **Étape 4:** Création des impulsions de commutation de chaque transistor

❖ Étape 1. Détermination $V_{s\alpha}, V_{s\beta}, V_{réf}$

Les équations $V_{s\alpha}, V_{s\beta}, V_{réf}$ et l'angle (θ) peuvent être déterminés comme suit : [29]

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

$$\bar{V}_{réf} = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \quad (\text{III.20})$$

❖ Étape 2. Détermination des secteurs (θ)

Le secteur est déterminé selon la position du vecteur $V_{réf}$, dans le plan complexe (α, β), tel que cette position présente la phase θ de ce vecteur définie comme suite [30].

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_{s\alpha}}{V_{s\beta}} \right) \quad (\text{III.21})$$

❖ Étape 3. Détermination des temps d'applications T1, T2 et T0

Les temps T1, T2 et T0 sont déterminés de la même façon développée dans le chapitre II dans la partie Modulation vectorielle pour chaque onduleur alimentant une machine asynchrone.

III.4. Simulation numérique et interprétation

III.4.1. Résultats de simulation de l'alimentation directe de 02 MAS par des tensions sinusoïdales

L'étude par simulation numérique du comportement dynamique de deux MAS alimentées directement par des tensions sinusoïdales, par CMI à double sortie commandé par SVM et enfin le comportement de ces machines sous la DTC-SVM est réalisée sous *MATLAB/SIMULINK*.

Les paramètres de simulation sont :

- Tension d'alimentation : 220V.
- La valeur du flux de référence pour les deux machines : 1Wb.
- Les couples de références sont égaux aux couples résistants.
- Fréquence d'entrée : 50Hz.

