

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOULOD MAMMARI DE TIZI-OUZOU  
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



# Mémoire de fin d'études

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : MACHINES ELECTRIQUES

**Thème**

**MODELISATION DES PERTES DE  
PUISSANCE D'UN ONDULEUR DE  
TENSION TRIPHASEE**

Proposé et dirigé par :

M<sup>elle</sup>: R. KACHENOURA

Présenté par:

M<sup>r</sup>: LARBI CHERIF Saïd

M<sup>r</sup>: KOUIDER Nadir

Promotion : 2008

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOULOD MAMMARI DE TIZI-OUZOU  
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



# Mémoire de fin d'études

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : MACHINES ELECTRIQUES

**Thème**

***MODELISATION DES PERTES DE  
PUISSANCE D'UN ONDULEUR DE  
TENSION TRIPHASEE***

Proposé et dirigé par :

M<sup>elle</sup>: R. KACHENOURA

Présenté par:

M<sup>r</sup>: LARBI CHERIF Saïd

M<sup>r</sup>: KOUIDER Nadir

Promotion : 2008

# *Remerciements*

*Nous remercions notre promotrice M<sup>elle</sup> R.KACHENOURA, pour sa disponibilité, sa sympathie, soutien et ses orientations déterminants pour l'accomplissement de ce présent travail.*

*Nous remercions tous les enseignants du département d'électrotechnique de l'université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou pour les efforts qu'ils fournissent pour promouvoir le niveau de la formation des étudiants.*

*Nous remercions tous les gens nous aidés et soutenus notamment dans les moments difficiles.*

*Nous remercions les membres de jurys qui nous feront l'honneur de juger notre travail.*

*Enfin, nous tenons à remercier fortement nos familles respectives, particulièrement nos parents pour leurs soutiens permanents*

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail à :*

- ✓ *Toute ma famille ;*
- ✓ *Mes très chers parents ;*
- ✓ *Mes frères et sœurs ;*
- ✓ *Tous les camarades de classe ;*
- ✓ *Mes amis ;*
- ✓ *Tous ceux qui luttent au quotidien pour le bien de l'humanité.*

***LARBI CHERIF Saïd***

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail à :*

- *Toute ma famille*
- *Mes très chers parents*
- *Mes très chers frères*
- *Mes très chères sœurs*
- *Tous les camarades de la promotion*
- *Mes très chers amis*

*KOUIDER Nadir*

# *Sommaire*

## Sommaire

Introduction générale .....	1
-----------------------------	---

### Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

1.1 Introduction.....	3
1.2 Les types de modélisation .....	3
1.2.1 La modélisation de Park .....	3
1.2.2 La modélisation par réseaux de perméances.....	3
1.2.3 La modélisation par éléments finis.....	4
1.3 Modélisation de la machine asynchrone à rotor bobiné.....	4
1.4 Hypothèses simplificatrices.....	4
1.4.1 Hypothèse du premier harmonique.....	4
1.4.2 Circuit magnétique parfaitement feuilleté.....	5
1.4.3 Saturation magnétique négligée.....	5
1.5 Equations de la machine asynchrone triphasée.....	5
1.5.1 Définition des enroulements de la machine asynchrone.....	5
1.6 Convention de signe.....	6
1.7 Equations de la machine asynchrone.....	7
1.7.1 Equations électriques.....	7
1.7.2 Equation de flux.....	7
1.7.3 Equation mécanique.....	9
1.8 Mise en équation d la machine asynchrone dans un système d'axes (d,q).....	9
1.8.1. Transformation de Park.....	9

### Chapitre 2 : Modélisation de l'onduleur triphasé de tension

2.1. Introduction.....	13
2.2. Les fonctions de conversion.....	13

2.3 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension.....	13
2.3.1. Fonction de connexion des interrupteurs.....	15
2.3.2. Fonction de conversion des interrupteurs.....	15
2.3.3. Modulation de largeurs d'impulsions.....	16
3.3.3.1. Modulation de largeur d'impulsions sinus- triangle.....	17
3.3.3.2. Modulation vectorielle.....	19

### Chapitre 3: Modélisation des pertes de l'onduleur

3.1. Introduction.....	28
3.2. Commutation.....	29
3.2.1. Définition .....	29
3.2.2. Cellule élémentaire de commutation.....	30
3.3. Caractéristiques des semi-conducteurs.....	32
3.3.1. Caractéristiques statiques des semi-conducteurs.....	32
3.3.1.1. Caractéristique statique de la diode.....	32
3.3.1.2. Caractéristique statique de l'IGBT.....	33
3.3.2. Caractéristiques dynamiques des semi-conducteurs.....	34
3.3.2.1. Caractéristique dynamique de l'IGBT.....	34
3.3.2.2. Caractéristique dynamique de la diode.....	34
3.4. Modèle de pertes de l'onduleur.....	35
3.4.1. Les pertes en conduction.....	38
3.4.1.1. Pour l'IGBT.....	39
3.4.1.2. Pour la diode.....	40
3.4.2. Les pertes en commutation.....	40
3.4.2.1. Pour le l'IGBT.....	41
3.4.2.2. Pour la diode.....	41
3.4.3 Les pertes totales de l'onduleur.....	42

3.5. Conclusion.....	42
<b><u>Chapitre4: Résultats et interprétations</u></b>	
4.1. Introduction.....	43
4.2 Mise en œuvre de la partie programmation.....	43
4.3 Résultats de simulation .....	44
Conclusion générale.....	53

# *Introduction générale*

### Introduction

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternatif. Si on dispose à l'entrée d'une tension continue et si grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur tantôt à l'une, tantôt à l'autre des bornes d'entrée, on peut obtenir entre les bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative.

Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à créneau par alternance ou par modulation de largeur d'impulsions (MLI).

Si l'établissement, le maintien puis l'ouverture des connexions entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs, l'onduleur est dit autonome. [1]

C'est à l'onduleur de tension qui est l'objet de ce présent mémoire. Il est nommé ainsi, parce qu'il est alimenté par une source de tension continue d'impédance interne négligeable et sa tension n'est pas affectée par la variation du courant qui le traverse. La source continue de tension impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

Comme tous les systèmes physiques, l'onduleur de tension, présente des imperfections qui se manifestent sous forme de dissipations d'énergie. Ces dernières sont dues aux commutations des semi-conducteurs et à l'énergie dissipée qu'ils dépensent lorsqu'ils sont conducteurs.

Notre travail consiste à élaborer un modèle mathématique qui calcule la puissance dissipée par un onduleur de tension triphasé à MLI vectorielles, alimentant un moteur asynchrone. Puis voir son évolution fonction de la fréquence des signaux de sortie.

Pour cela, nous avons optés pour le plan suivant:

- Dans le premier chapitre, nous modéliserons le moteur asynchrone triphasé en donnant les équations mathématiques régissant son fonctionnement.
- Le second chapitre sera consacré au modèle classique de l'onduleur triphasé de tension et à l'algorithme de modulation de largeur d'impulsion utilisé.
- Au troisième chapitre, nous modéliserons les pertes d'énergie dans l'onduleur de tension. Et nous traduirons l'ensemble des équations sous forme d'un modèle sous environnement Matlab Simulink, ce qui nous permettra de simuler et d'avoir les

résultats qui seront enfin interprétés. nous finirons notre mémoire par une conclusion générale.

***Chapitre 1***  
***Modélisation de la machine asynchrone***

**1.1 Introduction :**

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Au niveau de la conception, le constructeur aura recours aux équations de Maxwell afin d'analyser finement le comportement de la machine électrique. Sur un aspect commande, devoir simuler des systèmes complexes à l'aide des méthodes par élément finis ou des intégrales de frontières est actuellement envisageable [1]. Cependant, un modèle basé sur les équations de circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable.

Dans notre étude, nous présenterons le modèle de Park de la machine asynchrone à rotor bobiné.

**1.2. Type de modélisation:**

Dans la littérature, nous discernons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques.

En choisissant de les présenter par leur degré de complexité [1], nous avons :

- La modélisation de Park ;
- La modélisation par réseau de perméance ;
- La modélisation par éléments finis.

**1.2.1. La modélisation de Park:**

La modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine [2]. Ce modèle fait un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. L'induction dans l'entrefer est sinusoïdale, la saturation du circuit magnétique, les pertes fer, les harmoniques d'encoches et d'espace ne sont pas pris en compte dans la modélisation. En raison de la simplicité de la formulation algébrique, ce type d'approche est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande.

**1.2.2. La modélisation par réseaux de perméances**

La modélisation par réseaux de perméances permet d'obtenir une meilleure précision avec un coût de calcul inférieur aux modèles basés sur la méthode par élément finis. Cela consiste à modéliser le circuit magnétique de la machine par un schéma électrique équivalent [8]. La principale difficulté de la modélisation par réseaux de perméances se situe au niveau de la représentation de l'entrefer de la machine. L'erreur de modélisation est très sensible au modèle utilisé pour la perméance d'entrefer. Cette méthode constitue un intermédiaire entre la modélisation

de Park et la modélisation par élément finis. Elle est inadéquate pour la formulation d'une commande mais elle semble très intéressante pour tester la robustesse des algorithmes. En outre, elle peut contribuer à l'estimation des paramètres de la machine.

### **1.2.3. La modélisation par éléments finis:**

Ce type de modélisation est le plus précis. D'autre part, les temps de calculs offerts par cette approche sont rédhibitoires dans un contexte de commande de machines électriques. Néanmoins, lors d'un dimensionnement ou lors d'une estimation de paramètres de la machine, sa précision justifie son utilisation. Plusieurs logiciels permettent la modélisation par éléments finis des dispositifs électromagnétiques [9]. Ce type d'approche est également utilisé lors d'un dimensionnement de machine électrique [10], ou bien pour l'ajustement des paramètres d'un modèle par réseau de perméances.

## **1.3. Modélisation de la machine asynchrone à rotor bobiné**

Un modèle est un outil mathématique qui permet de représenter ou de reproduire plus au moins bien un système réel donné. L'intérêt d'un modèle est l'analyse et la prédiction du comportement en régime stationnaire ou dynamique du système physique, sans recourir à l'expérimentation.

Dans le cas de la machine asynchrone, le type de modèle couramment utilisé pour développer sa commande est le modèle de reconnaissance ou d'état, construit à partir des équations différentielles qui régissent le comportement de la machine. [11][12]

La machine électrique étant un système très complexe pour tenir compte dans sa modélisation complète de tous les phénomènes physiques qu'elles contiennent, il est donc essentiel de poser quelques hypothèses simplificatrices. [4]

## **1.4. Hypothèses simplificatrices:**

### **1.4.1 Hypothèse du premier harmonique:**

La répartition spatiale de la densité de flux (ou induction) magnétique à travers l'entrefer sera supposée parfaitement sinusoïdale. Ce qui se traduit par une variation sinusoïdale, en fonction de la position du rotor et des inductances mutuelles entre stator et rotor. Cette hypothèse implique une variation nulle de la perméance magnétique due aux encoches.

### 1.4.2. Circuit magnétique parfaitement feuilleté:

Les courants induits dans le circuit magnétique (courant de Foucault) seront supposés négligeables en raison de l'isolation électrique présente sur les plans décrits par la direction de circulation du flux magnétique.

### 1.4.3. Saturation magnétique négligée:

La saturation magnétique ne sera pas prise en compte afin d'écrire les flux propres de la machine comme des fonctions linéaires des courants, les inductances étant supposées constantes. Elle sera ultérieurement intégrée dans le modèle de Park.

## 1.5. Equations de la machine asynchrone triphasée:

### 1.5.1. Définition des enroulements de la machine asynchrone:

Le stator de la machine est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace et séparés d'un angle électrique de  $\frac{2\pi}{3}$  radians. Le rotor que ce soit à cage d'écureuil ou bobiné, est aussi formé de trois enroulements, car un système de courant triphasé symétrique s'établit lors d'un fonctionnement en régime permanent. La figure (1.1) présente la schématisation des enroulements du stator et du rotor :

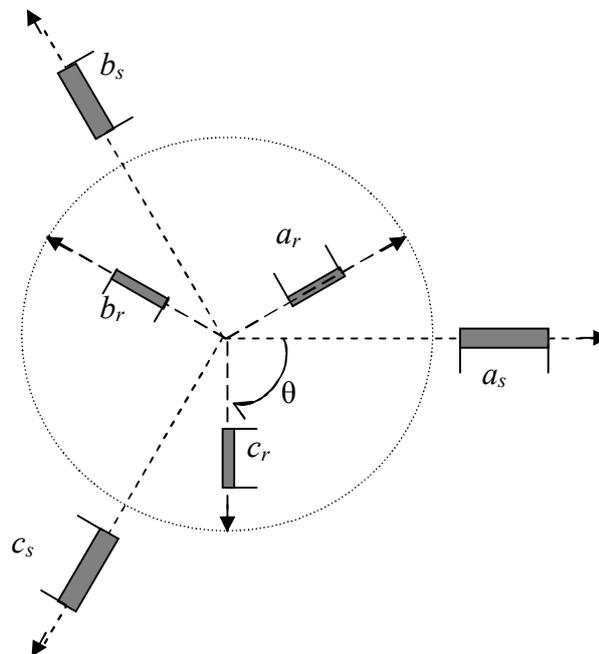


Figure (1.1) : Représentation des enroulements d'une machine asynchrone

Il est à noter que les grandeurs rotoriques portent l'indice «  $r$  » et celles du stator l'indice «  $s$  ». L'angle électrique  $\theta$  indique la position du rotor par rapport au stator. Si  $\theta$  est nulle, l'enroulement de la phase «  $a_r$  » de la partie mobile se trouve aligné à l'enroulement «  $a_s$  » de la partie fixe, d'un point de vue magnétique. Par les hypothèses posées, seules les inductances mutuelles entre stator et rotor sont fonction de l'angle  $\theta$ . [2]

**1.6. Convention de signe:**

La machine asynchrone est surtout utilisée comme moteur, on adoptera alors les conventions de signe suivantes ; [3]

- ✓ Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif.
- ✓ Une f.e.m positive fait circuler un courant positif.
- ✓ Le stator est considéré comme générateur, le rotor comme récepteur.
- ✓ Les angles et les vitesses de rotation sont comptés positivement dans le sens trigonométrique.

