

République Algérienne Démocratique Et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur Et de la Recherche Scientifique



Université Abderrahmane Mira de Bejaia

Faculté De Technologie

Département De Génie Electrique

# Mémoire de fin d'études

En Vue D'obtention Du Diplôme Master

En Electrotechnique

*Option : Commande Des Systèmes Electriques*

*THEME :*

*Association convertisseur  
matriciel indirect-machine  
asynchrone pentaphsée*

Présenté par :

Mr. Abbas GUEDJALI

dirigé par :

Mr. L. ALLOUI

Année universitaire 2013/2014

## **Remerciements**

---

*Avant tout, je remercie DIEU le Tout-puissant de m'avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'étude et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.*

*Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à : notre promoteur Mr. ALOUI, pour sa disponibilité, ses remarques constructives et pour ses conseils qui m'ont apporté pour l'achèvement de ce mémoire.*

*Je tiens également à remercier les membres du jury qui m'ont fait l'honneur de juger ce travail.*

*Enfin remercie également mes collègues, et toutes les personnes qui m'ont aidé à la réalisation de ce travail.*

## *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail*

*A la mémoire de ma grande mère « Imma daouia ».*

*A mes très chers parents.*

*A mes frères et mes sœurs.*

*A toute ma famille.*

*A tous mes amis.*

*Abbas*

## *Principales notations et abréviations*

---

$I_{ds}, I_{dr}$  : Sont des courants statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d

$I_{qs}, I_{qr}$  : Sont des courants statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q

$\varphi_{ds}, \varphi_{dr}$  : Sont des flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d

$\varphi_{qs}, \varphi_{qr}$  : Sont des flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q

$V_{ds}, V_{dr}$  : Tensions statoriques et rotoriques respectivement suivant l'axe d

$V_{qs}, V_{qr}$  : Tensions statoriques et rotoriques respectivement suivant l'axe q

$\omega_r$ : C'est la vitesse de rotation du champ rotorique.

$\omega_s$ : C'est la vitesse de rotation du champ statorique.

$\Omega$  : Vitesse de rotation de la machine pentaphasée.

$L_m$ : Sont les inductances de mutuelle

$L_s, L_r$ : sont les inductances de fuite statorique respectivement

M: L'inductance magnétique mutuelle stator et rotor

$R_s$ : Résistance statorique

$R_r$ : Résistance rotorique

$C_{em}$ : Couple électromagnétique

$C_e$ : équation du Couple électromagnétique

P : est le nombre de paire de pôles

$C_r, j$  et F : sont le couple de charge, le moment d'inertie et le coefficient de frottement respectivement.

MLI : modulation de largeur d'impulsion

MASP : machine asynchrone pentaphasée

SVM: Space Vector Modulation

CMI : Convertisseur matriciel indirect

<b>N° de la Figure</b>	<b>Titre</b>	<b>Page</b>
Fig.I.1	Représentation symbolique de la machine pentaphasée étudiée	9
Fig II.1	Structure générale du Cycloconvertisseur	16
Fig II.2	Variateur de vitesse standard	18
Fig II.3	Convertisseur matriciel direct	19
Fig II.4	Convertisseur matriciel indirect	21
Fig II.5	Convertisseur matriciel creux	22
Fig II.6	Convertisseur matriciel très creux	22
Fig II.7	Convertisseur matriciel ultra creux	23
Fig II.8	Convertisseur matriciel à étage inverseur	23
Fig II.9	Convertisseur matriciel indirect	24
Fig II.10	Schéma de principe du convertisseur matriciel indirect-MASP	25
Fig. II.11	Déférents montages des interrupteurs bidirectionnels	26
Fig. II.12	Etage redresseur du CMI	28
Fig. II.13	(a) les sept positions du vecteur spatial du courant d'entrée (b) la synthèse d'un vecteur de référence dans un secteur donné	29
Fig. II.14	Tension de phase d'entrée de l'étage redresseur	31
Fig. II.15	Tension générée par l'étage redresseur quand $m_R = 1, \varphi_i = 0$	31
Fig. II.16	Etage onduleur du CMI	32
Fig. II.17	Les vecteurs tensions générés par l'étage onduleur	34
Fig. II.18	(a) les sept positions du vecteur spatial de la tension de sortie (b) la synthèse d'un vecteur de référence dans un secteur donné	35
Fig. II.19	Tensions de sorties de CMI	37
Fig. II.20	Courant de sortie et d'entrée de CMI	38

## *Liste des figures*

---

Fig. III.1	Performances de l'association CMI-MASP commandée par SVM pour $f_s = 50$ Hz	41
Fig. III.2	Performances de l'association CMI-MASP commandée par SVM pour $f_s = 25$ Hz	43

## *Liste des tableaux*

---

<b>N° du tableau</b>	<b>Page</b>
Tableau. I.1. Machines multiphasées de Type 1	4
Tableau. I.2. Machines multiphasées de Type 2	6
Tableau. II.1 Etats des interrupteurs et vecteurs de commutations du redresseur	29
Tableau. II.2. Etats de commutations des interrupteurs de l'étage ondule	33

# *SOMMAIRE*



**Notations**

**Liste des figures**

**Liste des tableaux**

**Introduction générale.....1**

**Chapitre I : Généralités sur les machines multiphasées et modélisation de la MASP**

I.1. Introduction.....3

I.2. Caractéristiques des Machines Multiphasées.....3

    I.2.1. Machines multiphasées de « Type 1 ».....3

    I.2.2. Machines multiphasées de « Type 2 ».....5

I.3. Domaines d'applications .....6

I.4. Avantages des machines multiphasées.....6

    I.4.1. Segmentation de puissance .....6

    I.4.2. La fiabilité .....7

    I.4.3. Réduction des ondulations de couple et des pertes rotoriques.....7

I.5. Inconvénients des Machines Multiphasées .....7

I.6. Choix de la machine pentaphasée.....8

I.7. Machine asynchrone pentaphasée .....8

    I.7.1. Introduction.....8

    I.7.2. Description de la MASP.....8

    I.7.3. Les hypothèses simplificatrices.....9

    I.7.4. Modèle général de la machine asynchrone pentaphasée .....9

    I.7.5. Modèle de la machine asynchrone pentaphasée dans le repère (d, q).....12

        I.7.5.1 Transformation de Park.....12

    I.7.6. Application et la transformation de Park à la MASP .....12

I.7.6.1. Equation de tension .....	13
I.7.7. Equation des flux .....	13
I.7.8. Equation du couple électromagnétique.....	13
I.8 Conclusion.....	14

## **Chapitre II: les variateurs des vitesses pour MASP**

II .1.Introduction.....	15
II.2. Cycloconvertisseur .....	15
II.2.1. Avantages du cycloconvertisseur.....	16
II.2.2 les inconvénients du cycloconvertisseur .....	16
II.3. Les variateurs de vitesses standards.....	17
II.4. Les convertisseurs matriciels.....	18
II.4.1. Convertisseur matriciel direct.....	18
II.4.2 Convertisseur matriciel double étages.....	20
II.4.2.1. Convertisseur matriciel indirect.....	21
II.4.2.2. Convertisseur matriciel creux .....	21
II.4.2.3. Convertisseur matriciel très creux.....	22
II.4.2.4. Convertisseur matriciel ultra creux.....	23
II.4.2.5. Convertisseur matriciel à étage inverseur .....	23
II.5 Modélisation du convertisseur matriciel indirect 3/5 phase .....	24
II.5.1. Structure de l'association convertisseur matriciel indirect.....	24
II.5.1.1. principe de fonctionnement.....	24
II.5.1.2. Interrupteur bidirectionnel .....	25
II.5.1.3. Vecteurs spatiaux du CMI .....	26
II.6. Modélisation du CMI en vue de la commande .....	27
II.6.1. Introduction.....	27

II.6.2. Commande de l'étage redresseur.....	27
II.6.2.1. Résultats de simulation.....	31
II.6.3. Commande de l'étage onduleur.....	32
II.7. Résultats de simulation du convertisseur matriciel indirect sur une charge R-L.....	37
II.8. Conclusion .....	39

### **Chapitre III: Résultats de simulation**

III.1. Résultats de simulation.....	40
III.1.1. Performances de l'association convertisseur matriciel indirect-MASP.....	40
III.1.2. Interprétation des résultats.....	43
III.2. Conclusion.....	44

<b>Conclusion générale.....</b>	<b>45</b>
---------------------------------	-----------

### **Annexe**

### **Bibliographie**

*INTRODUCTION*  
*GENERALE*

## **Introduction générale**

Pour des raisons historiques, les machines triphasées sont largement diffusées, leurs problématiques de conception et d'alimentation sont aujourd'hui bien maîtrisées. Néanmoins, les machines polyphasées (c'est-à-dire dont le nombre de phases est supérieur à trois) présentent en comparaison des caractéristiques particulièrement attractives. Tout d'abord, l'augmentation du nombre de phases implique une réduction des ondulations du couple électromagnétique (amplitude) [1] [2]. La machine polyphasée donc une solution intéressante pour des applications exigeantes en termes de discrétion vibratoire ou acoustique. Ensuite, une structure à grand nombre de phases accroît les possibilités de fonctionnement en marche dégradée tout en préservant une qualité de couple acceptable (amplitude et ondulation). Cette problématique est fondamentale pour les applications devant garantir une excellente continuité de service. Enfin, la multiplication du nombre de phases implique un fractionnement de la puissance, ce qui diminue les contraintes de dimensionnement sur les composants d'électronique de puissance alimentant chaque phase. C'est pourquoi le choix de la structure polyphasée relève parfois de la nécessité pour les applications de grandes puissance. Pratiquement, les moteurs polyphasés sont utilisés dans les domaines de la traction ferroviaire, de la propulsion navale, de l'automobile et de l'aérospatiale [3].

Agir sur les convertisseurs d'alimentation est l'une approche pour fournir des formes de tension ou courant au sens de la réduction des ondulations de couple. Il est évident que le niveau de puissance de la machine conditionne la nature des semi-conducteurs et par la aussi, celle des convertisseurs statiques. A partir de quelques mégawatts, faire appel à des techniques de modulation (MLI) reste une solution encore difficile. Les convertisseurs à MLI dans cette gamme de puissance, souffrent essentiellement du coût de revient élevé [4].

Le développement des éléments semi-conducteurs a amené à concevoir de nombreuses structures de convertisseur statiques permettant d'assurer divers types d'alimentation de la machine à courant alternatif [4]. Les circuits d'électronique de puissance ont permis une diversification importante de modes d'alimentation, offrant ainsi une gamme importante de fonctionnements possibles. Pour la conversion de fréquence, les convertisseurs les plus connus sont les onduleurs à commande MLI. Une alternative est le convertisseur matriciel. Ce convertisseur nous procure un bénéfice comparé à l'onduleur MLI, un courant d'entrée de

forme sinusoïdale, un facteur de puissance à l'entrée réglable, un transit bidirectionnel de la puissance ainsi que la possibilité de le compacter car la cellule intermédiaire est absente.

Il est à noter que les configurations des convertisseurs matriciels les plus traités dans la littérature sont triphasé-triphasé. Peu d'attention a été payée sur le développement des convertisseurs matriciels dont le nombre de phase de sortie est supérieur à trois [5][6].

L'objectif de ce mémoire est l'association convertisseur matriciel indirect-machine asynchrone pentaphasée.

A cet effet le premier chapitre sera consacré pour l'étude des machines multiphasées et la modélisation de la MASP.

Dans le deuxième chapitre, on va présenter les différentes topologies du convertisseur matriciel indirect ainsi que sa modélisation et ces stratégies de commande.

Le dernier chapitre sera consacré à la simulation du système globale et les interprétations des résultats obtenue.

Finalement ce travail se termine avec une conclusion générale.

# *Chapitre I*

## *GENERALITES SUR LES MACHINES MULTIPHASEES ET MODELISATION DE LA MASP*

## I.1. Introduction

La machine asynchrone domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, robuste, la moins coûteuse, la moins exigeante en termes d'entretien.

La croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance, ont conduit à utiliser les machines multiphasées qui sont apparues dans les années 1920 [5].

## I.2. Caractéristiques des Machines Multiphasées

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques), on distingue deux types de machines multiphasées ; celles dont le nombre de phases est ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes [7], que l'on nommera :

- machines multiphasées de Type 1
- machines multiphasées de Type 2

### I.2.1. Machines multiphasées de « Type 1 »

Les machines multiphasées de «Type 1 » sont des machines dont le nombre de phases statoriques  $q$  est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les regrouper en  $\eta$  étoiles triphasées :  $q= 3\eta$  ( $\eta=1, 2,3\dots$ ), ces machines sont aussi appelées « machines multi-étoile ».

Or pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire  $\delta$  entre deux bobines adjacentes (qui correspond d'ailleurs au décalage entre étoile). Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un « nombre équivalent de phase » noté  $q\gamma$  , dont la définition est la suivante :

$$q\gamma = \frac{\pi}{\gamma}$$



Le tableau (I.1) donne le détail de quelques exemples de machines multi étoiles.