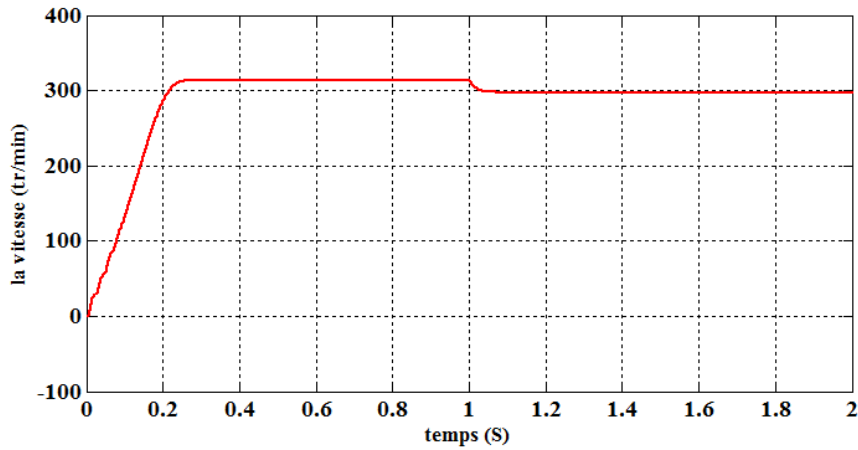


Figure III.3. La vitesse de la MAS

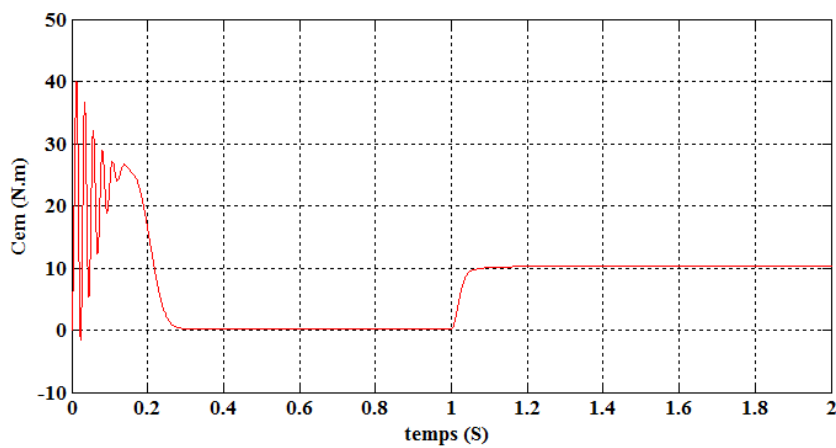


Figure III.4. Le couple électromagnétique de MAS

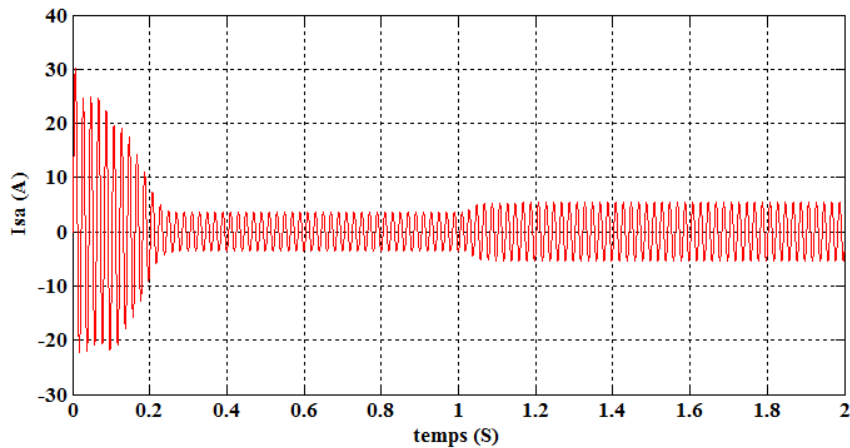


Figure III.5. Le courant statorique de la MAS

❖ Interprétation des résultats

Dans l'intervalle du temps $t = [0 \ 1]$ s : la machine est à vide.

Augmentation de la vitesse qui, à $t = 0.29$ s, atteint une valeur de 313.6 rad/s (figure III.3) ;

Le couple électromagnétique présente des pulsations importantes puis se stabilise à $t = 0.29$ s à une valeur de 1.25 N.m (figure III.4) ;

A partir de l'intervalle $[1 \ 2]$ s : application d'une charge $C_r = 10$ N.m

On observe une chute de la vitesse; par contre on a des augmentations pour les deux grandeurs courant et couple respectivement, le courant suit toujours sa forme sinusoïdale, mais à une valeur de 5.2 A et pour le couple, il augmente jusqu'à une valeur qui dépasse la valeur nominale 10.28 N.m.

III.4.2. Résultats de simulation de l'alimentation directe de deux machines asynchrones commandée par CMI