**1.7. Equations électriques et mécaniques du moteur:**

**1.7.1 Equations électriques du moteur:**

En appliquant la loi d'ohm généralisée à chaque enroulement du système, nous obtenons :

$$[v_s] = \frac{d}{dt}[\varphi_s] + [R_s][i_s] \tag{1.2}$$

$$[v_r] = -\frac{d}{dt}[\varphi_r] - [R_r][i_r] \tag{1.3}$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}$$

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

Où :

$[v_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^t$  : Tensions instantanées aux bornes des enroulements statoriques ;

$[v_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^t$  : Tensions instantanées aux bornes des enroulements rotoriques ;

$[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^t$  : Courants dans les phases des enroulements statoriques ;

$[i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^t$  : Courants dans les phases des enroulements rotoriques ;

$[\varphi_s] = [\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^t$  : Flux totalisés instantanés traversant les enroulements statoriques ;

$[\varphi_r] = [\varphi_{ar} \ \varphi_{br} \ \varphi_{cr}]^t$  : Flux totalisés instantanés traversant les enroulements rotoriques ;

### 1.7.2. Equation des flux:

Les flux totalisés des phases statoriques et rotoriques s'expriment sous forme :

$$[\varphi_s] = [l_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (1.4)$$

$$[\varphi_r] = [l_r][i_r] + [M_{sr}][i_s] \quad (1.5)$$

L'isotropie et la symétrie de la machine fait que les inductances propres des phases statoriques sont égales et de même pour celles du rotor. [4]

Les matrices «  $l_s$  » et «  $l_r$  » s'écrivent alors:

$$[l_s] = \begin{bmatrix} l_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & l_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & l_{ss} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [l_r] = \begin{bmatrix} l_{rr} & M_r & M_r \\ M_r & l_{rr} & M_r \\ M_r & M_r & l_{rr} \end{bmatrix}.$$

$l_{ss}, l_{rr}$  : inductances propres statoriques et rotoriques ;

$M_s$  : inductance mutuelle entre phases statoriques ;

$M_r$  : inductance mutuelle entre phases rotoriques ;

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire  $\theta$  entre l'axe du stator et celui du rotor, elle s'écrit :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

$M_{sr}$  : inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor.

En introduisant les équations (1.4) et (1.5) dans (1.2) et (1.3) nous obtenons le système d'équation électrique nécessaire à l'étude du fonctionnement de la machine dans tous les régimes.

$$[v_s] = [R_s][i_s] + p[l_s][i_s] + p[M_{sr}][i_r] \quad (1.7)$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + p[l_r][i_r] + p[M_{sr}][i_s] \quad (1.8)$$

$p$  : opérateur de dérivation par rapport au temps (opérateur de LAPLACE).

### 1.7.3. Equation mécanique:

L'étude des régimes transitoires fait intervenir en plus des grandeurs électriques (tensions, courants), les grandeurs mécaniques (vitesse, couple, inertie, frottements). Lorsque la vitesse angulaire est constante, le couple moteur résistant appliqué (y compris celui des frottements) à l'arbre de la machine asynchrone est équilibré par le couple électromagnétique et l'équation d'équilibre des couples s'écrit : [5]

$$C_{em} = C_r + C_f \quad (1.9)$$

Si pour une raison quelconque, cette égalité des couples est perturbée; dans ce cas, l'équation d'équilibre des couples est réalisée grâce au couple dynamique ( $J \frac{d\Omega_r}{dt}$ ) :

$$\frac{J}{p_1} \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (1.10)$$

$J$  : inertie de toutes les masses tournantes ramenées au rotor de la machine ;

$C_{em}$  : couple électromagnétique ;

$\Omega_r$  : vitesse angulaire mécanique du rotor ;

$C_f$ : couple dû aux frottements du système d'entraînement ;

$C_r$ : couple mécanique de la charge.

**1.8. Mise en équation de la machine asynchrone dans le système d'axes  $(\alpha, \beta)$  :**

La matrice de l'équation (1.6) des inductances mutuelles étant à éléments non constants, les coefficients des équations (1.7) et (1.8) sont variables, et la résolution analytique de ce système d'équation se heurte à des difficultés insurmontables particulièrement lors de l'étude des phénomènes transitoires. L'utilisation de la transformation de Park [3] permet de contourner ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, ce qui facilite sa résolution.

**1.8.1. Transformation de Park**

La transformation de Park est une opération mathématique qui permet de passer d'un système triphasé  $(a, b, c)$  d'axes magnétiques décalés d'un angle électriques de  $\frac{2\pi}{3}$ , en un système à trois axes orthogonaux  $(d, q, o)$ . En fait, ce n'est rien d'autre qu'un changement de base pour les axes magnétiques du système [6]. La transformation directe est la suivante :

✓ **Matrice de Park**

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{1.11}$$

$$[A]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{1.12}$$

La transformation directe de Park s'écrit :

$$[X'_d, X'_q, X'_o] = [A][X'_a, X'_b, X'_c]$$

Et la transformation inverse s'obtient :

$$[X'_a, X'_b, X'_c] = [A]^{-1} [X'_d, X'_q, X'_o] \quad (1.13)$$

Avec :

$[X'] = ([i], [v], [\varphi])$  où ces composantes sont respectivement le courant, la tension et le flux.

Dans le cas où le neutre de la machine n'est pas relié, la composante homopolaire d'indice « o » est nulle. Après transformation de Park et arrangement des équations dans le référentiel immobile par rapport au champ tournant, nous obtenons le modèle de la machine asynchrone sous forme d'état.

### 1.3.2.5. Modèle de la machine asynchrone par représentation d'état:

La représentation d'état est un outil utile à la description des systèmes, à leur analyse et à la synthèse des lois de commande. C'est une vision élargie de la théorie des systèmes reposant sur le concept d'énergie. En fait, à partir d'un instant donné, les systèmes dépendent non seulement des entrées extérieures mais également de son état énergétique à cet instant [6].

#### ✓ Le système d'équation d'état [7]

Les grandeurs, fonction du temps, représentant les états énergétiques du système sont les composantes du vecteur  $[X]$ . L'équation qui régit le système est :

$$[\dot{X}] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (1.14)$$

$[A]$  : matrice d'évolution ;

$[X]$  : vecteur des variables d'états ;

$[B]$  : matrice d'application de commande ;

$[U]$  : vecteur des entrées.

$$\text{Avec : } [X] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad [U] = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\delta T_s} & \left(\omega_s + \frac{1-\delta}{\delta} \omega_r\right) & \frac{M}{\delta L_s T_r} & \frac{M}{\delta L_s} \omega_r \\ -\left(\omega_s + \frac{1-\delta}{\delta} \omega_r\right) & -\frac{1}{\delta T_s} & -\frac{M}{\delta L_s} \omega_r & \frac{M}{\delta L_s T_r} \\ \frac{M}{\delta L_r T_s} & -\frac{M}{\delta L_r} \omega_r & -\frac{1}{\delta T_r} & \left(\omega_s - \frac{1}{\delta} \omega_r\right) \\ \frac{M}{\delta L_r} \omega_r & \frac{M}{\delta L_r T_s} & \left(-\omega_s + \frac{1}{\delta} \omega_r\right) & -\frac{1}{\delta T_r} \end{bmatrix}$$

$$\text{Et } [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_s} \\ -\frac{M}{\delta L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\delta L_s L_r} \end{bmatrix}$$

$L_s = l_s - M_s$  : inductance propre cyclique du stator ;

$L_r = l_r - M_r$  : inductance propre cyclique du rotor ;

$M = 3/2 M_{sr}$  : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor ;

$T_r$  : constante de temps rotorique ;

$T_s$  : constante de temps statorique ;

$\delta = \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)$  : Coefficient de dispersion.

### 1.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons abouti au modèle de Park du moteur asynchrone triphasé. Le prochain chapitre sera consacré à la modélisation de l'onduleur de tension triphasée à MLI vectorielle.

*Chapitre 2*  
**Modélisation de l'onduleur triphasé de  
tension**

## **2.1. Introduction**

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus important est sans doute celui de la variation de la vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion [12].

On s'intéressera donc à la modélisation classique d'un onduleur de tension triphasé commandé par une modulation de largeur d'impulsion dite MLI vectorielle.

## **2.2. Les fonctions de conversion:**

Un convertisseur statique est un procédé de traitement électronique de l'énergie électrique, il n'est rien d'autre qu'un modulateur de la puissance transitant par un assemblage d'interrupteurs disposés entre deux sources polyphasées. Cette modulation résulte à la fois d'une fonction spatiale des connexions réalisées par les semi-conducteurs et d'une fonction temporelle de leurs états imposés par la commande. Il en découle une ou plusieurs fonctions de conversion globales qui apparaissent comme étant les grandeurs de réglage du transfert énergétique.

Nous présentons les fonctions de conversion sous forme de structures matricielles, puisque dans le cas général, on envisage un réglage de la puissance échangée entre deux sources polyphasées[13].

## **2.3. Modélisation de l'onduleur triphasé de tension:**

L'onduleur de tension triphasée est constitué de trois bras bidirectionnels en courant dont chacun est constitué de deux interrupteurs en série. Chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode assemblés en antiparallèle (voir la figure (2.1)). Les deux interrupteurs qui sont sur la même cellule sont commandés d'une façon complémentaire [14]

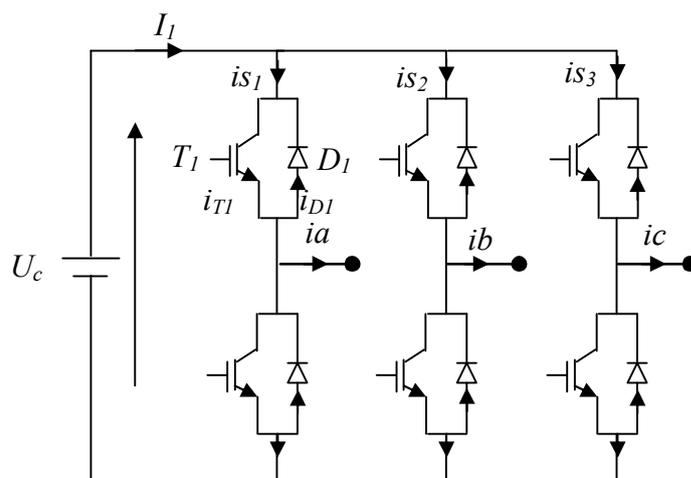


Figure (2.1) : Onduleur de tension triphasé

La figure (2.2) représente un bras de l'onduleur triphasé de tension

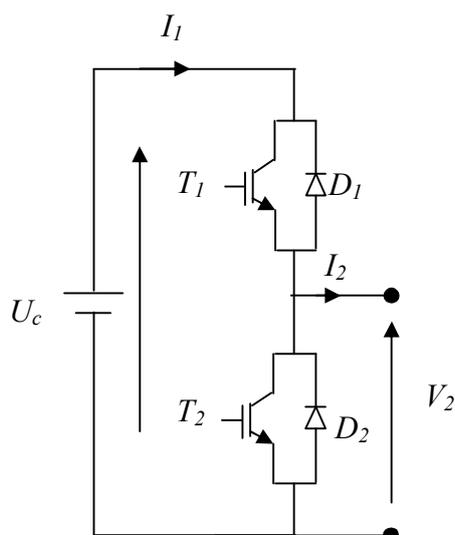


Figure (2.2) : bras de commutation d'un onduleur triphasé

Pour des besoins de modélisation, nous présentons le schéma de la figure (2.3) où les semi-conducteurs sont remplacés par des interrupteurs mécaniques.

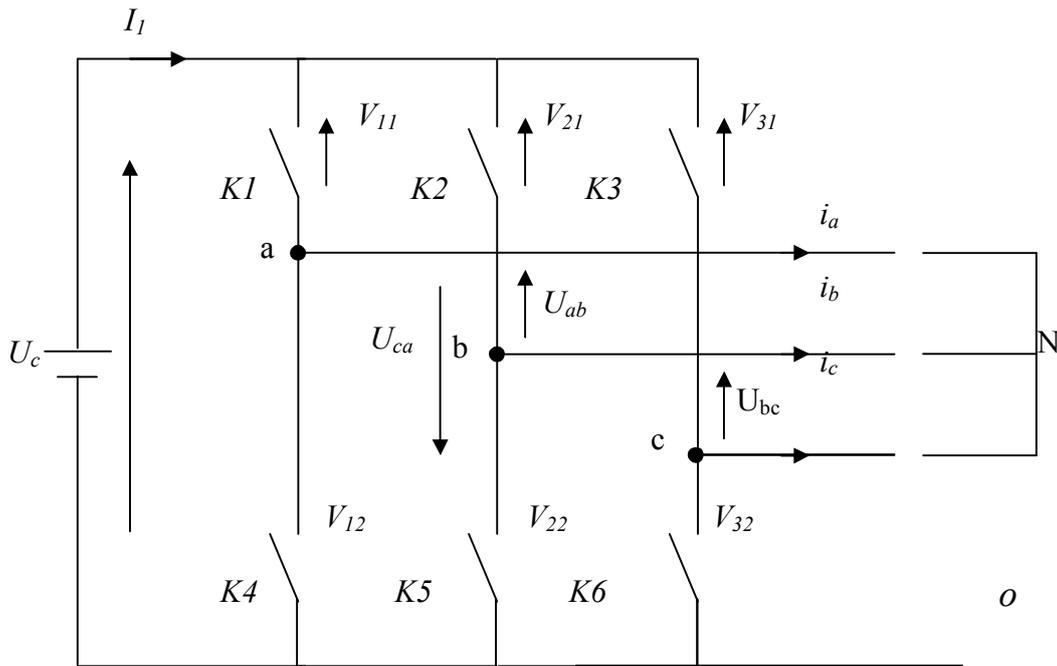


Figure (2.3) : Schéma électrique équivalent de l'onduleur de tension

### 2.3.1. Fonction de connexion des interrupteurs

Chaque interrupteur  $K_i$  (avec  $i=1,2,\dots,6$ ) idéal introduit une fonction de connexion  $F_{kl}$  qui vaut :

$F_{kl} = 1$  si  $K_{kl}$  est fermé.

$F_{kl} = 0$  si  $K_{kl}$  est ouvert.

Avec :

$$k = 1, 2, 3$$

$$l = 1, 2$$

### 2.3.2. Fonction de conversion des interrupteurs:

Les deux interrupteurs d'un même bras seront commandés d'une manière complémentaire. Quand l'un est conducteur, l'autre est impérativement bloqué.

$$\begin{cases} V_{aO} = F_{11} \cdot U_c \\ V_{bO} = F_{21} \cdot U_c \\ V_{cO} = F_{31} \cdot U_c \end{cases} \quad (2.1)$$

$U_c$  : la tension d'alimentation de l'onduleur par rapport au neutre.

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{aO} - V_{bO} = (F_{11} - F_{21}) \cdot Uc \\ U_{bc} = V_{bO} - V_{cO} = (F_{21} - F_{31}) \cdot Uc \\ U_{ca} = V_{aO} - V_{cO} = (F_{11} - F_{31}) \cdot Uc \end{cases} \quad (2.2)$$

Écrivant l'expression (2.4) sous sa forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} Uc \quad (2.3)$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques  $F_{kl}$ , celles-ci dépendent de la stratégie de modulation de largeur d'impulsion appliquée à l'onduleur.