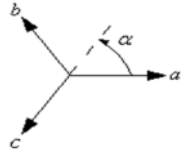
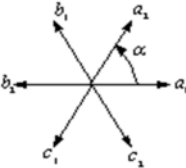
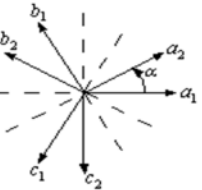
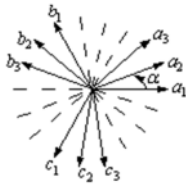
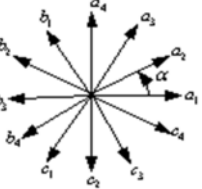
Nombre de phases ( $q$ )	Nombre Equivalent de phases ( $q_{\gamma}$ )	Décalage entre les étoiles ( $\gamma$ )	Représentation schématique des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	

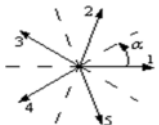



Tableau. I.1. Machines multiphasées de Type 1


### I.2.2. Machines multiphasées de « Type 2 »

Les machines multiphasées de « Type 2 » sont des machines dont le nombre de phases statoriques  $q$  est un nombre impair. Si  $\gamma$  désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les  $q$  phases sont régulièrement décalées de  $\frac{2\pi}{q}=2\gamma$ . On a donc toujours :

$$q = \frac{2\pi}{2\gamma} = \frac{\pi}{\gamma}$$

Le tableau (I.2) donne le détail de quelques exemples de machines multiphasées de Type 2

<i>Nombre de phases (q)</i>	<i>Nombre équivalent de phases (qγ)</i>	<i>Décalage entre les étoiles (γ)</i>	<i>Représentation schématique des bobines</i>
5	5	$\pi/5$	
7	7	$\pi/7$	
9	9	$\pi/9$	
11	11	$\pi/11$	

<b>13</b>	<b>13</b>	<b><math>\pi/13</math></b>	
-----------	-----------	----------------------------	---

**Tableau. I.2. machines multiphasées de Type 2**

### I.3. Domaines d'applications

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins du ciment, etc [7], [8]

### I.4. Avantages des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages on peut citer : la segmentation de puissance, la fiabilité, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

#### I.4.1. Segmentation de puissance

Afin de rendre moins critique les contraintes électriques subies par les semi-conducteurs lors d'une motorisation électrique pour des applications de forte puissance. L'une des solutions est de segmenter la puissance, pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, on augmente le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple. La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours.

## I.4.2. La fiabilité

Lorsqu'une machine triphasée est alimentée par un onduleur, il se peut qu'un des bras de l'onduleur soit défectueux, la machine fonctionne alors uniquement sur deux phases. Cela engendre une perte de contrôle de la machine ainsi que des ondulations de couple de fortes amplitudes. Pour pouvoir commander la machine dans ce régime, une solution consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source continue, afin de pouvoir contrôler les deux courants restants indépendamment l'un de l'autre.

Avec des machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives. Il peut y avoir jusqu'à  $(q-3)$  phases ouvertes, sans que la connexion du neutre soit nécessaire. Plus on augmente le nombre de phases, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine. [7]

## I.4.3. Réduction des ondulations de couple et des pertes rotoriques

Dans une machine triphasée, l'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale est principalement créée par les harmoniques cinq et sept de temps. Alors que dans les machines multi-étoiles, ces harmoniques ne créent pas de f.m.m, les harmoniques du couple de ces rangs sont naturellement éliminés. De plus, puisque certains harmoniques de courants statoriques ne créent pas de f.m.m, les courants pouvant être induits au rotor n'existent pas pour ces harmoniques, par conséquent une machine multiphasée aura toujours moins de pertes rotoriques qu'une machine triphasée. [7]

## I.5. Inconvénients des Machines Multiphasées [7]

- L'inconvénient majeur des machines multiphasées est l'apparition des courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension ;
- Le cout : le nombre de semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le cout de l'ensemble convertisseur-machine ;
- Complication du système de commande, cela est dû à la multiplication du nombre de semi-conducteurs.

## I.6. Choix de la machine pentaphasée

La machine asynchrone pentaphasée, très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromagnétique, son faible cout et sa très bonne standardisation.

## I.7. Machine asynchrone pentaphasée

### I.7.1. Introduction

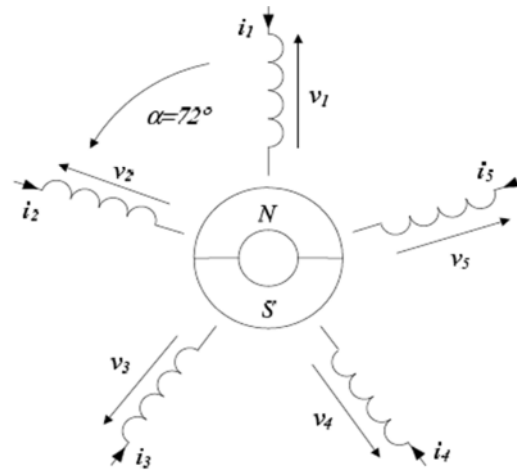
La machine asynchrone pentaphasée, est une machine à courant alternatif dont la vitesse en charge et la fréquence du réseau auquel elle est reliée, ne sont pas dans un rapport constant. Son fonctionnement est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, crée par les courants de phases fournis aux enroulements statoriques par le réseau et les courants induits dans l'enroulement rotorique ; lorsque les conducteurs de ce derniers sont coupés par le champ tournant.

### I.7.2. Description de la MASP

La machine étudiée est une machine asynchrone pentaphasée à cage d'écureuil à une paire de pôle, constituée de deux parties. Une partie fixe (stator) comportant dans les encoches du circuit magnétique cinq enroulements qui sont identiques, dont les axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à  $\frac{2\pi}{5}$ . le rotor est identique à celui de la machine asynchrone triphasé (rotor à cage d'écureuil).

Augmenter le nombre de phases d'une machine afin de réduire la puissance qui doit transiter par chaque bras de l'onduleur (ou dans la mesure ou la puissance électrique qui est fournie à la machine est fractionnée), les interrupteurs s'en trouvent être de calibre plus faible.

La machine à induction à 5 phases proposée, 4 pôles, est montrée sur la figure(Fig.I.1)



### I.1. Représentation symbolique de la machine pentaphasée étudiée

#### I.7.3. Les hypothèses simplificatrices [8]

Pour étudier le comportement de la machine asynchrone pentaphasée en régime dynamique et permanent, il est nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices :

- La force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer uniforme (effets d'encoçages négligés)
- La machine est de constitution symétrique
- La saturation du circuit magnétique, l'effet de l'hystérésis et les courants de foucault sont tous négligés.

#### I.7.4. Modèle général de la machine asynchrone pentaphasée [8], [9]

$$\begin{cases} V_{sa} = R_{sa}i_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_{sb}i_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_{sc}i_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \\ V_{sd} = R_{sd}i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ V_{se} = R_{se}i_{se} + \frac{d\varphi_{se}}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = 0 = R_{ra}i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = 0 = R_{rb}i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = 0 = R_{rc}i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

On pose :

$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_{sd} = R_{se} = R_s$  avec  $R_s$  résistance d'une phase du stator.

$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$  avec  $R_r$  résistance d'une phase du rotor.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Sous forme matricielle :

$$[V_{s,abcde}] = [R_s][i_{s,abcde}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s,abcde}]$$

$$[V_{r,abc}] = [R_r][i_{r,abc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{r,abc}]$$

- **Equations de flux statorique et rotorique**

Les flux sont exprimés en fonction des courants par

$$\begin{bmatrix} [\phi_{s,abcde}] \\ [\phi_{r,abc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s,abce}] \\ [i_{r,abc}] \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{sa} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{sb} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{sc} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{sd} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{se} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{ra} + L_{mr} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{rb} + L_{mr} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{rc} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/5) & \cos(\theta_r + 4\pi/5) & \cos(\theta_r - 4\pi/5) & \cos(\theta_r - 2\pi/5) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/5) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/5) & \cos(\theta_r + \pi/5) & \cos(\theta_r - 4\pi/5) \\ \cos(\theta_r - 4\pi/5) & \cos(\theta_r - 2\pi/5) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/5) & \cos(\theta_r + 4\pi/5) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/5) & \cos(\theta_r - 4\pi/5) & \cos(-2\pi/5) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/5) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/5) & \cos(\theta_r + 4\pi/5) & \cos(\theta_r - 4\pi/5) & \cos(\theta_r - 2\pi/5) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^t$$

$L_{sa} = L_{sb} = L_{sc} = L_{sd} = L_{se} = L_s$ : Inductance propre du stator

$L_{ra} = L_{rb} = L_{rc} = L_r$ : Inductance propre du rotor.

$L_{ms}$ : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statoriques.

$L_{mr}$ : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

$L_{sr}$ : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

- **Equation mécanique :**

L'équation mécanique est décrite par la relation suivante :

$$C_e = \frac{5P}{2} (\varphi_{ds} I_{qr} - \varphi_{qs} I_{ds}) \quad (I.7)$$



$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \Omega \quad (I.8)$$

Avec :

$J$  : Le moment d'inertie de la machine ;

$C_{em}$  : Le couple électromagnétique ;

$C_r$  : Le couple résistant (couple de la charge) ;

$F_r$  : Le coefficient de frottement ;

$\Omega$  : Vitesse angulaire de rotation ;

## I.7.5 Modèle de la machine asynchrone pentaphasée dans le repère (d, q)

### I.7.5.1 Transformation de Park

Cette transformation permet le passage d'un système pentaphasée de composantes (a, b, c, d, e) à un autre système diphasée (d, q) équivalent. Elle est donnée par  $T(\theta)$ , ou  $\theta$  est l'angle de rotation rotorique respectant les axes de référence. [1]

$$T(\theta) = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \sin(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{5}) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Le comportement dynamique de base de la machine à induction à Cinq phases peut être décrit par les équations suivantes dans un repère de référence (d, q). [9][7]

### I.7.6. Application de la transformation de Park à la MASP

On choisit le référentiel lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations des tensions (I.2), (I.3), (I.4) et aux équations des flux (I.5), nous obtenons le système d'équations suivant :

### I.7.6.1. Equation de tension

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_s - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_s + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

### I.7.7. Equation des flux [9] [7]

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = (L_s + L_m) I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = (L_s + L_m) I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = (L_r + L_m) I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \varphi_{qr} = (L_r + L_m) I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

### I.7.8. Equation du couple électromagnétique

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\Omega(t)}{dt} + F\Omega(t) \quad (\text{I.14})$$

$$C_e = \frac{5P}{2} (\varphi_{ds} I_{qr} - \varphi_{qs} I_{ds}) \quad (\text{I.15})$$

Où: P est le nombre de pôles

$C_r$ , j et F : sont le couple de charge, le moment d'inertie et le coefficient de frottement respectivement.

## **I.8 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la MASP.

Cela nous a permis d'établir un modèle de Park qui réduit le système d'état électrique de la machine de cinq à deux équation.

Le chapitre suivant traitera les différentes possibilités concernant les convertisseurs pouvant y être associés.

## *Chapitre II*

# *Les variateurs de vitesse pour MASP*

## **II.1. Introduction**

L'alimentation des machines électriques par variateurs de vitesse est l'une des applications industrielles les plus répandues, grâce à l'utilisation des convertisseurs de l'électronique de puissance.

Pour améliorer la rentabilité des applications industrielles et les rendre concurrentielles, le coût des convertisseurs de puissance doit sans cesse être diminué. Ces derniers sont conçus selon les besoins de l'application industrielle et avec un coût minimal ce qui conduit à réduire le nombre des semi-conducteurs, le volume et le poids des convertisseurs de puissance. On a vu ainsi apparaître ces dernières années, les convertisseur polyphasés, notamment pour l'alimentation de moteurs à fort couple et faible vitesse.

Un variateur de vitesse est un convertisseur de fréquence, il permet d'asservir le couple ou la vitesse des machines tournantes, tout on ayant un très bon rendement.

La variation de la vitesse de la machine asynchrone est obtenu en agissant sur : la tension d'alimentation, le nombre de paires de pôles, le glissement ou la fréquence d'alimentation de la machine.

Il existe deux familles de convertisseur de fréquence, la première concerne les convertisseurs indirects de fréquence, la deuxième concerne les convertisseurs directs de fréquence (cycloconvertisseur, convertisseur matriciel).

## **II.2. Cycloconvertisseur [10]**

Un Cycloconvertisseur est un changeur de fréquence fonctionnant en commutation naturelle. Les tensions alternatives de sortie sont obtenues en prélevant des portions convenables des tensions d'entrée. A valeur et fréquence des tensions d'entrée données, le Cycloconvertisseur permet de faire varier de manière continue la valeur et la fréquence des tensions de sortie.

Le cycloconvertisseur est utilisé dans des applications simples et dans des procédés à grandes dynamiques à la métallurgie ou l'on recherche des performances en couple. Il peut alimenter aussi bien des machines synchrones que des machines asynchrones.

### II.2.1. Avantages du cycloconvertisseur

- Fonctionnement en commutation naturelle, il ne nécessite pas de circuit auxiliaire pour blocage des thyristors ;
- La commande et la protection des semi-conducteurs ne présentent pas de difficultés ;
- Etant un convertisseur direct, il a un très bon rendement

### II.2.2 les inconvénients du cycloconvertisseur

- Ce convertisseur est perméable aux harmoniques, ces derniers sont la cause principale des bruits et des vibrations existants dans les machines entraînées par ce type de convertisseur.
- Un nombre important de thyristors est nécessaire pour ce type de montage, il faut au moins 60 thyristors pour une sortie pentaphasée.
- Une consommation importante de puissance réactive ;
- Limitation de la fréquence de sortie qui doit rester nettement inférieure à la fréquence d'entrée.