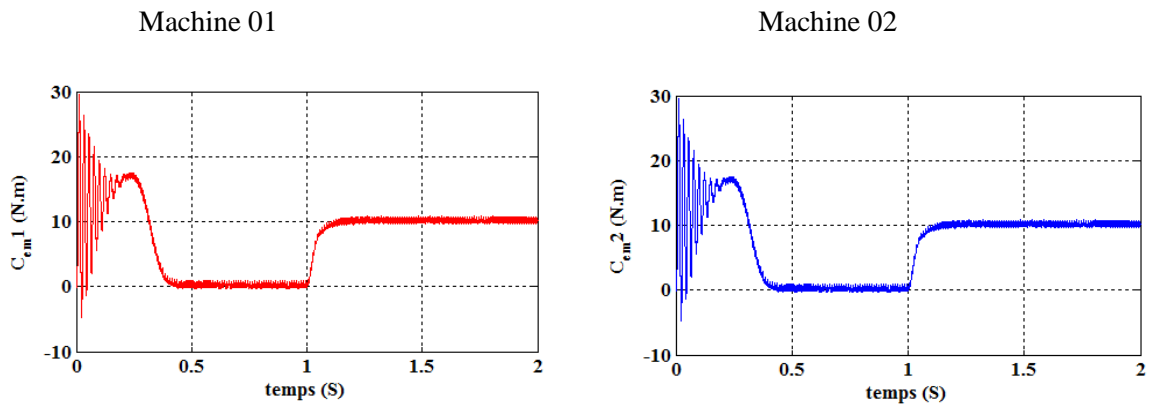


Figure III.6. Allure du couple électromagnétique pour les deux machines

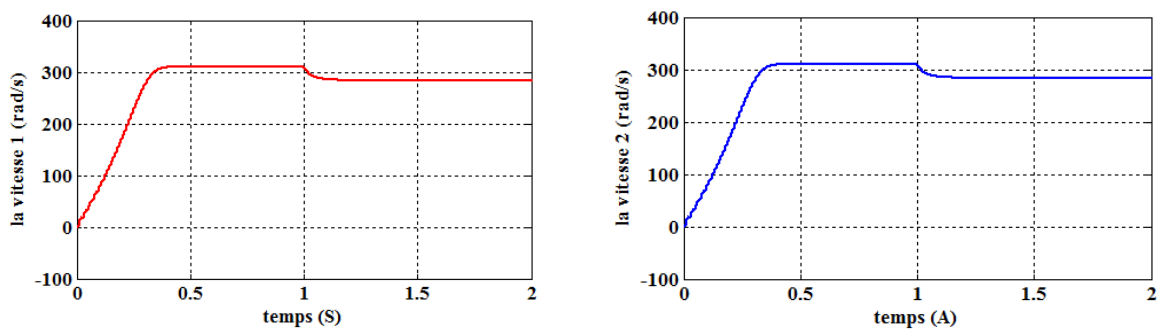


Figure III.7. Allure de la vitesse pour les deux machines

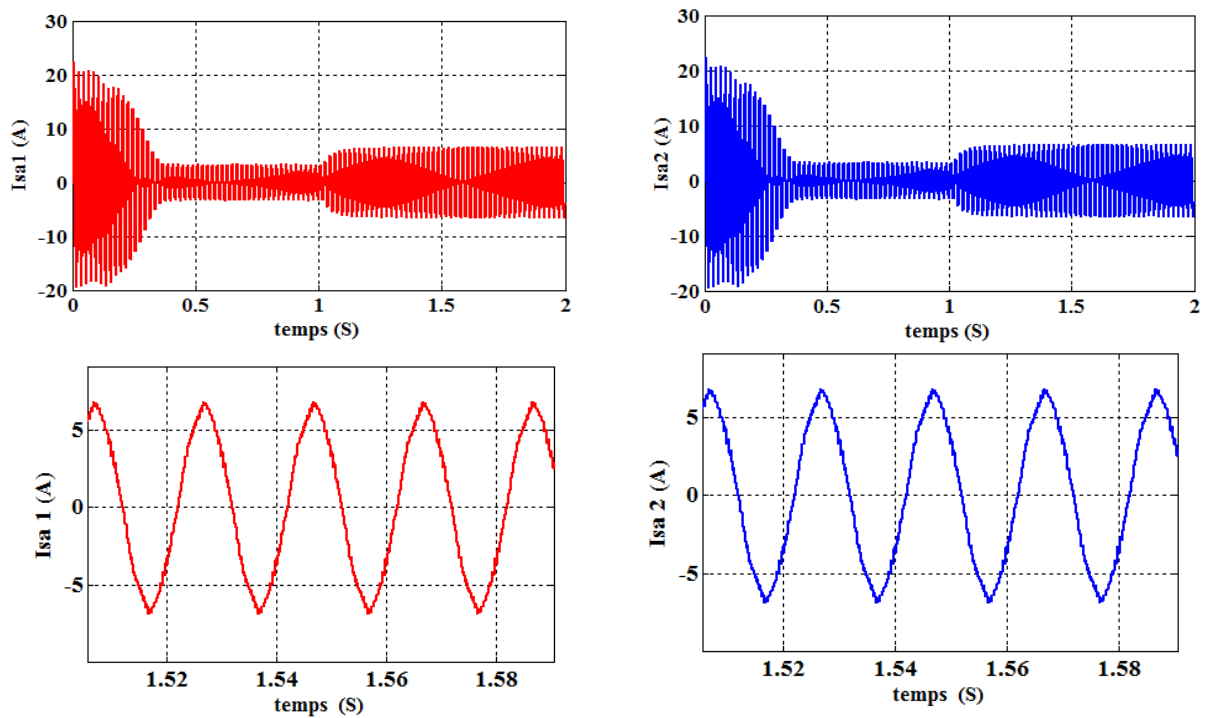


Figure III.8. Allure des courants pour les deux machines

❖ Interprétation des résultats

Les figures (Figure III.6, figure III.7 et figure III.8) illustrent le démarrage des deux machines asynchrones alimentées par un CMI à double sortie commandé par la technique de la modulation vectorielle (SVM). A $t = 1$ s, un couple résistant de $C_r = 10$ N.m est appliqué et les deux vitesses diminuent (augmentation du glissement). Le couple électromagnétique C_{em} (N.m) des deux machines augmente. Les courants absorbés par les deux machines asynchrones triphasées est presque sinusoïdal.