### 2.3.3. Modulation de largeur d'impulsions :

L'onduleur de tension à MLI est habituellement choisi pour sa réponse très rapide et ses performances élevées, il permet d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitude et fréquence variables.

A partir d'un réseau d'alimentation standard (220/380V, 50HZ) après redressement et filtrage, la tension  $Uc$  (étage continu) est appliquée à l'onduleur. Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, parmi lesquelles on peut citer :

- Les modulations *sinus-triangle* effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse généralement triangulaire.
- Les modulations *précalculées* pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations *postcalculées* appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée, et la deuxième technique à laquelle on s'intéresse pour l'onduleur ci-dessus.

### 2.3.3.1. Modulation de Largeur d'Impulsions sinus-triangle

La MLI permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de :

- Repousser les harmoniques à des fréquences élevées pour faciliter leur filtrage;
- Faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie;
- Faire varier la fréquence du fondamental de la tension de sortie.

#### Principe:

Elle consiste à convertir une modulante  $V_{ref}(t)$  (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). D'un point de vue électronique, son principe repose sur la comparaison de la modulante avec la porteuse  $V_p(t)$  (tension à haute fréquence de commutation) figure (2.4).

Le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de l'onduleur triphasé  $Ki=1, 2, 3$  est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa.

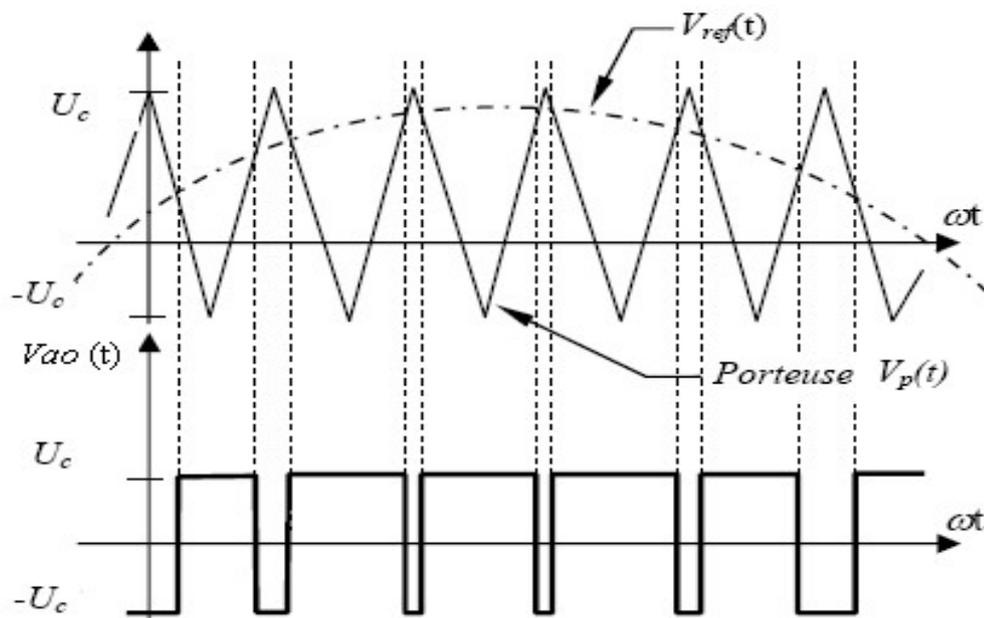


Figure (2.4) : *MLI sinus triangle*.

Selon la figure (2.4) la tension de sortie de l'onduleur a les caractéristiques suivantes :

$$\text{Si: } V_{ref}(t) > V_p(t) \Rightarrow V_{ao} = U_c ; \quad (2.4)$$

$$\text{Si: } V_{ref}(t) < V_p(t) \Rightarrow V_{ao} = -U_c. \quad (2.5)$$

La fréquence de la MLI est égale à la fréquence de la tension de la porteuse  $V_p(t)$ .

- L'amplitude est contrôlée par l'amplitude de  $V_{ref}(t)$ .
- La fréquence du fondamental est contrôlé par la fréquence de  $V_{ref}(t)$ .

On peut régler la tension à la sortie de l'onduleur en agissant sur le coefficient de réglage 'r' défini comme suit :

$$r = \frac{V_{ref}}{V_p} = \frac{\max(V_{ao})_1}{U_c} \quad (2.6)$$

$(V_{ao})_1$  : Fondamental de la tension  $V_{ao}$ ;

$V_p$  : valeur crête de la porteuse.

La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur) vaut :

$$(V_{ao})_{\max 1} = U_c r \quad (2.7)$$

L'indice de modulation « m » est défini comme étant la valeur du rapport de la fréquence de la porteuse triangulaire (ou en dent de scie) sur celle de la référence, son choix procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques de faibles rangs, et un bon fonctionnement de l'onduleur (meilleur rendement).

$$m = \frac{\text{fréquence de } v_p(t)}{\text{fréquence de } v_{ref}(t)} \quad (2.8)$$

### 2.3.3.2. Modulation vectorielle :

#### Principe :

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif [8], [9]. Les tensions de référence sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique de MLI est basée sur les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles  $T$  (MLI régulière),

- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur  $T$  centrée sur la période (*MLI* Symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage,
- Tous les interrupteurs d'un même demi-bas ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

Cette *MLI* vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur, mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation  $T_m$ .

Dans la modulation vectorielle, on représente par un seul vecteur dans un référentiel en coordonnées polaires, les trois vecteurs de tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires [1], (K1-K4), (K2-K5), (K3-K6) du schéma de la figure (2.3).

Dans le modèle considéré, on considère que tous les éléments sont linéaires et invariants dans le temps. De même, les interrupteurs et les sources de tension sont considérés comme idéaux. L'état des interrupteurs est indiqué par une fonction de commutation  $u_s$  pour l'interrupteur S. L'interrupteur S fermé implique  $F_{ki}=1$ , inversement  $F_{ki}=0$  correspond à l'interrupteur K ouvert. Notons par ailleurs que les interrupteurs d'un même bras sont complémentaires [2].

Dans ce contexte, la fonction des interrupteurs est d'établir un lien entre le coté alternatif et le coté continu [2].

$V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  : Sont les tensions composées.

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$  : sont les tensions simples

Egalement, les tensions composées sont définies comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (2.9)$$

➤ Liaison entre le coté alternatif et le coté continu :

On établira la liaison entre le coté alternatif et le coté continu à travers les interrupteurs. Leurs états sont définis par la fonction suivante :

$$u_k = \begin{cases} +1, \\ 0, \end{cases} \quad \text{Pour } i=1, 2, 3 \quad (2.10)$$

i : indice successif porté par les interrupteurs connectés à la borne positive de la source continue.

On cherchera donc une expression reliant les tensions  $(V_{an}, V_{bn}, V_{cn})$  à la tension  $U_c$  qui soit une fonction de l'état des interrupteurs.

A partir de l'équation (2.9), on peut établir les relations suivantes entre les tensions  $(V_{ab}, V_{bc}, V_{ca})$  et  $U_c$

$$\begin{cases} V_{ab} = U_c \text{ si } u_1 = +1 \text{ et } u_2 = 0 \\ V_{ab} = -U_c \text{ si } u_1 = 0 \text{ et } u_2 = +1 \\ V_{ab} = 0 \text{ si } u_1 \text{ et } u_2 \text{ ont le même signe} \end{cases} \quad (2.12)$$

On note que l'équation (2.12) peut être mise sous la forme compacte suivante :

$$V_{ab} = U_c(u_1 - u_2) \quad (2.13)$$

$$\begin{cases} V_{bc} = U_c \text{ si } u_2 = +1 \text{ et } u_3 = 0 \\ V_{bc} = -U_c \text{ si } u_2 = 0 \text{ et } u_3 = +1 \\ V_{bc} = 0 \text{ si } u_2 \text{ et } u_3 \text{ ont le même signe} \end{cases} \quad (2.14)$$

$$V_{bc} = U_c(u_2 - u_3) \quad (2.15)$$

$$\begin{cases} V_{ca} = U_c \text{ si } u_3 = +1 \text{ et } u_1 = 0 \\ V_{ca} = -U_c \text{ si } u_3 = 0 \text{ et } u_1 = +1 \\ V_{ca} = 0 \text{ si } u_3 \text{ et } u_1 \text{ ont le même signe} \end{cases} \quad (2.16)$$

$$V_{ca} = U_c(u_3 - u_1) \quad (2.17)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = U_c \tilde{M} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Où :  $\tilde{M}$  est donnée par :

$$\tilde{M} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Ainsi, l'équation (2.10) peut être mise sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \tilde{M} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

On peut vérifier aisément que l'obtention d'une expression de  $[V_{an} \ V_{bn} \ V_{cn}]^T$  en fonction de l'état des interrupteurs et de la tension continue n'est pas possible en raison de la singularité de la matrice  $\tilde{M}$ .

D'autre part, le fait d'avoir la somme des tensions et courants coté alternatif égale à zéro (système équilibré) implique que  $V_{an}+V_{bn}+V_{cn}=0$ . En ajoutant cette équation à (2.20), on obtient le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \tilde{M}^T \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Avec  $\tilde{M}^T$  donnée par :

$$\tilde{M}^T = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Ainsi, les équations (2.18) et (2.21), nous permettent d'aboutir à l'expression du vecteur de tension recherché.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = V_{dc} \tilde{M}^{T-1} \tilde{M} u \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} U_c K u \quad (2.24)$$

Avec K donnée par

$$K = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Finalement on peut donner le couplage entre le coté continu et le coté alternatif selon l'état des interrupteurs  $[u_1 \ u_2 \ u_3]^T$  ; la relation (2.26) représente les tensions composées et la relation (2.27) représente les tensions simples:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = U_c \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Comme illustré sur les figures (2.8) et (2.9), il y'a huit combinaisons possibles selon l'état des six interrupteurs, ouvert ou fermé. Selon les deux équations (2.26) et (2.27), on peut déduire les états des huit vecteurs de commande possibles.

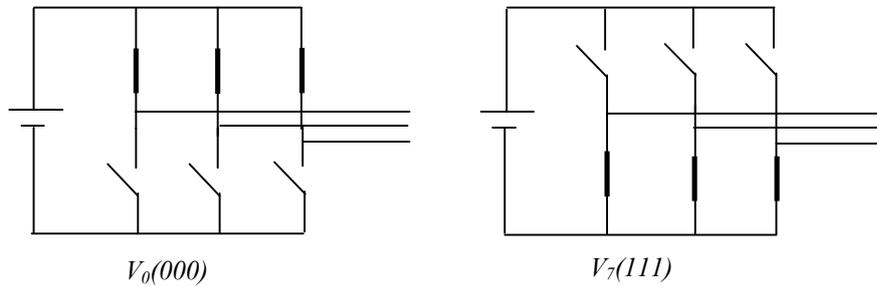


Figure (2.8) : Les deux états de commande nuls.

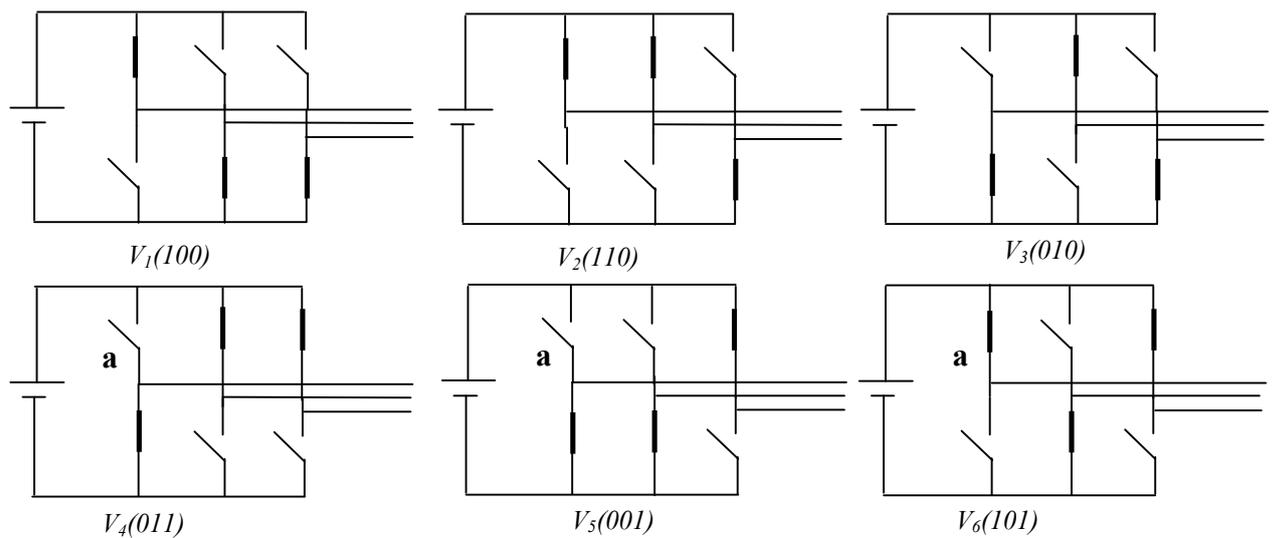


Figure (2.9) : Les six états de commande actifs.

Sur le tableau (2.1), on résume les combinaisons possibles, et les valeurs des tensions, simples et composées, à la sortie de l'onduleur.

Vecteurs de commutation	Etat des interrupteurs			Tensions simples			Tensions composées		
	$u_1$	$u_2$	$u_3$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
$V_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$V_1$	1	0	0	$\frac{2}{3}U_c$	$-\frac{1}{3}U_c$	$-\frac{1}{3}U_c$	$U_c$	0	$-U_c$
$V_2$	1	1	0	$\frac{1}{3}U_c$	$\frac{1}{3}U_c$	$-\frac{2}{3}U_c$	0	$V_{ac}$	$-U_c$
$V_3$	0	1	0	$-\frac{1}{3}U_c$	$\frac{2}{3}U_c$	$-\frac{1}{3}U_c$	$-U_c$	0	$U_c$
$V_4$	0	1	1	$-\frac{2}{3}U_c$	$\frac{1}{3}U_c$	$\frac{1}{3}U_c$	0	$-U_c$	$U_c$
$V_5$	0	0	1	$-\frac{1}{3}U_c$	$-\frac{1}{3}U_c$	$\frac{2}{3}U_c$	0	$-U_c$	0
$V_6$	1	0	1	$\frac{1}{3}U_c$	$-\frac{2}{3}U_c$	$\frac{1}{3}U_c$	$U_c$	$-U_c$	0
$V_7$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tableau (2.1) : les tensions, simples et composées, à la sortie de l'onduleur suivant l'état des interrupteurs

Le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps (durée de l'ondulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée (SVM) permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur [4] et cela tout en utilisant efficacement la tension d'alimentation du côté continu de l'onduleur [3].

