

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministre De L'enseignement Supérieur Et De la Recherche
Scientifique Université A/Mira de Bejaia

Faculté De La Technologie
Département de Génie Electrique

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME MASTER
EN ELECTROTECHNIQUE
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

**Application de la modulation vectorielle au convertisseur
matriciel 3\5 phases**

Proposé et dirigé par :

M^r : A. AZIB

M^r : B. METIDJI

Présenté par :

- HAMITOUCHE Samir

Année Universitaire : 2011/ 2012

Remerciements

Remerciements

Je remercie le tout puissant Allah qui m'a donné le courage et la santé afin de réaliser ce travail.

Je tiens à remercier, en particulier, mes encadreurs, messieurs A.AZIB, et B.METIDJI d'avoir accepté de m'encadrer et de m'encourager tout au long de ce travail.

Ainsi à tous les enseignants et enseignantes de faculté de technologie de Bejaia qui m'ont suivies tout au long de mes études.

Et merci aussi pour les membres de jury qui ont accepté d'évaluer notre travail.

Dédicace

Je dédie ce mémoire à :

A mes très chers parents

Et mes frères : Loucif ; Zoubir

A tous mes amis

Sommaire

Sommaire	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Notations	
Introduction générale	1
Chapitre I : Généralités sur les convertisseurs matriciels	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Décomposition fonctionnelle.....	3
I.3. Présentation et notation.....	4
I.4. Convertisseur matriciel 3/5 phase.....	5
I.4.1.Définition.....	5
I.4.2. Fonctionnement du convertisseur matriciel.....	6
I.4.3. Vecteur de commutation admissible.....	8
I.4.4. Fonction de connexion des interrupteurs.....	9
I.5 Conclusion.....	10
Chapitre II : Stratégie de commande du système matriciel	
II.1.Introduction.....	11
II.2.Modulation vectorielle.....	11
II.2.1.Principe.....	11
II.2.2.Commande de l'étage Onduleur.....	14
II.2.3.Commande de l'étage Redresseur.....	19
II.2.4.Commande du convertisseur matriciel.....	24
II.3.Résultat de simulation et interprétation.....	25
II.4.Conclusion.....	32
Chapitre III. Association Convertisseur Matriciel MAS Pentaphasée	
III.1.Introduction.....	33
III.2. Machine asynchrone pentaphasée.....	33
III.2.1. Description.....	33
III.2.1.1 Les hypothèses simplificatrices.....	34
III.2.2. Le modèle mathématique de la machine asynchrone pentaphasée.....	34
III.2.2.1. Equation de la MAS Pentaphasée dans le repère (a,b,c,d,e).....	34
III.2.2.1.a . Equation Electrique.....	34
III.2.2.2. Equation de la MAS Pentaphasée dans le repère (d,q).....	35
III.2.2.2.1 Transformation de Park.....	35
III.3. Les performances de la MAS pentaphasée en boucle ouverte.....	36
III.3.1 Les performance de l'association convertisseur_MASP.....	38
III.3.2 Fonctionnement en quatre quadrants.....	39
III.4 Conclusion.....	40
Conclusion générale.....	42
Bibliographie	
Annexe	

Notations

V_a, V_b, V_c : Sources de tension triphasée

C_r : Couple de charge

CM : Convertisseur Matriciel

C_e : équation du couple électromagnétique

d_γ, d_δ Rapports cycliques des courants d'entrée du redresseur

d_α, d_β : Rapports cycliques des tensions de sortie de l'onduleur

[F]: Matrice de connexion regroupant l'ensemble de toutes les fonctions de connexion

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}, \Phi_{sd}$ et Φ_{se} : Flux des phases statoriques

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Flux des phases rotoriques

$i_{su}, i_{sv}, i_{sw}, i_{se}, i_{sk}$: Vecteurs instantanés des courants commutés issus des sources de courant

i_a, i_b, i_c : Vecteurs instantanés des courants modulés

I_e^* : Vecteur de référence des courants d'entrée

I_e : Vecteur instantané des courants d'entrée

I_s : Vecteur instantané des courants de sortie

i_{dc} : Courant fictif de sortie par l'état des interrupteurs

I_y : Vecteur des courants d'entrée sur l'axe y

I_o : Vecteur des courants d'entrée nul

$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ Courants représentées dans l'axe $\alpha\beta$

I_γ, I_δ Courant d'entrée du redresseur

I_s : Représentation complexe des courants instantanés de sortie

I_e : Représentation complexe des courants instantanés d'entrée

I_{dcp} : Courant fictif d'entrée reliée à la phase A

I_{den} : Courant fictif d'entrée reliée à la phase b

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, I_{sd}$ et I_{se} : Courants des phases statorique

I_{ra}, I_{rb}, I_{rc} : Courants des phases rotorique

I_{ds}, I_{dr} : Courants statorique et rotorique respectivement suivant l'axe d

I_{qs}, I_{qr} : Courants statorique et rotorique respectivement, suivantes l'axe q

[I]: Matrice de transfert de l'onduleur

[I_S]: Vecteur constant les C courants commutés

[I]: Vecteur contenant les L courants modulés

L_s, L_r : Inductances de fuite statorique et rotorique

m_v : Taux de modulation.

m_c : Coefficient de réglage.

MASP : Machine Asynchrone Pentaphasée

[u_s]: Valeurs instantanées des tensions commutées issues des sources de tension.

[u_m]: Valeurs instantanées des tensions modulée

S_{ij} : Interrupteur

$S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$: Interrupteurs du redresseur

$S_7, S_8, S_9, S_{10}, S_{11}, S_{12}, S_{13}, S_{14}, S_{15}, S_{16}$: Interrupteurs de l'onduleur

T_{au}, T_{bu}, T_{cu} : Vecteur de commutation

$[T]$: Matrice de transfert

T_{seq} : Période de commutation des interrupteurs

θ_v : Angle du vecteur spécial de tension de sorte

θ_v : Angle du vecteur spécial de tension de sortie

θ_c : Angle spécial de courant de référencé dans le secteur

$[R]$: Matrice de transfert de redresseur

$[R]^T$: Matrice transposée de redresseur

$v_{su}, v_{sv}, v_{sw}, v_{se}, v_{sk}$: Tension simple de référence

$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$: Tensions représentées dans l'axe $\alpha\beta$

V_s : Représentation complexe des tensions instantanés de sortie

V_e Représentation complexe des tensions instantanés d'entrée

V_{dc} : Potentiel fictive de la sortie

V_{dcp} : Potentiel fictif d'entrée reliée à la phase A

V_{dcn} : Potentiel fictif d'entrée reliée à la phase b

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}, V_{sd}$ et V_{se} : Tensions des phases statorique

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} , sont des tensions de phases rotorique

V_{ds}, V_{dr} : Tensions statorique et rotorique respectivement suivant l'axe d

V_{qs}, V_{qr} : Tensions statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q

ω_r : Vitesse de rotation

ω_s : Vitesse statorique

Ω : Vitesse de rotation de la machine pentaphasée

Liste des figures

Figure I.1 décomposition du modèle d'un convertisseur matriciel	4
Figure I.2 Représentation d'un convertisseur L phase en tension / C phase en courant	5
Figure I.3 Schéma électrique d'un convertisseur matriciel 3\5 phases	7
Figure. I.4 Interrupteurs bidirectionnels	8
Figure I.5 Exemple pour la définition du vecteur de commutation de la matrice	9
Figure II.1 Circuit équivalent du convertisseur 3/5 phases	12
Figure II.2 le rapport entre le circuit équivalent et le convertisseur dans la phase A	13
Figure II.3 le rapport entre le circuit équivalent et le convertisseur 3/5 phase	13
Figure II.4 Onduleur du circuit équivalent	14
Figure II.5 Représentation des vecteurs de tension de sortie	17
Figure II.6 La position du vecteur de tension	18
Figure II.7 redresseur du circuit équivalent	20
Figure II.8 Représentation du polygone des courants d'entrée	22
Figure II.9 La position du vecteur du courant d'entrée	23
Figure II.10 Les tensions de sortie pour charge résistives (50 Hz)	26
Figure II.11 Allure de la tension de sortie de charge résistive ainsi que son spectre d'harmonique	26
Figure II.11 Allure du courant d'entrée de charge résistive ainsi que son spectre d'harmonique	27
Figure. II.12 Allure du courant d'entrée de la charge résistive ainsi que son spectre d'harmonique	27
Figure. II.13 Allure du courant d'entrée de la charge résistive sans filtre ainsi que le courant filtré	27
Figure II.14 Allure de la tension de sortie de la charge ainsi que son spectre d'harmonique	27
Figure II.15 Allure du courant d'entrée de la charge inductive ainsi que son spectre d'harmonique	28
Figure II.16 Allure du courant d'entrée de la charge inductive sans filtre ainsi que le courant filtré	28
Figure. II.17 les tensions de sorties pour charge résistive ($f = 25$ Hz)	28
Figure. II.19 Allure du courant d'entrée de la charge résistive sans filtre ainsi que le courant filtré	29
Figure. II.20 Allure de la tension de sortie de la charge inductive ainsi que son spectre d'harmonique	29
Figure. II.21 Allure du courant d'entrée de la charge inductive ainsi que son spectre d'harmonique	30
Figure II.22 Allure du courant d'entrée de la charge inductive sans filtre ainsi que le courant filtré	30
Figure II.23 Allure du courant d'entrée avec déphasage en arrière ainsi que son spectre d'harmonique	30
Figure II.24 Allure du courant d'entrée filtré avec déphasage en arrière	31
Figure II.25 Allure de courant d'entrée filtré avec déphasage en avant	31
Figure III.1 Enroulement de la machine pentaphasée	34
Figure III.2. Vitesse de rotation, Couple électromagnétique et courant statorique MASP	38
Figure III.3. Vitesse de rotation, couple électromagnétique et courant statorique de la MASP	39
Figure III.4. Vitesse de rotation, Couple électromagnétique et Courant statorique de la MASP alimentée par CM	39
Figure III.5. Fonctionnement du convertisseur matriciel danses les quatre quadrants	40

Liste des tableaux

Tableau II.1 Interrupteur et vecteur de commutation du redresseur	16
Tableau II.2 Etat des interrupteurs et vecteurs de commutations du redresseur	21
Tableau II.3 Séquences de commutation pour la modulation de double sens	25

Introduction générale

Introduction générale

Les convertisseurs statiques sont les dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et/ou la fréquence de l'onde électrique.

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 [1], [2], [3].

Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau du convertisseur matriciel que de la machine. Les interrupteurs statiques du convertisseur matriciel doivent commuter des courants importants pour remédier ce problème, il est souvent nécessaire de placer des structures qui ont un nombre élevé de bras, en effet chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutation plus élevées et donc des ondulations de courant et de couple amoindries.

Il est à noter que les configurations des convertisseurs matriciels les plus traitées dans la littérature sont triphasée- triphasée [4],[5]. Peu d'attention a été payée sur le développement des convertisseurs matriciels dont le nombre de phase de sortie est supérieur à trois.

L'objectif de ce mémoire est donc d'étudier et commander un convertisseur matriciel direct alimenté par une source alternative triphasée et offre à la sortie cinq phases de tension alternative.

Notre travail comporte trois chapitres

Le premier chapitre sera consacré à la description des convertisseurs matriciels d'une manière générale et au convertisseur matriciel 3\5 phases en particulier tout en élaborant son modèle en vue de sa commande.

Au deuxième chapitre, nous présenterons les stratégies de commande du convertisseur matriciel 3\5 phases. Nous détaillerons la technique de modulation vectorielle qui se base sur l'imposition d'un certains nombre de vecteurs de commutation, permettant de moduler le courant d'entré ainsi que la tension de sortie de forme sinusoïdale. Puis nous effectuerons des tests de simulation sur différents type de charge afin de valider notre structure.

Le troisième chapitre présentera la modélisation de la machine asynchrone pentaphasée alimentée par le convertisseur matriciel 3\5 phases en vue d'étudier son comportement en régime dynamique et permanent. La présentation des simulations numériques ainsi que l'interprétation des résultats obtenus seront aussi discutées.

Une conclusion générale clôturera ce travail.

Chapitre I

Généralités sur les Convertisseurs Matriciels

I.1. Introduction

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

Des grandeurs importantes (comme le couple, la vitesse de la machine tournante, les tensions ou les courants) sont traitées par un organe de commande permettant de piloter le convertisseur et ainsi réguler la ou les grandeurs souhaitées. Un dispositif de protection est connecté au convertisseur du variateur afin de réduire au maximum tout risque de destruction du système.

Il existe plusieurs topologies de convertisseurs. La première famille assure une conversion alternatif-continu suivie d'une conversion continu-alternatif (AC/DC/AC). C'est celle qui est actuellement la plus répandue dans l'industrie. La seconde famille assure une conversion directe alternatif-alternatif (AC/AC). Cette conversion directe peut être assurée, soit par des cyclo-convertisseurs, soit par des convertisseurs matriciels directs ou indirects [4]. Dans ce qui suit nous nous intéressons uniquement aux cas des convertisseurs matriciels directs avec un nombre de phase à la sortie supérieur à trois.

I.2. Décomposition fonctionnelle

Les convertisseurs de l'électronique de puissance permettent de convertir de l'énergie électrique sous différentes formes par connexion et déconnexion de circuits électriques comportant des générateurs et des récepteurs. La fonction "interrupteur" est réalisée au moyen de semi-conducteurs qui obéissent à leur propre loi. La nature continue des grandeurs électriques est retrouvée soit par l'emploi d'éléments de filtrage, soit par la nature filtrante des générateurs et des récepteurs qui y sont reliés. Ainsi, les convertisseurs mettent en jeu des grandeurs électriques dont les évolutions peuvent être continues ou discontinues. Cette nature hybride se retrouve naturellement dans leur modèle, que l'on peut ainsi ordonner sous la forme de deux ensembles d'équations mathématiques désignés par le vocable "Partie Commande" et "Partie Opérative" (**Figure. I.1**) [5]

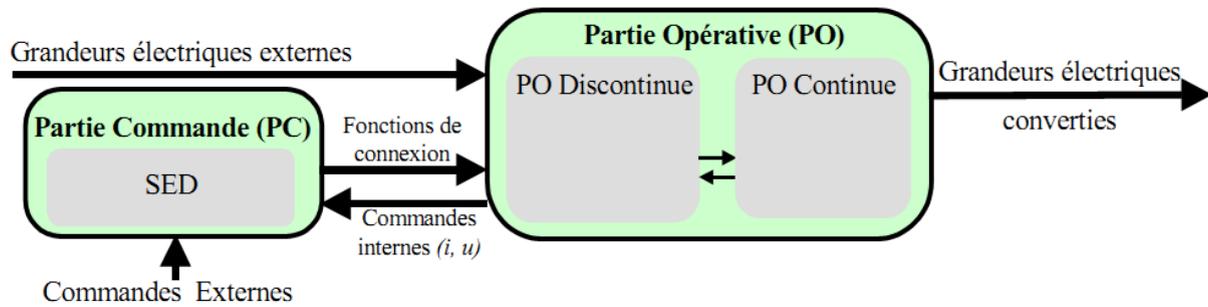


Figure I.1 Décomposition du modèle d'un convertisseur matriciel

I.3. Présentation et notations

La majorité des convertisseurs de l'électronique de puissance ont une Partie Opérative discontinue correspondant à une disposition matricielle des interrupteurs idéaux. Les lois de l'électricité imposent deux conditions :

- Les sources connectés de chaque côté de cette matrice doivent être de nature différente.
- A tout instant les interrupteurs doivent être dans états qui ne conduisent pas au court-circuit des sources de tentions ni à l'ouverture des sources de courants.