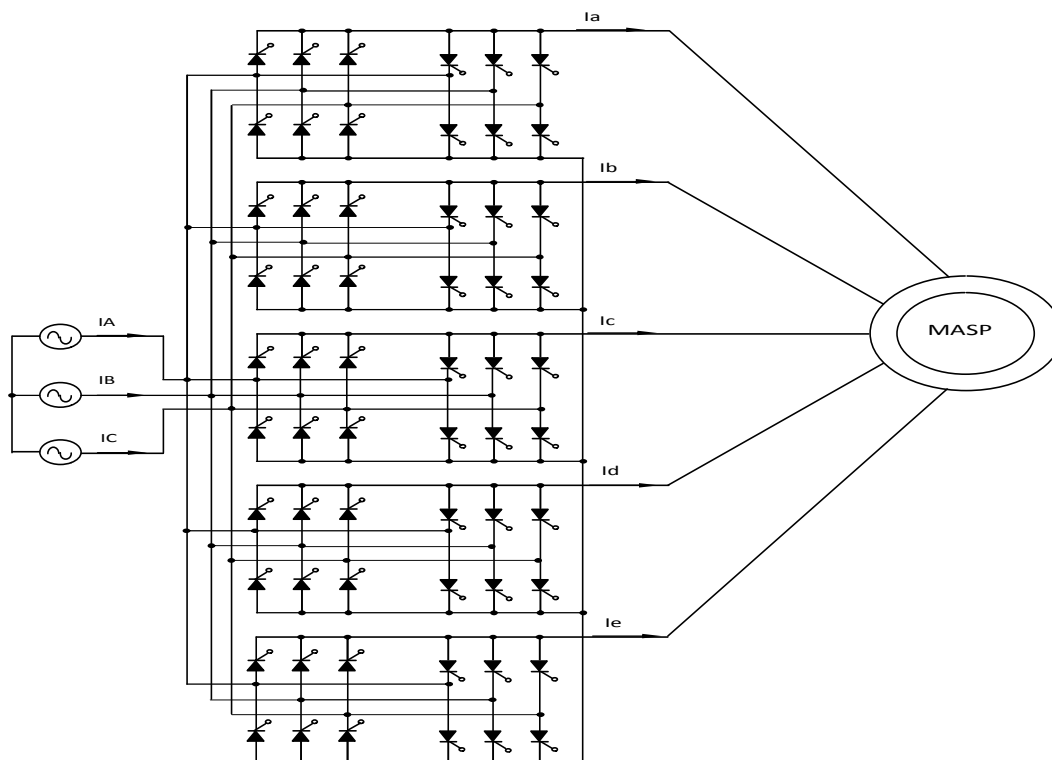


Fig II.1. Structure générale du Cycloconvertisseur

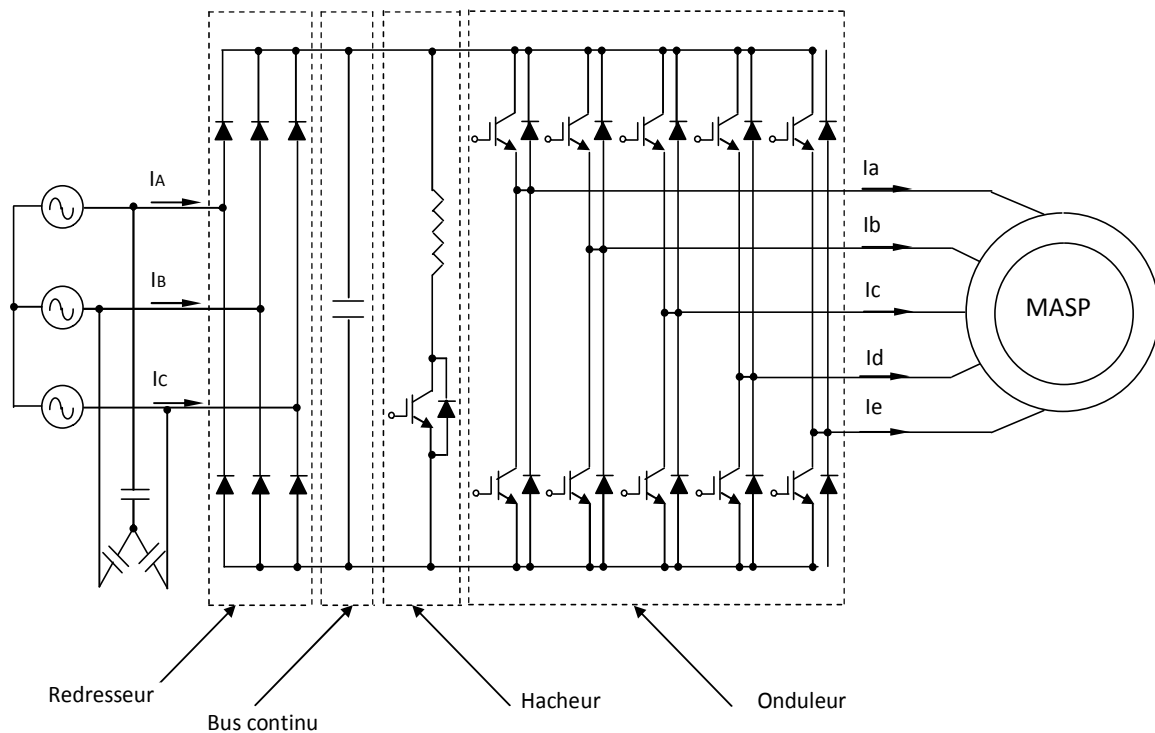
### **II.3. Les variateurs de vitesses standards [5]**

Les variateurs de vitesse standards, traditionnellement utilisés dans l'industrie, sont composés de deux convertisseurs connectés par un étage intermédiaire continu (bus continu), constitué de condensateurs [11]. Cette topologie permet d'assurer une conversion indirecte de type AC/DC/AC. Le premier convertisseur est un redresseur à diodes, non commandable, très robuste et peut coûteux. Il génère une tension continue aux bornes du bus DC, à partir d'un réseau d'entrée triphasé. Cet étage intermédiaire continu est connecté à un onduleur de tension triphasé, commandé en modulation de largeur d'impulsions [12], permettant ainsi de faire varier l'amplitude et la fréquence du fondamental des tensions qui seront appliquées au moteur.

Cette topologie permet de produire les tensions souhaitées aux bornes de la machine quelle que soient les éventuelles perturbations sur le réseau, le bus continu faisant office d'étage tampon.

L'étage redresseur à diodes n'est pas réversible en puissance et on ne peut réinjecter sur le réseau d'entrée l'énergie provenant d'une phase de freinage électrique. Cette énergie de freinage va conduire à augmenter dangereusement la tension sur le bus continu. Il est donc nécessaire d'introduire un bras de freinage constitué d'un interrupteur en série avec une résistance. Cette fonction est essentielle pour assurer la sécurité de la chaîne de conversion, car elle permet de maintenir la tension du bus continu à une valeur acceptable [13].

Deux inconvénients importants de ce type de convertisseur sont, le contenu harmonique basses fréquences du courant de source et l'incapacité à faire circuler le flux de puissance de la charge vers la source pour un fonctionnement bidirectionnel.



**Fig II.2. Variateur de vitesse standard**

## II.4. Les convertisseurs matriciels

Le convertisseur matriciel est un convertisseur de fréquence direct. La dénomination directe découle du fait que ce convertisseur ne possède aucun étage de stockage intermédiaire dans la chaîne de conversion.

### II.4.1. Convertisseur matriciel direct [10] [14]

Le convertisseur matriciel direct est un convertisseur de fréquence direct, Il permet d'obtenir un système de tensions variables en amplitude et fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel. Ce convertisseur donne la possibilité de connecter n'importe qu'elle phase de sortie à n'importe qu'elle phase d'entrée par le biais des interrupteurs bidirectionnels (fig-3), les états de commutation de ces interrupteurs doivent être déterminés par l'imposition de la tension d'entrée et les courants de sortie



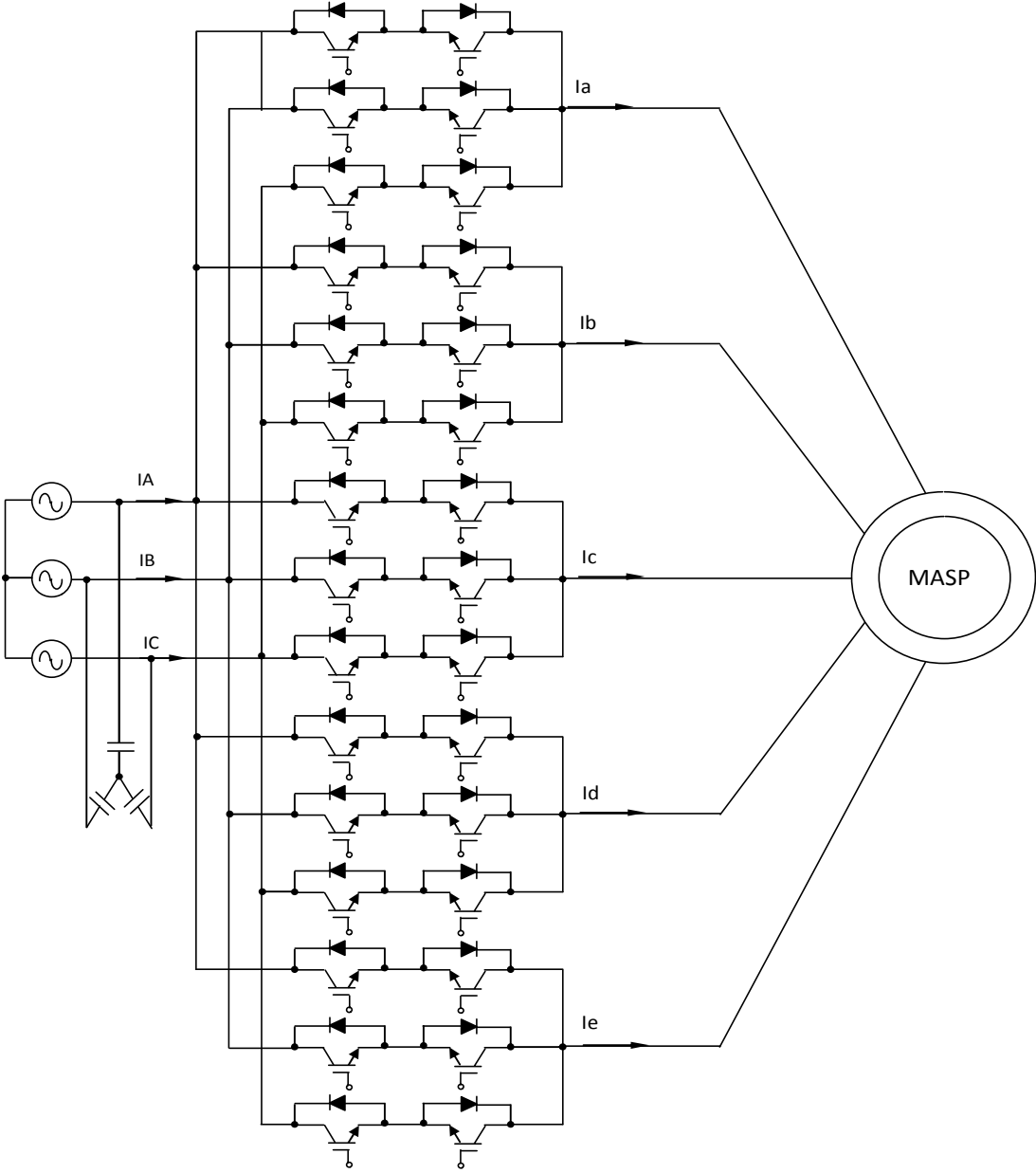


Fig II.3. Convertisseur matriciel direct

## II.4.2 Convertisseur matriciel double étages [5] [15]

Le convertisseur matriciel double étage est une nouvelle topologie du convertisseur matriciel, qui est composé d'une association de deux convertisseurs, un redresseur totalement commandé (à interrupteurs bidirectionnels) et directement connecté à un onduleur de tension traditionnellement utilisé dans la variation de vitesse.

### ➤ **Les principaux avantages de ce convertisseur sont [14]**

- Une large gamme de fréquence ;
- Le facteur de puissance à la sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge ;
- Un spectre d'harmonique bas de rang faible aussi bien que pour les courants de sortie que d'entrée ;
- Le facteur de puissance à l'entrée peut être unitaire, de plus il peut être imposé par la commande, ceci est cependant lié à une diminution de la tension maximale de la sortie qui diminue avec le cosinus du déphasage ;
- Possibilité de travailler dans les deux sens donc dans les quatre quadrants du plan tension courant.

### ➤ **Les inconvénients du convertisseur matriciel double étage [14]**

- Une commutation du courant plus délicate à cause de l'absence des diodes à roue libre.
- Le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée est réduit (0.866 par rapport aux convertisseurs indirects conventionnels).
- Le nombre élevé des interrupteurs bidirectionnels et la complexité de la commande de ce type de convertisseur.

### II.4.2.1. Convertisseur matriciel indirect [5][10]

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.

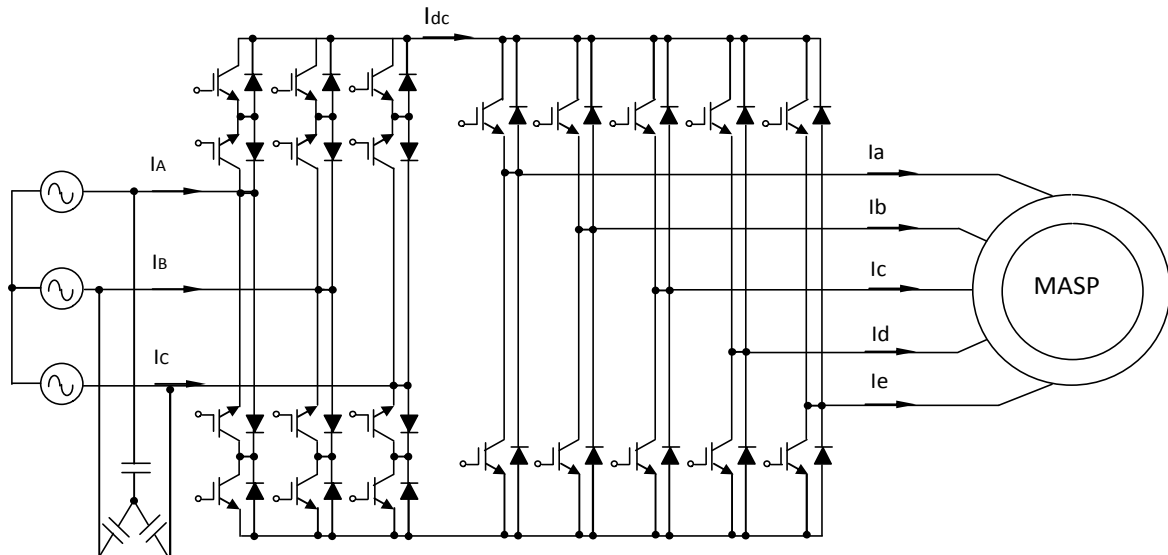


Fig II.4. Convertisseur matriciel indirect

Dans ce qui suit quatre topologies différentes seront présentées, et qui ont comme objectif de réduire le nombre d'interrupteurs bidirectionnels de l'étage redresseur [5] [10].