III.4.3. les résultats de simulation des deux MAS alimentées par un CMI à double sortie Commandée Par DTC- SVM

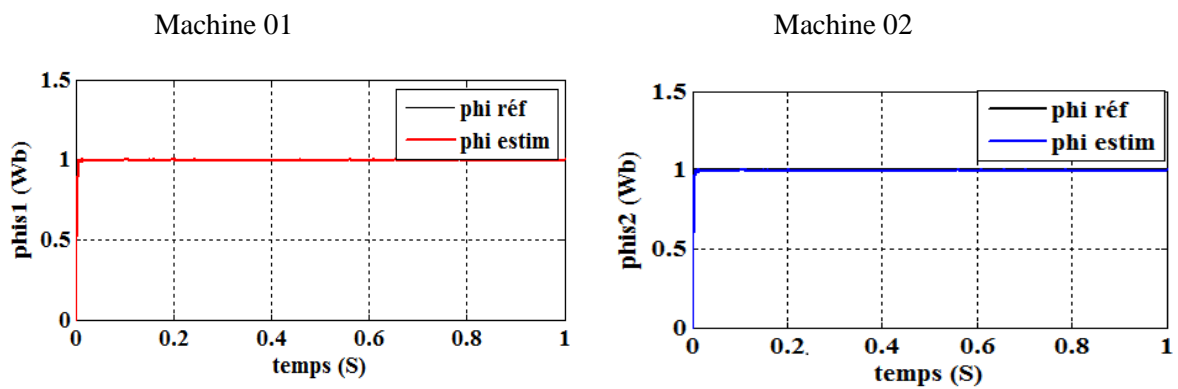


Figure III.9. Allure du flux estimé et référence pour les deux machines

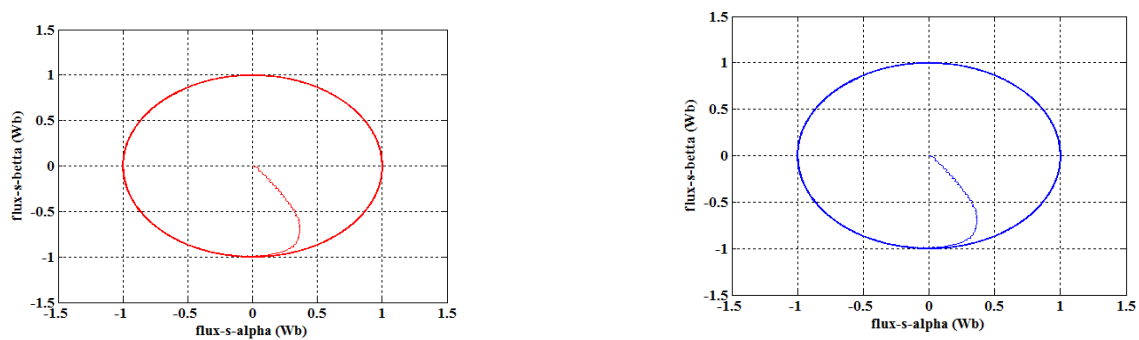


Figure III.10. Flux statorique dans le plan (α, β)

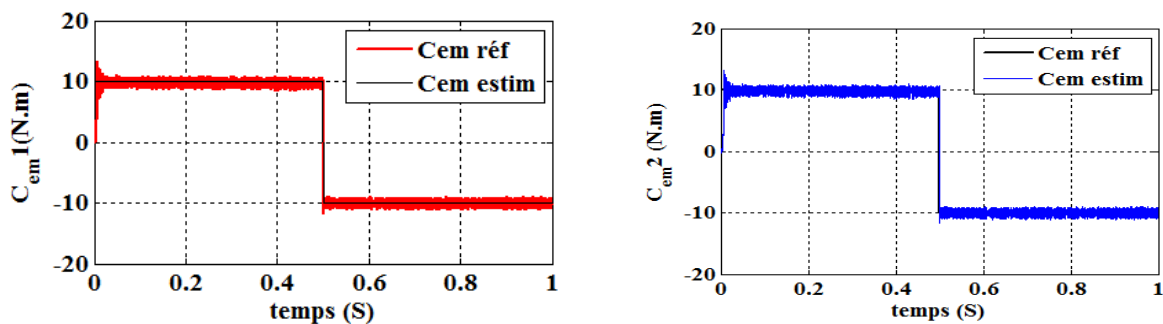


Figure III.11. Allure du couple électromagnétique estimé et référence pour les deux machines