Les convertisseurs statiques direct matriciel L phases en tension C phases en courant sera représenté comme une matrice d'interrupteurs reliant les L sources de tension alignées verticalement et les sources de courant alignées horizontalement. La fonction de connexion associée à l'interrupteur se trouvant à l'intersection de la ligne l et de colonne c sera noté f_{lc} (Figure I.2) [5]

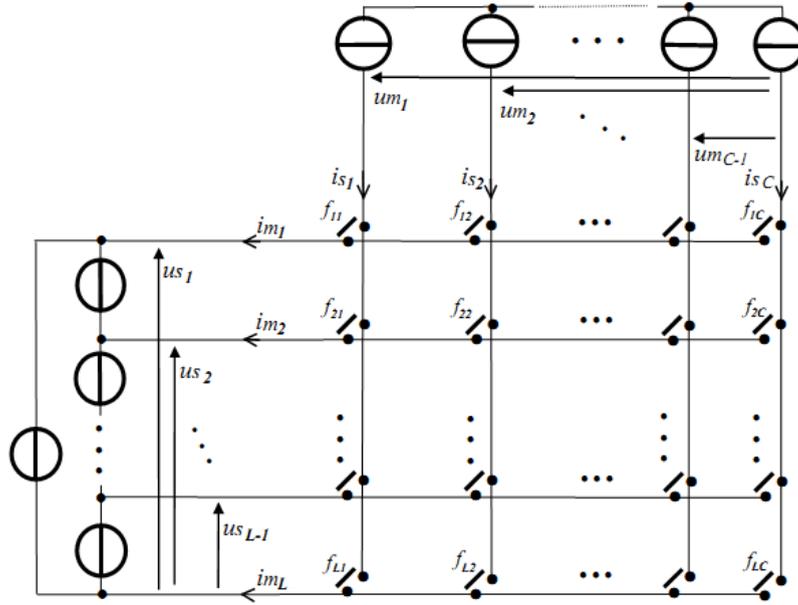


Figure I.2 Représentation d'un convertisseur L phase en tension / C phase en courant

Les notations retenues sont les suivantes :

- $i_{s1}, i_{s2}, \dots, i_{sC}, \dots, i_{sC}$ désignent les valeurs instantanées des courants commutés issus des sources de courant. La somme de ces courants est supposée nulle.
- $u_{s1}, u_{s2}, \dots, u_{s2}, \dots, u_{sL-1}$ désignent les valeurs instantanées des tensions commutées issus des sources de tension.
- $i_{m1}, i_{m2}, \dots, i_{mL}, \dots, i_{mL-1}$ désignent les valeurs instantanées des courant modulées
- $u_{m1}, u_{m2}, \dots, u_{mC}, \dots, u_{mC-1}$ désignent les valeurs instantanées des tensions modulées.

On note $[F]$ la matrice de connexion regroupant l'ensemble de toutes les fonctions de connexion :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{1C} & \dots & f_{1C} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_L & \dots & f_{LC} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

L'application de ces deux conditions a pour conséquence la fermeture systématique d'un seul interrupteur appartenant ainsi à une cellule de commutation verticale.

$$\sum_{l=1}^L f_{lc} = 1 \quad (I.2)$$

La conversion appliqué sur les sources de courant peut être exprimé par :

$$[I] = [F] \cdot [I_S] \quad (I.3)$$

$$[Vs] = [F]^t \cdot [V] \quad (I.4)$$

- $[I_S] = [i_{s1} \dots i_c \dots i_{sc}]^T$ est un vecteur constant les C courants commutés.

- $[I] = [im_1 \dots im_l \dots im_L]^T$ est un vecteur contenant les L courants modulés.

- $[V] = [um_1, \dots um_2, \dots, um_{sc}]^T$ est un vecteur constant les C tensions commutés

- $[V_S] = [um_1 \dots um_2 \dots um_L]^T$ est un vecteur constant les C tensions modulés.

I. 2 Convertisseur matriciel 3\5 phases

I.2.1 Définition

Le convertisseur matriciel direct alimenté par une source de tension alternative et offre à la sortie cinq phases de courant alternatif est une nouvelle topologie de convertisseurs de fréquence directe. Il permet d'obtenir un système de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel. Ceci est réalisé par une matrice d'interrupteurs de puissance bidirectionnels, en courant et en tension, reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie

On parle d'une conversion directe de fréquence parce que la conversion est réalisée sans circuit intermédiaire servant à un stockage d'énergie. Les principaux avantages de ce convertisseur sont:[3]

- Une large gamme de fréquence de sortie;
- le facteur de puissance à la sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge;
- un spectre d'harmoniques 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 travail dans les deux sens donc dans les quatre quadrants du plan tension courant.

Le schéma de ce convertisseur est montré sur la figure (**Figure. I.3**).

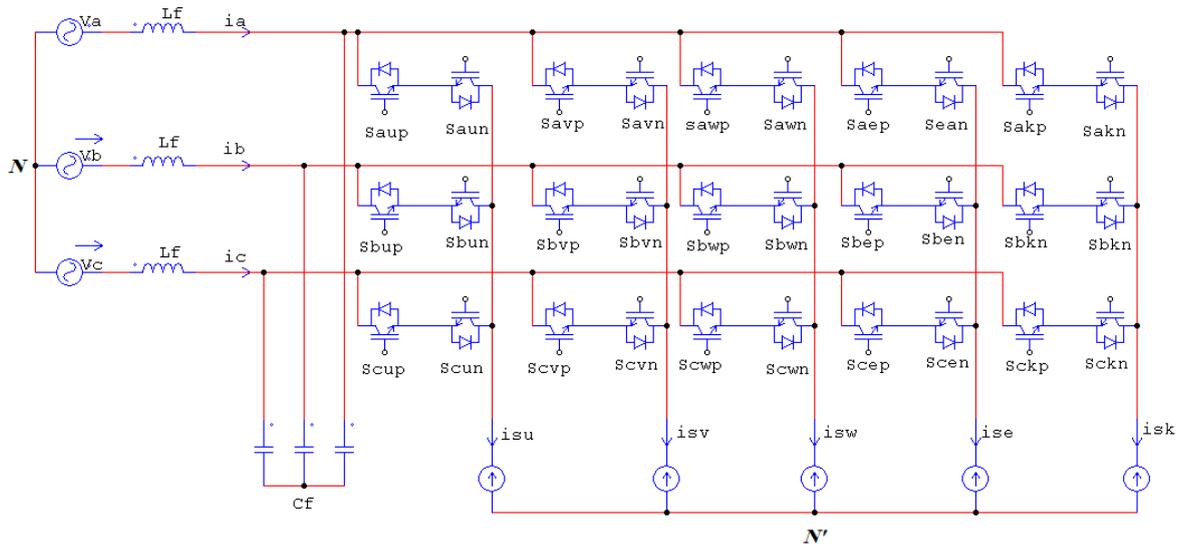


Figure I-3 Schéma électrique d'un convertisseur matriciel 3/5 phases

I.2.2 Fonctionnement du convertisseur matriciel

Les convertisseurs matriciels possèdent des composants d'électronique de puissance bidirectionnels, c'est-à-dire ils doivent conduire le courant symétriquement dans les deux sens ainsi que de bloquer les tensions de deux polarités. Actuellement il n'existe aucun élément à semi-conducteur réalisant la commutation forcée bidirectionnelle, les commutateurs sont alors réalisés à base d'éléments de puissance unidirectionnels, pour cela nous avons le choix entre plusieurs topologies qui se divisent en deux catégories fondamentales : les commutateurs à un élément encadré de diodes et les commutateurs à deux éléments mis en antiparallèle. Comme le montre la figure (**Figure. I.4**) [6]

Le choix des commutateurs s'effectue selon :

- Les mécanismes de commutation et de protection des éléments semi-conducteurs qui sont réalisable avec la configuration
- Le nombre d'éléments semi-conducteurs et d'alimentations stabilisées nécessaires (prix des semi-conducteurs et du circuit de puissance)
- Le nombre d'éléments connectés en sérié dans la boucle de courant. Ceci détermine les pertes en conduction du convertisseur matriciel.

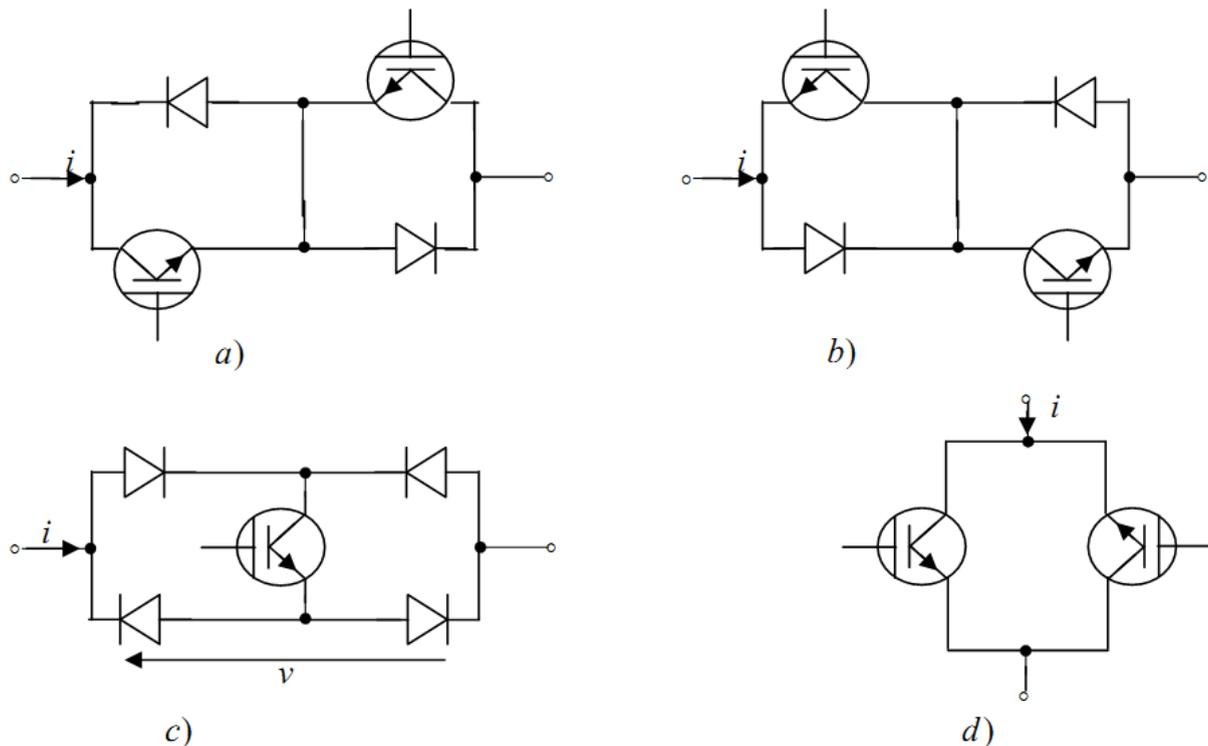


Figure I.4 Interrupteurs bidirectionnels

a) Montage en émetteur commun

b) Montage en collecteur commun

c) Montage à pont de diode

d) Montage à deux transistors (RBIGBT)

I.2.3. Vecteurs de commutation admissibles :

Le convertisseur matriciel direct 3\5 phases de fréquence utilisé, est composé de quinze interrupteurs, comme le montre la figure I.3 ; cela conduit à avoir $2^{15} = 32768$ différentes combinaisons possibles d'états des commutateurs de la topologie. Néanmoins, il est pratiquement impossible d'appliquer toutes ces différentes combinaisons, et ce à cause des deux contraintes suivantes:

- ✓ On ne doit jamais fermer plus d'un seul commutateur par groupe d'une phase de sortie. Cela évite la mise en court-circuit deux tensions d'alimentation.
- ✓ Il ne faut pas ouvrir tous les commutateurs d'un groupe d'une phase de sortie, parce que dans ce cas le courant serait interrompu dans cette phase. A cause de la charge inductive, la continuité du courant de sortie doit être assurée à chaque instant.

En respectant ces deux règles énoncées ci-dessus, le nombre de combinaisons possible à $3^5 = 243$. Dans ce cas, un vecteur d'ordre 5 est suffisant pour décrire l'état de

commutation de la matrice complète. La (**Figure. I.5**) montre un exemple de vecteur de commutation.

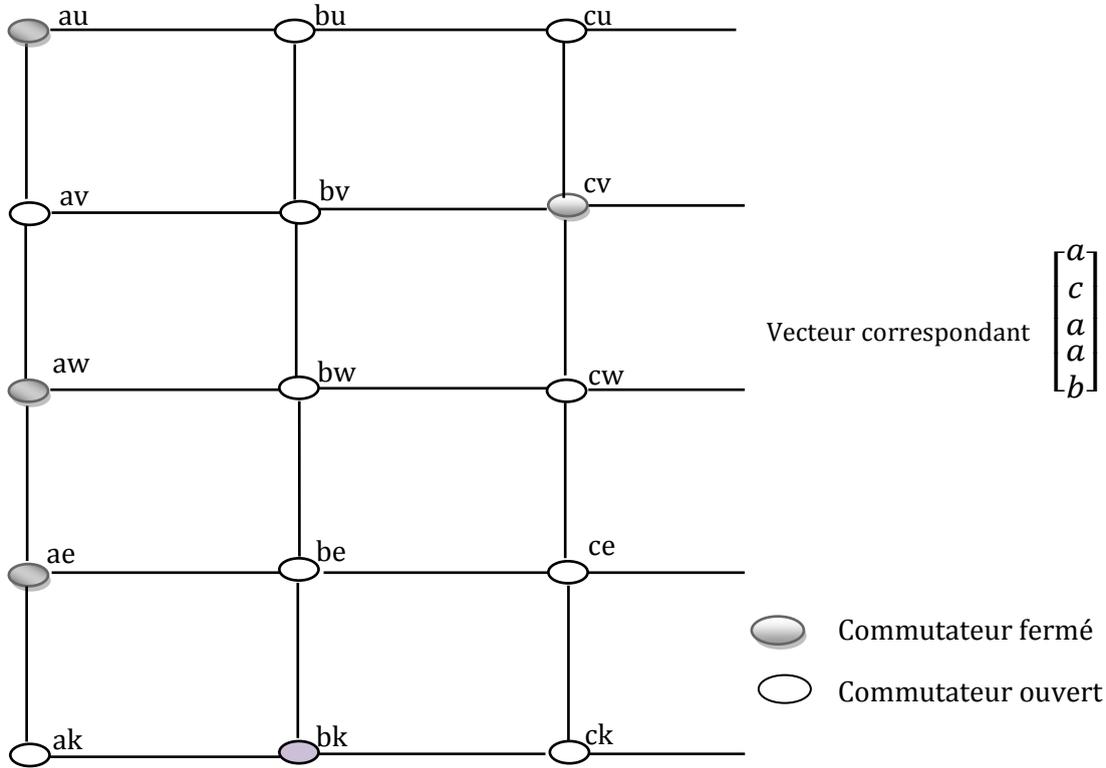


Figure I.5 Exemple pour la définition du vecteur de commutation de la matrice

I.2.4 Fonction de connexion des interrupteurs

On définit la fonction de connexion F_{ij} de chaque interrupteur S_{ij} comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci :

$$\begin{cases} F_{ij} = 1 & \text{Si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est fermé} \\ F_{ij} = 0 & \text{Si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

Avec $i \in \{a, b, c\}$ et $j \in \{u, v, w, e, k\}$

On définit la fonction génératrice de connexion F_{ij}^g des interrupteurs S_{ij} comme étant la valeur moyenne sur une période de commutation (T_{seq}) supposée infiniment petite

$$F_{ij}^g = \left[\frac{1}{T_{seq}} \int_{KT_{seq}}^{(1+K)T_{seq}} F_{ij}(t). dt \right] \quad (\text{I.6})$$

Avec $K \in \mathbb{N}$, $0 \leq F_{ij}^g(t) \leq 1$

- **Commande complémentaire :**

Afin d'éviter le court-circuit des sources de tension, et pour que le convertisseur matriciel 3\5 soit totalement commandable, on adopte la commande complémentaires suivante:

$$T_{au} + T_{bu} + T_{cu} = 1 \quad (I.7)$$

Donc pour le convertisseur matricielle 3/5 phase on a :

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \\ u_{se} \\ u_{sk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{au} & F_{bu} & F_{cu} \\ F_{av} & F_{bv} & F_{cv} \\ F_{aw} & F_{bw} & F_{cw} \\ F_{ae} & F_{be} & F_{ce} \\ F_{ak} & F_{bk} & F_{ck} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Pour le courant on a :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{au} & F_{av} & F_{aw} & F_{ae} & F_{ak} \\ F_{bu} & F_{bv} & F_{bw} & F_{be} & F_{bk} \\ F_{cu} & F_{cv} & F_{cw} & F_{ce} & F_{ck} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \\ i_{se} \\ i_{sk} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

I.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'une manière générale le convertisseur matriciel direct avec plusieurs sources de tension et de courant. Et en particulier nous avons étudié le cas d'un convertisseur matriciel 3\5 phases, ou nous avons décrit son fonctionnement et les différents interrupteurs qui peuvent le réaliser. Puis nous avons donné son modèle en vue de sa commande. De même, nous avons défini les vecteurs admissibles avec les différents états de commutations.