### II.4.2.2. Convertisseur matriciel creux

Cette structure permet de supprimer trois composants commandable du redresseur par rapport à la topologie précédente.

Deux transistors et quatre diodes conduisent, les pertes par conduction seront par conséquent plus importantes par rapport à la topologie précédente.

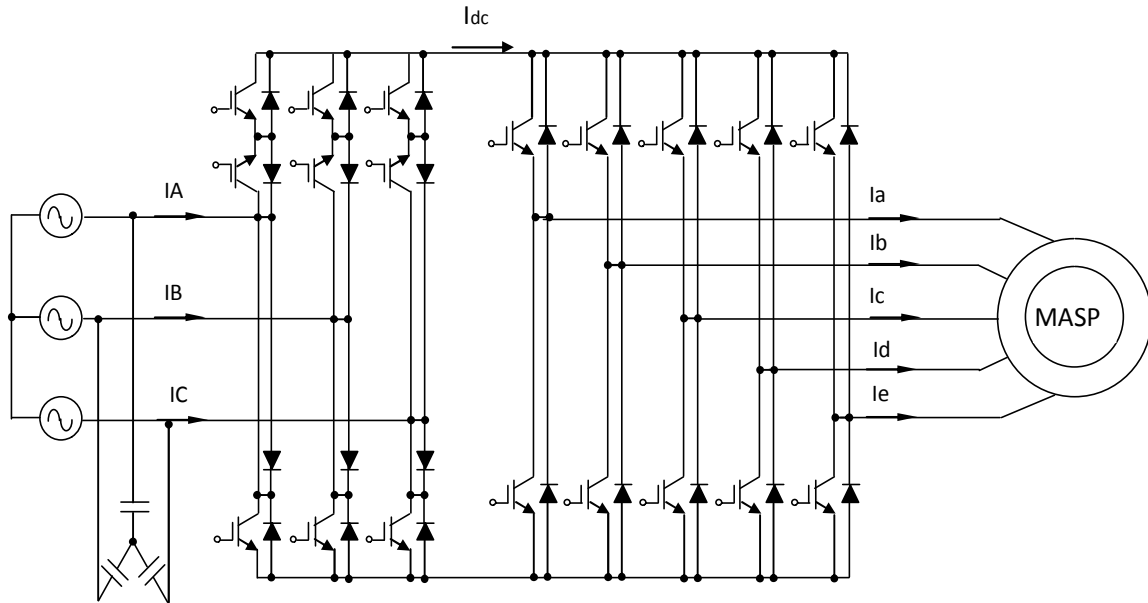


Fig II.5. Convertisseur matriciel creux

**II.4.2.3. Convertisseur matriciel très creux [5]**

L'étage redresseur est composé de six interrupteurs quatre segments à transistors unique, cette topologie permet donc de limiter à six le nombre composants commandable (transistor) 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.

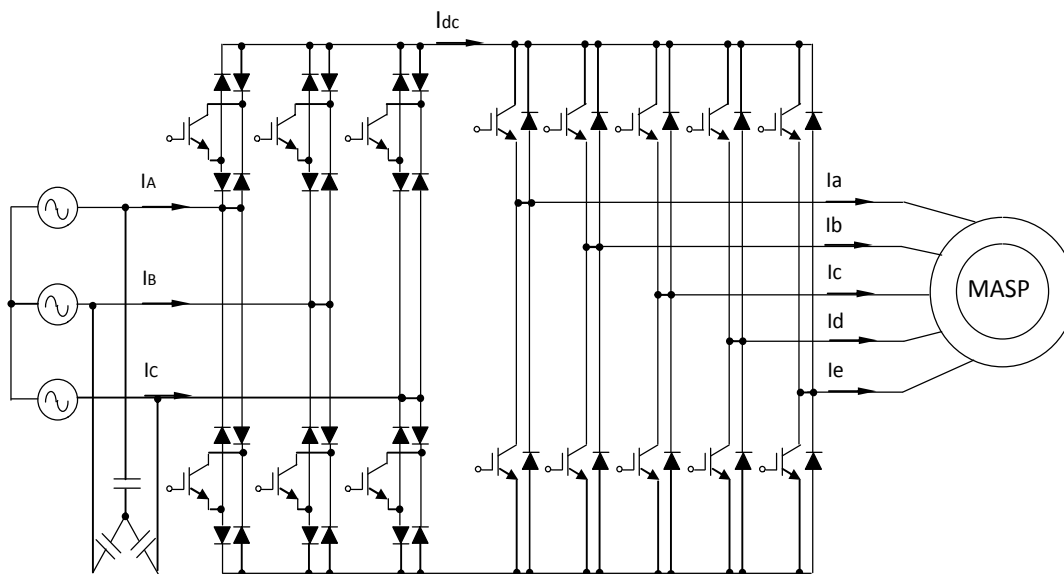


Fig II.6. Convertisseur matriciel très creux

### II.4.2.4. Convertisseur matriciel ultra creux

Cette topologie réduit le nombre d'interrupteurs à son minimum, Contrairement aux autres topologies elle n'est pas réversible en puissance.

La conduction de deux diodes et d'un transistor par chaque bras commandé du redresseur, redresseur produit des pertes par conduction similaire à celle générées par le redresseur de topologie très creuse.

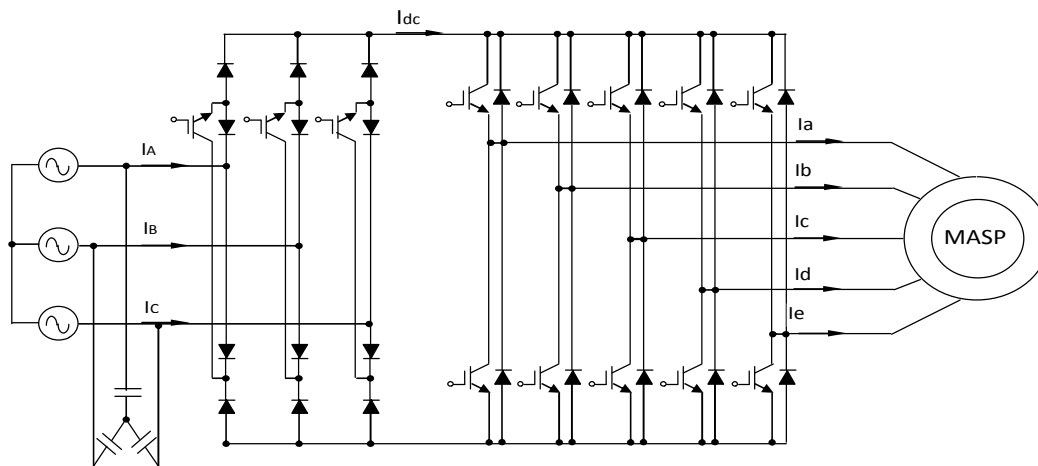


Fig II.7. Convertisseur matriciel ultra creux

### II.4.2.5. Convertisseur matriciel à étage inverseur

Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant.

- ✓ Le redresseur permet de récupérer l'énergie grâce à l'étage inverseur.
- ✓ Les pertes par commutation sont importantes.
- ✓ Sa commande est complexe.

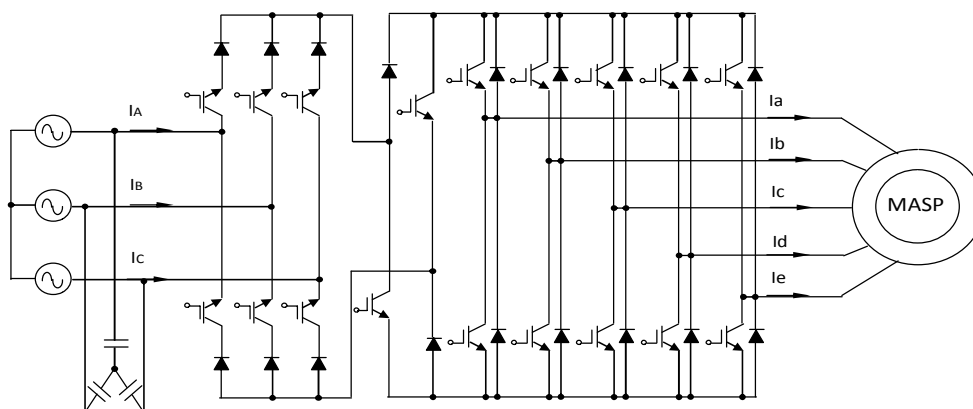


Fig II.8. Convertisseur matriciel à étage inverseur

## II.5 Modélisation du convertisseur matriciel indirect 3/5 phase

Après avoir présenté les différentes topologies du convertisseur matriciel indirect, on présentera le convertisseur matriciel 3/5 phase ainsi la commande par modulation vectorielle(SVM).

### II.5.1. Structure de l'association convertisseur matriciel indirect machine asynchrone pentaphasée

#### II.5.1.1. principe de fonctionnement

Un convertisseur matriciel indirect est un convertisseur matriciel double étage, un étage redresseur composé de six interrupteurs bidirectionnels (quatre segments) connecter directement à un étage onduleur composé de dix interrupteurs unidirectionnels (trois segments), il assure une conversion alternatif-continu suivie d'une conversion continu-alternatif (AC/DC/AC) [5][10][15]

Il permet d'obtenir un système pentaphasé de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions triphasées fixes du réseau d'alimentation industriel.

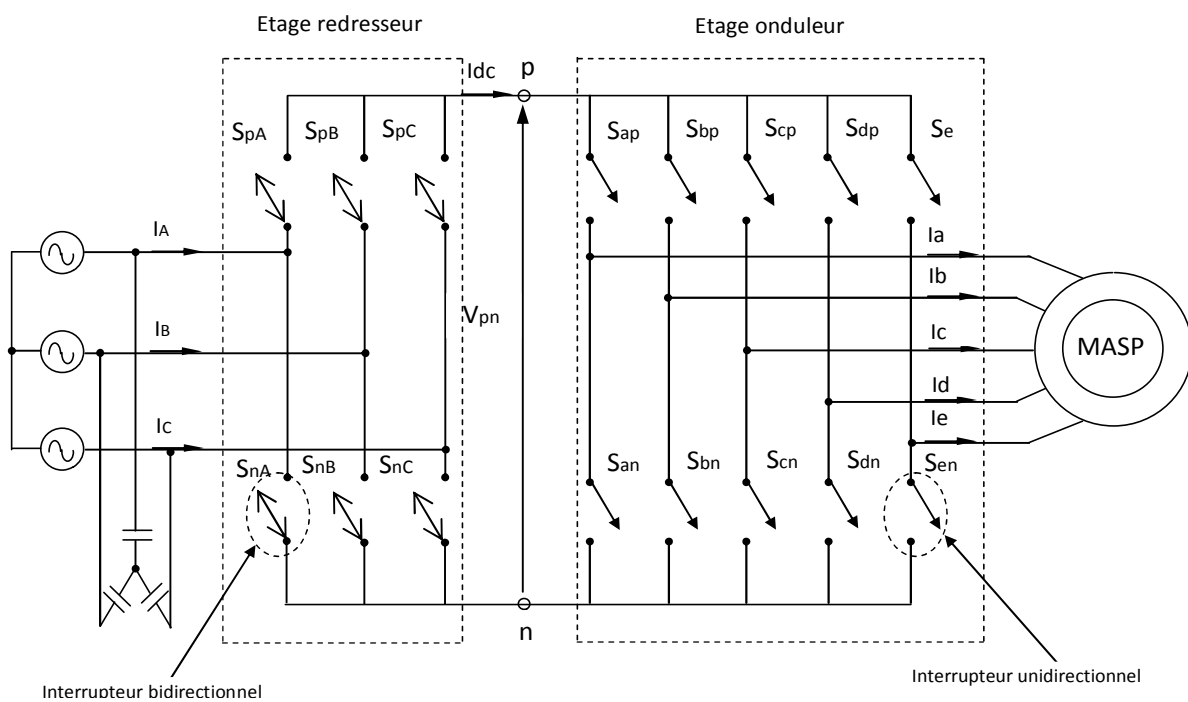
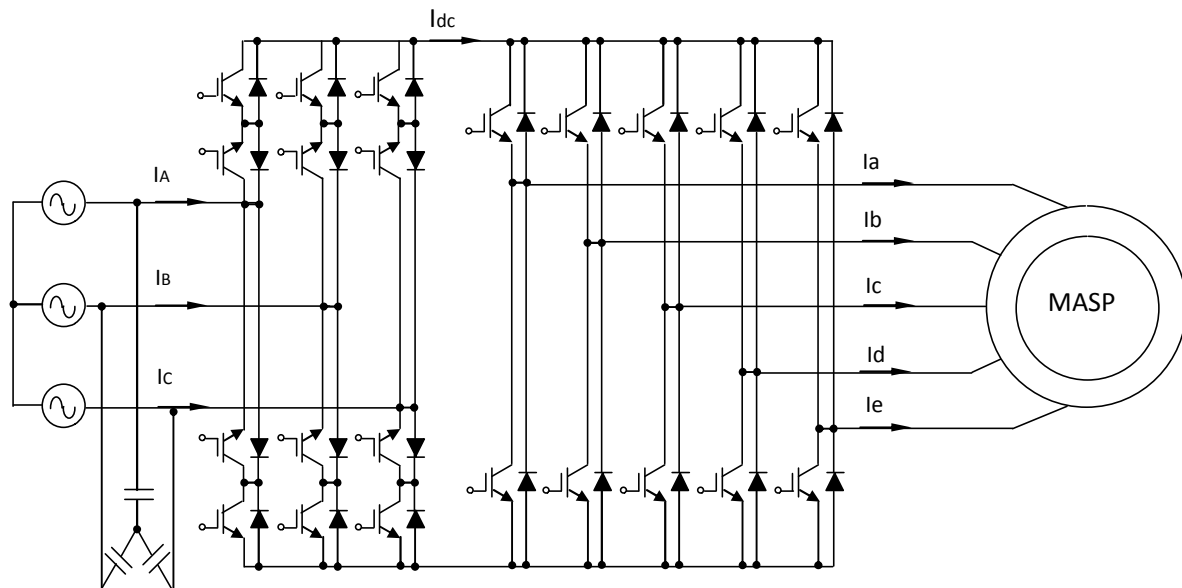