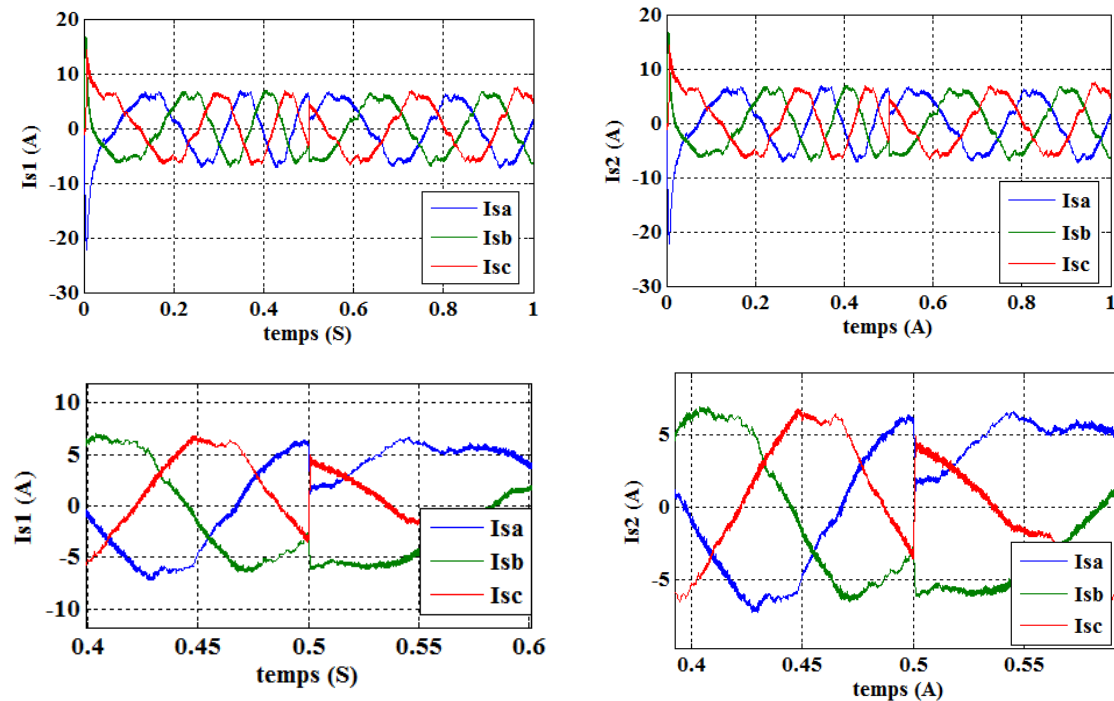


Figure III.12 Allure des courants statorique pour les deux machines

❖ **Interprétation des résultats**

Les figures (figure III.9 et III.11) représentent les résultats de simulation du flux statorique et du couple électromagnétique par la commande DTC-SVM pour les deux machines et cela avec un échelon de consigne de 10 N.m et 1 Wb pour les deux, puis à l’instant $t = 0.5s$ l’échelon est égal a -10 N.m. On remarque que la réponse du couple suit parfaitement la consigne lors du changement de référence en régime permanent pour les deux machines.

La figure (III.10) représente les résultats de simulation du flux statorique dans le plan (α, β) pour les deux machines. Qui démarre du point $(0, 0)$ et décrit une trajectoire circulaire pour suivre un cercle de rayon 1 Wb.

La figure (III.12) montre l’allure des courants statoriques et leurs zoom pour les deux machines qui ont une forme sinusoïdale à l’instant $t = 0.5s$ lors du changement de référence du couple.

Les résultats obtenus montrent que la commande DTC-SVM c’est la plus performante à savoir la minimisation des pulsations du couple et du flux des deux MAS.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande directe de couple de deux MAS alimentées par un CMI à double sortie de tension à SVM. Généralement l'utilisation de la SVM permet de réduire les ondulations et les harmoniques au niveau du courant et de couple. La nouvelle méthode (DTC-SVM) est capable de travailler avec une fréquence constante du convertisseur de puissance, ce fonctionnement est assuré par l'utilisation d'une modulation vectorielle pour laquelle, à chaque période de modulation, sont appliqués deux vecteurs actifs de tension et un vecteur nul. La théorie de base du DTC-SVM de deux MAS montre que le couple peut être commandé par le contrôle du changement de la vitesse de rotation. Nous avons simulé notre alimenté par un CMI à double sortie de par la MLI vectorielle (SVM).