Dans le chapitre suivant nous développerons une technique de commande pour le convertisseur matriciel 3\5 phases à savoir la modulation vectorielle.

Chapitre II

Stratégies de Commande du Convertisseur Matriciel

II.1 Introduction

Le problème de la commande du convertisseur matriciel consiste à trouver les séquences de pulsation pour que la moyenne glissante des tensions de phase à la sortie soient modulées sinusoïdalement. L'amplitude et la fréquence de l'onde fondamentale des tensions doivent être variables.

Afin de réaliser ceci il existe des méthodes, qui se basent généralement sur la modulation, connues, relative à la commande des convertisseurs de fréquence conventionnels, permettant la commande du convertisseur matriciel. On cite parmi elles : [6]

- La commande directe par des régulateurs à action à deux positions (commande en courant).
- La modulation par phaseurs spatiaux (SVM Space vector modulation).
- ✓ La modulation par sous-oscillation (PWM à trois intervalles).

Dans ce qui suit, on étudiera la méthode de modulation par phaseurs spatiaux qui permettra de réaliser la commande par pulsation des commutateurs de puissance du convertisseur matriciel direct 3\5 phases.

II.2. Modulation vectorielle

II.2.1 Principe

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.

La modulation vectorielle pour le convertisseur matriciel, décrit un circuit équivalent fictif combinant deux étages, étage onduleur et étage redresseur qui sont liés par une tension continue intermédiaire fictive V_{dc} (**Figure II.1**) [3].

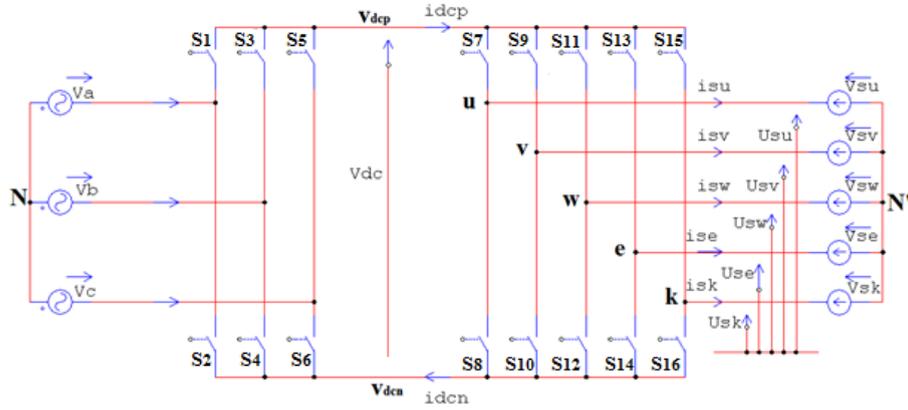


Figure II.1 Circuit équivalent du convertisseur matriciel 3\5 phases

L'étage onduleur est composé de dix interrupteurs de S7 à S16 et celui du redresseur de six interrupteurs de S1 à S6, sans aucun élément de stockage d'énergie, le circuit équivalent fournit en soi des possibilités bidirectionnelles de transfert de la puissance en raison de sa topologie symétrique.

L'idée fondamentale de la modulation vectorielle est de découpler entre la commande des courants d'entrée et la commande des tensions de sortie, en utilisant cette approche, la matrice de transfert $[T]$ est définie comme une matrice 5×3 , pour le convertisseur comme suit:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} F_{au} & F_{bu} & F_{cu} \\ F_{av} & F_{bv} & F_{cv} \\ F_{aw} & F_{bw} & F_{cw} \\ F_{ae} & F_{be} & F_{ce} \\ F_{ak} & F_{bk} & F_{ck} \end{bmatrix}}_{[T]} = \underbrace{\begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \\ S_{13} & S_{14} \\ S_{15} & S_{16} \end{bmatrix}}_{[I]} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix}}_{[R]} \quad (II.1)$$

Matrice $[I]$ est la matrice de transfert de l'onduleur et $[R]$ celle du redresseur.

Donc d'après les équations (I.7) et (II.1) on trouve :

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \\ u_{se} \\ u_{sk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \\ S_{13} & S_{14} \\ S_{15} & S_{16} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (II.2)$$

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \\ u_{se} \\ u_{sk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 \cdot S_1 + S_8 \cdot S_2 & S_7 \cdot S_3 + S_8 \cdot S_4 & S_7 \cdot S_5 + S_8 \cdot S_6 \\ S_9 \cdot S_1 + S_{10} \cdot S_2 & S_9 \cdot S_3 + S_{10} \cdot S_4 & S_9 \cdot S_5 + S_{10} \cdot S_6 \\ S_{11} \cdot S_1 + S_{12} \cdot S_2 & S_{11} \cdot S_3 + S_{12} \cdot S_4 & S_{11} \cdot S_5 + S_{12} \cdot S_6 \\ S_{13} \cdot S_1 + S_{14} \cdot S_2 & S_{13} \cdot S_3 + S_{14} \cdot S_4 & S_{13} \cdot S_5 + S_{14} \cdot S_6 \\ S_{15} \cdot S_1 + S_{16} \cdot S_2 & S_{15} \cdot S_3 + S_{16} \cdot S_4 & S_{15} \cdot S_5 + S_{16} \cdot S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

Les tensions de phase de sortie sont obtenues à partir des tensions de phase d'entrée par la combinaison des états des interrupteurs de l'onduleur $S_7 \sim S_{16}$ et les états des interrupteurs du redresseur $S_1 \sim S_6$. La première rangée de (II.3) représente la phase U de sortie construite par les phases V_a , V_b et V_c d'entrée, cette expression mathématique peut être interprétée graphique a la figure II.2

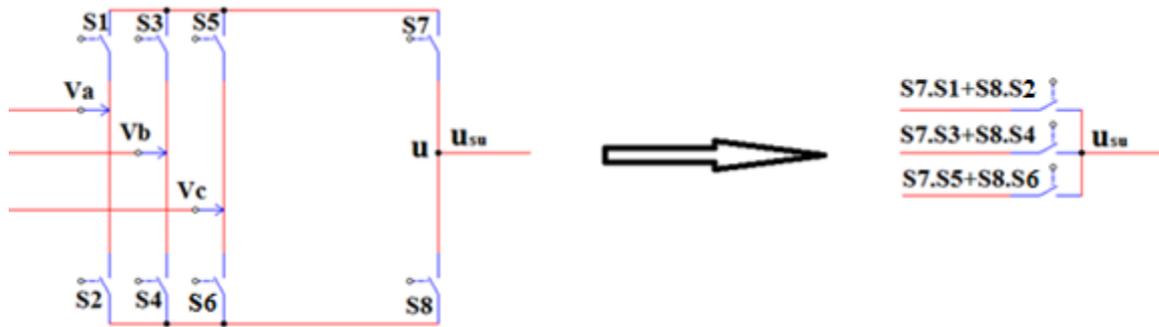


Figure II.2 Le rapport entre le circuit équivalent et le convertisseur matriciel dans la phase A

Donc pour les cinq phases on a :

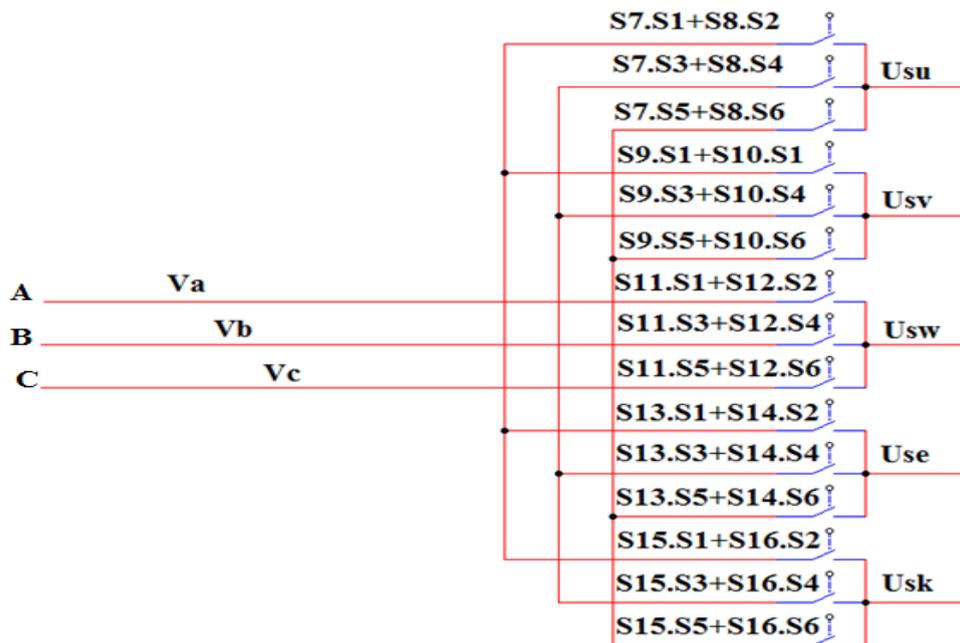


Figure II.3 Le rapport entre le circuit équivalent et le convertisseur matriciel 3\5 phases

II.2.2 Commande de l'étage onduleur

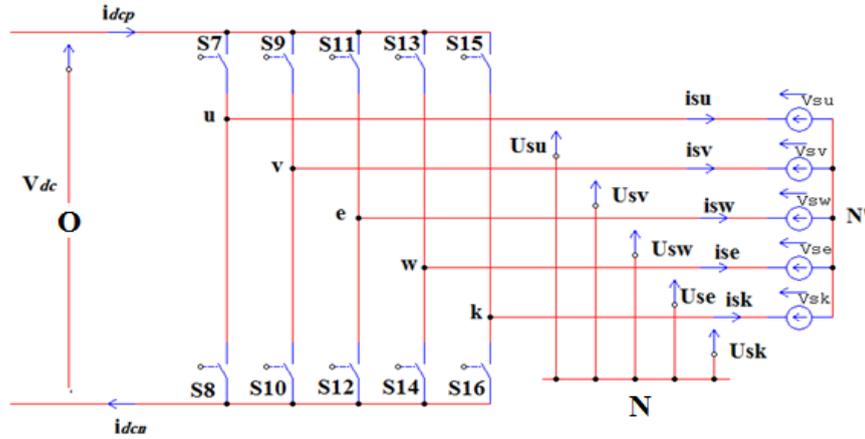


Figure II.4 Onduleur de circuit équivalent

Les tensions de sortie de l'onduleur sont obtenues en multipliant la tension continue fictive V_{dc} par les états des interrupteurs qui sont représentés par les éléments de la matrice $[I]$, et le courant fictif d'entrée i_{dc} est calculé en employant la matrice transposée $[I]^t$ comme suite :

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \\ u_{se} \\ u_{sk} \end{bmatrix} = [I] \cdot \begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \\ S_{13} & S_{14} \\ S_{15} & S_{16} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{bmatrix} i_{dcp} \\ i_{dcn} \end{bmatrix} = [I]^T \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \\ i_{se} \\ i_{sk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} & S_{13} & S_{15} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} & S_{14} & S_{16} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \\ i_{se} \\ i_{sk} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Avec } V_{dc} = V_{dcp} - V_{dcn}$$

Les tensions de référence sont les tensions simples, $[v_{su} \ v_{sv} \ v_{sw} \ v_{se} \ v_{sk}]^T$, référencées par rapport au point neutre de la charge (N'), sont données par :

$$\begin{cases} v_{su} = \frac{1}{5}(4.u_{su} - u_{sv} - u_{sw} - u_{se} - u_{sk}) \\ v_{sv} = \frac{1}{5}(4.u_{sv} - u_{su} - u_{sw} - u_{se} - u_{sk}) \\ v_{sw} = \frac{1}{5}(4.u_{sw} - u_{su} - u_{sv} - u_{se} - u_{sk}) \\ v_{se} = \frac{1}{5}(4.u_{se} - u_{su} - u_{sv} - u_{sw} - u_{sk}) \\ v_{sk} = \frac{1}{5}(4.u_{sk} - u_{su} - u_{sv} - u_{sw} - u_{se}) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Afin de simplifier les calculs une représentation et une transformation en deux axes (α, β) des deux grandeurs tension et courant sont appliquée, et on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos(\frac{-2\pi}{5}) & \cos(\frac{-4\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{2\pi}{5}) \\ \sin 0 & \sin(\frac{-2\pi}{5}) & \sin(\frac{-4\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{2\pi}{5}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{su} \\ v_{sv} \\ v_{sw} \\ v_{se} \\ v_{sk} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos(\frac{-2\pi}{5}) & \cos(\frac{-4\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{2\pi}{5}) \\ \sin 0 & \sin(\frac{-2\pi}{5}) & \sin(\frac{-4\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{2\pi}{5}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \\ i_{se} \\ i_{sk} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

D'où $V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}$ et $I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta}$

La transformation complexe des vecteurs instantanés des tensions de sortie V_s et courants de sortie I_s de l'onduleur est exprimée comme suit :

$$V_s = \frac{2}{5} (u_{su} + e^{\frac{j2\pi}{5}} . u_{sv} + e^{\frac{j4\pi}{5}} . u_{sw} + e^{\frac{-j4\pi}{5}} . u_{se} + e^{\frac{-j2\pi}{5}} . u_{sk}) \quad (\text{II.9})$$

$$I_s = \frac{2}{5} (i_{su} + e^{\frac{j2\pi}{5}} . i_{sv} + e^{\frac{j4\pi}{5}} . i_{sw} + e^{\frac{-j4\pi}{5}} . i_{se} + e^{\frac{-j2\pi}{5}} . i_{sk}) \quad (\text{II.10})$$

Une analyse combinatoire de tous les états (ouvert ou fermé) des interrupteurs de l'onduleur S7 à S16 permet d'avoir seulement 32 combinaisons possibles pour éviter le court-circuit de la tension continue fictive V_{ds} , les 32 combinaisons sont divisées en 30 vecteurs actifs $V1$ à $V30$ et deux vecteurs nuls $V0$ et $V31$, et permet de calculer les vecteurs de tensions correspondant. Les résultats obtenus sont représentés par le tableau II.1