Fig II.9. Convertisseur matriciel indirect

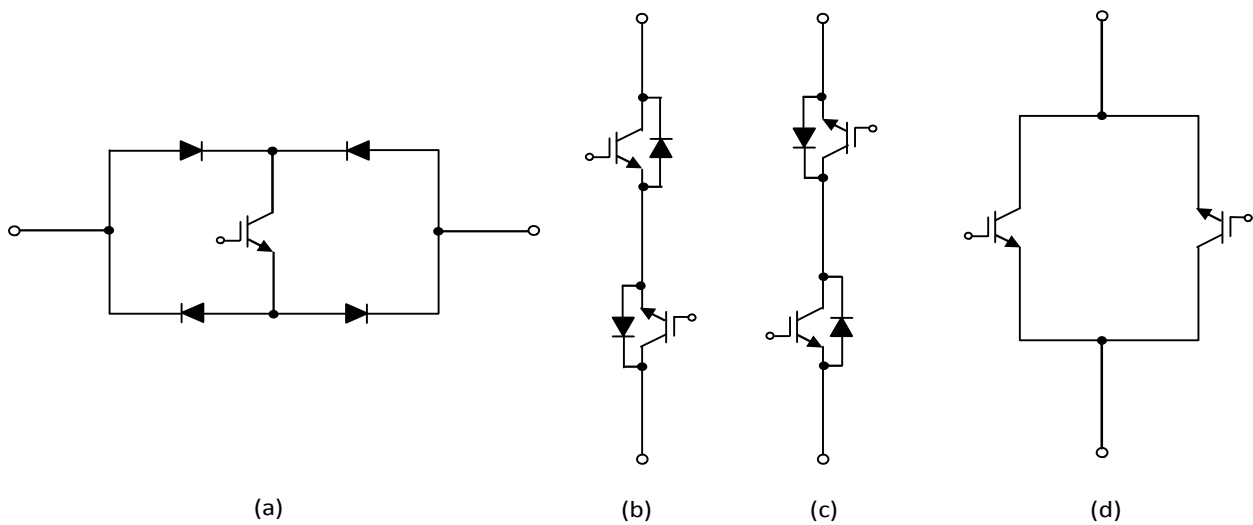
Le convertisseur matriciel employé dans ce présent travail est un CMI pentaphasé. Le schéma de principe du convertisseur est montré à la figure (Fig. II.10).



**Fig II.10 schéma de principe du convertisseur matriciel indirect-MASP**

### II.5.1.2. Interrupteur bidirectionnel

Le convertisseur matriciel nécessite l'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels, c'est-à-dire qui peuvent conduire le courant dans les deux sens et de bloquer des tensions de deux polarités. A l'heure actuelle il n'existe pas d'élément semi-conducteur qui réalise la commutation forcée bidirectionnel, les interrupteurs sont alors réalisés par l'association d'éléments semi-conducteurs unidirectionnels, les différents montages des interrupteurs sont présentés dans la figure (Fig.II.11) [15].



**Fig. II.11. Différents montages des interrupteurs bidirectionnels :**

- a) transistor connecté à un pont de diodes
- b) montage à émetteurs commun
- c) montage à collecteurs commun
- d) montage à deux transistors (RBIGBT)

### II.5.1.3. Vecteurs spatiaux du CMI [14]

Le CMI est constitué de deux étages de conversion de puissance, l'étage redresseur 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  $3^2 = 9$ . Afin d'éviter le court-circuit des sources de tension, trois de ces combinaisons ne sont pas utilisables. En conséquence, il y a six combinaisons possibles des états des interrupteurs du premier étage de conversion.

L'étage onduleur transforme la tension du bus continu en un système de tensions pentaphasées en sortie. Cet étage de conversion a deux entrées et cinq sorties, le nombre de combinaisons possibles des états des interrupteurs de cet étage est  $2^5 = 32$ .



## II.6. Modélisation du CMI en vue de la commande [5], [6],[12]

### II.6.1. Introduction

Les avantages inhérents à la structure du convertisseur matriciel n'ont pas suffi d'emblée à l'imposer sur le marché des convertisseurs de puissance, à cause des problèmes liés à sa structure, à savoir les risques de surtension ou de surintensité, la complexité de sa commande et le nombre élevé de semi-conducteur de puissance nécessitant une très bonne isolation galvanique entre eux.

Les efforts déployés ces dernières décennies ont permis d'apporter un certain nombre de solution à ses limitations, plusieurs stratégies de modulation ont été proposées pour la commande des convertisseurs matriciels.

La modulation vectorielle (SVM) des convertisseurs de puissance est très utilisée dans les entraînements à vitesse variable. L'objectif de cette stratégie de commande est de synthétiser les tensions de sortie par les tensions d'entrée et les courants d'entrée par les courants de sorties.

Pour simplifier la commande 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.6.2. Commande de l'étage redresseur [5] [6]

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.

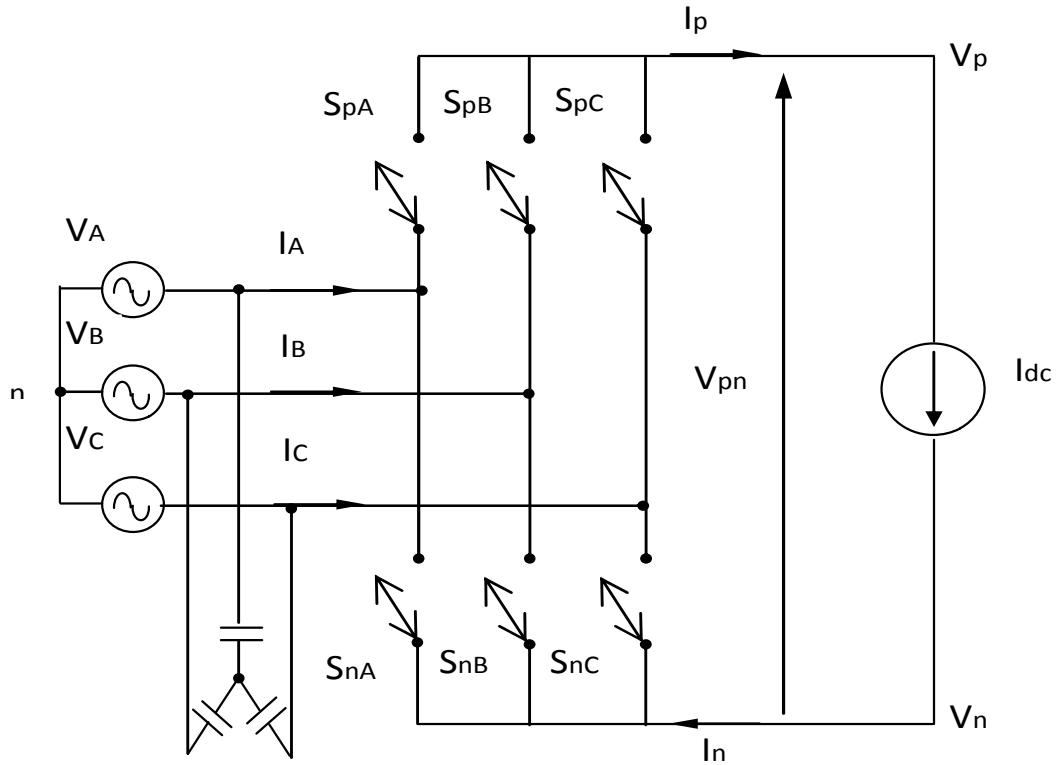


Fig. II.12. Etage redresseur du CMI

L'étage redresseur est toujours commandé pour assurer un maximum de tension  $V_{pn}$  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.

Les interrupteurs du redresseur  $S_{pA}, S_{pB}, S_{pC}, S_{nA}, S_{nB}, S_{nC}$  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  $I_6$ .

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

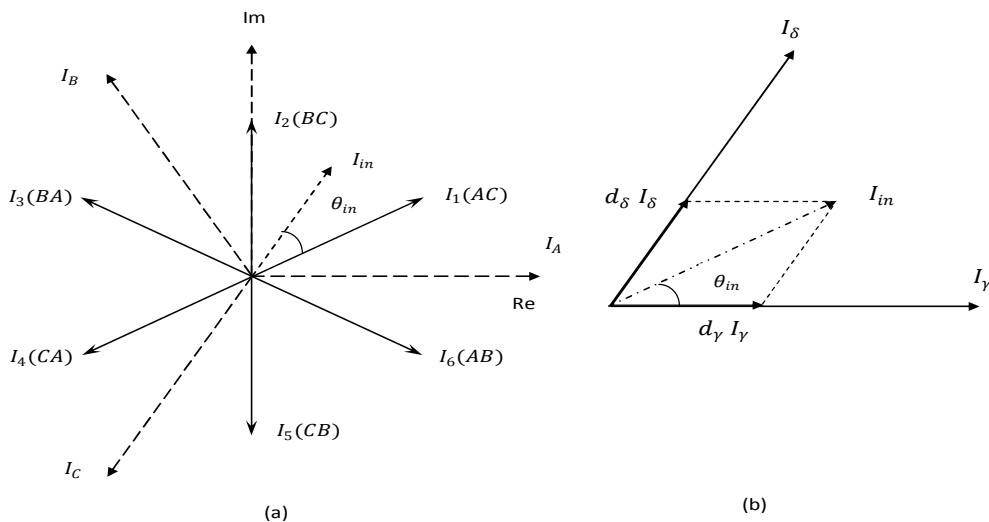
$$\begin{cases} S_{pA} + S_{pB} + S_{pC} = 1 \\ S_{nA} + S_{nB} + S_{nC} = 1 \end{cases} \quad (II.1)$$

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.

Etats des interrupteurs						Tensions de sortie			Courants d'entrée		
$S_{pA}$	$S_{pB}$	$S_{pC}$	$S_{nA}$	$S_{nB}$	$S_{nC}$	$V_{Pn}$	$V_{np}$	$V_{pn}$	$I_{Pn}$	$I_{np}$	$I_{Pn}$
1	0	0	0	0	1	$V_A$	$V_C$	$V_{AC}$	$I_A$	$I_C$	$I_{AC}$
0	1	0	0	0	1	$V_B$	$V_C$	$V_{BC}$	$I_B$	$I_C$	$I_{BC}$
0	1	0	1	0	0	$V_B$	$V_A$	$V_{BA}$	$I_B$	$I_A$	$I_{BA}$
0	0	1	1	0	0	$V_C$	$V_A$	$V_{CA}$	$I_C$	$I_A$	$I_{CA}$
0	0	1	0	1	0	$V_C$	$V_B$	$V_{CB}$	$I_C$	$I_B$	$I_{CB}$
1	0	0	0	1	0	$V_A$	$V_B$	$V_{AB}$	$I_A$	$I_B$	$I_{AB}$

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

Par l'application de la SVM (Fig. II.13), il y a six vecteurs actifs du courant d'entrée  $I_1$  à  $I_6$ , se référant toujours à la figure (Fig. II.13), les vecteurs du courant d'entrée permettent de déterminer les connexions des tensions de phases d'entrée aux bornes p et n du bus continu. Par exemple, le vecteur  $I_1(AC)$  représente la connexion de la phase A d'entrée au point p du bus continu et la connexion de la phase C d'entrée au point n du bus continu, pour synthétiser le vecteur de référence  $I_{in}$ , deux vecteurs actifs adjacents  $I_\gamma$  et  $I_\delta$  sont sélectionnés en fonction du secteur où le vecteur de référence  $I_{in}$  est localisé.



**Fig. II.13.** (a) les sept positions du vecteur spatial du courant d'entrée  
 (b) la synthèse d'un vecteur de référence dans un secteur donné

Pour maintenir un ensemble des courants d'entrée et des tensions 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 par :

$$I_{in} = I_{im} \cdot e^{j(\omega_i - \varphi_i)} = I_{im} \angle \theta_{out} \quad (II.2)$$

Avec :

$I_{im}$  : Amplitude du vecteur courant de référence.

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

$\varphi_i$  : Est le déphasage entre les courants d'entrée et les tensions d'entrée.

Pendant une période de commutation,  $I_{in}$  est synthétisé à partir des vecteurs actifs adjacents  $I_\gamma$  et  $I_\delta$  avec des rapports cycliques  $d_\gamma$   $d_\delta$  respectivement. Si les courants d'entrée sont considérés constants pendant une période  $T_{sw}$ , le vecteur courant de référence est exprimé comme suite :

$$I_{in} = d_\gamma I_\gamma + d_\delta I_\delta \quad (II.3)$$

Les rapports cycliques sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} d_\gamma = m_R \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_c\right) \\ d_\delta = m_R \cdot \sin(\theta_c) \end{cases} \quad (II.4)$$

Avec :  $m_R$  l'indice de modulation du redresseur

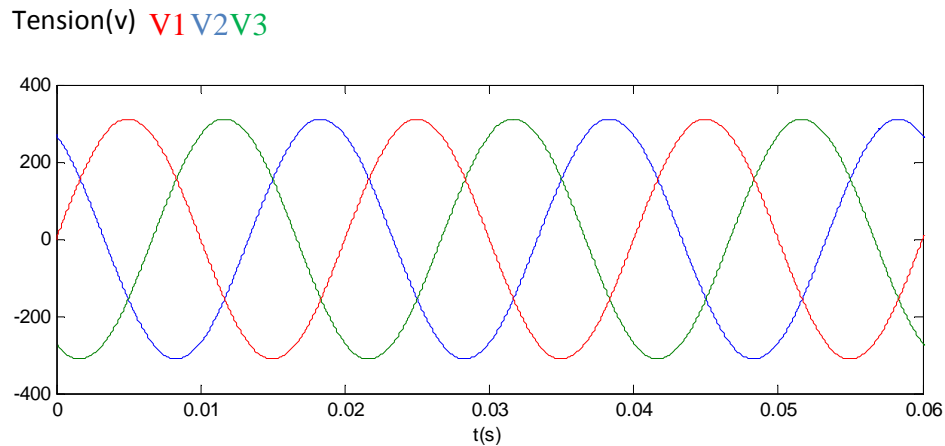
$$0 \leq m_R = I_{in} / I_P \quad (II.5)$$

La tension du bus continu ne peut être négative, donc trois de ces combinaisons ne seront pas utilisés (vecteurs courants nuls). En conséquence, les nouveaux rapports cycliques ajustés de l'étage redresseur sont déterminés par la relation (II.6).