➤ **Implémentation de la modulation vectorielle :**

Pour l'implémentation de la modulation vectorielle, on procède à une transformation appelée transformation de Concordia qui consiste à substituer aux trois tensions de phase  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  exprimées dans le repère triphasé (abc) leurs composantes  $V_\alpha$  et  $V_\beta$ , exprimées dans un système biphasé de coordonnées ( $\alpha\beta$ ).

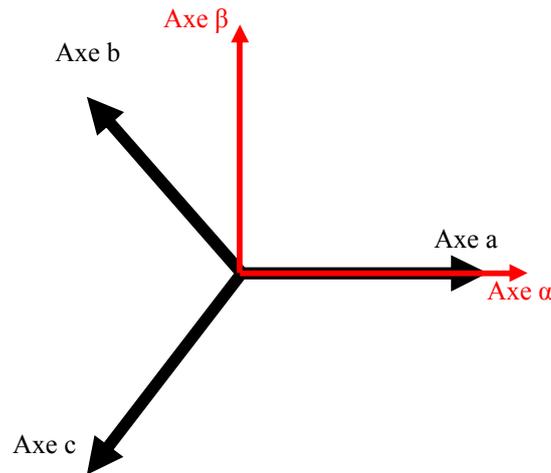


Figure (2.10) : Représentation du repère triphasé abc et le repère biphasé  $\alpha\beta$ .

La relation entre les deux repères est :

$$f_{\alpha\beta} = C_{\alpha\beta} f_{abc} \quad (2.28)$$

tel que:

$$C_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$f_{\alpha\beta} = [f_{\alpha} \ f_{\beta}]^T ; f_{abc} = [f_a \ f_b \ f_c]^T$$

Note :  $f$  peut être soit une tension, un courant ou un flux.

Comme il est décrit sur la figure (2.10), cette transformation est équivalente à une projection orthogonale de  $[a \ b \ c]^T$  sur un système bidimensionnel perpendiculaire au vecteur  $[1 \ 1 \ 1]^T$  (équivalent au plan  $\alpha\beta$ ) dans le système de coordonnées biphasées [3] [7].

Les six vecteurs de commande non nuls obtenus forment un hexagone, l'angle entre deux vecteurs adjacents est  $\pi/3$ . Les deux vecteurs nuls ( $V_0$  et  $V_7$ ) sont à l'origine et impose une tension nulle à la charge.

Les huit vecteurs sont appelés vecteurs spatiaux et sont notés  $V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7$ .

La même transformation peut être appliquée à la tension désirée à la sortie de l'onduleur de telle façon à obtenir la tension de référence désirée  $V_{ref}$  dans le référentiel ( $\alpha\beta$ ).

L'objectif de la technique de modulation vectorielle est l'approximation de  $V_{ref}$  en utilisant les huit portions de temps (durée de modulation). Une simple approximation est de générer la valeur de la

tension à la sortie de l'onduleur dans une petite période T de telle sorte à ce qu'elle soit identique à  $V_{ref}$  au court de cette période.

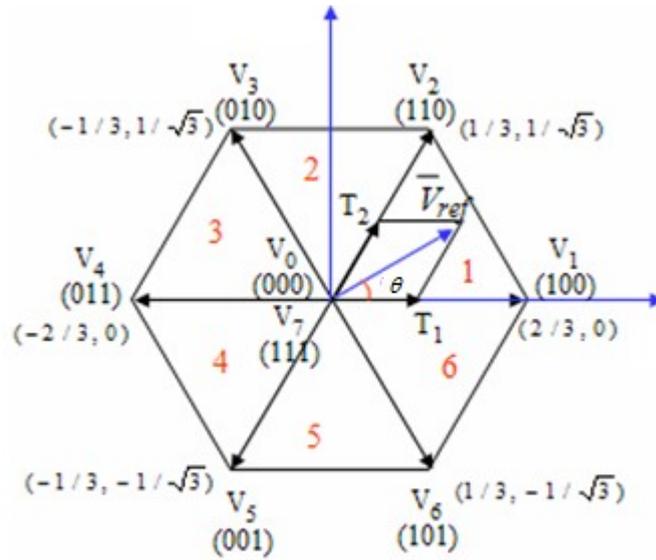


Figure (2.11) : Représentation des huit vecteurs de commande et de  $V_{ref}$  dans le plan  $\alpha\beta$ .

Donc, la modulation vectorielle peut être implémentée de la manière suivante :

1 étape : Détermination des tensions de références  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_{ref}$  et l'angle  $\theta$

2 étape : génération des séries d'impulsions  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$

3 étape : détermination des instants de commutation pour chaque transistor (S1 à S6).

Etape 1 : la détermination de  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_{ref}$  et l'angle  $\theta$  :

D'après la figure (2.7)  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_{ref}$  et l'angle  $\alpha$  sont déterminés comme suit :

$$V_\alpha = V_{an} - V_{bn} \cos 60 - V_{cn} \cos 60 \quad (2.30)$$

$$= V_{an} - \frac{1}{2}V_{bn} - \frac{1}{2}V_{cn} \quad (2.31)$$

$$V_\beta = 0 + V_{bn} \cos \frac{\pi}{6} - V_{cn} \cos \frac{\pi}{6} \quad (2.32)$$

$$= V_{bn} + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{cn} \quad (2.33)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (2.35)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{V_\alpha}{V_\beta} \right) = \omega t = 2\pi f t \quad (2.36)$$

$f$ : est la fréquence du fondamental.

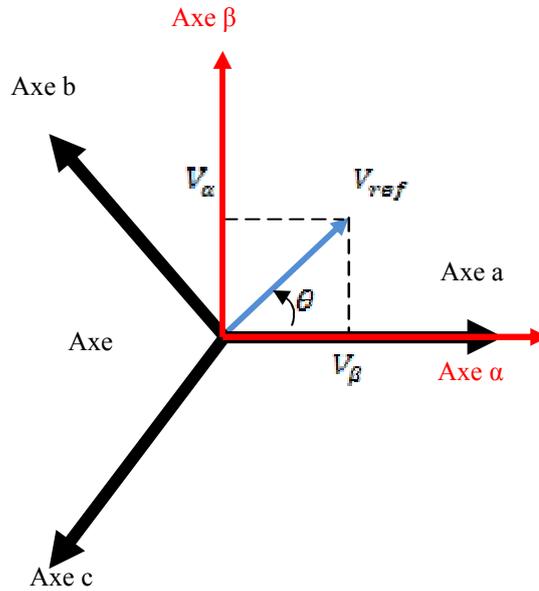


Figure (3.9): Représentation de  $V_{ref}$  dans le repère  $\alpha\beta$ .

Étape 2: génération des séries d'impulsions  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$  :

➤ Durée des temps de commutation dans le secteur 1 :

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0 dt \quad (2.37)$$

$$T_z \cdot \bar{V}_{ref} = (T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2) \quad (2.38)$$

$$\Rightarrow T_z \cdot \bar{V}_{ref} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} U_c \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} U_c \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Tel que :

$$0 \leq \theta \leq 60^\circ$$

$$T_1 = T_z \alpha \frac{\sin(\pi/3 - \theta)}{\sin(\pi/3)} \quad (2.40)$$

$$T_2 = T_z \alpha \frac{\sin(\theta)}{\sin(\pi/3)} \quad (2.41)$$

$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2) \quad (2.42)$$

$$\text{Tel que : } T_z = \frac{1}{f_s} \text{ et } \alpha = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3} U_c} \quad (2.43)$$

➤ Durée des temps de commutation dans un secteur quelconque :

$$\begin{aligned}
 T_1 &= \left( \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta + \frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{U_c} \\
 &= \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( \sin\left(n\frac{\pi}{3} - \theta\right) \right) \\
 &= \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( \sin\frac{n\pi}{3} \cos\theta - \cos\frac{n\pi}{3} \sin\theta \right)
 \end{aligned} \tag{2.44}$$

$$\begin{aligned}
 T_2 &= \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( \sin\left(\theta - \frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \\
 &= \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( -\cos\theta \sin\frac{n-1}{3}\pi + \sin\theta \cos\frac{n-1}{3}\pi \right)
 \end{aligned} \tag{2.45}$$

$$T_0 = T_z - T_1 - T_2 \tag{2.46}$$

Pour n=1 :6

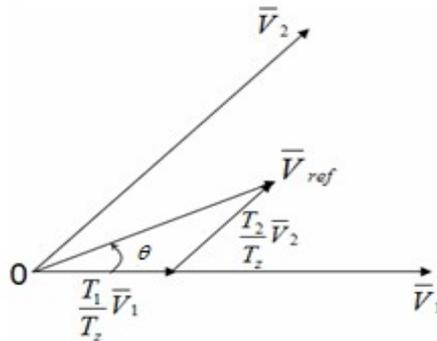


Figure (2.13) : Représentation vectorielle de  $V_{ref}$  en fonction de deux tensions adjacentes

Étape 3: détermination rapports cycliques pour chaque transistor (S1 à S6) :

Vecteurs	Les interrupteurs du haut	Les interrupteurs du bas
1	$\rho_1 = (T_1+T_2+T_a)/T_z$ $\rho_3 = (T_2+T_a)/T_z$ $\rho_5 = T_a/T_z$	$\rho_4 = T_a/T_z$ $\rho_6 = (T_1+T_a)/T_z$ $\rho_2 = (T_1+T_2+T_a)/T_z$
2	$\rho_1 = (T_1+T_a)/T_z$ $\rho_3 = (T_1+T_2+T_a)/T_z$ $\rho_5 = (T_2+T_a)/T_z$	$\rho_4 = (T_2+T_a)/T_z$ $\rho_6 = T_a/T_z$ $\rho_2 = (T_1+T_2+T_a)/T_z$
3	$\rho_1 = T_2/T_z$ $\rho_3 = (T_1+T_2+T_a)/T_z$ $\rho_5 = (T_2+T_a)/T_z$	$\rho_4 = (T_1+T_2+T_a)/T_z$ $\rho_6 = T_a/T_z$ $\rho_2 = (T_1+T_2)/T_z$
4	$\rho_1 = T_a/T_z$ $\rho_3 = (T_1+T_a)/T_z$ $\rho_5 = (T_1+T_2+T_a)/T_z$	$\rho_4 = (T_1+T_2+T_a)/T_z$ $\rho_6 = (T_2+T_a)/T_z$ $\rho_2 = T_a/T_z$
5	$\rho_1 = (T_2+T_a)/T_z$ $\rho_3 = T_a/T_z$ $\rho_5 = (T_1+T_2+T_a)/T_z$	$\rho_4 = (T_1+T_a)/T_z$ $\rho_6 = (T_1+T_2+T_a)/T_z$ $\rho_2 = T_a/T_z$
6	$\rho_1 = (T_1+T_2+T_a)/T_z$ $\rho_3 = T_a/T_z$ $\rho_5 = (T_1+T_a)/T_z$	$\rho_4 = T_a/T_z$ $\rho_6 = (T_1+T_2+T_a)/T_z$ $\rho_2 = (T_2+T_a)/T_z$

Tableau (2.2) : les temps de commutations dans chaque secteur

$$T_a = T_0/2$$

### 3.4. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, le modèle de l'onduleur triphasé de tension à MLI vectorielle. A l'aide de ce modèle, on pourra avoir à chaque instant l'état de chaque interrupteur de l'onduleur, les rapports cycliques de transistors ce qui nous permet d'aborder le chapitre suivant qui sera consacré à la modélisation des pertes d'énergie dans l'onduleur.

***Chapitre 3***  
***Modélisation de pertes de l'onduleur***

**3.1. Introduction:**

L'électronique de puissance a pour ambition la conversion des ondes électriques (de continu en continu, de continu en alternatif et inversement, d'alternatif en alternatif) et la commande de la puissance électrique ainsi convertie au moyen de composants électroniques, c'est-à-dire d'éléments de petites dimensions devant les systèmes alimentés.

Lorsque ces opérations s'effectuent à forte puissance (par rapport à celles facilement commandées en électronique linéaire) elles doivent obligatoirement l'être à très faibles pertes relatives, non seulement pour des raisons de rendement mais surtout parce qu'il est alors exclu que les composants électroniques utilisés puissent dissiper sans risque un pourcentage non négligeable de la puissance mise en jeu.

Autrement dit, pour les puissances (par exemple au-delà d'un kilowatt) nécessitant des tensions et des intensités élevées, un élément de convertisseur parcouru par une portion importante du courant nominal ne pourra provoquer qu'une chute de tension très faible pour que ses pertes soient compatibles avec ses dimensions et sa température maximale de travail, inversement, s'il supporte tout ou partie de la tension nominale il ne pourra être traversé que par un courant d'intensité négligeable.

En définitive, les composants électroniques ne pourront travailler que dans deux types d'états :

- courant de l'ordre de grandeur du courant nominal, très faible tension,
- tension de l'ordre de grandeur de la tension nominale, très faible courant.

Pour réaliser les conversions recherchées il faudra de plus que les composants passent d'un type d'états à l'autre au cours de transitions rapides et peu dissipatrices (c'est-à-dire respectant leurs contraintes thermiques) ; on dira alors qu'ils commutent.

Ce mode de fonctionnement des composants électroniques ressemble à celui des interrupteurs mécaniques.

En conclusion, l'électronique de puissance est nécessairement une électronique de commutation et on peut l'analyser intégralement en remplaçant les composants électroniques par des interrupteurs électroniques (ou interrupteurs statiques) dont on définira plus loin les caractéristiques.

On adoptera désormais le vocabulaire relatif aux interrupteurs : état ouvert, état fermé, ouverture, fermeture.

L'objectif de cette partie est de dégager un modèle de calcul de pertes du convertisseur pouvant s'intégrer dans une approche d'optimisation énergétique par voie algébrique. Dans une première phase, nous présenterons le modèle de pertes du convertisseur intégrant les pertes en conduction et les pertes en commutations. Dans une deuxième phase, nous montrons que les pertes

du convertisseur sont majoritairement dépendantes du courant de charge et de fréquence de hachage.