Les différents vecteurs	V_α	V_β	V	θ
$V_0 = [0\ 0\ 0\ 0\ 0]$	0	0	0	–
$V_1 = [0\ 0\ 0\ 0\ 1]$	$0.1236V_{dc}$	$0.3804V_{dc}$	$0.4000V_{dc}$	$2\pi/5$
$V_2 = [0\ 0\ 0\ 1\ 0]$	$-0.3236V_{dc}$	$0.2351V_{dc}$	$0.4000V_{dc}$	$4\pi/5$
$V_3 = [0\ 0\ 0\ 1\ 1]$	$-0.2000V_{dc}$	$0.6155V_{dc}$	$0.6472V_{dc}$	$3\pi/5$
$V_4 = [0\ 0\ 1\ 0\ 0]$	$-0.3236V_{dc}$	$-0.2351V_{dc}$	$0.4000V_{dc}$	$6\pi/5$
$V_5 = [0\ 0\ 1\ 0\ 1]$	$-0.2000V_{dc}$	$0.1453V_{dc}$	$0.2472V_{dc}$	$4\pi/5$
$V_6 = [0\ 0\ 1\ 1\ 0]$	$-0.6472V_{dc}$	0	$0.6472V_{dc}$	π
$V_7 = [0\ 0\ 1\ 1\ 1]$	$-0.5236V_{dc}$	$0.3804V_{dc}$	$0.6472V_{dc}$	$4\pi/5$
$V_8 = [0\ 1\ 0\ 0\ 0]$	$0.1236V_{dc}$	$-0.3804V_{dc}$	$0.4000V_{dc}$	$8\pi/5$
$V_9 = [0\ 1\ 0\ 0\ 1]$	$0.2472V_{dc}$	0	$0.2472V_{dc}$	0
$V_{10} = [0\ 1\ 0\ 1\ 0]$	$-0.2000V_{dc}$	$-0.1453V_{dc}$	$0.2472V_{dc}$	$6\pi/5$
$V_{11} = [0\ 1\ 0\ 1\ 1]$	$-0.0764V_{dc}$	$0.2351V_{dc}$	$0.2472V_{dc}$	$3\pi/5$
$V_{12} = [0\ 1\ 1\ 0\ 0]$	$-0.2000V_{dc}$	$-0.6155V_{dc}$	$0.6472V_{dc}$	$7\pi/5$
$V_{13} = [0\ 1\ 1\ 0\ 1]$	$-0.0764V_{dc}$	$-0.2351V_{dc}$	$0.2472V_{dc}$	$7\pi/5$
$V_{14} = [0\ 1\ 1\ 1\ 0]$	$-0.5236V_{dc}$	$-0.3804V_{dc}$	$0.6472V_{dc}$	$6\pi/5$
$V_{15} = [0\ 1\ 1\ 1\ 1]$	$-0.4000V_{dc}$	0	$0.4000V_{dc}$	π
$V_{16} = [1\ 0\ 0\ 0\ 0]$	$0.4000V_{dc}$	0	$0.4000V_{dc}$	0
$V_{17} = [1\ 0\ 0\ 0\ 1]$	$0.5236V_{dc}$	$0.3804V_{dc}$	$0.6472V_{dc}$	$\pi/5$
$V_{18} = [1\ 0\ 0\ 1\ 0]$	$0.0764V_{dc}$	$0.2351V_{dc}$	$0.2472V_{dc}$	$2\pi/5$
$V_{19} = [1\ 0\ 0\ 1\ 1]$	$0.2000V_{dc}$	$0.6155V_{dc}$	$0.6472V_{dc}$	$2\pi/5$
$V_{20} = [1\ 0\ 1\ 0\ 0]$	$0.0764V_{dc}$	$-0.2351V_{dc}$	$0.2472V_{dc}$	$8\pi/5$
$V_{21} = [1\ 0\ 1\ 0\ 1]$	$0.2000V_{dc}$	$0.1453V_{dc}$	$0.2472V_{dc}$	$\pi/5$
$V_{22} = [1\ 0\ 1\ 1\ 0]$	$-0.2472V_{dc}$	0	$0.2472V_{dc}$	π
$V_{23} = [1\ 0\ 1\ 1\ 1]$	$-0.1236V_{dc}$	$0.3804V_{dc}$	$0.4000V_{dc}$	$3\pi/5$
$V_{24} = [1\ 1\ 0\ 0\ 0]$	$0.5236V_{dc}$	$-0.3804V_{dc}$	$0.6472V_{dc}$	$9\pi/5$
$V_{25} = [1\ 1\ 0\ 0\ 1]$	$0.6472V_{dc}$	0	$0.6472V_{dc}$	0
$V_{26} = [1\ 1\ 0\ 1\ 0]$	$0.2000V_{dc}$	$-0.1453V_{dc}$	$0.2472V_{dc}$	$9\pi/5$
$V_{27} = [1\ 1\ 0\ 1\ 1]$	$0.3236V_{dc}$	$0.2351V_{dc}$	$0.4000V_{dc}$	$\pi/5$
$V_{28} = [1\ 1\ 1\ 0\ 0]$	$0.2000V_{dc}$	$-0.6155V_{dc}$	$0.6472V_{dc}$	$8\pi/5$
$V_{29} = [1\ 1\ 1\ 0\ 1]$	$0.3236V_{dc}$	$-0.2351V_{dc}$	$0.4000V_{dc}$	$9\pi/5$
$V_{30} = [1\ 1\ 1\ 1\ 0]$	$-0.1236V_{dc}$	$-0.3804V_{dc}$	$0.4000V_{dc}$	$7\pi/5$
$V_{31} = [1\ 1\ 1\ 1\ 1]$	0	0	0	–

Tableau II.1 : des interrupteurs et vecteurs de commutation de l'onduleur

D'après le tableau, on remarque que les modules du vecteur spatial de tension de sortie sont constants pour tous les vecteur V_1 à V_{30} est vaut $0,2472 V_{dc}$; $0,4 V_{dc}$; $0,6472 V_{dc}$ comme les composantes du vecteur $[V_9 V_{21} V_{18} V_{11} V_5 V_{22} V_{10} V_{13} V_{20} V_{26}]$ valent $0,2472 V_{dc}$ et pour les composantes du vecteur $[V_{16} V_{27} V_1 V_{23} V_2 V_{15} V_4 V_{30} V_8 V_{29}]$ égalent à $0,4 V_{dc}$ et les composantes du vecteur $[V_{25} V_{17} V_{19} V_3 V_7 V_6 V_{14} V_{12} V_{28} V_{24}]$ égalent à $0,6472 V_{dc}$, nul pour les composantes V_0 à V_{31} .

$V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ Prennent un nombre fini de valeurs définissant la limite de dix secteurs

dans le plan complexe α, β (**Figure II.5**)

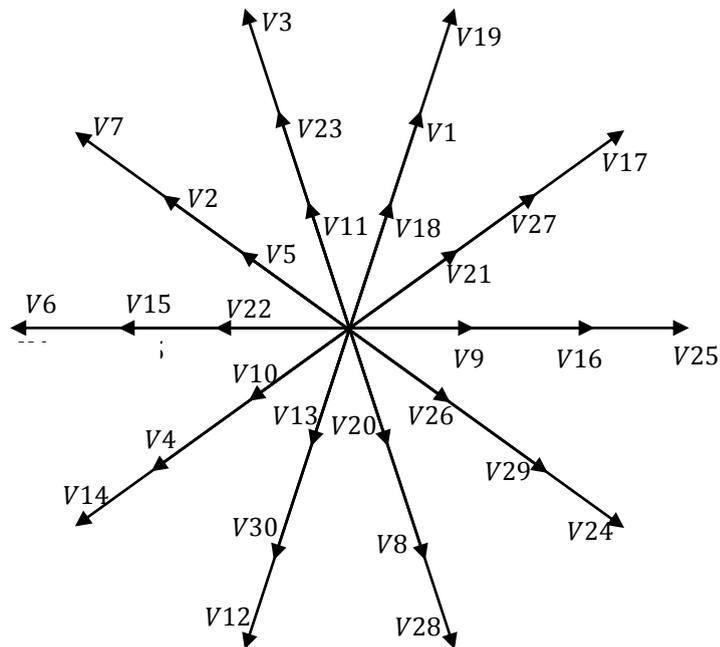


Figure II.5 Représentation des vecteurs de commutation de l'onduleur

Il s'agit alors de déterminer la position du vecteur de consigne dans le repère (α, β) et le secteur dans lequel il se trouve. Ce secteur est limité par deux vecteurs V_i et V_{i+1} ($i=1$ à 31) définis dans le tableau (II.1). Les tensions de référence sont reconstituées en effectuant une moyenne temporelle de ces vecteurs.

En imposant que les vecteurs qui ont une amplitude élevée [V_{25} V_{17} V_{19} V_3 V_7 V_6 V_{14} V_{12} V_{28} V_{24}] successivement avec un rapport cyclique donné, on parvient à produire une trajectoire circulaire pour la valeur moyenne du vecteur de la tension de sortie. La trajectoire circulaire du vecteur tournant ainsi que son module doivent être maintenues constants pendant une période T_{seq} de commutation pour obtenir des tensions de phases qui sont en moyenne sinusoïdales et équilibrées.

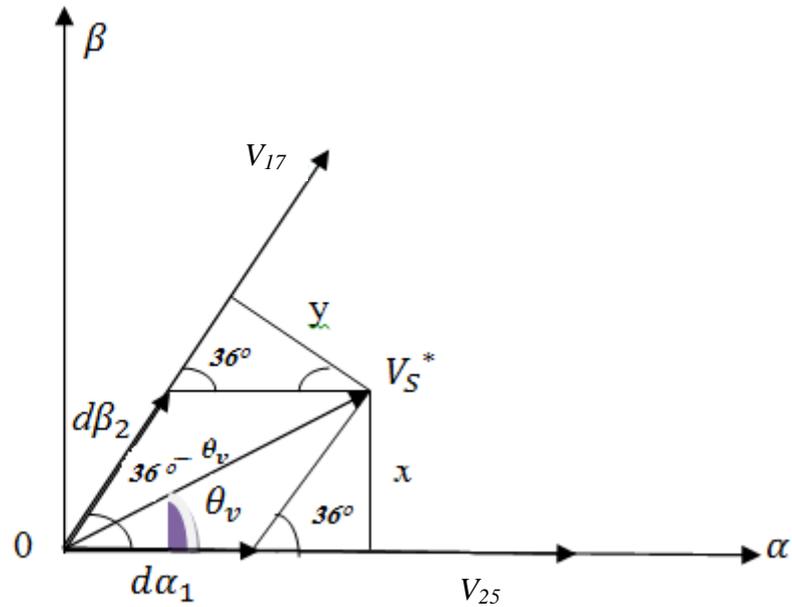


Figure II.6 La position du vecteur de tension

Le vecteur de la tension de sortie V_S^* est synthétisé à partir de la somme vectorielle de deux vecteurs actifs adjacents (V_{25} , V_{17}) avec des rapports cyclique qui leurs correspondent. Comme exemple d'application, on définit T_1 et T_2 , des temps d'application des séquences pour V_{25} et V_{17} respectivement. Dans le secteur (1) limité par V_{25} V_{17} on trouve :

$$d\beta_2 = \frac{T_2}{T_{seq}} \quad ; \quad d\alpha_1 = \frac{T_1}{T_{seq}}$$

La projection sur l'axe β

$$\sin \theta_v = \frac{x}{V_S} \quad ; \quad \sin(36^\circ) = \frac{x}{d\beta_2 V_{17}} \quad (\text{II.21})$$

D'après l'équation on trouve :

$$\sin \theta_v = \frac{d\beta_2 \cdot V_{17} \cdot \sin(36^\circ)}{V_S} \quad (\text{II.22})$$

Donc :

$$d\beta_2 = \frac{T_2}{T_{seq}} = \frac{T_\beta}{T_{seq}} \frac{V_S}{V_{17} \cdot \sin(36^\circ)} \cdot \sin \theta_v \quad (\text{II.23})$$

$$d\beta_2 = \frac{0.6472V_S}{V_{dc} \cdot \sin(36^\circ)} \cdot \sin \theta_v = m_v \sin \theta_v \quad (\text{II.24})$$

Et on définit $m_v = \frac{0.6472V_S}{V_{dc} \cdot \sin(36^\circ)} = \frac{V_S}{V_{dc}} ; 0 < m_v < 1$

La projection sur l'axe α :

$$\sin(36^\circ - \theta_v) = \frac{y}{V_s} ; \sin(36^\circ) = \frac{y}{d\alpha_1 V_{25}} \quad (\text{II.25})$$

D'après l'équation on trouve :

$$\sin(36^\circ - \theta_v) = \frac{d\alpha_1 \cdot V_{25} \cdot \sin(36^\circ)}{V_s} \quad (\text{II.26})$$

Donc :

$$d\alpha_1 = \frac{V_s}{V_{25} \cdot \sin(36^\circ)} \cdot \sin(36^\circ - \theta_v) = \frac{0.6472V_S}{V_{dc} \cdot \sin(36^\circ)} \cdot \sin(36^\circ - \theta_v) \quad (\text{II.27})$$

$$d\alpha_1 = \frac{T_1}{T_{seq}} = \frac{V_S}{V_{dc}} \cdot \sin(36^\circ - \theta_v) \quad (\text{II.28})$$

Et on définit : $m_v = \frac{0.6472V_S}{V_{dc} \cdot \sin(36^\circ)} = \frac{V_S}{V_{dc}} ; 0 < m_v < 1$

Ou : m_v est le taux de modulation qui définit le rapport de transformation des tensions désirées à partir de tension continue fictive et la valeur crête de la tension de sortie. θ_v est l'angle du vecteur spécial de tension de sortie.

II.3 Commande de l'étage de redresseur

De la même manière que l'étage onduleur, l'étage redresseur de circuit équivalent de la Figure II.1 est considéré comme un redresseur connecté à une source triphasé

comme Le montre la figure **(Figure II.7)**.

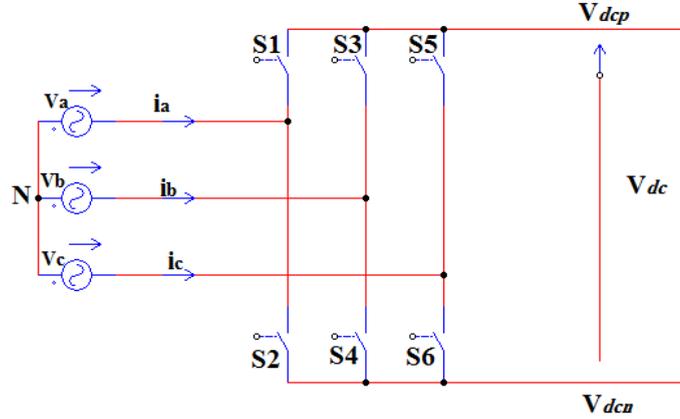


Figure II.7 Redresseur de circuit équivalent

Les courants d'entrée du redresseur sont obtenus en multipliant le courant fictif i_{dc} de sortie par les états des interrupteurs qui sont représentés par les éléments de la matrice $[R]$.

En même temps, la tension fictive de sortie V_{dc} est calculée en utilisant la matrice transposée $[R]^T$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_3 & S_4 \\ S_5 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dcn} \\ i_{dcp} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

La transformation complexe des vecteurs instantanés des tensions d'entrée V_e et des courants d'entrée I_e de redresseur sont exprimés comme suit :

$$V_e = \frac{2}{3} (v_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cdot v_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cdot v_c) \quad (\text{II.31})$$

$$I_e = \frac{2}{3} (i_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cdot i_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cdot i_c) \quad (\text{II.32})$$

Les interrupteurs du redresseur S_1 à S_6 peuvent avoir seulement neuf combinaisons possibles pour éviter le circuit ouvert, ces neuf combinaisons sont divisées en six vecteurs

actifs du courant d'entrée I_1 à I_6 et trois vecteurs nuls qui sont représentés par le vecteur I_0 . Le tableau (II.2) résume les états possible des interrupteurs et les vecteurs de courant qui leurs correspondent.