Les simulations ont été effectuées sous l'environnement Matlab/Simulink. Puisque la commande par DTC-SVM est simple et facilement réglable avec des bonnes performances.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif principal de ce mémoire a été d'étudier la commande d'une nouvelle structure de convertisseur à interrupteurs réduits nommé le CMI à double sortie et unique entrée appliquée à la conduite de deux machines asynchrones contrôlées par la DTC-SVM.

Dans le premier chapitre, Nous avons commencé par des généralités sur les CMI à double sortie, et une description des principales topologies des convertisseurs matriciels.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté la technique de commande SVM du convertisseur matriciel indirect; puis on a effectué des tests de simulation pour vérifier nos résultats. Les résultats obtenus avec la technique de commande (SVM) sont satisfaisants vu la qualité des signaux sur une charge inductive (R-L) et avec différentes fréquence de sortie. D'après les résultats obtenus on a déduit les performances de CMI à double sortie :

- Les formes d'ondes d'entrée presque sinusoïdales.
- Le convertisseur peut fournir un facteur de puissance unitaire à l'entrée.
- Ne nécessite aucun élément de stockage intermédiaire.
- Le convertisseur offre un rendement meilleur que le convertisseur matriciel direct, puisque les commutations de l'étage redresseur ont lieu à courant zéro.

Le troisième chapitre est consacré à l'utilisation de technique DTC-SVM en boucle fermée. Avec cette technique la fréquence de commutation est constante et l'amplitude des ondulations du couple, du flux et des courants sont réduites, d'autre coté, les pertes d'harmoniques et l'échauffement dans la machine électrique. Les résultats de simulation présentés montrent l'efficacité de la technique utilisée pour l'amélioration des performances de la DTC.

Ce travail nous a permis d'élargir nos connaissances dans le domaine de l'électronique de puissance, tel que : les différentes topologies des convertisseurs matriciels indirects, la stratégie de commande de CMI avec les deux méthodes SVM et la commande DTC-SVM ainsi que la maîtrise de l'outil de simulation sous *MATLAB/Simulink*.

Bibliographie

- [1] : livre Electronique de puissance ‘ structeur, commandes, application ’10^eédition, Donud.
- [2] : pdf (utilisation d’un convertisseur à neuf interrupteur pour l’alimentation de deux machines asynchrones.
- [3] : A. Kerrache&A.Korichi« Commande DTC-SVM Prédictive D’un Moteur asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique», Mémoire de Master en génie électrique, Université de Ouargla, juin 2013.
- [4] : Nguyen T., Lee H., "Dual Three-Phase Indirect Matrix Converter With CarrierBased PWM Method", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 2, pp. 569-581, February 2014
- [5] : Rivera M., Rodriquez J., Wu B., Espinoza J., Rojas C., "Current Control for an Indirect Matrix Converter with Filter Resonance Mitigation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 1, pp. 71-79, January 2012
- [6] :Aadam I. Harnekar, Anmol A. Welpulwar, AkshayEkbote, MadhaviNerkar. « Performance Analysis of DTC, FOC and their combination applied to Multiple Induction Motor Drives with FLI ». International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. Vol. 6, Issue 12, Décembre 2017.
- [7] : Yu Chen, member, IEEE, Gang Wen, student member « Sliding Mode Pulsewidth Modulation (SMPWM) for Nine-Switch Converter » State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Engineering and Technology (AEET) also the College of Electrical and Electronic Engineering (CEEE) Huazhong University of Science and Technology (HUST), Mai 2013.
- [8]: Abdul Quawi, Prof. MdHaseeb Khan « A Novel Three Phase Three Leg AC/AC Converter Using Nine IGBTs » International Journal of Innovative Research in Science Engineering and Technology, janvier 2017.
- [9] : F. Gruson. Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse. Thèse Doctorat de l’ecole centrale de Lille, 2003.
- [10] : Kai Sun Gang li. A nouvel algorithm for space vector modulated two-stage matrix converter. Department of Electrical Engineering, UniversityBeijing.China., 2001.
- [11] : M. Jussila. Comparaison of space vector modulated direct and indirect matrix converter in low-power application. Tampere University of technology, publication 686.
- [12] : R.A. Petrocelli. New modulation method for matrix converters. A thesis submitted to the University of Manchester for the degree of Doctor of Philosophy in the Faculty of Science and Engineering. May, 2002.