**3.2. Commutation :**

**3.2.1. Définition**

La figure (3.1) représente le schéma de principe d'un commutateur à quatre positions. Le commutateur a pour fonction de connecter la branche du circuit associée au contact mobile C à un et un seul des contacts fixes A1, A2, A3, A4 associés aux autres branches. La commutation est alors définie comme le passage du contact mobile d'un contact fixe à un autre. En conséquence, si l'on s'intéresse au processus qui entoure une seule commutation, le nombre de positions du commutateur n'intervient pas dans la commutation. Chaque commutation ne concerne que trois branches du circuit général: la branche liée au point C et les deux branches qui vont échanger leur connexion avec C. Nous devons, de plus, remarquer que les branches du circuit reliées aux différents contacts du commutateur sont soumises aux règles d'interconnexion des sources que doit satisfaire tout système électrique (à savoir que deux sources de tension ne doivent jamais être mises en parallèle, etc.). Il en résulte que les branches reliées aux contacts fixes ne peuvent être que des branches tensions, puisqu'elles peuvent être ouvertes. La branche reliée au contact mobile C est forcément une branche courant, puisque l'on ne peut relier entre elles que deux branches de natures différentes. Tout cela, bien entendu, reste dans l'hypothèse de sources parfaites. Pratiquement, dans les convertisseurs statiques, le commutateur est réalisé par un groupement en étoile d'interrupteurs électroniques suivant le schéma de la figure (3.2). Nous parlerons alors de voies, plutôt que de positions, et de pôles, plutôt que de contacts. Ce commutateur électronique permet de réaliser, effectivement, la fonction commutateur à condition de respecter la logique suivante :

- Entre deux commutations, un seul interrupteur est passant ;
- La commutation implique le changement d'état simultané et complémentaire de deux interrupteurs et de deux seulement.

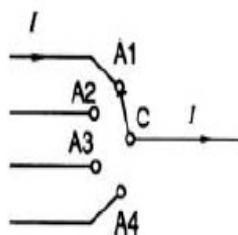


Figure (3.1) : Commutateur à quatre positions

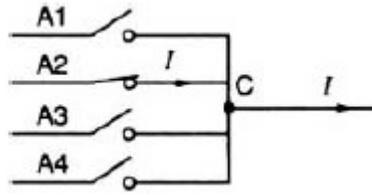


Figure (3.2) : Commutateur électronique à quatre voies

### 3.2.2. Cellule élémentaire de commutation

Les remarques précédentes nous amènent, pour étudier le processus général de la commutation, à ne considérer qu'une cellule élémentaire à deux voies que l'on *isole* de la structure globale du convertisseur. Cette cellule est représentée sur la figure (3.3). La source de tension  $V_s$  symbolise la différence de potentiel ( $V_1 - V_2$ ) imposée entre les deux pôles  $A_1$  et  $A_2$  par les branches tension qui leur sont associées. La source de courant  $I_s$  est représentative du courant de maillon dans la branche connectée au point C, en étoile avec les interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$  concernés par la commutation. Cette cellule permet, en fonction des contraintes électriques qui sont imposées avant, pendant et après la commutation, l'analyse du mode de fonctionnement des deux interrupteurs et leur caractérisation. En conclusion, la commutation est fondamentalement liée au fonctionnement de deux interrupteurs (ouverture et fermeture ou, autrement dit, *amorçage* et *blocage*). Elle présente donc un aspect local, relatif aux modes de fonctionnement d'un interrupteur et à la manière dont son basculement peut ou doit s'effectuer. Mais, la commutation présente aussi un aspect *système*, lié au passage d'une séquence de fonctionnement du circuit à une autre. Ce passage doit se faire de telle manière que les règles fondamentales sur les interconnexions des sources soient respectées (ne jamais ouvrir une source de courant, ne jamais court-circuiter une source de tension, etc. [D 3 152]). Ces règles imposent, en retour, des contraintes sur le mode de fonctionnement des interrupteurs, si bien que l'aspect local et l'aspect système doivent être étroitement associés dans l'analyse du processus général d'une commutation.

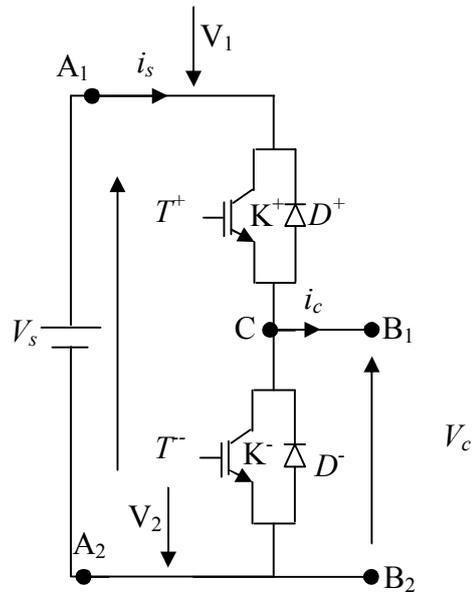


Figure (3.3) : Cellule élémentaire de commutation

La figure (3.4) illustre des exemples des commutations possibles que l'on rencontre dans une cellule à deux niveaux [16].

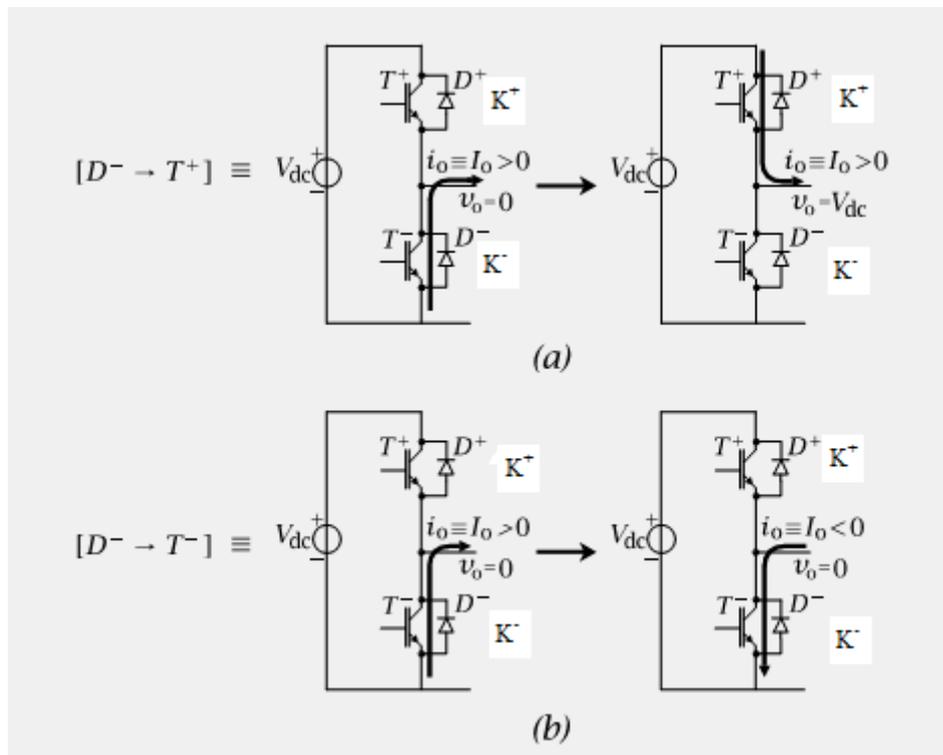


Figure (3.4) : exemples de commutation

### 3.3. Caractéristiques des semi conducteurs:

#### 3.3.1 Caractéristiques statiques des semi conducteurs:

Chaque interrupteur de l'onduleur de tension est constitué essentiellement d'un transistor de type IGBT et d'une diode montée en antiparallèle. Nous donnons les modèles analytiques représentant les caractéristiques statiques de ses composants [18].

##### 3.3.1.1 Caractéristique statique de la diode :

Le modèle analytique de la tension aux bornes de la diode à l'état passant en fonction de son courant direct est donné par l'expression suivante [2] :

$$V_d = V_d(I_2) = V_{d1} \ln\left(1 + \frac{I_2}{V_{d2}}\right) + V_{d3} I_2 + V_{d4} I_2^2 \quad (3.1)$$

Pour une diode donnée, les  $V_{d_i}$  pour  $i=1 ; 4$  sont donné par le constructeur.

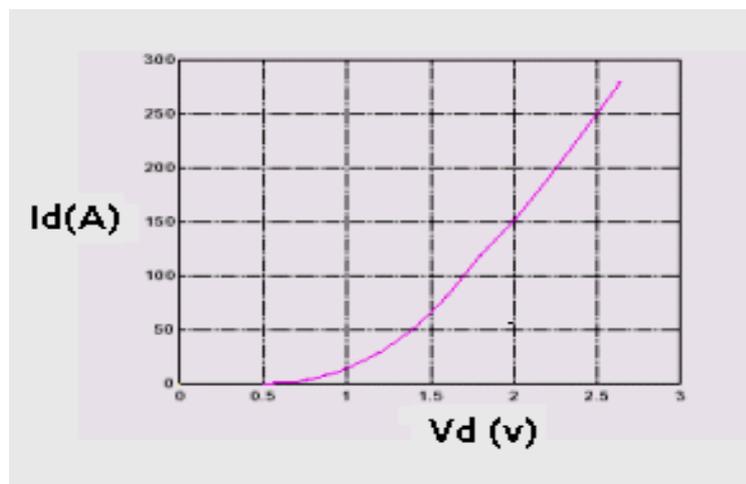


Figure (3.5) : Caractéristique statique d'une diode

##### 3.3.1.2 Caractéristique statique de l'IGBT :

La figure (3.6) représente la caractéristique statique du transistor, elle nous donne l'évolution de la tension en fonction du courant traversant l'IGBT pour différentes tensions de grille  $V_{GE}$ .

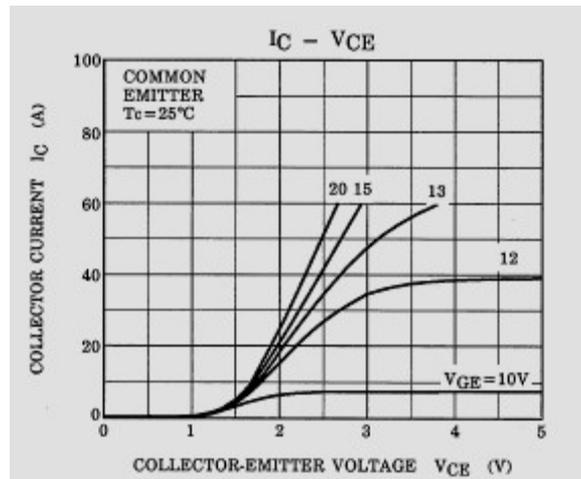


Figure (3.6) : Caractéristique statique d'un IGBT

Le modèle analytique de la tension aux bornes de l'IGBT à l'état passant en fonction de son courant direct est donné par l'expression suivante :

$$V_{ce} = V_{ce}(I_2) = V_{ce1} \ln \left( 1 + \frac{I_2}{V_{ce2}} \right) + V_{ce3} I_2 + V_{ce4} I_2^2 \quad (3.2)$$

$V_{ce_{ki}}$  pour  $i=1,4$  sont donnés par le constructeur.

Nous prenons la caractéristique correspondant à  $V_{GE}=15 V$ .

### 3.3.2 Caractéristiques dynamiques des semi conducteurs:

#### 3.3.2.1 Caractéristiques dynamiques L'IGBT:

La figure (3.7) représente la caractéristique dynamique de l'IGBT à l'ouverture. Elle nous donne les variations du courant et de la tension dans l'interrupteur en fonction du temps. On voit clairement l'existence d'un régime transitoire entre les deux états: ouvert (off) et fermé (on). [5]



Figure (3.7) : Commutation à l'ouverture de l'IGBT

3.3.2.2 Caractéristique dynamique de la diode : [17]

Les schémas des figures, (3.8) et (3.9) représentent successivement la caractéristique de commutation à l'ouverture et la caractéristique de commutation à la fermeture d'une diode.

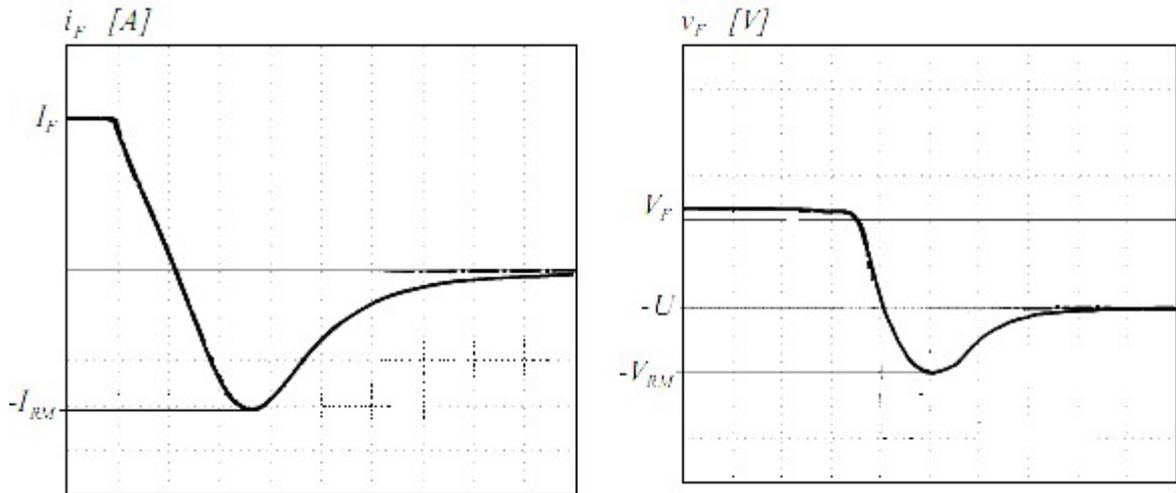


Figure (3.8) : caractéristique de commutation à l'ouverture de la diode

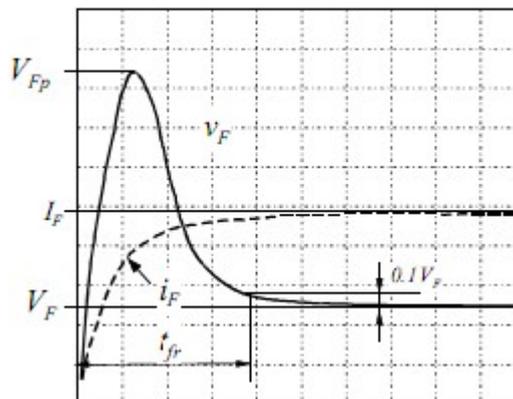


Figure (3.9) : Caractéristique de commutation à la fermeture de la diode

3.4. Modèle de pertes de l'onduleur : [2]

L'onduleur triphasé de tension est formé de trois bras identiques, constitué chacun d'un transistor et d'une diode montés en parallèle en polarité inverse, comme illustré par la figure(3.10):

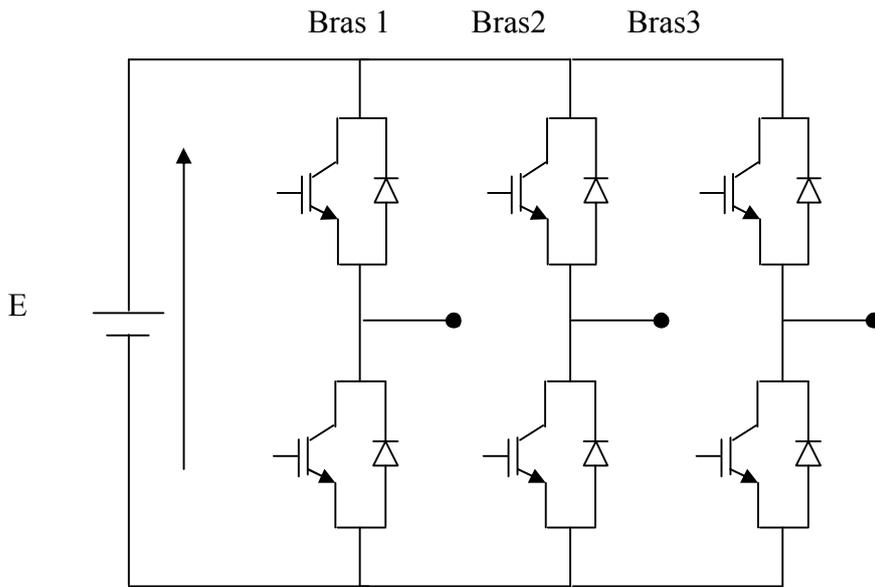


Figure (3.10) : Schéma simplifier d'un onduleur triphasé de tension

Pour le calcul des pertes d'énergie, nous considérons seulement le premier bras, pour obtenir les pertes totales du convertisseur, on multiplie fois trois. (Cela est valable en considérant seulement au préalable, que la charge triphasée est parfaitement équilibrée).