Tableau II.2 Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation du redresseur :

Vecteur	$\begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix}^T$	i_a	i_b	i_c	$I_{e\alpha}$	$I_{e\beta}$	I_e	V_{dc}
$I_1[ab]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$	i_{dcp}	i_{dcn}	0	-1	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{6}$	$v_a - v_b$
$I_2[ac]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	i_{dcp}	0	i_{dcn}	1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{6}$	$v_a - v_c$
$I_3[ba]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	0	i_{dcp}	i_{dcn}	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{2}$	$v_b - v_a$
$I_4[bc]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	i_{dcn}	i_{dcp}	0	-1	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{5\pi}{6}$	$v_b - v_c$
$I_5[ca]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	i_{dcn}	0	i_{dcp}	-1	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{2}$	$v_c - v_a$
$I_6[cb]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	0	i_{dcp}	i_{dcn}	0	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{2}$	$v_c - v_b$
$I_0[aa]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	0	0	0	0	0		0
$I_0[bb]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$	0	0	0	0	0		0
$I_0[cc]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	0	0	0	0	0		0

Le module du vecteur de courant d'entrée est constant pour les courants I_1 à I_6 qui vaut $\frac{2}{\sqrt{3}} i_{dc}$ et nul pour les cas correspondant à la mise en court-circuit direct de la source comme un complexe de calcul de courants, le vecteur $I_1[ab]$ indique que la phase d'entrée (A) est reliée au potentiel fictif V_{dcp} et la phase (B) est reliée au potentiel V_{dcn} , ses grandeurs son calcul comme suit :

$$I_1 = \frac{2}{3} (i_a + a \cdot i_b + a^2 i_c) \quad (\text{II.32})$$

$$I_1 = \frac{2}{3} (i_{dc} + a \cdot i_{dc} + a^2 0) \quad (\text{II.33})$$

$$I_1 = (1-j \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}) \cdot i_{dc} \quad (\text{II.34})$$

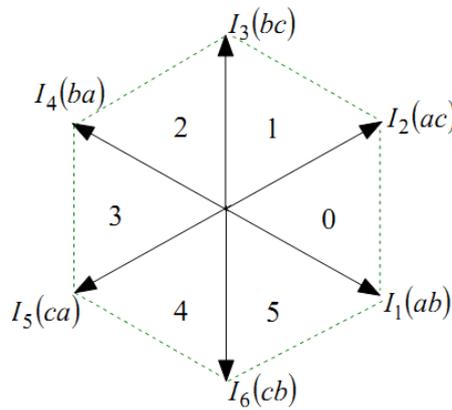


Figure II.8 Représentation du polygone des courants d'entrée

Les sept positions du vecteur spécial de courant d'entrée peuvent être configurées comme étant hexagone dans le plan complexe comme l'indique la (**Figure II.8**). La (**Figure II.9**) montre le vecteur de référence de courant I_e dans un secteur de l'hexagone de courant. Ou I_e^* est synthétisé à partir des vecteurs actifs adjacents I_γ et I_δ avec les rapports cyclique d_γ et d_δ qui leurs correspondent respectivement (dans le secteur 0, $I_\gamma = I_1$ et $I_\delta = I_2$). Si les courants d'entrée sont considérés constants pendant une période de commutation T, le vecteur de référence est-il exprimé comme suit :

$$I_e^* = d_\gamma I_\gamma + d_\delta I_\delta + I_0 d_{oc} \quad (\text{II.35})$$

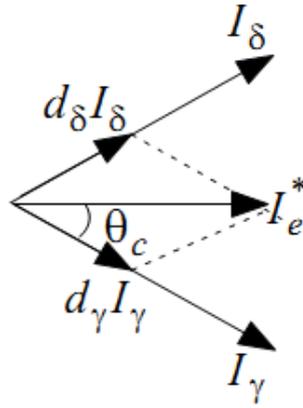


Figure II.9 La position du vecteur de courant d'entrée

Les rapports cycliques I_γ et I_δ des courants d'entrée du redresseur sont calculés de la même manière que les rapports cycliques d_α et d_β des tensions de sortie de l'onduleur.

$$\begin{cases} d_\gamma = m_c \sin(60^\circ - \theta_c) = \frac{T_\gamma}{T_{seq}} \\ d_\delta = m_c \sin(\theta_c) = \frac{T_\delta}{T_{seq}} \\ d_{oc} = 1 - d_\gamma - d_\delta = \frac{T_{oc}}{T_{seq}} \end{cases}$$

Où d_{oc} indique le rapport cyclique du vecteur courant d'entrée nul, θ_c est l'angle du vecteur spatial de courant de référence dans le secteur où celui-ci se trouve, m_c est-il le coefficient de réglage du courant d'entrée qui est souvent fixé à l'unité $m_c = \frac{I_e^*}{i_{dc}}$; $0 \leq m_c \leq 1$

Les séquences de commutation choisies pour le redresseur sont : $I_\gamma - I_\delta - I_0 - I_\delta - I_\gamma$, le calcul des courants d'entrée pour un cycle de commutation dans secteur (0) du courant est choisi comme exemple, on a $I_\gamma = I_1$ et $I_\delta = I_2$ comme le montre la (**Figure II.9**) , les valeurs moyennes des courants d'entrée et de la tension fictive de sortie sont définies comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = d_\gamma I_1 + d_\delta I_2 = d_\gamma \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + d_\delta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dcp} \\ i_{dcn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} = d_\gamma \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} + d_\delta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

II .3.1 Commande du convertisseur matriciel

Etant donné que les rapports cycliques et les vecteurs appropriés des interrupteurs de l'étage redresseur et de l'étage onduleur dans les étapes précédentes, sont seulement significatifs dans le circuit équivalent du convertisseur matriciel, par conséquent, les deux stratégies de modulation doivent être combinées dans une seule modulation pour générer les séquences de commutation et assurer la commande du convertisseur matriciel. Le rapport cyclique de chaque séquence est déterminé par le produit des rapports Cycliques de l'étage onduleur et de l'étage redresseur correspondant comme suit :

$$\begin{cases} d_{\alpha,\gamma} = d_\alpha \cdot d_\gamma = m_v \sin(36^\circ - \theta_v) \cdot m_c \cdot \sin(60^\circ - \theta_c) = \frac{T_{\alpha,\gamma}}{T_{seq}} \\ d_{\alpha,\delta} = d_\alpha \cdot d_\delta = m_v \sin(36^\circ - \theta_v) \cdot m_c \cdot \sin(\theta_c) = \frac{T_{\alpha,\delta}}{T_{seq}} \\ d_{\beta,\delta} = d_\beta \cdot d_\delta = m_v \sin(\theta_v) \cdot m_c \cdot \sin(\theta_c) = \frac{T_{\beta,\delta}}{T_{seq}} \\ d_{\beta,\gamma} = d_\beta \cdot d_\gamma = m_v \sin(\theta_v) \cdot m_c \cdot \sin(60^\circ - \theta_c) = \frac{T_{\beta,\gamma}}{T_{seq}} \end{cases}$$

Pendant la durée restante de la période de commutation, on applique le vecteur nul, son rapport cyclique est donné comme suite :

$$d_0 = 1 - (d_{\alpha,\gamma} + d_{\alpha,\delta} + d_{\beta,\delta} + d_{\beta,\gamma}) = \frac{T_{\beta,\gamma}}{T_{seq}} \quad (\text{II.38})$$

deux séquences des vecteurs de tension de sortie et de courant d'entrée, deviennent neuf séquences (tableau II .3) définies comme suit :

$$\gamma\alpha - \gamma\beta - \delta\beta - \delta\alpha - 0 - \delta\alpha - \delta\beta - \gamma\beta - \gamma\alpha$$

$\beta\gamma$	$\alpha\gamma$	$\alpha\delta$	$\beta\delta$	0	$\beta\delta$	$\alpha\delta$	$\alpha\gamma$	$\gamma\beta$
<i>aabba</i>	<i>aabbb</i>	<i>aaccc</i>	<i>aacca</i>	<i>ccccc</i>	<i>aacca</i>	<i>aaccc</i>	<i>aabbb</i>	<i>aabba</i>
$\frac{T_{\beta\gamma}}{2}$	$\frac{T_{\alpha\gamma}}{2}$	$\frac{T_{\alpha\gamma}}{2}$	$\frac{T_{\beta\gamma}}{2}$	T_0	$\frac{T_{\beta\gamma}}{2}$	$\frac{T_{\alpha\gamma}}{2}$	$\frac{T_{\alpha\gamma}}{2}$	$\frac{T_{\beta\gamma}}{2}$
V_{25-I_1}	V_{17-I_1}	V_{17-I_2}	V_{25-I_2}	V_0-I_1	V_{25-I_2}	V_{17-I_2}	V_{17-I_1}	V_{25-I_1}

Tableau II.3. Séquences de commutation pour la modulation double sense.

II.4 Résultats de simulation et interprétation

La simulation de la méthode de modulation vectorielle du convertisseur matriciel 3\5 phases alimentant les différents types de charge (R, RL) et avec différentes valeurs de fréquence de sortie (50Hz, 25Hz) à partir d'une source de tension triphasée et équilibrée, a été effectuée sur l'environnement PSIM/ MATLAB.

Les paramètres de simulations sont :

- ✓ La fréquence des tensions d'entrée 50Hz
- ✓ Valeur efficace des tensions d'entrée 220V
- ✓ La valeur de la résistance de charge R=10 Ohm
- ✓ L'inductance de charge L=50mH
- ✓ La fréquence de hachage 2Khz

Pour la fréquence de sortie $f_s = 50Hz$ les courbes sont données par les figures (**Figure. II.10 -16**).

Pour la fréquence de sortie $f_s = 25Hz$ les courbes sont données par les figures (**Figure. II.17 -23**).

Les tensions de sortie du convertisseur matriciel 3\5 phases charge résistive f=50Hz (Figure. II.10)

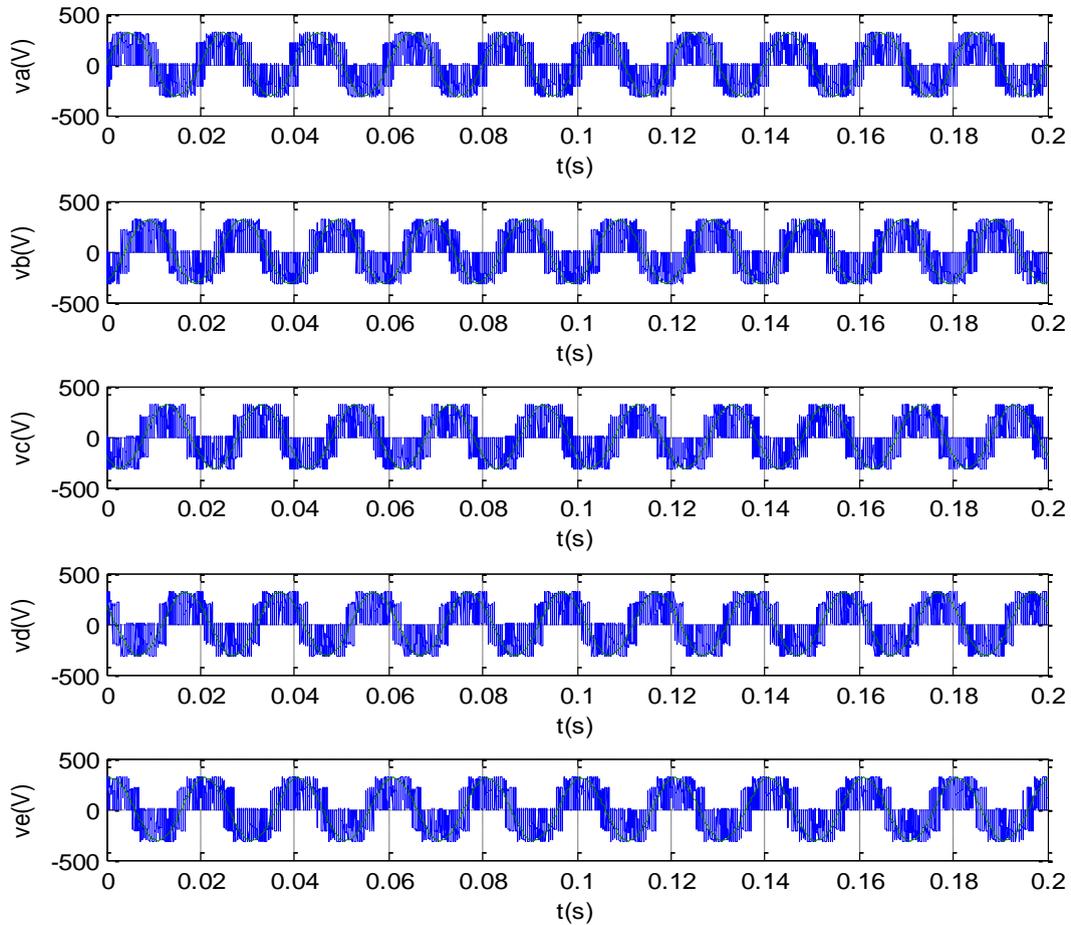


Figure II.10 les tensions de sorties pour charge résistive ($f = (50 \text{ Hz})$)

➤ Charge résistive $R=10\text{ohm}$ $f=50\text{hz}$

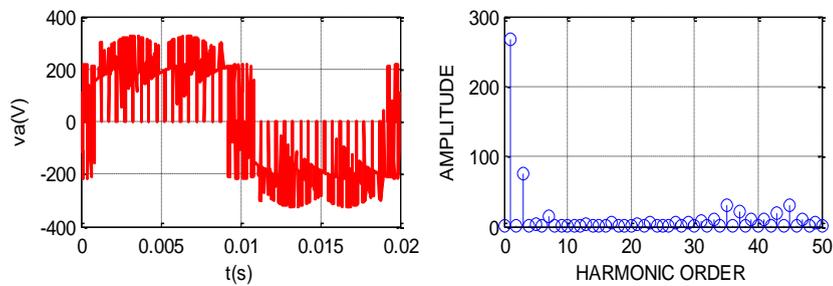


Figure II.11 Allure de la tension de sortie de charge résistive ainsi que son spectre d'harmonique

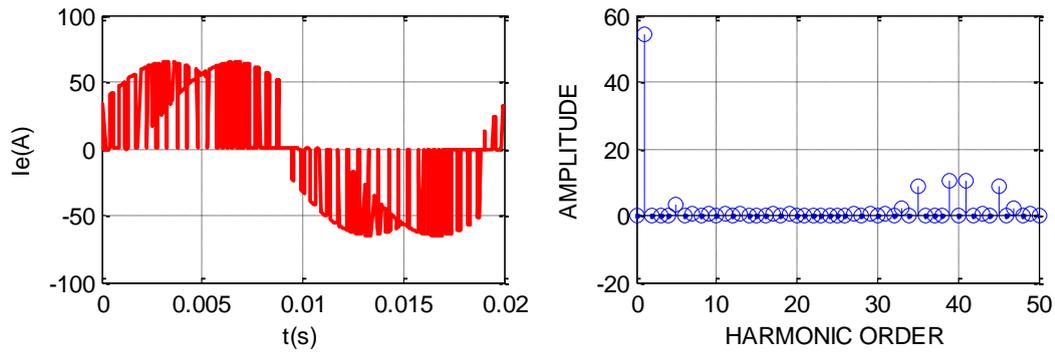


Figure II.12 Allure du courant d'entrée de la charge résistive ainsi que son spectre d'harmonique