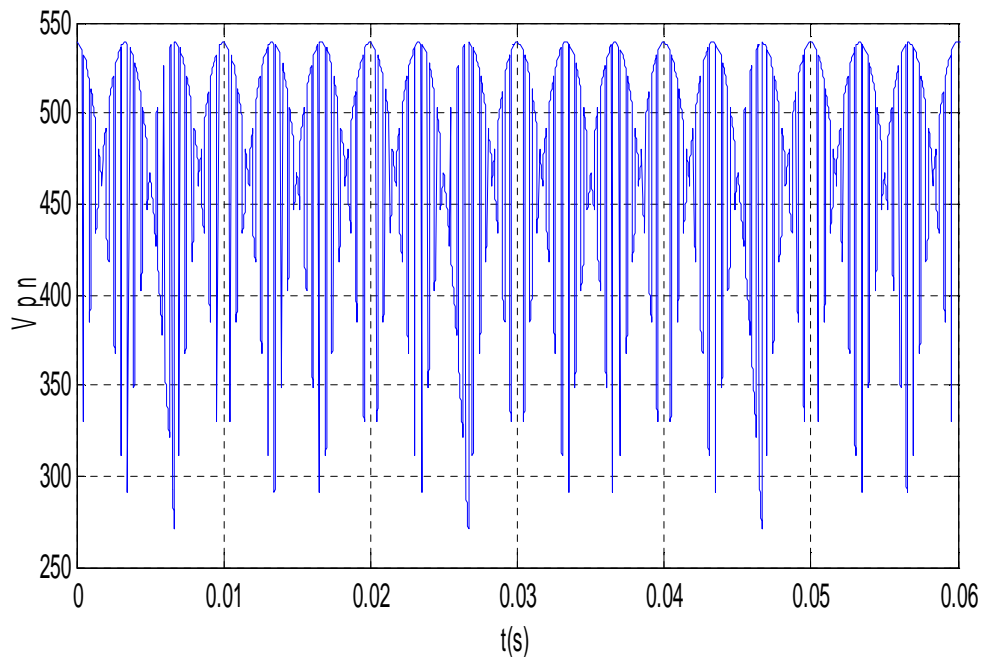
$$\begin{cases} d_\gamma^R = \frac{d_\gamma}{d_\gamma + d_\delta} \\ d_\delta^R = \frac{d_\delta}{d_\gamma + d_\delta} \end{cases} \quad (II.6)$$

### II.6.2.1. Résultats de simulation

Après une étude par simulation numérique du comportement dynamique de l'étage redresseur, commandé par SVM, alimenté par une source triphasée équilibrée, les figures suivantes représentent la tension de phase d'entrée de l'étage redresseur (**Fig. II.14**) ainsi sa tension de sortie au niveau du bus continu (**Fig. II.15**)



**Fig. II.14. Tension de phase d'entrée de l'étage redresseur**



**Fig. II.15. Tension générée par l'étage redresseur quand  $m_R = 1$ ,  $\varphi_i = 0$**

### II.6.3. Commande de l'étage onduleur [6]

De la même manière que l'étage redresseur, on expliquera le principe de fonctionnement de l'étage onduleur. Le point «o» n'a pas besoin d'être physiquement présent, mais il demeure utile comme référence (la terre) pour les tensions de sortie de l'onduleur.

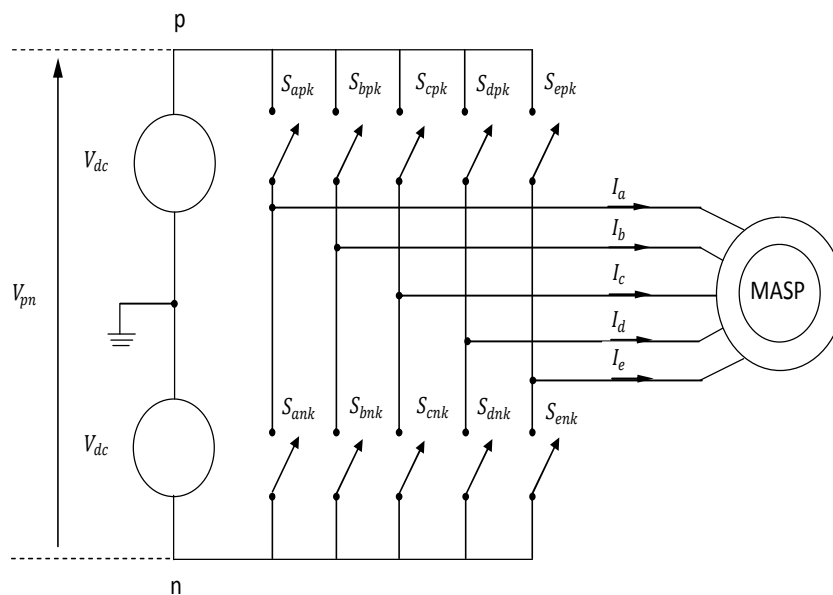


Fig. II.16. Etage onduleur du CMI

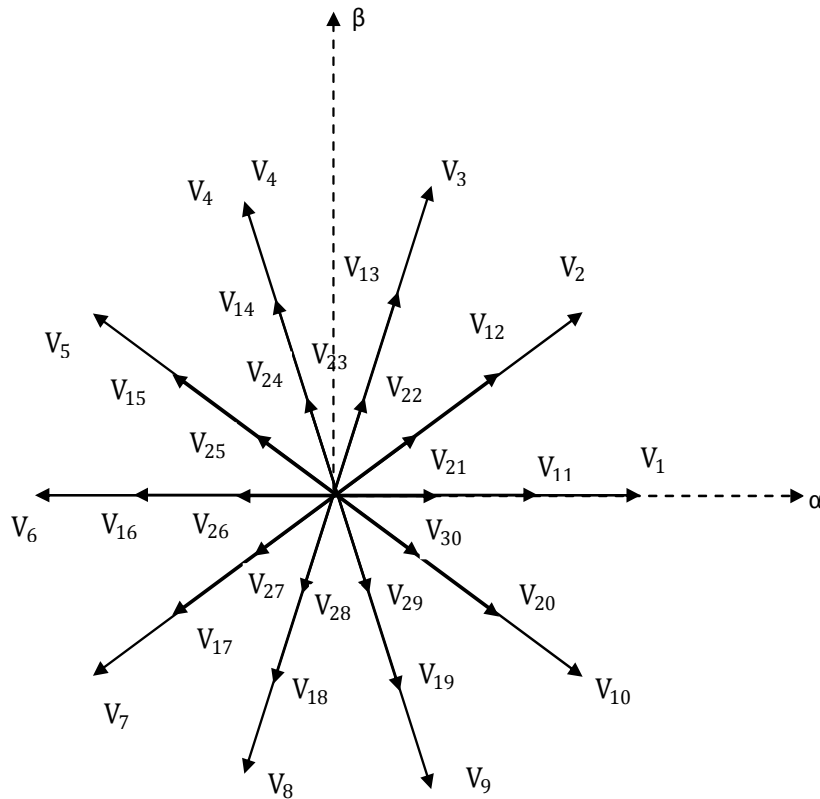
La commande de l'étage onduleur est réalisée sous la contrainte d'éviter le court-circuit de la tension continue fictive  $V_{pn}$ , les interrupteurs de chaque bras ne doivent jamais être actifs (état 1) ou inactifs (état 2) simultanément :

$S_{pa}, S_{pb}, S_{pc}, S_{pd}, S_{pe}, S_{na}, S_{nb}, S_{nc}, S_{nd}, S_{ne}$ , permet d'avoir 32 combinaisons possibles pour éviter le court-circuit de la tension fictive  $V_{pn}$ , Les 32 combinaisons sont divisées en 30 vecteurs actifs  $V_1$  à  $V_{30}$  et deux vecteurs nuls  $V_0$  et  $V_{31}$ , qui permettent de calculer les vecteurs de tensions de sortie correspondant.

Le tableau suivant résume les états de commutation possible pour l'étage onduleur ainsi les tensions de sortie.

Etats des interrupteurs										Tensions de sortie				
$S_{Jp}$					$S_{Jn}$					$V_{as}$	$V_{bs}$	$V_{cs}$	$V_{ds}$	$V_{es}$
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	$2/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$
1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	$3/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$
1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	$2/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$
0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	$-2/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$
0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	$-3/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$
0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	$-2/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$
0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	$-3/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$
0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	$-2/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$
1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	$2/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$
1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	$3/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	$4/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$
1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	$1/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$	$-4/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$
0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	$-1/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$	$4/5 * V_{pn}$
1	0	1	1	1	0	1	0	0	0	$1/5 * V_{pn}$	$-4/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$
0	0	0	1	0	1	1	1	0	1	$-1/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$	$4/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$
0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	$-4/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$
0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	$-1/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$	$4/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$
1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	$1/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$	$-4/5 * V_{pn}$
0	1	0	0	0	1	0	1	1	1	$-1/5 * V_{pn}$	$4/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$	$-1/5 * V_{pn}$
1	1	1	0	1	0	0	0	1	0	$1/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$	$-4/5 * V_{pn}$	$1/5 * V_{pn}$
0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	$-2/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$
1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	$2/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$
1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	$3/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$
0	1	0	1	1	1	0	1	0	0	$-3/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$
0	0	1	0	1	1	1	0	1	0	$-2/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$
1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	$2/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$
0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	$-2/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$
0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	$-3/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$
1	0	1	0	0	0	1	0	1	1	$3/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$3/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$	$-2/5 * V_{pn}$
1	1	0	1	0	0	0	1	0	1	$2/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$	$2/5 * V_{pn}$	$-3/5 * V_{pn}$
1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau. II.2. Etats de commutations des interrupteurs de l'étage onduleur



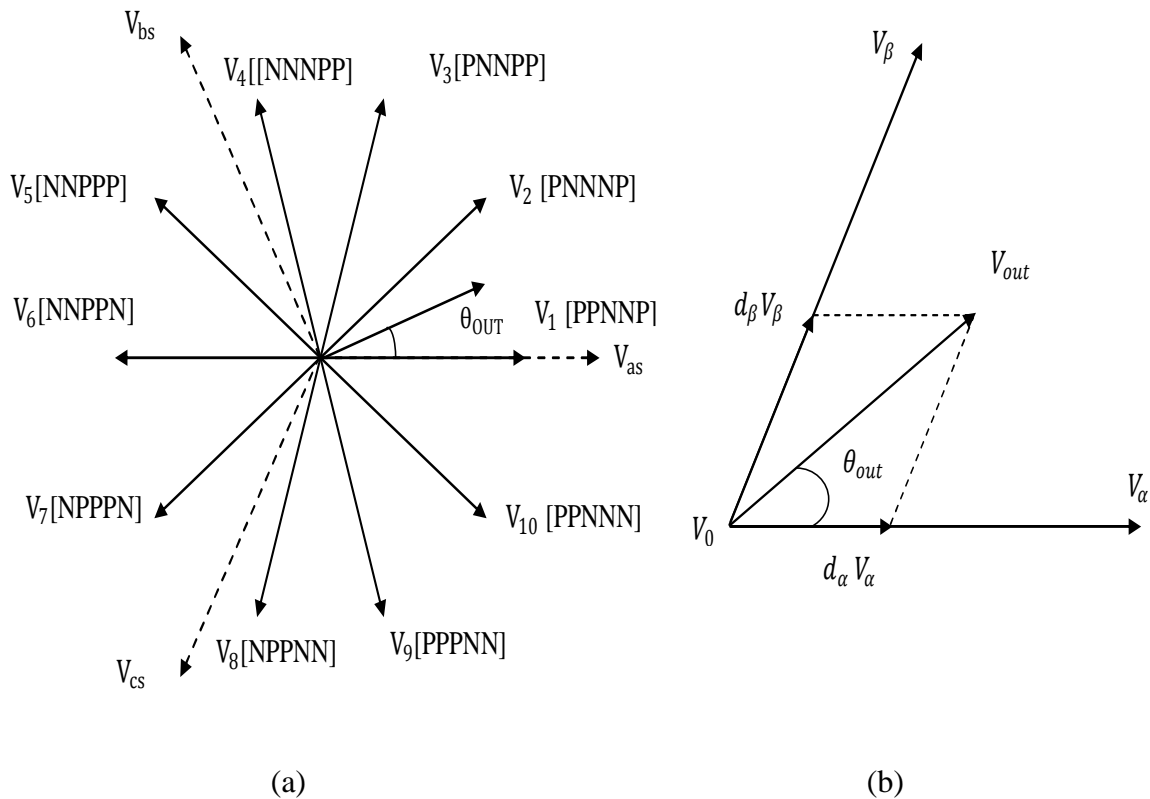
**Fig. II.17. Les vecteurs tensions générés par l'étage onduleur**

Les tensions de sortie de l'onduleur générées par les différentes combinaisons des interrupteurs basé sur la tension d'alimentation  $V_{pn}=2 \cdot V_{dc}$  peuvent être déterminées en utilisant les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{1}{5} \cdot V_{pn}(4 \cdot s_{ap} - s_{bp} - s_{cp} - s_{dp} - s_{ep}) \\ V_{bs} = \frac{1}{5} \cdot V_{pn}(-s_{ap} + 4 \cdot s_{bp} - s_{cp} - s_{dp} - s_{ep}) \\ V_{cs} = \frac{1}{5} \cdot V_{pn}(-s_{ap} - s_{bp} + 4 \cdot s_{cp} - s_{dp} - s_{ep}) \\ V_{ds} = \frac{1}{5} \cdot V_{pn}(-s_{ap} - s_{bp} - s_{cp} + 4 \cdot s_{dp} - s_{ep}) \\ V_{es} = \frac{1}{5} \cdot V_{pn}(-s_{ap} - s_{bp} - s_{cp} - s_{dp} + 4 \cdot s_{ep}) \end{cases} \quad (II.7)$$



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



**Fig. II.18. (a) les sept positions du vecteur spatial de la tension de sortie  
(b) la synthèse d'un vecteur de référence dans un secteur donné**

Chaque vecteur de tension se rapporte à la combinaison des interrupteurs, qui présente les connexions des bornes de sortie de l'onduleur (a,b,c,d,e) au bornes d'entrée (p,n).

par exemple :  $V_{pn}[PPNNP]$  représente la connexion de la borne de sortie 'a', 'b' et 'e' avec la borne d'entrée 'p' et la connexion de la borne de sortie 'c' et 'd' à la borne d'entrée 'n'.