Voici ci-dessous le schéma représentant le premier bras de l'onduleur triphasé :

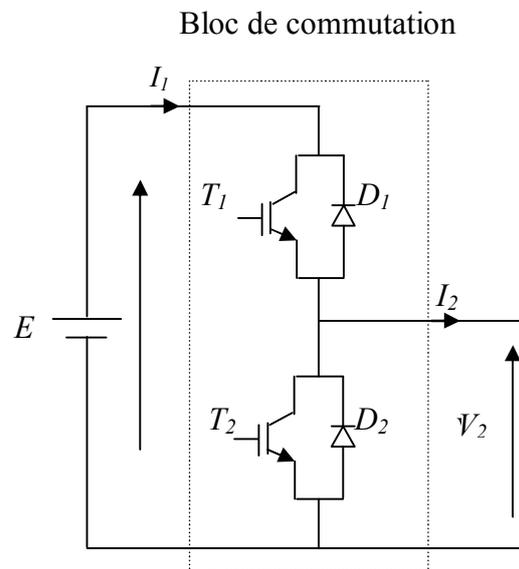


Figure (3.11) : Schéma d'un bras d'onduleur triphasé

La forme du courant de sortie  $I_2$  est de forme périodique, alternative et presque sinusoïdale, il est présenté par la figure (3.12).

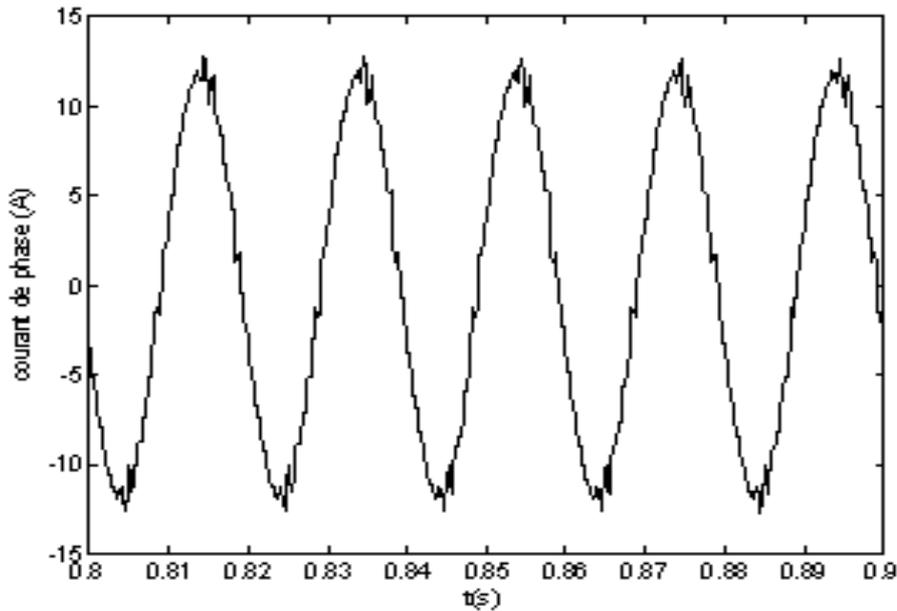


Figure (3.12): Forme d'onde du courant absorbé par une charge inductive  
En régime permanent

Sur une période, nous avons une alternance positive et une autre négative pour le courant (une demi-période pour chacune d'entre elles).

Quand  $I_2$  est positif : c'est  $T_1$  ou  $D_2$  qui conduit.

Quand  $I_2$  est négatif : c'est  $T_2$  ou  $D_1$  qui conduit.

De ce fait nous constatons que sur une demi-période, il y a une symétrie parfaite de conduction entre les parties, haute et basse du bras de l'onduleur. Ce qui nous permet de limiter les calculs des fuites d'énergie sur la partie haute du bras donc sur une demi-période.

Comme on le voit à partir des caractéristiques statiques de la diode et de l'IGBT, la chute de tension aux bornes de ces semi-conducteurs n'est pas nulle lorsqu'ils sont conducteurs, ce qui implique l'existence de certaines pertes d'énergie électrique qu'on appelle: pertes en conduction.

La commutation des semi-conducteurs n'est pas instantanée et non idéale, puisque, il y a des régimes transitoires lors des changements d'état du circuit ce qui implique l'existence de pertes d'énergie électrique au niveau des diodes et des transistors qu'on appelle: pertes en commutation.

Le schéma de la figure (3.13) illustre clairement l'évolution de la tension émetteur-collecteur et le courant d'un IGBT sur une période de commutation, elle montre clairement l'existence d'un régime transitoire et d'une tension non nulle lorsque le transistor est conducteur.

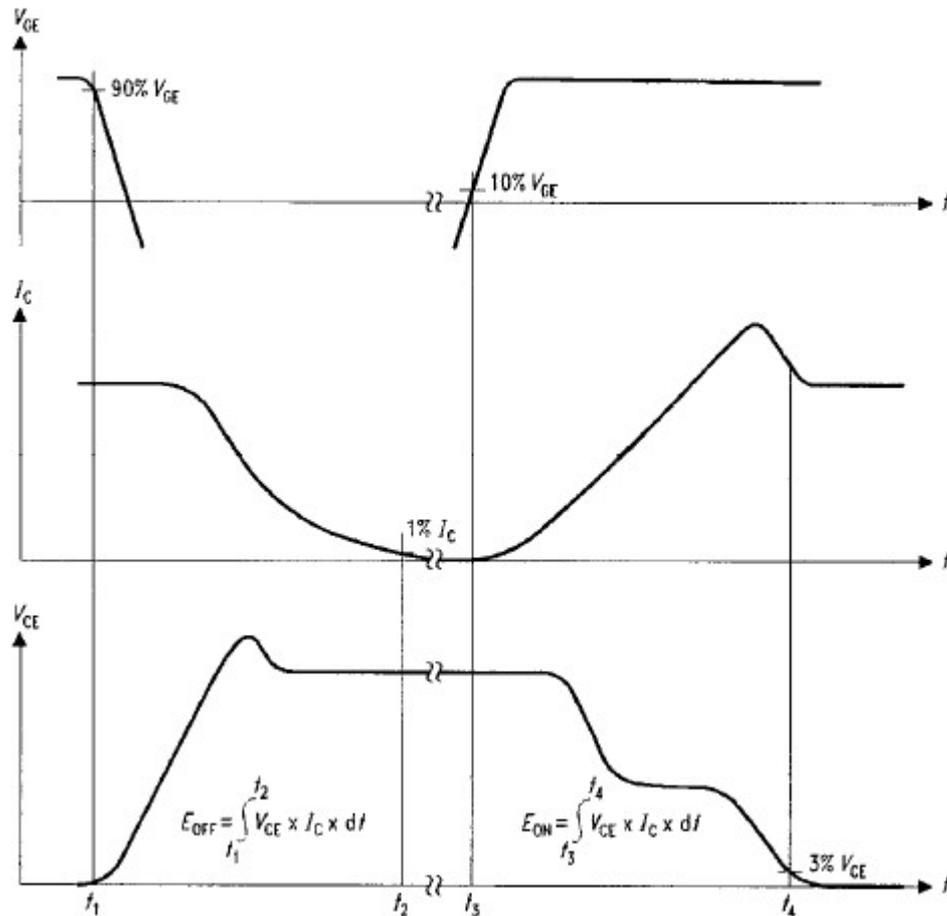


Figure (3.13) : l'évolution du courant et de la tension d'un IGBT

Dans un convertisseur d'énergie électrique fonctionnant en commutation forcée, il existe deux types de pertes:

- Les pertes en conduction: elles sont sensibles aux chutes de tension aux bornes des composants et aux courants les traversant pendant une certaine durée dépendante du rapport cyclique.
- Les pertes en commutation: elles dépendent de l'énergie dissipée lors des changements d'état des transistors. Ces pertes sont essentiellement proportionnelles à la fréquence de découpage du convertisseur.

### 3.4.1. Les pertes en conduction:

#### 3.4.1.1. Pour l'IGBT

Pour le calcul des pertes par conduction, on suppose que le courant d'une phase de l'onduleur se répartit pour une demi-onde positive entre le transistor supérieur et la diode inférieure. Les calculs sont faits pour cette période dans un bras de l'onduleur. Lors de la seconde demi-période, le

courant se répartit entre l'IGBT inférieur et la diode supérieure. Les valeurs sont identiques dans les deux cas.

À tout instant, l'énergie dissipée dans un IGBT peut être obtenue avec l'expression suivante:

$$E = \int_0^T V_{ce}(t) I_2(t) dt \quad (3.3)$$

T est la période signaux de sortie de l'onduleur. Ainsi la puissance s'obtient en multipliant l'énergie par la fréquence.

Quand le transistor est bloqué les pertes sont alors négligeables. Malheureusement, aucune expression simple ne peut être trouvée pour décrire la tension et le courant pendant une transition. D'où pour trouver une expression analytique convenable nous faisons recours à une similitude entre le calcul des pertes en conduction et en commutation.

Les pertes en conduction sont définie comme étant les pertes qui ce produisent entre la fin de la mise en conduction et le début de la fermeture du transistor.

Pour pouvoir réaliser l'intégration de l'équation (3.3) la tension et le courant doivent être décrit par des équations mathématiques bien définies, ainsi l'expression (3.4) donnant la tension en fonction du courant donne des résultats très satisfaisants. [20]

$$V_{ce}(t) = V_T + ai_2^b \quad (3.4)$$

Les paramètres spécifiques pour les familles d'IGBTs de « International Rectifier » peuvent être trouvés dans [20]. Le but de ce modèle est de prédire correctement les pertes en conduction de la jonction de l'IGBT la différence entre ce modèle est celui proposé pour le logiciel SPICE résident dans le fait que.

Ces modèles ne fournissent pas d'information sur les détails des formes d'ondes du courant et de la tension (collecteur - émetteur) et des grandeurs de base. Néanmoins, La simulation du comportement d'un interrupteur dans son environnement est un objectif difficile à atteindre. En effet la précision des résultats obtenus, dépend non seulement du modèle du composant étudié, mais aussi de la modélisation de l'ensemble des éléments qui entoure ce composant.

Ainsi l'expression utiliser pour le calcul de l'énergie dépend de la forme du courant qui traverse le composant.

Dans notre cas la forme de l'onde du courant qui traverse un transistor lorsqu'il est conducteur est approximativement comme indiquée par la figure ci-dessous:

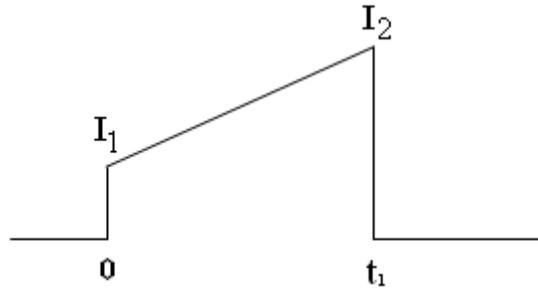


Figure (3.14) : forme du courant traversant l'IGBT

Le courant traversant l'IGBT est donné par l'expression :

$$i(t) = I_1 + (I_2 - I_1) \frac{t}{t_1} \tag{3.5}$$

$$t_1 = \rho T \tag{3.6}$$

L'énergie dissipée dans l'IGBT en état conducteur est donnée par la relation :

$$E = \int_0^{t_1} \left[ V_t \left( I_1 + \frac{(I_2 - I_1)}{t_1} t \right) + a \left( I_1 + \frac{(I_2 - I_1)}{t_1} t \right)^{(b+1)} \right] dt \tag{3.7}$$

Ce qui donne

$$E = V_t \frac{(I_2 + I_1)}{2} t_1 + \frac{I_2^{(b+2)} - I_1^{(b+2)}}{(I_2 - I_1)} \frac{a t_1}{b+2} \tag{3.8}$$

Cette méthode de calculs est très compliquée et longue. Par contre on dispose d'un outil numérique, donc on reconstruit le courant traversant un IGBT et ainsi utiliser l'expression (3.3).

Soit  $i_{kl}(\theta)$  le courant traversant l'interrupteur  $K_l$  figure (3.15), ainsi son expression peut s'écrire

$$i_{kl}(\theta) = i_{ak}(\theta) \cdot c_l(\theta) \tag{3.9}$$

Le signal  $c_l(\theta)$  étant la commande de l'interrupteur  $K_l$ , l'allure de ce signal de commande est représentée par la figure (3.16). Chacun des six interrupteurs parfaits de l'onduleur de tension de la figure (3.15) est constitué d'un semi-conducteur unidirectionnel (transistor IGBT) et d'une diode en antiparallèle.

Le courant traversant l'interrupteur  $K_l$  s'écrit :

$$i_{kl}(\theta) = i_{Tl}(\theta) - i_{Dl}(\theta) \tag{3.10}$$

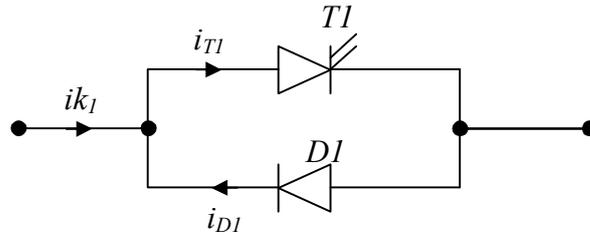


Figure (3.15) : schéma de l'interrupteur K1

La forme d'onde du courant dans l'interrupteur  $K_1$  est représentée par la figure (3.16).