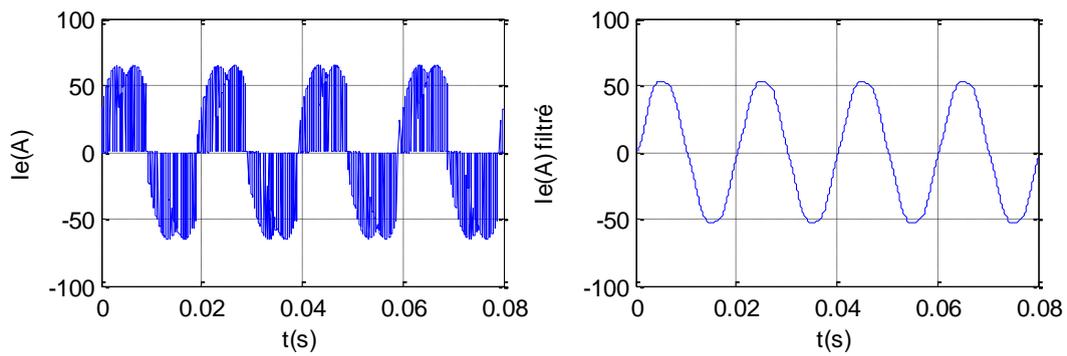


Figure II.13 Allure du courant d'entrée de la charge résistive sans filtre ainsi que le courant filtré

➤ Charge inductive $R=10$, $L=50\text{mh}$, $f=50\text{hz}$

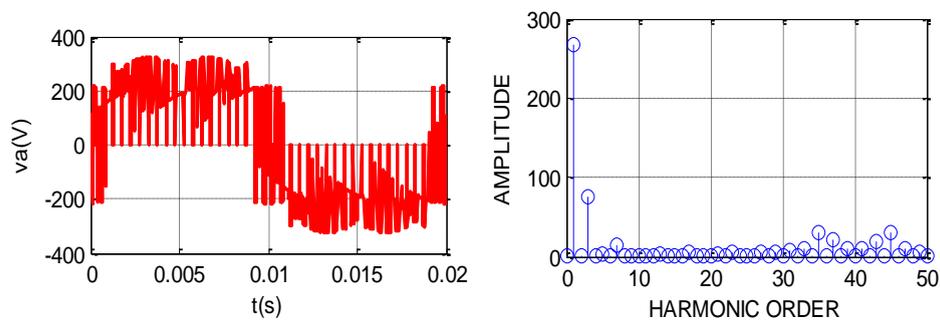


Figure II.14 Allure de la tension de sortie de la charge ainsi que son spectre d'harmonique

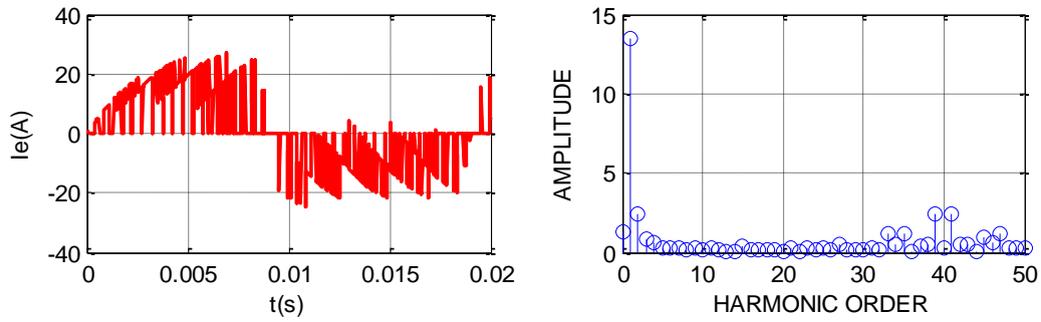


Figure II.15 Allure du courant d'entrée de la charge inductive ainsi que son spectre d'harmonique

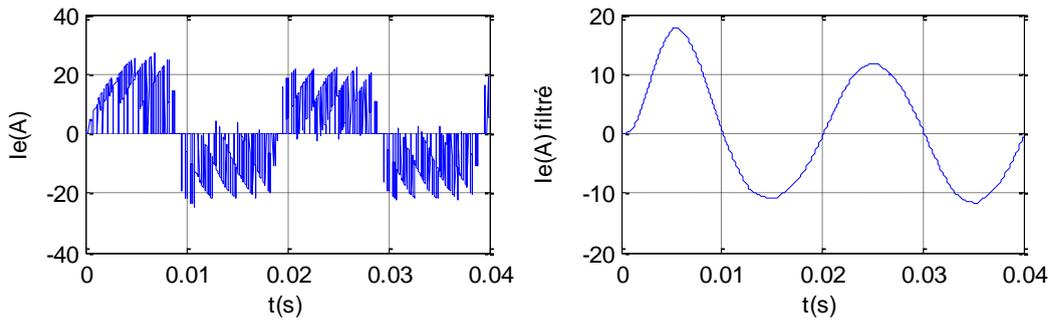


Figure II.16 Allure du courant d'entrée de la charge inductive sans filtre ainsi que le courant filtré

Les tensions de sortie du convertisseur matriciel 3\5 phases charge résistive f=25Hz

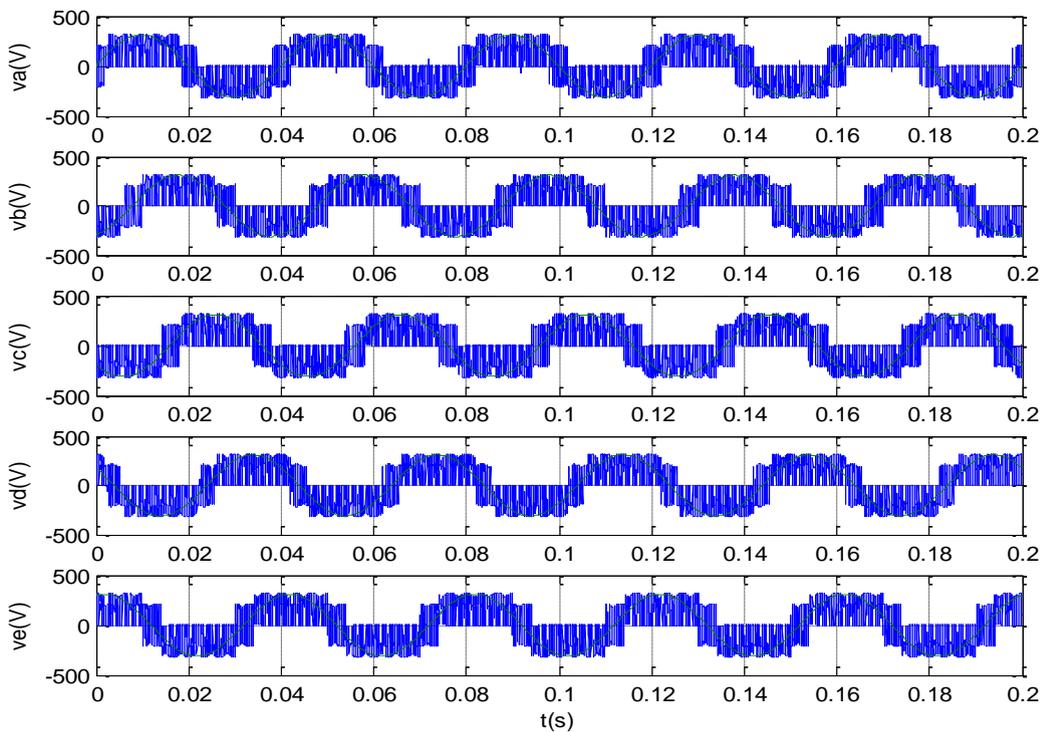


Figure II.17 les tensions de sorties pour charge résistive ($f = 25 \text{ Hz}$)

➤ Charge résistive $R=10\text{ohm}$ $f=25\text{hz}$

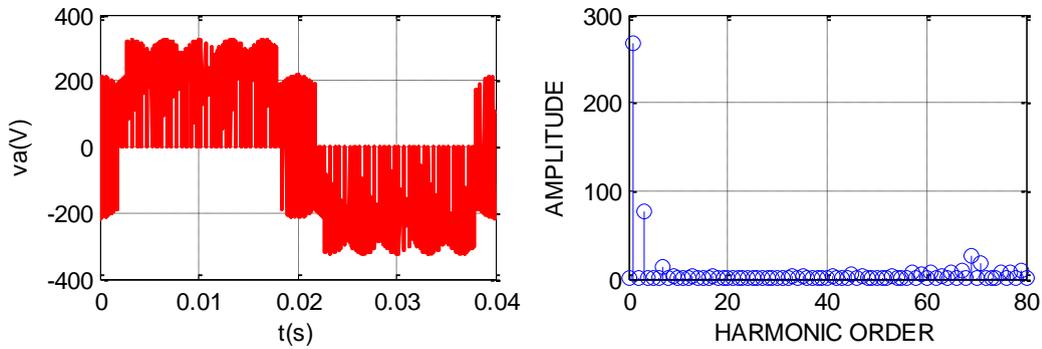


Figure II.18 Allure de la tension de sortie de charge résistive ainsi que son spectre d’harmonique

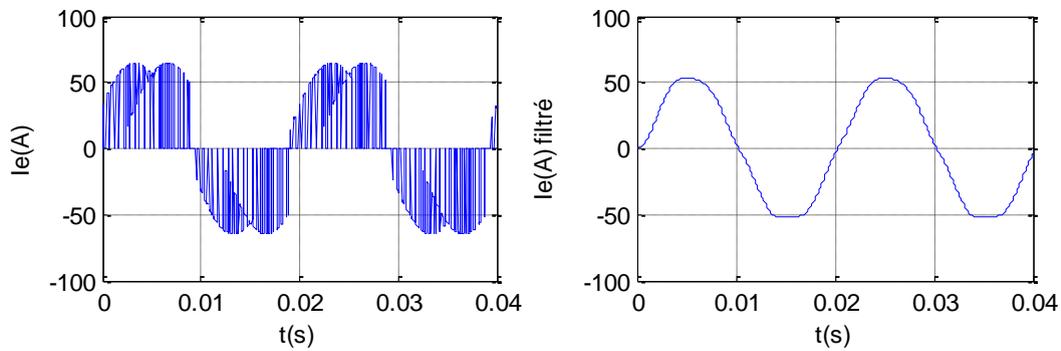


Figure II.19 Allure du courant d’entrée de la charge résistive sans filtre ainsi que le courant filtré

➤ Charge inductive $R=10\text{ohm}$, $L=50\text{mh}$, $f=25\text{hz}$

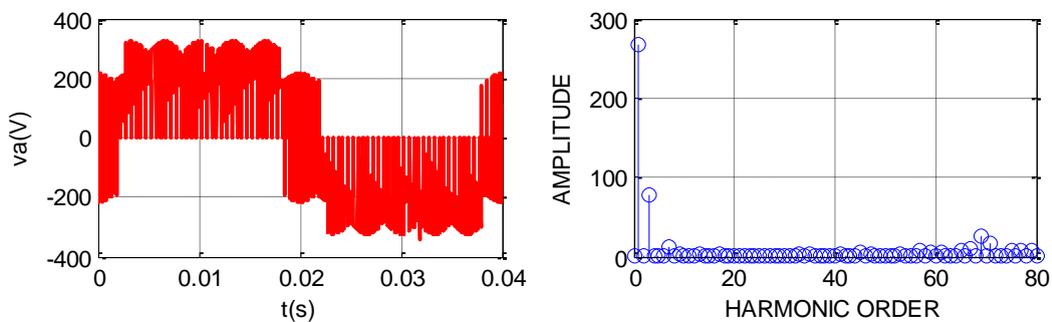


Figure II.20 Allure de la tension de sortie de la charge inductive ainsi que son spectre d’harmonique

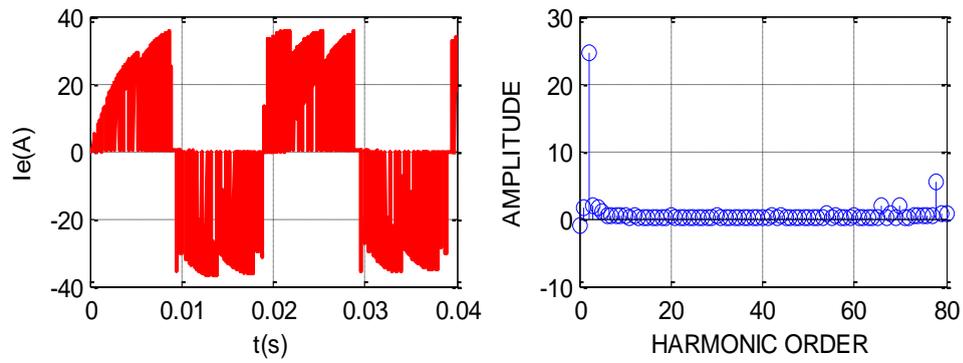


Figure II.21 Allure du courant d'entrée de la charge inductive ainsi que son spectre d'harmonique

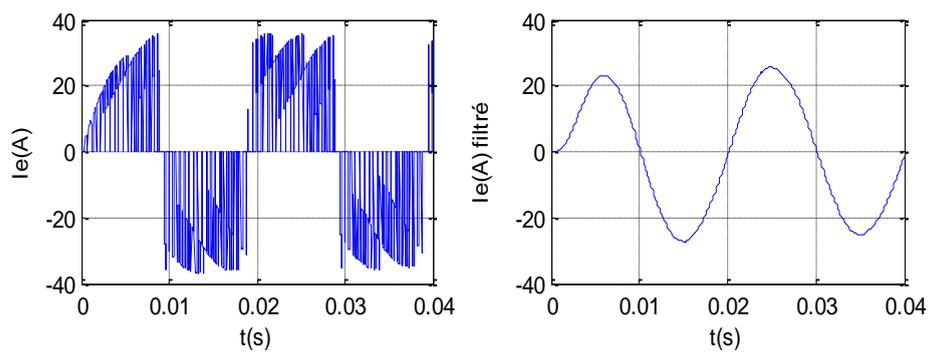


Figure II.22 Allure du courant d'entrée de la charge inductive sans filtre ainsi que le courant filtré

➤ Réglage du facteur de puissance d'entrée

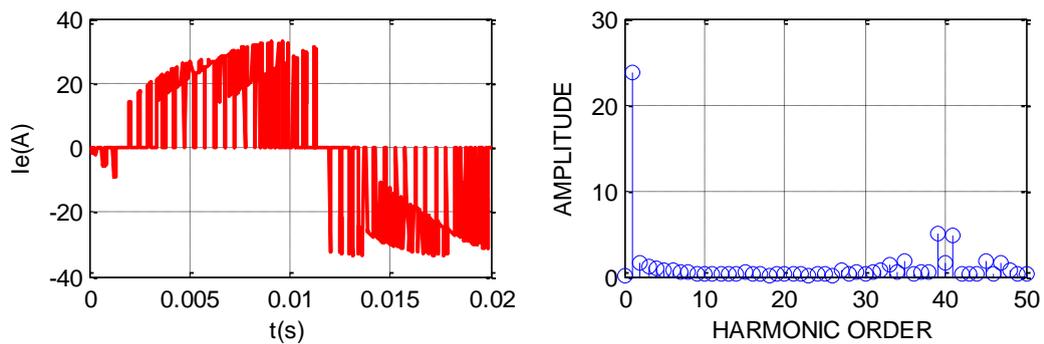


Figure II.23 Allure du courant d'entrée avec déphasage en arrière ainsi que son spectre d'harmonique.