Bibliographie

- [13] : A. Saad et J. Ghouili M. Khalfallah, A. El afia. Etude comparative des performances de la modulation sinusoïdale régulière et la modulation vectorielle d'un onduleur a MLI. IEEE Transaction,Mai., 2005.
- [14] : E.M. Berkouk. Contribution a la conduit des machines asynchrones monophasé et triphasé alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Thèse de doctorat, CNAM,paris., 1995.
- [15] : A. Azib. Etude et commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels. Mémoire magister en électrotechnique, université de Bejaia, 2009.
- [16] : <http://dspace.univ ouargla.dz/jspui/handle/123456789/19888>, (Commande DTC-SVM de la machine à induction).
- [17] : K. Sangshin and amid A. Toliyat. An approach for matrix converter based induction motor drive with unity power factor and minimum switching losses. IEEE,Texas A and M University,College Station.
- [18]: : M. Yeong Lee. Three-level neutral-point-clamped matrix converter topology.MSc in Electrical Engineering, the University of Nottingham.
- [19] :FrancoisGruson « Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse». Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille, Décembre 2010.
- [20] :Bruno.F « Formalisme de modélisation et de synthèse des appliquée aux convertisseurs statiques à structure matriciels». Thèse de doctorat, Université des sciences et technologie de Lille, Janvier 1996.
- [21] : E. C. dos Santos Jr., C. B. Jacobina and O. I. da Silva « Six-phase Machine Drive Systemwith Nine-switch Converter » Federal University of Campina Grande (UFCG),58109-970 Campina Grande - PB – Brazil , 03 January 2012.
- [22]: Ahmed S. Salem, Ragi A. Hamdy, Ayman S. Abdel-Khalik, Ibrahim F. El Arabawy, Mostafa S. Hamad, « Performance of nine-switch inverter-fed asymmetrical six- phase induction machine under machine and converter faults »MEPCON, 2016.
- [23]:FengGao,Lei Zhang, Poh Chiang « Dead-Time Elimination of Nine-Switch Converter » Shandong University Jinan, China , Nanyang Technological University Singapor , 07 April 2011.
- [24]:T.Kominami, Y.Fujimoto « A Novel Nine-Switch Inverter for Independent Control of Two Three-phase Loads »Yokohama National University,octobre 2007.

Bibliographie

- [25]: A. Rahal et M.F Edjiri, « Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur, université Msila 2004.
- [26] : J.P. Hautier J.P. Caron. Modélisation et commande de la machine asynchrone. Edition technique France, 1998.
- [27] : A. SarinarToled, « Commande Directe Et Observation Des Convertisseurs De Puissance : Application A l'Onduleur De Tension Triphasé », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2000.
- [28] : MOKHTARI BACHIR, " Implantation De La DTCF Par Des Techniques De L'intelligence Artificielle Neuronale Et Neuro Floue : Application A La Machine Asynchrone Alimentée Par Des Onduleurs De Tension A Deux Et A Trois Niveaux ", Thèse de Magister en Électrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [29] : J. Bonal, G. Segulier, « Entraînement Électrique A Vitesse Variable, Rappels d'Électrotechnique De Puissance Et d'Automatique Les Variateurs Électroniques De Vitesse », Edition Technique et Documentation, Volume 2, Paris, 1998.
- [30] : B. Sebti, « Contribution A la commande Direct Du Couple Du Machine A Induction », Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Batna, 2011.

Annexe

Puissance nominale	$P_n=1500W$
Tension nominale	$V=220V$
Vitesse de synchronisme	$N=1500\text{tr}/\text{min}$
Fréquence d'alimentation	$f_s=50\text{Hz}$
Resistance statorique	$R_s=4.85 \Omega$
Resistance rotorique	$R_r=3.805\Omega$
Inductance propre cyclique statorique	$L_s=0.274H$
Inductance propre cyclique rotorique	$L_r=0.274H$
Inductance cyclique mutuelle	$L_m=0.258H$
Nombre de paire de pôles	$p=2$
Coefficient de frottement	$K_f=0.00114N.m.s$
Moment d'inertie	$J=0.031\text{kg}.m^2$