Le semi-conducteur contrôlé écoule la partie positive du courant traversant l'interrupteur  $K_1$ , et sa forme d'onde est représentée par la figure (3.16) :

D'où:

$$i_T(\theta) = i_{k1}(\theta) \quad \text{si} \quad i_k(\theta) > 0 \quad (3.11)$$

$$i_T(\theta) = 0 \quad \text{si} \quad i_k(\theta) < 0$$

### 3.4.1.2. Pour la diode:

$$E_{ce} = ((1 - \rho)V_d(I_2)) \cdot T_{\Sigma} \quad (3.12)$$

$$T_{\Sigma} = 1/f_{\Sigma}$$

Avec:

$f_{\Sigma}$  : Fréquence de découpage.

### 3.4.2 Les pertes en commutation : [2]

Pour un IGBT on considère les pertes à l'ouverture et à la fermeture, tandis que pour la diode, on considère seulement les pertes à la fermeture à cause du courant de recouvrement.

#### 3.4.2.1 Pour l'IGBT:

$$E_{t_{off}} = (K_{U_{off}} U_{off}(I_2))/f_{\Sigma} \quad (3.13)$$

$$E_{ce_{on}} = (K_{U_{on}} U_{on}(I_2))/f_{\Sigma} \quad (3.14)$$

Avec :

$E_{t_{on}}$  : L'énergie dissipée à la fermeture du transistor.

$E_{t_{off}}$  : L'énergie dissipée à l'ouverture du transistor.

$$K_{U_{on}} = \frac{U_c}{U_{won}} \quad (3.15)$$

$$K_{Uoff} = \frac{U_c}{U_{Woff}} \quad (3.16)$$

Avec:

$U_c$  est la tension d'alimentation du convertisseur coté continu.

$U_{won}$  et  $U_{woff}$  Tensions continues issues des essais constructeurs lors de la détermination de l'énergie dissipée à l'ouverture et à la fermeture. Ces grandeurs sont données sur le data sheet proposés par les constructeurs des transistors [2].

Et :

$$E_{on} = f(I_2) = E_{onk1} \ln\left(1 + \frac{I_2}{E_{onk2}}\right) + E_{onk3} I_2 + E_{onk4} I_2^2 \quad (3.17)$$

$$E_{off} = f(I_2) = E_{offk1} \ln\left(1 + \frac{I_2}{E_{offk2}}\right) + E_{offk3} I_2 + E_{offk4} I_2^2 \quad (3.18)$$

Avec:  $E_{onki}$  et  $E_{offki}$  sont donnés par le constructeur.

### 3.4.2.2. Pour la diode:

$$E_{don} = E_{don}(I_2)/T_{sw} \quad (3.19)$$

$$E_{don} = f(I_2) = E_{donk1} \ln\left(1 + \frac{I_2}{E_{donk2}}\right) + E_{donk3} I_2 + E_{donk4} I_2^2 \quad (3.20)$$

Les  $E_{donki}$  sont donnés par le constructeur de la diode.

### 3.4.3. Pertes totale dans l'onduleur

Les pertes totales du bras du convertisseur sont la somme de toutes les pertes (en conduction et en commutation) du transistor et de la diode. Puisque les pertes sont données pour une demi-période, on peut conclure que l'énergie totale dissipée est :

$$P_T = 6(P_{toff} + P_{ton} + P_{don} + P_{ct} + P_{cd}) \quad (3.21)$$

### 3.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a élaboré un modèle qui nous donne puissance dissipées dans un onduleur triphasé de tension à MLI vectorielle alimentant un moteur asynchrone à rotor bobiné. Dans le chapitre 4, on donnera les résultats de simulation du modèle sous Matlab et leurs interprétations.

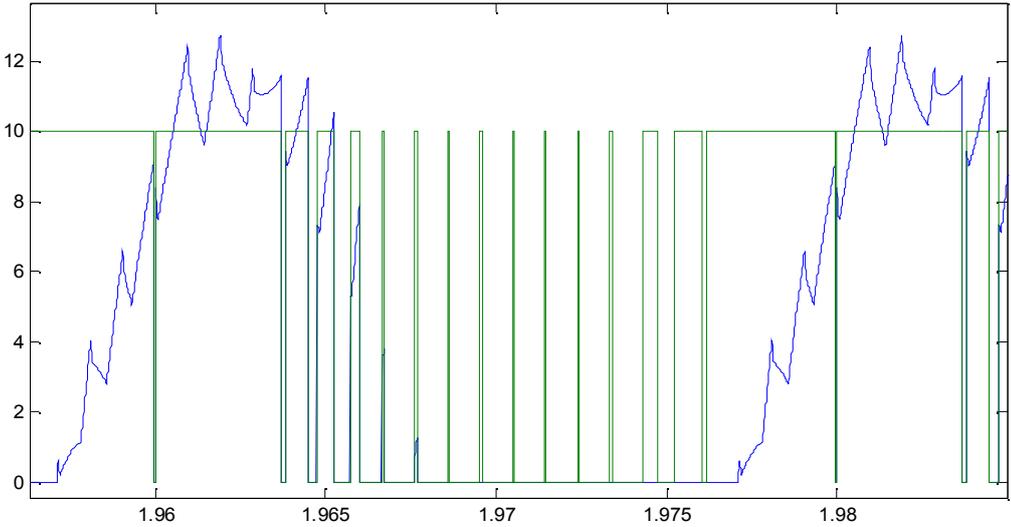


Figure (3.16) : Courant et signal de commande (x10) du transistor  $T_1$

*Chapitre 4*  
*Résultats et discussions*

## 4.1 Introduction

Comme nous l'avons précisé dans le chapitre précédent, les pertes du convertisseur dépendent des chutes de tensions aux bornes des composants. Ces dernières sont fonction essentiellement des courants les traversant, des rapports cycliques, de la tension du bus continu et de la fréquence de commutation. Ainsi Le modèle de pertes présenté précédemment permet d'étudier l'influence de chacun de ces paramètres sur les pertes du convertisseur.

## 4.2 Mise en œuvre de la partie programmation

Avant de passer au résultat de simulation nous présentons ci bas le synoptique de simulation.

Pour calculer les pertes de l'onduleur, on n'a pas procédé de la façon indiquée par le schéma de la figure (4.1), mais d'une autre manière.

On a procédé en deux étapes :

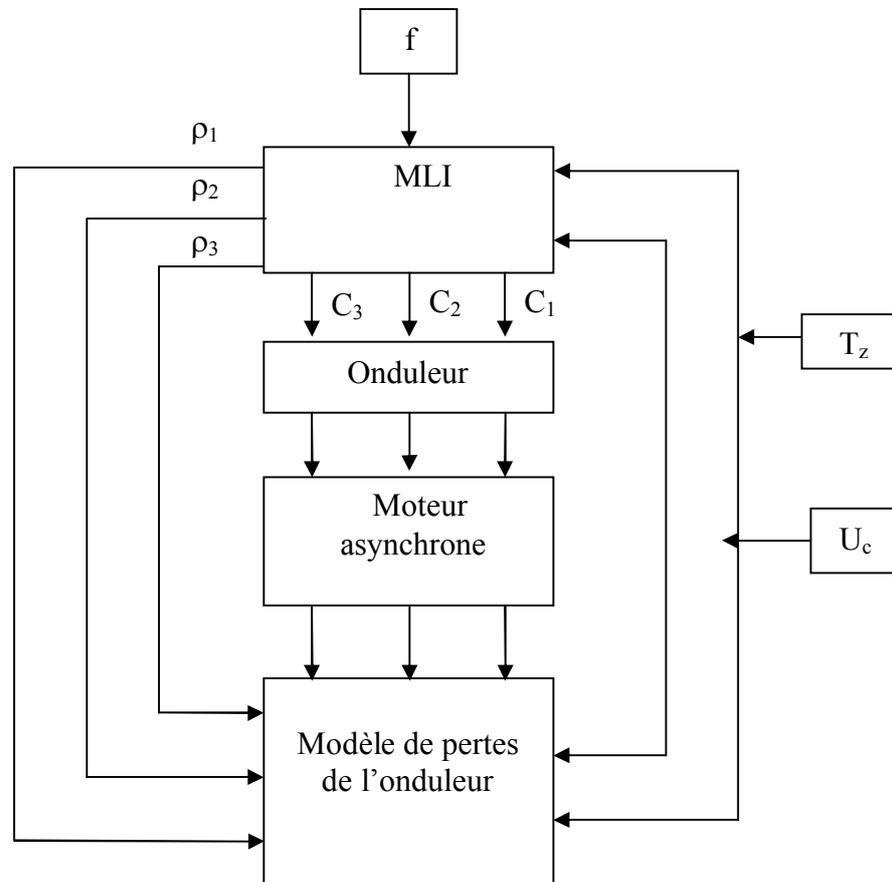
- Première étape: on a simulé la partie machine-régulateur (à flux constant)-MLI et on a sauvegardé les résultats.
- Deuxième étape : on a simulé le bloque qui donne les rapports cycliques en fonction du temps sur tout la période T.

Le courant  $i_a$  a une forme périodique, donc décomposable en série de Fourier. Ainsi  $i_a$  sera une somme d'harmoniques et s'écrira sous la forme suivante :

$$i_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (I_n \cos n\theta) \quad (4.1)$$

Puis, on passe aux calculs des pertes d'énergie. Mais plutôt que d'injecter le courant  $i_a$  directement, on a injecté les harmoniques un à un avec leurs rangs correspondants dans le modèle de calcul des pertes sous Matlab Simulink ce qui nous donnera les puissances dissipées dans l'onduleur dues à chacun des harmoniques.

Pour avoir les pertes totales dans l'onduleur, on additionnera toutes les pertes élémentaires.

Figure (4.1) : *Synoptique de simulation*

### 4.3 Résultats de simulation :

Dans cette partie, sont donnés les différents résultats de la simulation.

Dans le tableau (4.1), sont répertoriées les puissances dissipées par l'onduleur dues aux différents harmoniques du courant pour une variation de la fréquence de 12.5 Hz à 40 Hz.

Fréquence (Hz)	Rang de l'harmonique	Amplitude	Pertes de puissance(w)	Pertes totales
50	1	12.2142	171.9095	172.5857
	2	0.2042	0.4301	
	78	0.1304	0.2461	
40	1	12.1064	171.0447	172.1566
	98	0.1357	0.2548	
	99	0.1912	0.4482	
	101	0.1885	0.4290	
	102	0.1325	0.2343	
30	1	12.1053	171.2040	172.7036
	132	0.1477	0.2919	
	133	0.1535	0.3090	
	134	0.2017	0.4830	
	135	0.1850	0.4157	
20	1	12.2054	172.770	173.9348
	199	0.2313	0.6116	
	201	0.2188	0.5532	
15	1	12.4139	176.4228	177.2012
	266	0.1920	0.4504	
	268	0.1594	0.3280	
12.5	1	12.6752	181.2374	181.9022
	319	0.1670	0.3569	
	321	0.1535	0.3079	

tableau (4.1) : Pertes de puissance en fonction des fréquences

Voici maintenant les graphes donnant l'évolution des différentes grandeurs de l'ensemble moteur asynchrone-MLI-onduleur.

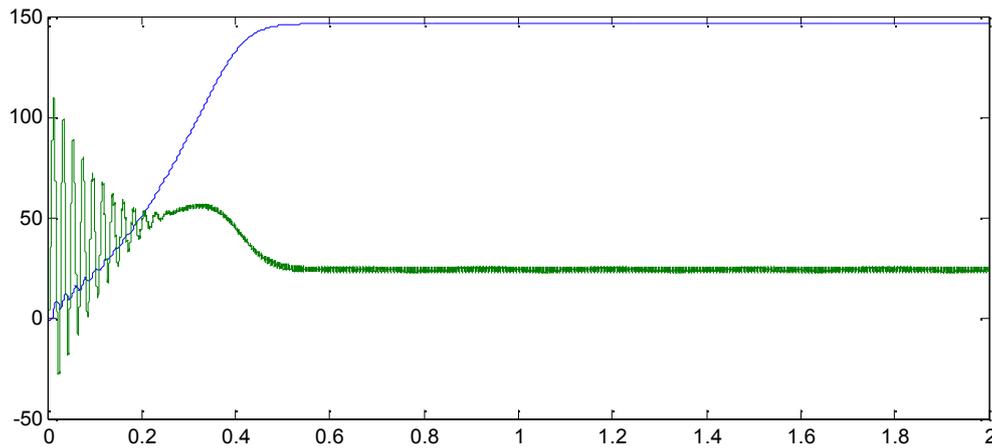


Figure (4.2) : *Couple électromagnétique et vitesse de rotation du moteur asynchrone en alimentation à MLI vectorielle*

La courbe en bleu de la figure (4.2) indique la variation de la vitesse du moteur en fonction du temps, on voit clairement qu'elle démarre de zéro (moteur à l'arrêt) et augmente jusqu'à ce que le moteur atteigne son régime permanent, elle se stabilise à la valeur proche de 1500 tr/mn (le moteur possède deux paires de pôles sa vitesse de synchronisme est  $3000/p = 1500 \text{tr/mn}$ ).

Tandis que la courbe verte représente l'évolution du couple électromagnétique. Au démarrage du moteur, celui-ci fait appel à un couple très important (presque quatre fois son couple nominale), parce que le moteur est en accélération pour passer de l'état statique à l'état dynamique. Le couple électromagnétique diminue pour atteindre au régime permanent le couple nominale du moteur (le moteur de puissance nominale de 3.5 Kw, fonctionne sous sa charge nominale qui est de 23 Nm).

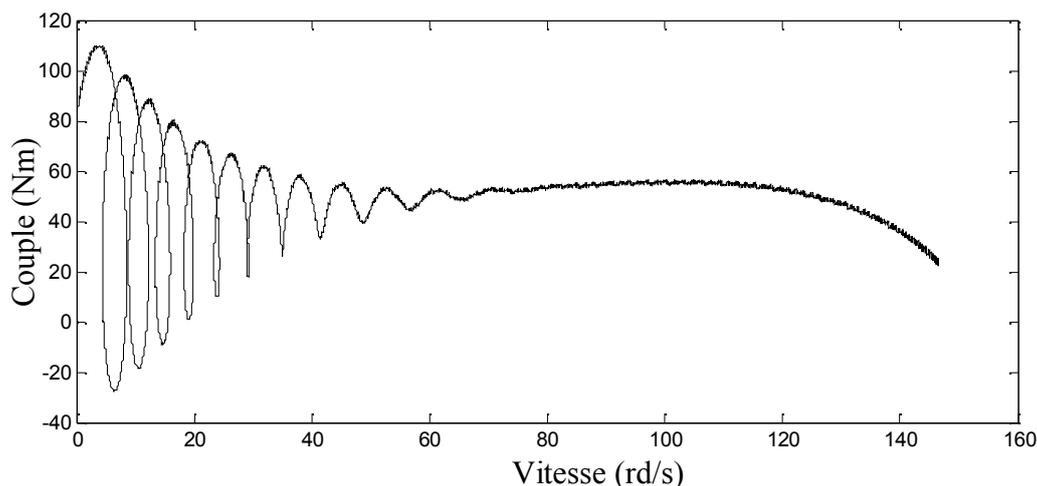


Figure (4.3) : *Allure du couple en fonction de la vitesse.*

Le schéma de la figure (4.3) nous donne la caractéristique couple électromagnétique en fonction de la vitesse de rotation du moteur. Au démarrage la vitesse est nulle et le couple est important la vitesse augmente et le couple diminue jusqu'à atteindre le régime permanent du moteur ( $N=1500 \text{ tr/mn}$ ,  $C_{em}=23 \text{ Nm}$ ).