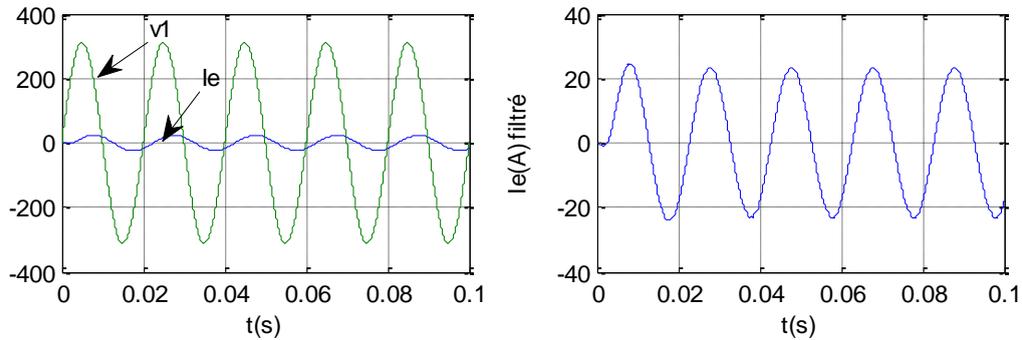


Figure II.24 Allure du courant d'entrée filtré avec déphasage en arrière

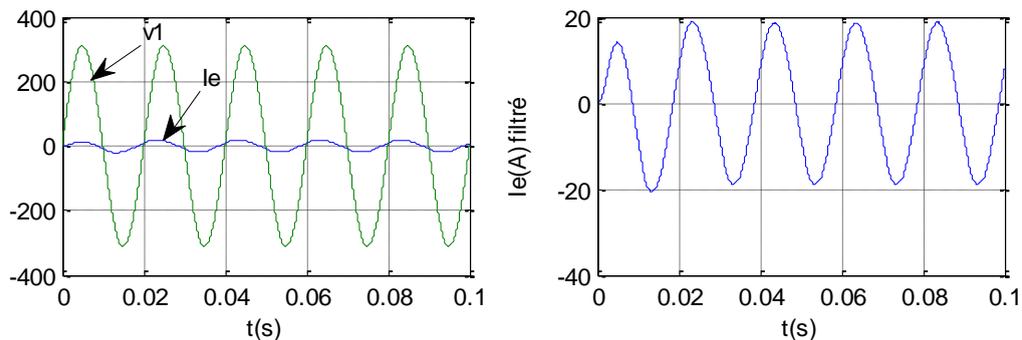


Figure II.25 Allure de courant d'entrée filtré avec déphasage en avant

La figure (**Figure II.10**) représente les différentes tensions de sortie d'un convertisseur matriciel. On remarque que les signaux de ces tensions de sorties sont sinusoïdaux ondulés. Ces tensions sont décalées de $2\pi/5$.

La figure (**Figure II.11**) ; est un agrandissement de la tension de sortie V_a , avec une charge résistive $R=10$ ohm, $f=50$ Hz, avec représentation de ses harmoniques. On constate qu'ils sont regroupés autour de la fréquence de hachage.

La figure (**Figure. II.12**) représente le signal du courant d'entrée de charge résistive en fonction du temps. Avec représentation de ses harmoniques qui sont groupés autour de la fréquence de hachage.

La figure (**Figure. II.13**) démontre que lorsque on associe un filtre passe bas de deuxième ordre la forme du courant d'entrée devient purement sinusoïdale et en phase avec l'allure de la tension ce qui permet de travailler avec un facteur de puissance unitaire.

Dans la figure (**Figure. II.14-16**), lors de l'alimentation du convertisseur matriciel 3\5 phases d'une charge inductive de $R=10$ ohm, $f=50$ Hz et $L=50$ mh ; nous constatons que la valeur du courant diminue par rapport à celle obtenue lors de l'alimentation d'une charge résistive et le facteur de puissance à l'entrée reste unitaire, cela prouve que ce dernier est indépendant de la charge.

Nous constatons les mêmes remarques pour $f=25$ Hz que celles obtenues pour $f=50$ Hz.

Les figures (**Figure. II.24 et 25**) montrent qu'il ya une possibilité de faire varier le facteur de puissance à l'entrée indépendamment du type de la charge.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technique de commande du convertisseur matriciel, la modulation vectorielle ; puis on a effectué des tests de simulation pour vérifier nos résultats.

Dans la modulation vectorielle, les phasors spatiaux de la tension de phase de la charge ainsi que du courant d'entrée sont imposés à l'aide d'un ensemble limité de vecteurs de commutation. Ce procédé permet de moduler d'une manière très précise le courant d'entrée ainsi que la tension de la charge (résistive et inductive) en assurant leur forme sinusoïdale.

Les résultats obtenus avec la technique de commande (SVM) sont satisfaisants vu la qualité des signaux sur une charge inductive et charge résistive (R-L) et avec différentes fréquence de sortie. L'un des plus importants avantage procurés par le convertisseur matriciel est le fait d'avoir une facteur de puissance réglable, pouvant atteindre l'unité. Les résultats de simulation obtenus ont montré cette propriété.

L'objet du troisième chapitre sera principalement l'application du convertisseur matriciel 3\5 phases à la conduite d'une machine asynchrone pentaphasée.

Chapitre III

Association Convertisseur
Matriciel Machine Asynchrone
Pentaphasée

III.1.Introduction

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

La modélisation de la machine asynchrone pentaphasée est une étape essentielle dans l'analyse d'un dispositif automatisé. Elle permet de décrire mathématiquement un processus technique d'un système à réguler.

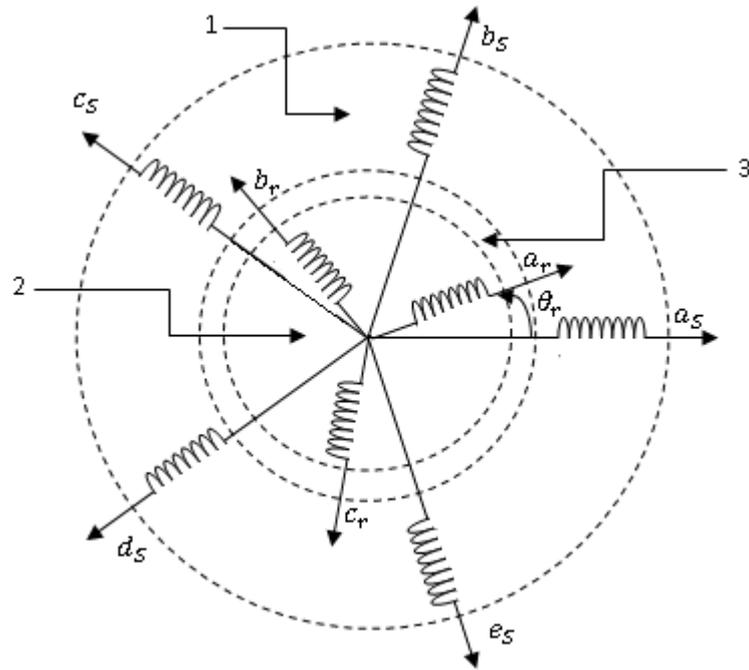
Dans ce chapitre, on introduira la machine de manière générale les principes de la modélisation de la machine asynchrone pentaphasée. On commencera d'abord par l'étude du modèle simplifiée de cette machine à partir des hypothèses simplificatrices.

Les équations du modèle de la machine asynchrone pentaphasée, peuvent être écrites d'abord dans un repère lié au stator, soit en manipulant les grandeurs statorique et rotorique (a, b, c, d, e), soit en travaillant avec les grandeurs dans un repère de Park (d, q) [7].

III.2 Machine asynchrone pentaphasée

III.2.1 Description :

La machine étudiée est une machine asynchrone pentaphasée 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 $2\pi/5$. Chaque enroulement est caractérisé par une résistance et une inductance (R, L). Ces enroulements, bobinés en fil de cuivre isolés, sont reliés à la source d'alimentation. Une partie mobile (rotor), sa structure reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. La machine étudié est représentée sur la (Figure III.1) [7].



1 : partie fixe : stator, 2 : partie mobile rotor, 3 : entrefer constant

Figure III.1 Enroulement de la machine pentaphasée.

III.2.1.1. 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'encochages 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.

III.2.2. La modèle mathématique de la machine asynchrone pentaphasée

Dans ce paragraphe, nous présentons les équations d'une machine asynchrone pentaphasée en supposant les hypothèses citées au paragraphe précédent [9].

III.2.2.1. Equation de la MAS pentaphasée dans le repéré (a, b, c, d, e)

a-Equation électriques

➤ Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot I_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_r \cdot I_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_r \cdot I_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \\ V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ V_{se} = R_s \cdot I_{se} + \frac{d\phi_{se}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

➤ Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot I_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r \cdot I_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r \cdot I_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}, V_{sd}$ et V_{se} sont des tensions des phases statoriques

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, I_{sd}$ et I_{se} sont des courants des phases statoriques

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}, \phi_{sd}$, et ϕ_{se} , sont des flux des phases statoriques

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} , sont des courants description phases rotoriques

I_{ra}, I_{rb}, I_{rc} sont des courants des phases rotoriques

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$, sont des flux des phases rotoriques

La saturation de fer est négligée dans l'analyse. Les équations de base de la machine à induction à cinq phases son exprimée en vecteurs de forme instantanée. Les tensions V_s et les courants I_s pour cette machine sont représentées, respectivement comme suit [11][12] :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{5}} \left[V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{5}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{5}} + V_d e^{j\frac{-4\pi}{5}} + V_e e^{j\frac{-2\pi}{5}} \right] \quad (\text{III.3})$$

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{5}} \left[I_a + I_b e^{j\frac{2\pi}{5}} + I_c e^{j\frac{4\pi}{5}} + I_d e^{j\frac{-4\pi}{5}} + I_e e^{j\frac{-2\pi}{5}} \right] \quad (\text{III.4})$$

III.2.2.2. Equation de la machine asynchrone pentaphasée dans le repère (d, q)

III.2.2.2.1. Transformation du Park

Cette transformation permet le passage d'un système pentaphasée de composantes (a, b, c, d, e) à un autre système diphasé (d, q) équivalent. Elle est donnée par $T(\theta)$, ou θ est

l'angle de rotation rotorique respectant les axes de référence.[12]

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

Le comportement dynamique de base de la machine à induction à Cinq phases peut être décrit par les équations suivantes dans une de référence (d, q).[13][14]

a. Equation électriques

Les équations électriques de la machines dans le repère de Park deviennent :[14]

- Equation de tension statorique

$$V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \quad (\text{III.7})$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} - \omega_s \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \quad (\text{III.8})$$

- Equation de tension rotorique

$$V_{dr} = R_r I_{dr} - (\omega - \omega_r) \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \quad (\text{III.9})$$

$$V_{qr} = R_r I_{qr} - (\omega - \omega_r) \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \quad (\text{III.10})$$

Où :

I_{ds}, I_{dr} sont les courants statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d

I_{qr}, I_{qr} sont les courant statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q

Φ_{dr}, Φ_{ds} sont les flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe b

Φ_{qr}, Φ_{qs} sont les flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q

ω_r est la vitesse de rotation du champ rotorique

b. Equation des flux [13] [14]

- Equation de flux statorique

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = (L_s + L_m) I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = (L_s + L_m) I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

- Equation de flux rotorique

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = (L_r + L_m)I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = (L_r + L_m)I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

Où :

L_m : sont les inductances de mutuelle.

L_s, L_r : sont les inductances de fuite statorique et rotorique respectivement

M : L'inductance magnétique mutuelle stator et rotor

I_{ds}, I_{dr} : sont les courants statorique et rotorique respectivement suivant l'axe d

I_{qs}, I_{qr} : sont les courants statorique et rotorique respectivement, suivantes l'axe q

En remplacent les flux dans les équations des tensions statorique et rotorique, on trouve :

$$\begin{cases} I_{ds} = (V_{dr} + \omega_s L_s I_{qs} + M \omega_s I_{qr} - p M I_{dr}) \frac{1}{(R_s + p L_s)} \\ I_{qs} = (V_{qs} + \omega_s L_s I_{ds} + M \omega_s I_{dr} - p M I_{qr}) \frac{1}{(R_s + p L_s)} \\ I_{dr} = [(\omega_s - \omega_r)(-L_r I_{dr} - M I_{dr}) - p M I_{qs}] \frac{1}{(R_r + p L_r)} \\ I_{qr} = [(\omega_s - \omega_r)(-L_r I_{qr} - M I_{qs}) - p M I_{ds}] \frac{1}{(R_r + p L_r)} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Avec $M = L_s + L_m = L_r + L_m$

- **Equation du couple électromagnétique**

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\Omega(t)}{dt} + F\Omega(t)$$

$$C_e = \frac{5p}{2} (\Phi_{ds} I_{qr} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (\text{III.14})$$

En remplaçant (III.11) dans (III.14) on trouve :

$$C_e = \frac{5p}{2} [L_s I_{ds} I_{qs} + M I_{dr} I_{qs} - L_s I_{dr} I_{qs} - M I_{ds} I_{qr}]$$

Ou

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

III.3 Les performances de la MAS pentaphasée en boucle ouverte :

Dans le premier cas, on alimente la MAS pentaphasée par une source de tension sinusoïdale pentaphasée équilibrée, la simulation est réalisée sous l'environnement Matlab/Simulink:

es courbes de la figure (**Figure.III.2**) montrent respectivement l'évolution du couple électromagnétique, la vitesse, les courants statoriques.

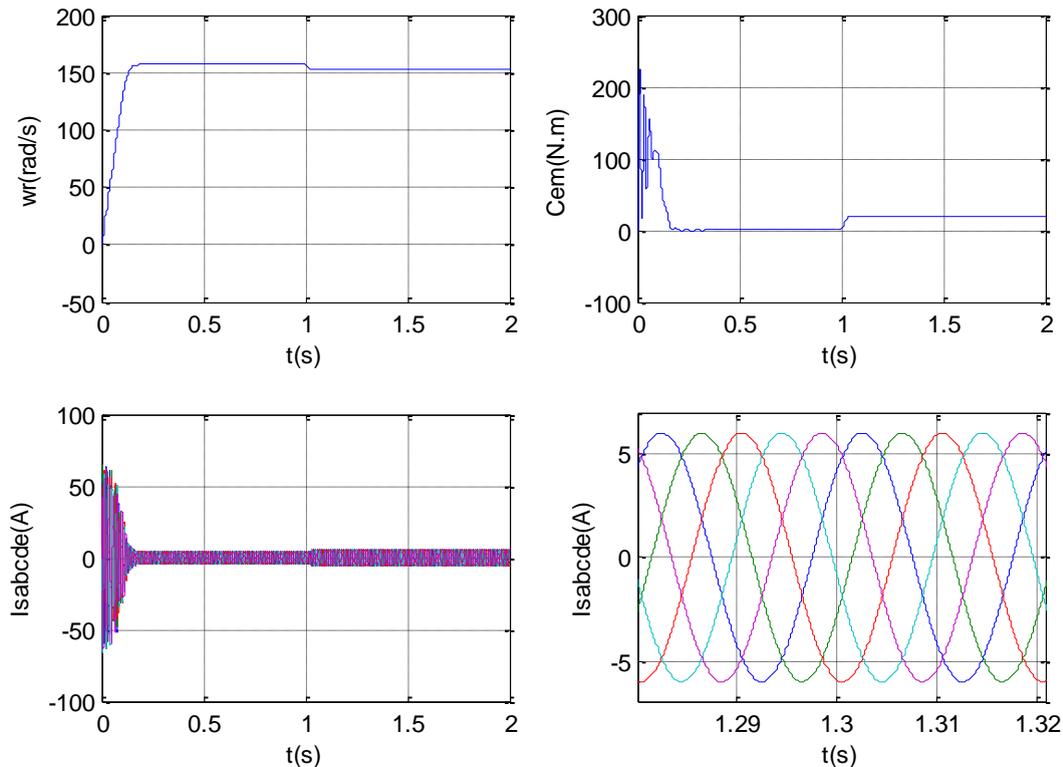


Figure III.2. Vitesse de rotation, Couple électromagnétique et courant statorique MASP.

D'après la Figure III.2 on remarque que lorsque la machine fonctionne à vide, la vitesse de rotation est proche de la vitesse de synchronisme et que le couple prend en régime permanent, à $t = 1s$ on applique un couple résistant $C_r = 20N.m$; alors la vitesse chute par rapport à la vitesse de synchronisme, par contre le couple électromagnétique augmente et stabilise à $20N.m$.