L'amplitude de chaque vecteur de tension est proportionnelle à la tension continue  $V_{pn}$ , les vecteur de tension nuls ( $V_0$  et  $V_7$ ), qui représentent les combinaisons de

commutation qui relie toutes les bornes de sortie (a,b,c,d,e) à une borne d'entrée (p et n), les vecteurs nuls  $V_0$  et  $V_7$  sont formés placés à l'origine du vecteur d'espace (Fig. II.18).

Les tensions pentaphasées de sortie désirées en utilisant la modulation vectorielle est transformée en vecteur de tension de sortie référence  $V_{out}$  qui tourne le long d'une trajectoire circulaire avec une fréquence  $\omega_0$  dans le diagramme du vecteur spatiale.

Ce vecteur de référence peut être exprimé sous la forme :

$$V_{out} = V_{om} \angle \theta_{out} \quad (II.8)$$

Avec  $V_{om}$  : Amplitude.

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

Le diagramme des vecteurs spatiaux de l'onduleur de tension est divisé en dix secteur, suivant les indications du schéma Fig. II.18.(a). Le vecteur de référence peut être synthétisé par deux vecteur spatiaux adjacents  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$  et le vecteur de tension nul  $V_0$ , dans un secteur donné. Pendant une période de commutation  $T_{sw}$ , le vecteur de référence de sortie peut être synthétisé comme suit :

$$V_{out} = d_\alpha \cdot V_\alpha + d_\beta \cdot V_\beta + d_0 \cdot V_0 \quad (II.9)$$

Le calcul des rapports cycliques  $d_\alpha$ ,  $d_\beta$  et  $d_0$  sont donnés par les expressions suivante :

$$\begin{cases} d_\alpha = m_I \cdot \sin(\frac{2\pi}{5} - \theta_{out}) \\ d_\beta = m_I \cdot \sin(\theta_{out}) \\ d_0 = 1 - d_\alpha - d_\beta \end{cases} \quad (II.10)$$

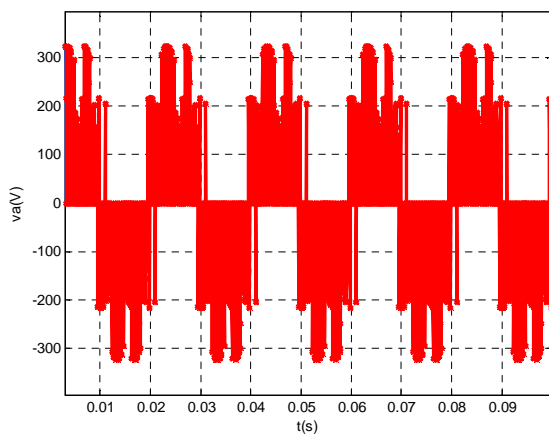
Avec  $m_I$  : L'indice de modulation de l'onduleur.

$$\text{Et } 0 \leq m_I = \sqrt{3} \cdot V_{out} / V_{pn} \leq 1 \quad (II.11)$$

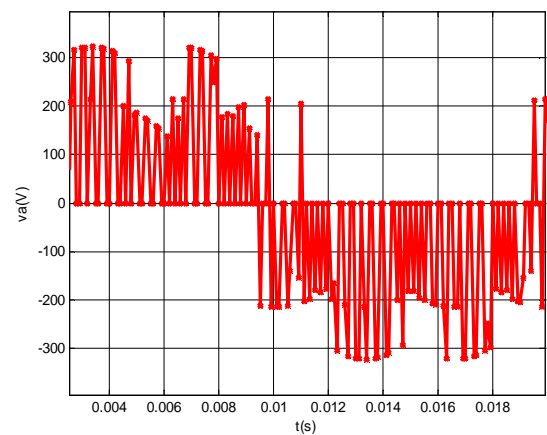
## II.7. Résultats de simulation du convertisseur matriciel indirect sur une charge R-L

Pour étudier les performances du convertisseur matriciel indirect commandé par la modulation vectorielle alimentant une charge R-L, on utilise les paramètres de simulation suivants :

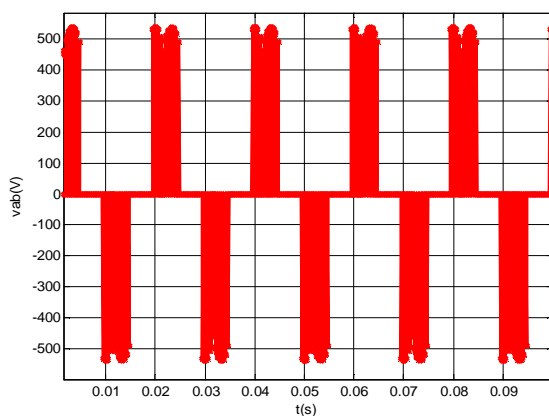
- La valeur efficace de la tension d'alimentation est  $V=220V$ .
- La fréquence d'alimentation  $f=50\text{ Hz}$ .
- $R=5\Omega$ .
- $L=20\text{mH}$ .



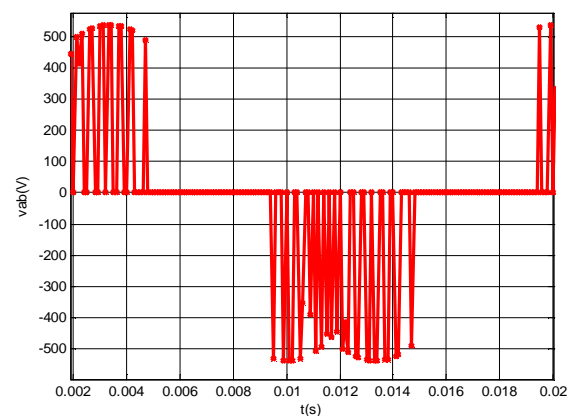
(a) Tension simple de phase de sortie de CMI ( $V_a$ )



(b) zoom de ( $V_a$ )

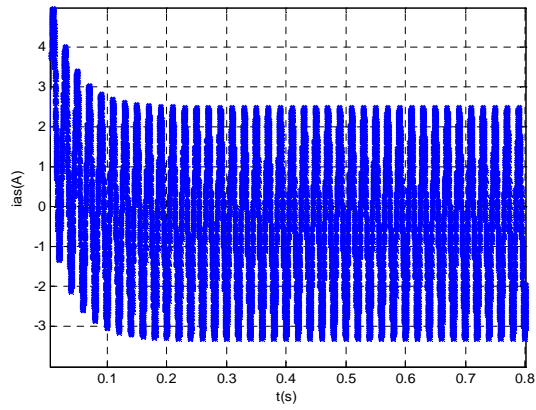


(c) Tension composé de sortie de CMI ( $V_{ab}$ )

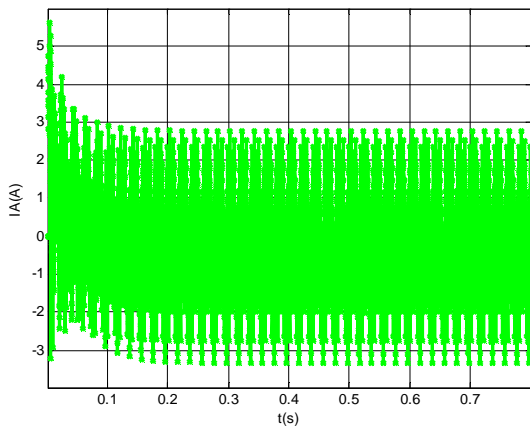


(d) zoom de ( $V_{ab}$ )

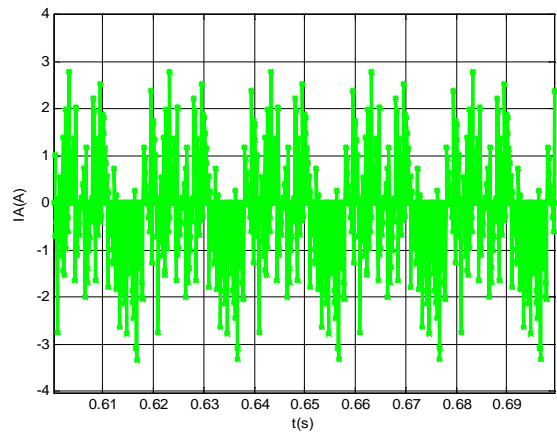
Fig. II.19. Tensions de sorties de CMI



(a) Courant de sortie de CMI (isa)



(b) Courant d'entrée de CMI (IA)



(c) zoom de (IA)

**Fig. II.20. Courant de sortie et d'entrée de CMI**

## **II.8. 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.
- possède le même rapport de transfert de tensions que le CMD ;
- Le convertisseur est complètement exempt de problèmes de commutation liés aux convertisseurs matriciels directs ;
- 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 aux résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée par convertisseur matriciel indirect.

## *Chapitre III*

# *Résultats de simulation*

### III.1.Présentation des allures de simulation

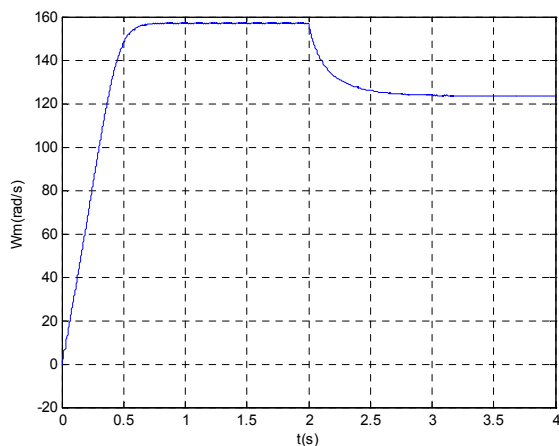
La simulation de la modulation vectorielle des convertisseurs matriciels indirects alimentant directement la machine asynchrone pentaphasée a été effectuée sur MATLAB/SIMULINK.

Le but étant d'étudier l'association MSAP-convertisseur matriciel indirect et de vérifier la validité de l'algorithme de commande du convertisseur matriciel.

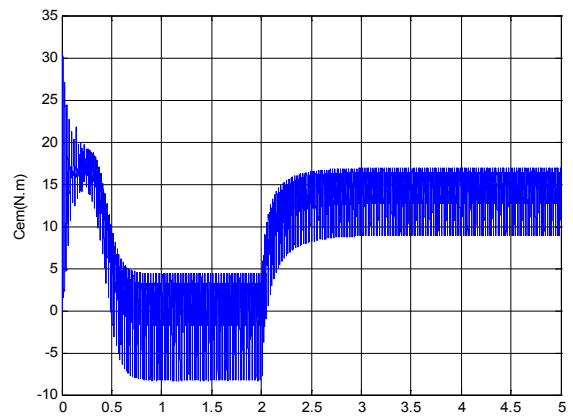
#### III.1.a. Pour une fréquence de sortie égale à 50HZ

- Pour  $f_s = 50 \text{ Hz}$ ,  $V=220\text{V}$ ,  $C_r = 14 \text{ N.m}$

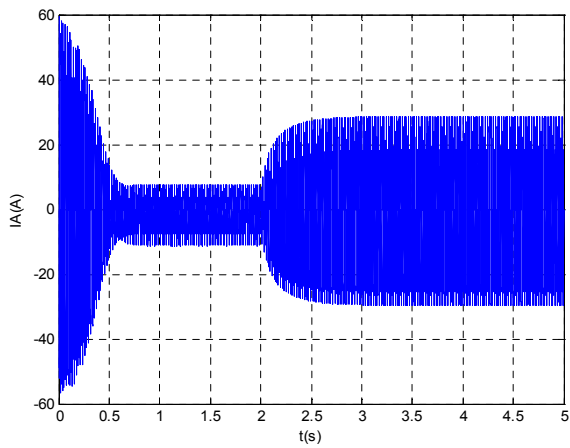
Les résultats de simulation sont représentés sur les figures suivantes:



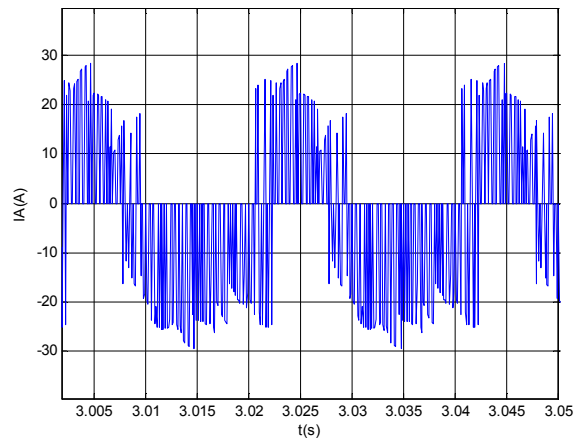
(a) Vitesse de rotation ( $W_m$ )