III.3.1 les performances de l'association convertisseur matriciel MASP

On introduit un convertisseur matriciel dans notre système et en relève les caractéristiques suivantes:

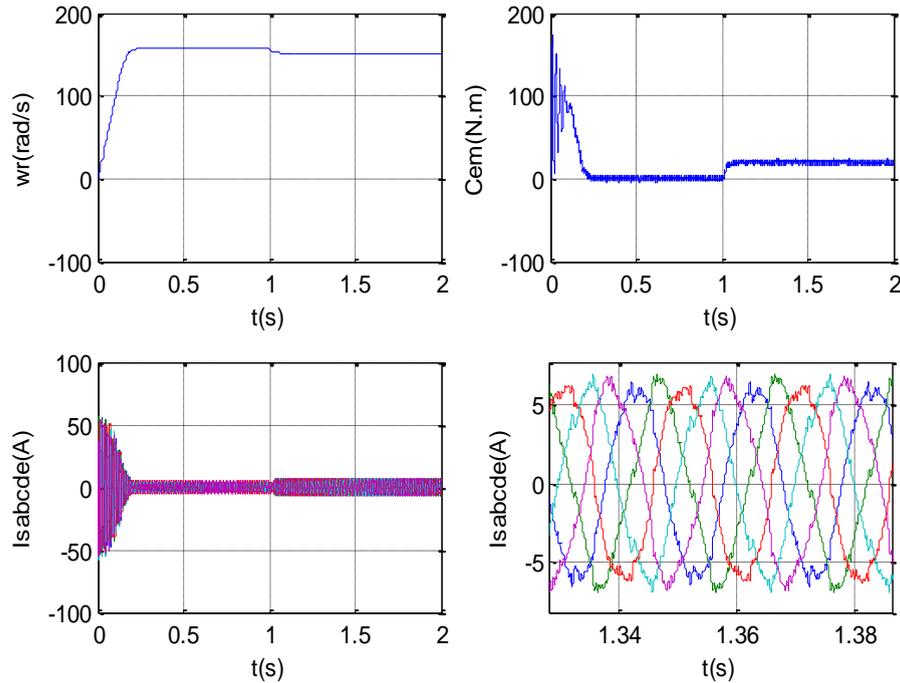


Figure III.3. Vitesse de rotation, Couple électromagnétique et Courant statorique de la MASP alimentée par CM.

La Figure III.3 représente les performances de la machines asynchrone pentaphasée lors de l'introduction du convertisseur matriciel, on remarque d'après les caractéristiques obtenues que l'introduction du convertisseur a rendu les signaux perturbés.

III.3.2 Fonctionnement en quatre quadrants

Dans ce paragraphe, on va vérifier le fonctionnement dans les quatre quadrants de l'association convertisseurs matriciels machine asynchrone pentaphasée commandée par la stratégie de modulation vectorielle. Pour cela, on permute entre les tensions de référence $(V_b \text{ et } V_e)$, $(V_c \text{ et } V_d)$, $(V_d \text{ et } V_c)$ et $(V_e \text{ et } V_b)$ à un instant t ($t=0.5\text{s}$ par exemple) du régime permanent (c-a-d comme si on alimentait la machine par un système de tension pentaphasé direct avant $t=0.5\text{s}$ et par un système de tension inverse après $t=0.5\text{s}$).

Les simulations des performances de la machine asynchrone pentaphasée et différentes tensions sont représentées respectivement dans les figures (**Figures III.4** et **Figure III.5**)

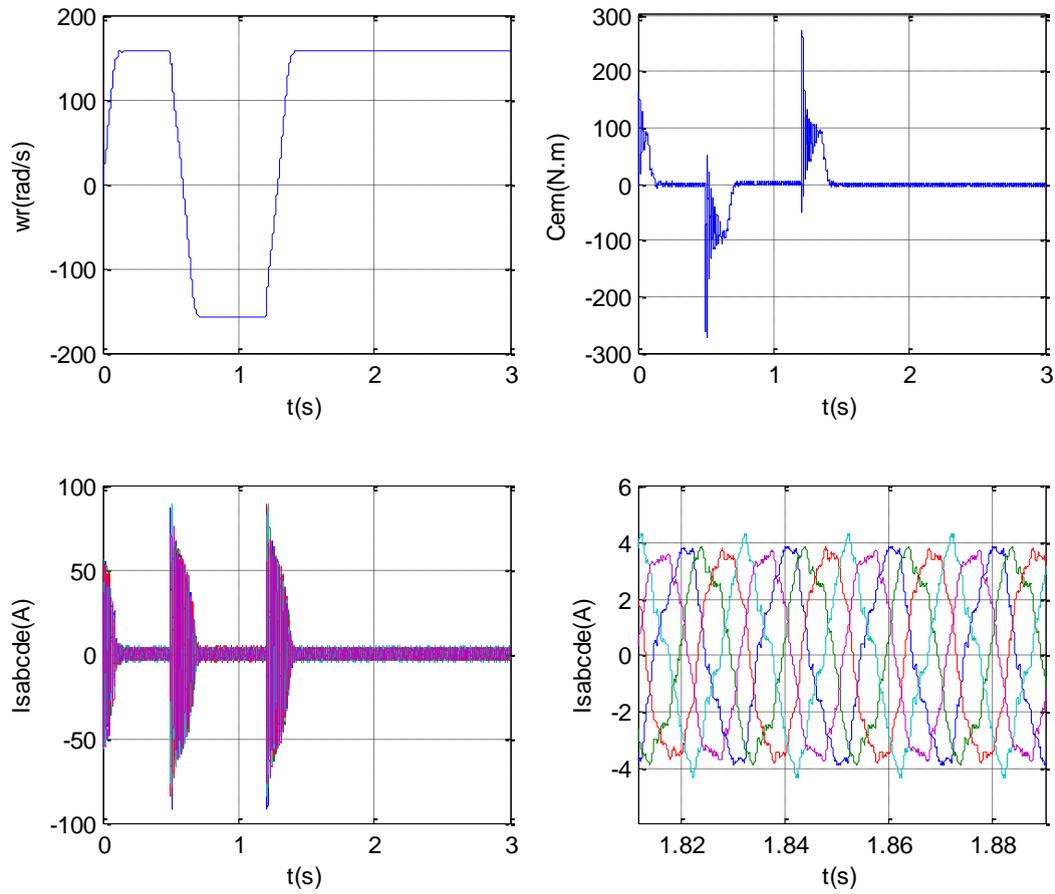


Figure III.4. Performance de l'association convertisseur matriciels MASP en quatre quadrants

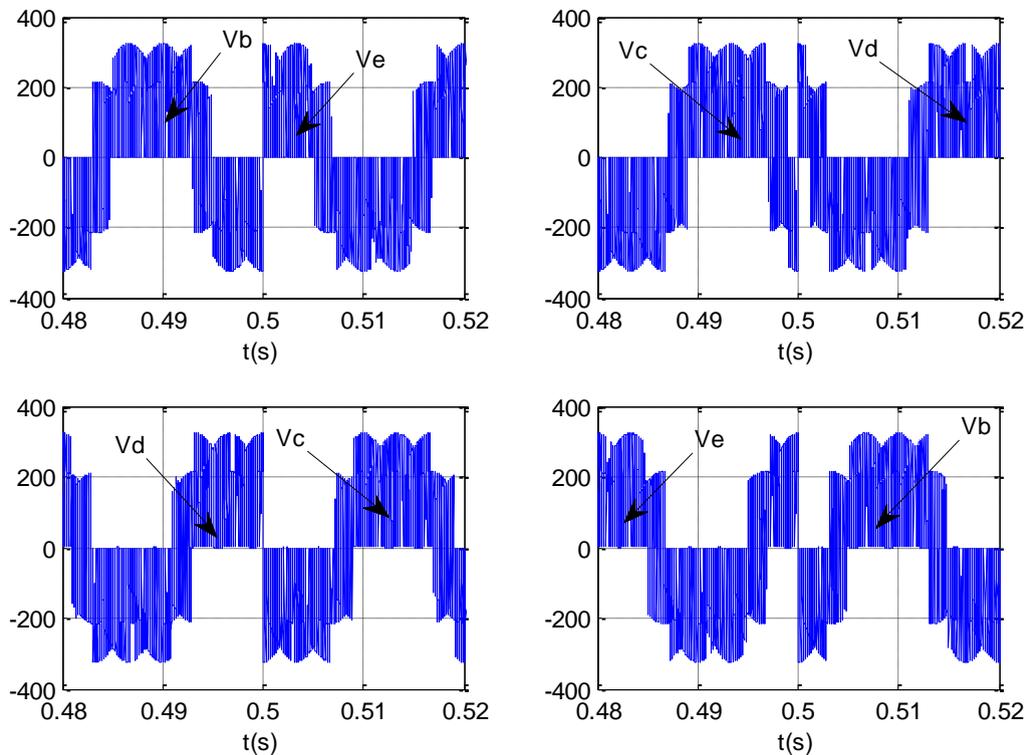


Figure III.5. Performance les tensions des sorties de de convertisseur matriciels après au avant de sens de rotation.

D'après on remarque les performances de la machine asynchrone pentaphasée avant et après le changement de système d'alimentation sont identiques avec évidemment le changement de signe ($0 < t < 0.5$ fonctionnement dans le sens positif et $0.5 < t < 1.2$ fonctionnement dans le sens négatif et pour $t > 1.2$ on revient au sens positif) D'où la possibilité du fonctionnement dans les quatre quadrants de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pentaphasée.

III.4.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.

Par la suite pour étudier le comportement de la MASP avec une alimentation directe et avec convertisseur matriciel 3/5 phases commandée par la modulation vectorielle en boucle ouverte, on a fait une simulation de l'ensemble sur le logiciel Matlab/Simulink , les résultats obtenus sont presque identiques mis à part une ondulation observée lors de la simulation avec le convertisseur matriciel. Les résultats de simulation en quatre quadrants prouvent que l'ensemble convertisseur machine peut opérer dans les quatre quadrants.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire, notre objectif a été d'étudier et commander une topologie de convertisseur matriciel, nommé convertisseur matriciel 3\5 phases. Ce dernier est alimenté par une source de tension alternative triphasée et offre à la sortie cinq phases. Il est utile dans les applications pour l'entraînement à vitesse variable par les machines à champ tournant (machines pentaphasées par exemple). Le convertisseur matriciel 3\5 phases commandé par la modulation vectorielle possède tous les avantages du convertisseur matriciel classique triphasé - triphasé.

Pour atteindre cet objectif nous nous sommes tout d'abord intéressés en premier lieu aux convertisseurs matriciels directs d'une manière générale et le convertisseur matriciel 3\5 phase en particulier puis nous avons élaboré le modèle de ce convertisseur en vue de sa commande.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté la technique de commande appliquée au convertisseur matriciel 3\5 phases la modulation vectorielle. Dans la modulation vectorielle les phaseurs spatiaux de la tension de phase de la charge ainsi que du courant d'entrée sont imposés à l'aide d'un ensemble limité de vecteurs de commutation. Ce procédé permet de moduler d'une manière très précise le courant d'entrée ainsi que la tension de la charge en assurant leurs formes sinusoïdales. Après avoir déterminé les signaux de commande à injecter dans les gâchettes des différents interrupteurs constituant le convertisseur matriciel 3\5 phases, nous avons effectué quelques tests de simulations sous l'environnement PSIM /MATLAB et ce sur différents types de charge(R, RL et machines asynchrone pentaphasée) ainsi que pour différentes valeurs de fréquences à la sortie (25Hz, 50Hz). Les résultats obtenus avec cette technique sont satisfaisants vu la qualité des performances obtenues pour les différents type de charge. L'un des plus importants avantages procurés par le CM est le fait d'avoir un facteur de puissance réglable, qui peut être même unitaire. Les résultats de simulation ont montré cette propriété.

Cependant, en perspectives il serait intéressant de poursuivre certains travaux pour compléter cette étude.

Perspectives:

- ✓ Dimensionnement du filtre d'entrée.

Conclusion générale

- ✓ Etude des problèmes de commutation pour les convertisseurs matriciels.
- ✓ Application du convertisseur matriciel 3\5 phases à la conduite des machines à courant alternatif en boucle fermée.

Bibliographie

- [1] Sorin Gusia : *Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI Application aux actionnements électriques*. Thèse de doctorat, Université catholique de Louvain, Septembre 2005.
- [2] Michel Pinard : *Convertisseur et électronique de puissance*. Dunod, Paris 2007
- [3] Kaci GHEDAMSI: *Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence Application à la conduite de la machine asynchrone*. Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Décembre 2008
- [4] François Gruson : *Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse*. Thèse de doctorat, Ecole centrale de LILLE, Décembre 2010.
- [5] Bruno François : *Formalisme de modélisation et de synthèse des appliquée aux convertisseurs statiques à structures matricielles*. Thèse de doctorat, Université des sciences et technologies de LILLE, janvier 1996.
- [6] AZIB Ahmed : *Etude et commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par un convertisseur matriciel*. Thèse de Magistère, Universités de Bejaia , Juillet 2009
- [7] S. Alloune et Idjdarene : *Etude de la commande vectorielle de la machine synchrone double étoile*. Mémoire d'ingénieur, Université de Bejaia, 2008
- [8] N. Regrag et A. Stella : *Etude et simulation du control vectoriel d'une machine asynchrone*. Mémoire d'ingénieur, Université de Bejaia, 2003.
- [9] H.A. Tolyat, T.A.lipo et J.C.White : *Analysis of concentrated winding induction machine for adjustables peed drives application part I*
- [10] H.A. Tolyat: *Novel direct torque control (DTC)method for five- _phase induction machine*. Electric machine & power electronic (EMPE) laboratory. Department of electrical engineering Texas A&M University, IEEE 2000.
- [11] H.A. Tolyat, M.M.Rahimian et T.A. Lipo: *dq modeling five-phase synchronous reluctance machine including third harmonic of Air-Gap MMF*. Proceeding of the IEEE. 1AS annual meeting conference, October IEEE 1991.
- [12] H.A. Tolyat, S.P. Waiker, et T.A. Lipo: *analysis and simulation the five-phase synchronous reluctance machines including third harmonic of an gap MMF* .IEEE transaction on industry application April 1998.
- [13] Huangsheng xu, H.A. Tolyat, L.J.Petersen: *Rotor field oriented control of five-phase induction motor withe the combined fund avental and third harmonic currents* .IEEE, 2001
- [14] D.Hadiouche: *Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation et structure*. Thèse de doctorat, Université de Henry Poincaré, 2001

Bibliographie

[15] Alloune salem : *Commande des machines polyphasées*, mémoire de Magister, octobre 2005, Université de Béjaia.

Annexe

Paramètre de la machine asynchrone pentaphasée [15]

La machine utilisée en simulation est une machine asynchrone pentaphasée dont les paramètres:

Grandeur nominale

$I_n = 3.6/6.2$ A	Courant efficace nominal
$P_n = 3$ KW	puissance nominale
$V_n = 380$ V	Tension efficace nominale
$N_n = 1461$ tr/min	Vitesse de rotation nominale
$F_n = 50$ Hz	Fréquence nominale de travail
$Cem_n = 40$ Nm	Couple électromagnétique nominal
$\varphi_n = 1.16$ Wb	Flux nominal
$\text{Cos}\varphi = 0.83$	Facteur de puissance

Paramètres électriques	MASP
R_s : résistance statorique Ω	2.47
R_r : résistance rotorique Ω	1.8
L_s : inductance statorique [H]	0.23
L_r : inductance rotorique [H]	0.23
M : mutuelle inductance [H]	0.226
P : nombre de paire de pole	2
J : inertie mécanique [Kg.m^2]	0.05
F : coefficient de frottement visqueux [N.m.s/rad]	0.00006