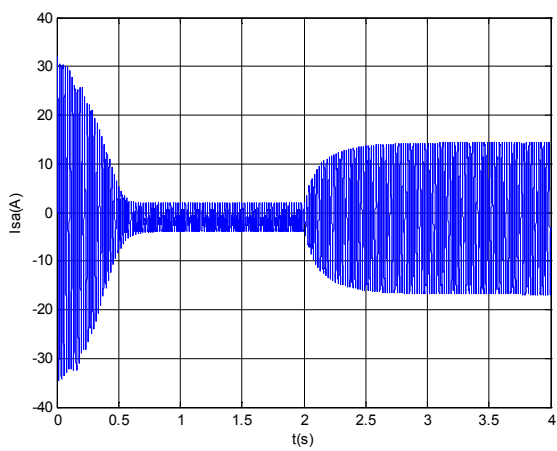
(b) Couple électromagnétique  $C_{em}$



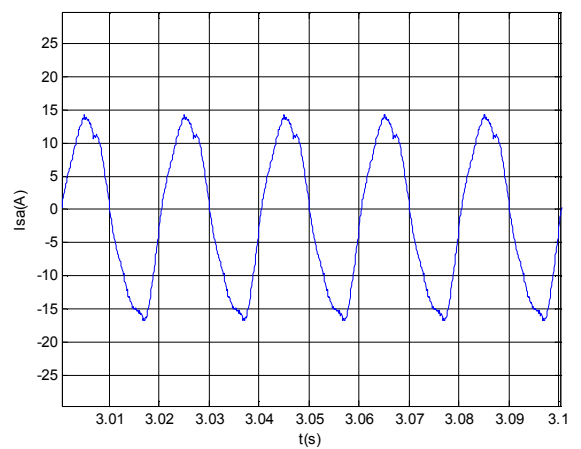
(c) Courant d'entrée (IA)



(d) Zoom de (IA)



(e) Courant statorique (Is\_a)



(f) Zoom de (Is\_a)

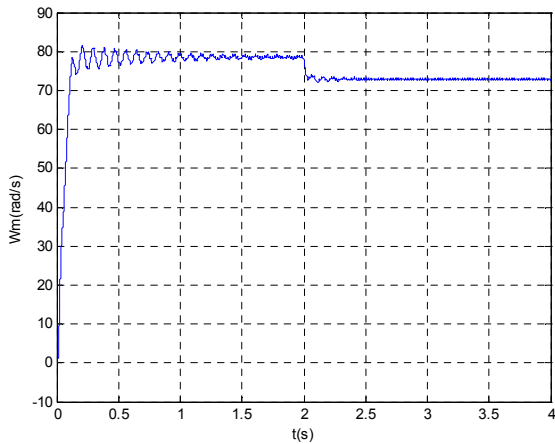
**Fig. III.1. Performances de l'association CMI-MASP commandée par SVM pour  $f_s = 50$  Hz**



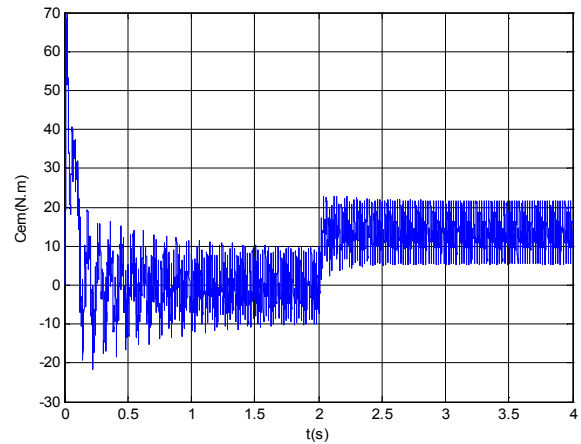
### III.1.b. Pour une fréquence de sortie égale à 25HZ

➤ Pour  $f_s = 25 \text{ Hz}$ ,  $V=220\text{V}$ ,  $C_r = 14 \text{ N.m}$

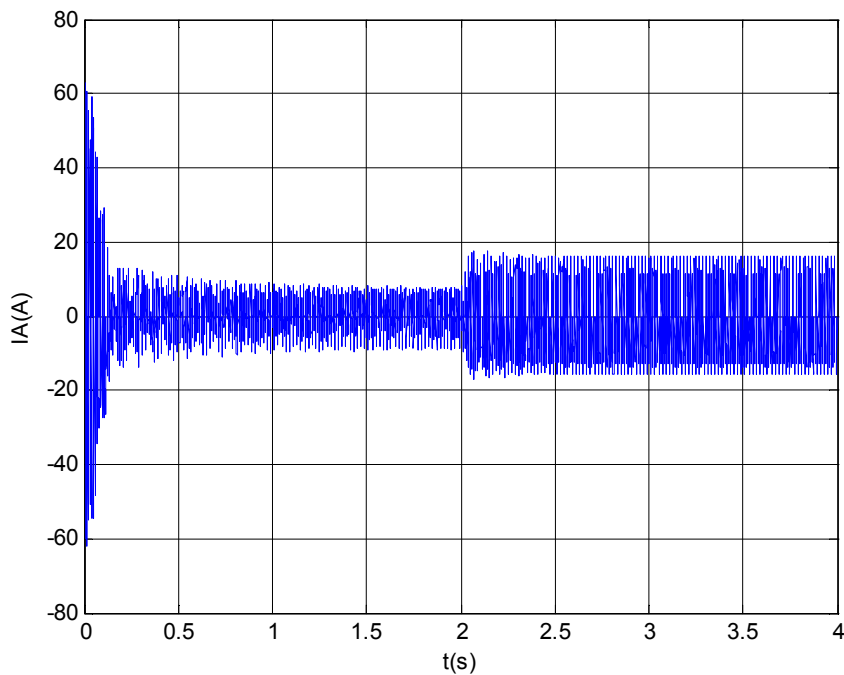
Les résultats de simulation sont représentés sur les figures suivantes:



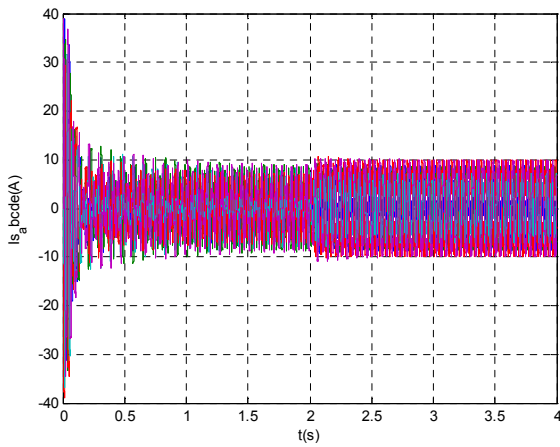
(a) Vitesse de rotation ( $W_m$ )



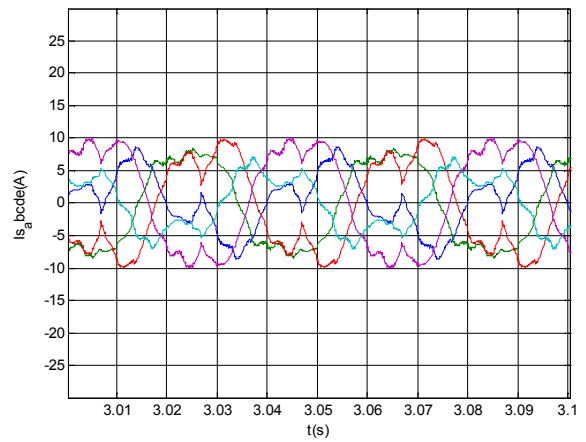
(b) Couple électromagnétique  $C_{em}$



(c) Courant d'entrée ( $I_A$ )



(d) Courants statoriques (Is\_abcde)



(e) Zoom de (Is\_abcde)

**Fig. III.2. Performances de l'association CMI-MASP commandée par SVM pour  $f_s = 25$  Hz**

### III.2. Interprétation des résultats

La figure (Fig.III.1), représente les performances de l'association convertisseur matriciel indirect-machine asynchrone pentaphasée commandée par la modulation vectorielle pour  $f_s = 50$  Hz

La figure (Fig.III.1.(a).(b)), illustrent le démarrage de la machine asynchrone pentaphasée alimentée par convertisseurs matriciels indirects commandés par la technique de la modulation vectorielle. La vitesse se rapproche du synchronisme (glissement presque nul), à  $t=2$ s, un couple résistant de  $C_r=14$  N.m est appliqué et la vitesse diminue (augmentation du glissement). Le couple électromagnétique  $C_{em}$ (N.m) répond au couple résistant.

La figure (Fig.III.1.(c).(d)), représente le courant d'entrée (IA) ainsi que son zoom respectivement.

La figure (Fig.III.1.(e).(f)), représente le courant statorique  $I_{s\_a}$ (A) ainsi que son zoom respectivement. La figure (Fig.III.2), représente les performances de l'association convertisseur matriciel indirect-machine asynchrone pentaphasée commandée par la modulation vectorielle pour  $f_s = 25$  Hz, nous remarquons que la vitesse de rotation a été divisée par deux.

### **III.3. Conclusion**

L'étude par simulation numérique de la MASP alimentée par convertisseurs matriciels indirects, commandés par la modulation vectorielle.

Les résultats de simulation nous ont montré le fonctionnement de la machine asynchrone pentaphasée alimentée par le convertisseur matriciel indirect, commandés par la modulation vectoriel. La validité de la commande est ainsi vérifiée.

En perspectives, il est envisagé d'appliquer une commande vectorielle à la machine dans le but d'évaluer le fonctionnement dans un système asservi global.

*CONCLUSION*  
*GENERALE*

## **Conclusion générale**

Dans ce mémoire, nous avons comme objectif d'étudier est de simuler la MASP. Cette machine est alimentée par convertisseur matriciel indirect.

Pour atteindre cet objectif, nous nous sommes tout d'abord intéressés aux machines multiphasées en présentant leurs caractéristiques générales, nous avons distingué deux types de machines multiphasées, machines multiphasées de Type 1, machines multiphasées de Type 2, ainsi que nous sommes cités leurs avantages, puis nous avons modélisés la MASP.

Par la suite, nous nous sommes intéressés au convertisseur matriciel indirect, nous avons présentés ses différentes topologies, ainsi que la stratégie de sa commande (méthode de modulation vectoriel). Les convertisseurs matriciels indirects offrent plusieurs avantages, et l'un des plus importants est le facteur de puissance réglable, qui peut atteindre l'unité.

Dans le troisième chapitre, on a présenté les résultats obtenus à partir des tests de simulation numérique, de la machine asynchrone pentaphasée et le convertisseur matriciel indirect.

### Paramètres de la machine asynchrone pentaphasée

❖ Puissance nominale	$P_n = 3 \text{ kw}$
❖ Tension efficace nominale	$V_n = 380 \text{ V}$
❖ Courant efficace nominle	$I_n = 3.6/6.2\text{A}$
❖ Résistance rotorique	$R_r = 1.8 \Omega$
❖ Résistance statorique	$R_s = 2.47 \Omega$
❖ Inductances statorique	$L_s = 0.23 \text{ H}$
❖ Inductance rotorique	$L_r = 0.23 \text{ H}$
❖ Inductance mutuelle	$M = 0.226\text{H}$
❖ Nombre de pairs de pôles	$P = 2$
❖ Moment d'inertie	$J = 0.05\text{kg.m}^2$
❖ Coefficient de frottement	$F = 0.00006\text{kg.m}^2/\text{s}$
❖ Vitesse de rotation nominale	$N_n = 1461.78 \text{ tr}/\text{min}$
❖ Fréquence nominale	$f = 50\text{Hz}$
❖ Flux nominale	$\varphi_n = 1.16\text{Wb}$
❖ Facteur de puissance	$\cos\varphi = 0.83$

- [1] H.A. Tolyat, S.P. Waiker, et T.A. Lipo «*analysis and simulation the five-phase synchronous reluctance machines includeg third harmonic of an gap*». *MMF .IEEE transaction on industry application* April 1998.
- [2] G.Pasqualini « *Alimentation par c statique, régimes transitoires* ». *Technique de l'ingénieur*, D3562.1997.
- [3] Franck scuiller « *Développement d'outils de conception de machine polyphasées à aimant utilisant l'approche multi machine*». *L'école nationale supérieure d'arts et métiers*.
- [4] Khezzar .A « *Filtrage actif du couple de machines électriques de forte puissance*». *Thèse de doctorat, l'institut national polytechnique de Lorrene*.1997.
- [5] Francois Gruson « *Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse*». *Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille*, Décembre 2010.
- [6] 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.
- [7] D. Hadiouche «*Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation et structure*» *Thèse de doctorat, Université de Henry Poincaré*, 2001.
- [8] S. Alloune «*commande des machines polyphasées*» *Mémoire de magister. Université de Bejaia*, 2005.
- [9] N. Regrag et Idjdarene « *Etude et simulation du control vectoriel d'une machine asynchrone*. *Mémoire d'ingénieur, Université de Bejaia*, 2008.
- [10] N. Taib « *application des convertisseur matriciels a la commande des machines à courant alternatif* », *mémoire magister, Bejaia* 2004.

## ***Bibliographie***

---

- [11] H. A. Toliyat, H. Xu, « *A Novel Direct Torque Control (DTC) Methode for Five-Phase Induction Machines* » Electric Machines & Power Electronics (EMPE) Laboratory, Department of Electrical Engineering Texas A&M University, IEEE 2000
- [12] Huangsheng xu, H.A. Tolyat, L.J.Petersen « *Rotor field oriented control of five-phase induction motor with the combined fund avental and third harmonic currents.*IEEE, 2001.
- [13] F.Labrique, G.Segulier, R.Baurier « *Les convertisseurs de l'électronique de puissance volume 4 : la conversion continu-alternatif, édition TEC&DOC Levoisier 2<sup>ème</sup> édition 1995.*
- [14] K. Ghedamsi : « *contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence application à la conduite de la machine synchrone* ».Thèse doctorat ENP année 2008.
- [15] Matti Jussila « *comparaison of space vector modulation direct and indirect matrix converter in low-power application*», Temper University of technology, publication