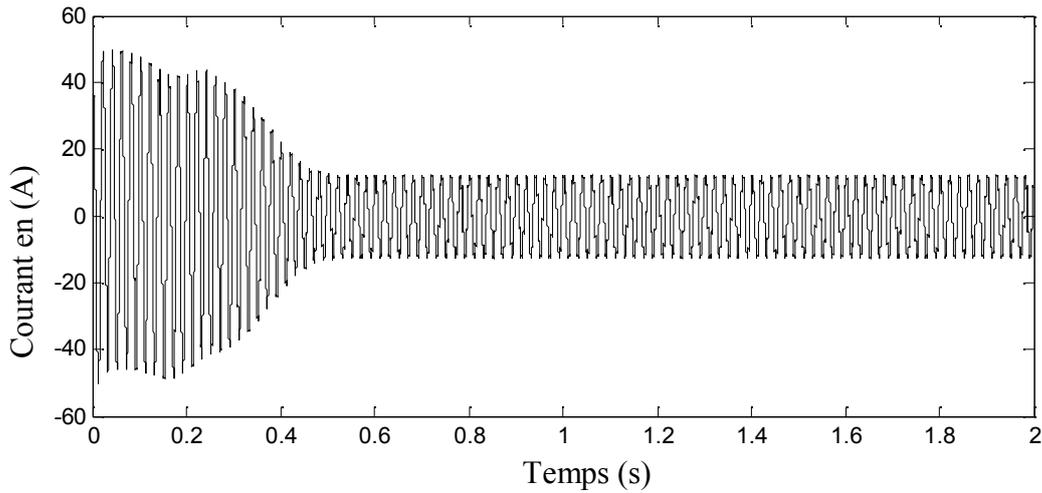


Figure (4.4) : Evolution du courant d'une phase statorique du moteur

Ce qui est dit pour le couple est vrai pour le courant de phase du stator du moteur parce que le courant est proportionnel au couple.

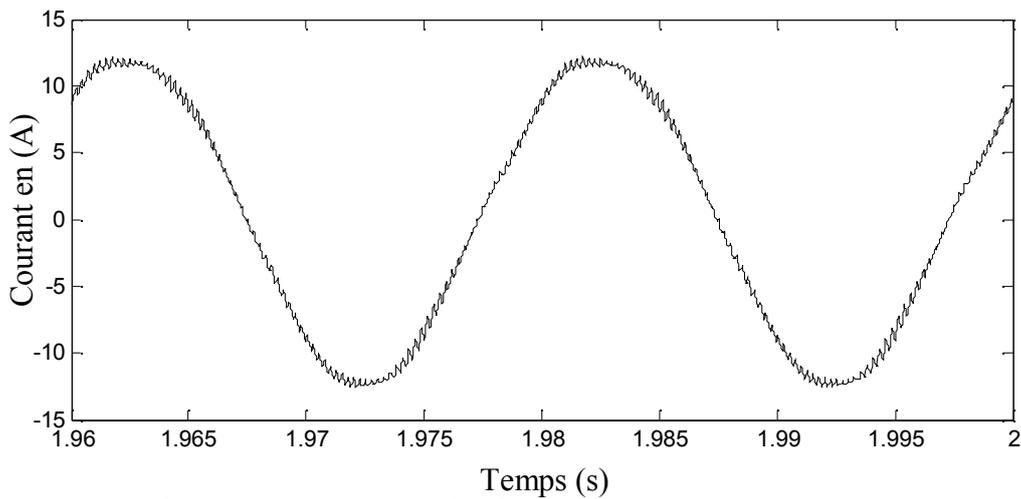


Figure (4.5) : Courant de phase statorique au régime permanent

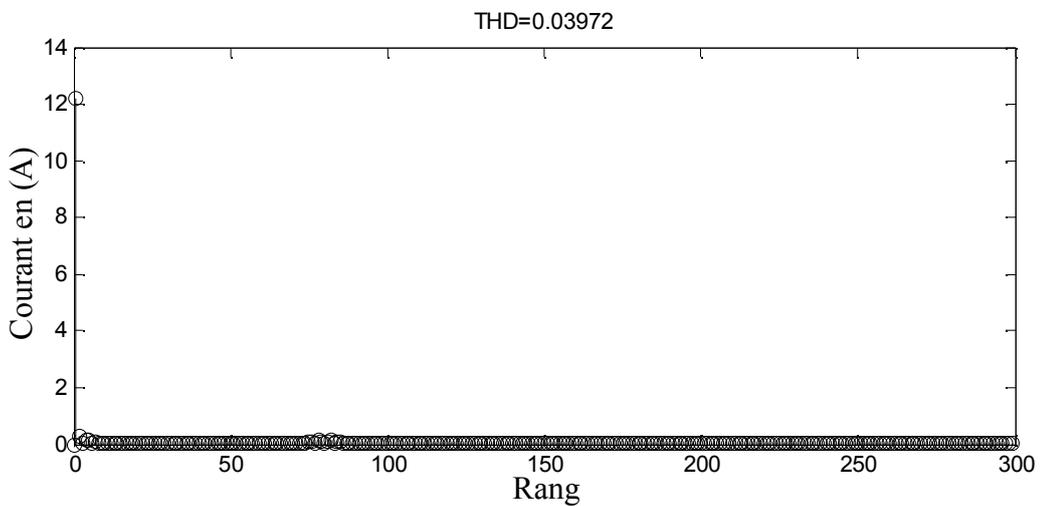
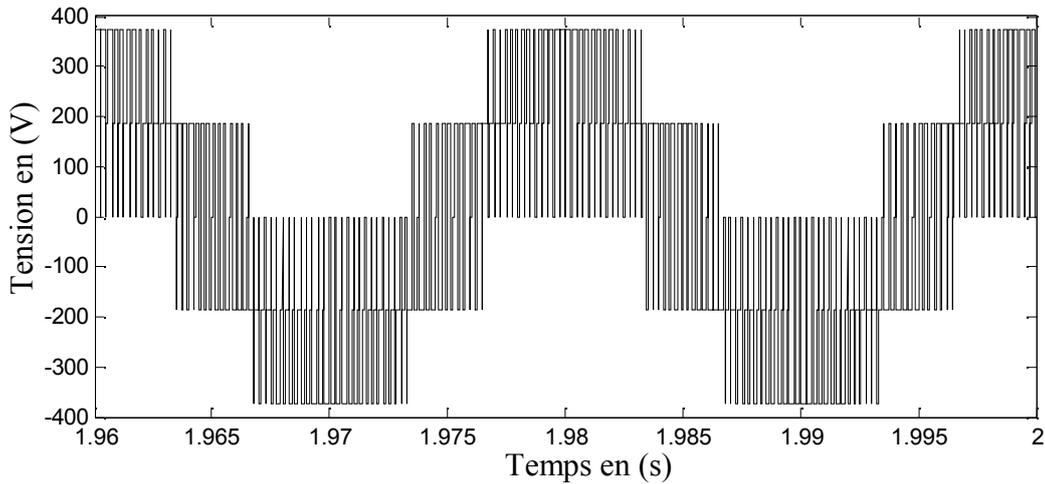
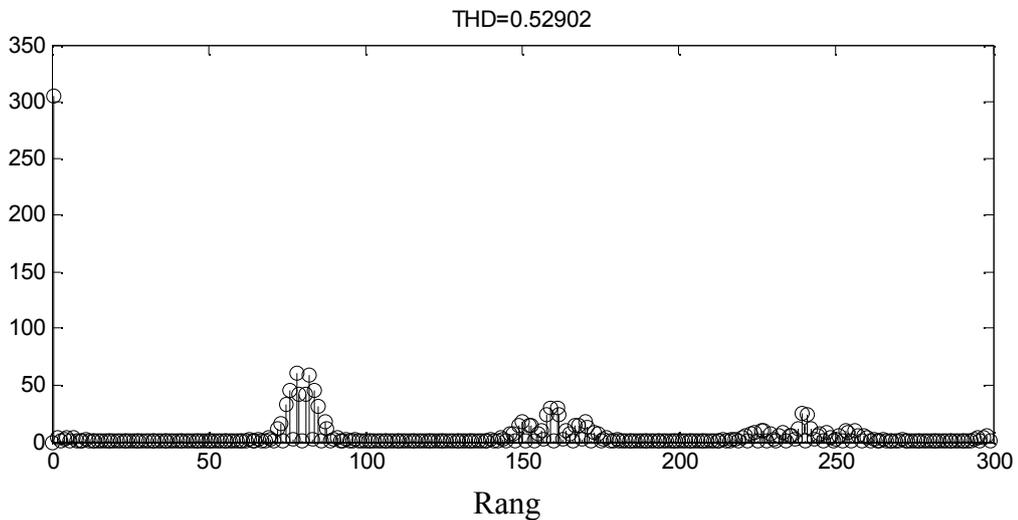


Figure (4.6) : Spectre du courant de phase statorique du moteur

La figure (4.6) nous donne le spectre du courant. On voit clairement que la majeure partie de l'énergie transmise au moteur par l'onduleur est transportée par le fondamental, puis viennent des harmoniques de rangs supérieurs d'amplitudes moins importantes. Il existe plusieurs familles d'harmonique au voisinage des rangs d'ordre  $k.m$  où  $m$  est le facteur de modulation  $k$  un entier naturel non nul.



Figure(4.7) : Tension d'une phase statorique du moteur



Figure(4.8) : Spectre de la tension d'une phase statorique

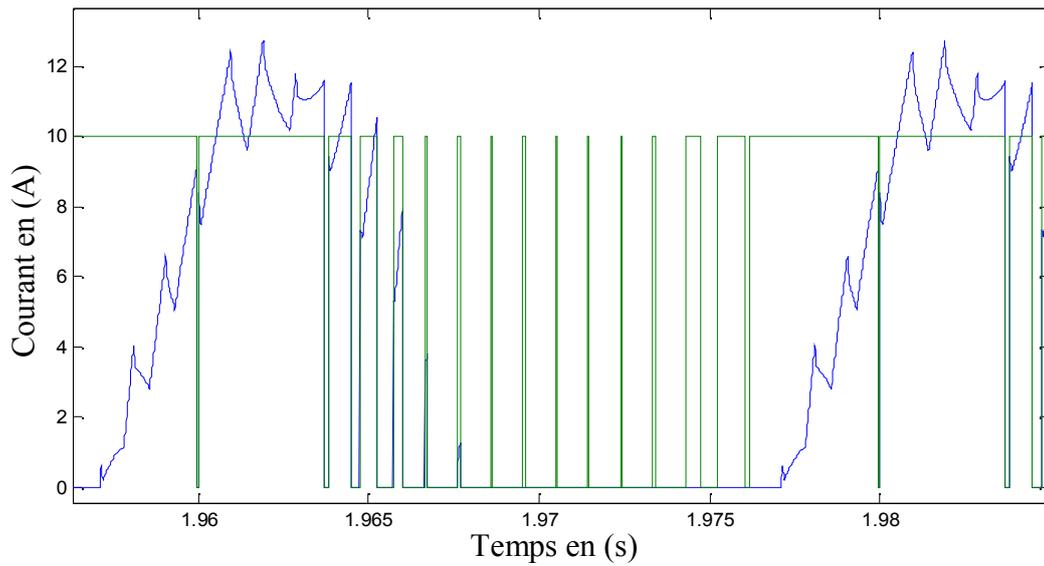


Figure (4.9) : Courant et signal de commande (x10) du transistor  $T_1$

Le schéma de la figure (4.9) nous donne le signal de commande de l'IGBT  $T_1$  et la variation du courant dans ce dernier, on voit qu'à chaque fois que le transistor  $T_1$  reçoit une impulsion, et que le courant de phase est positif, ce dernier conduira un courant ce qui fait augmenter le courant d'une manière quasi linéaire.

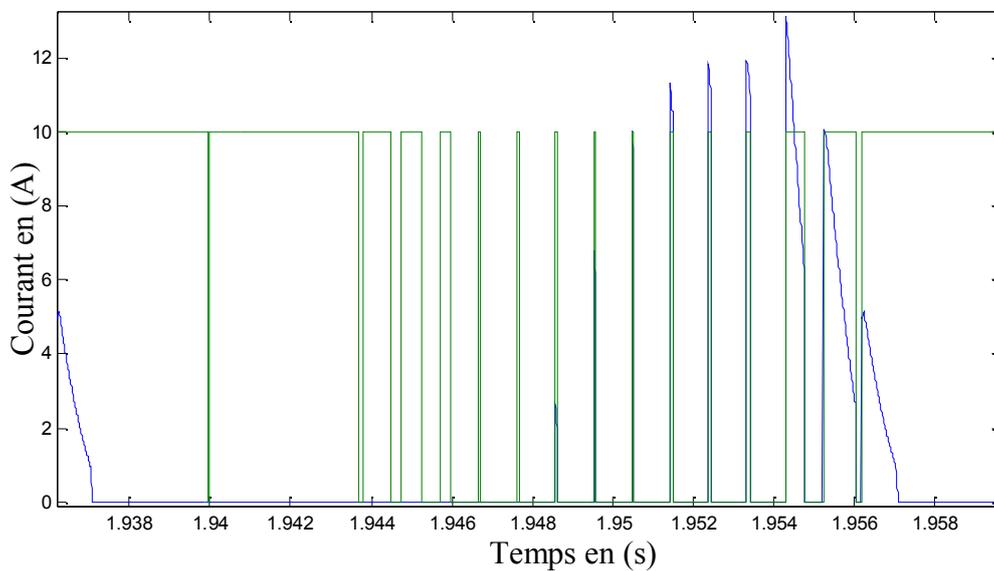


Figure (4.10): Courant dans une diode

Après avoir donné les courants dans une diode et dans un transistor, nous donnons le courant traversant un interrupteur, qui est la somme des deux courants précités mais avec un signe moins pour le courant de la diode puisque les deux semi-conducteurs sont en antiparallèle.

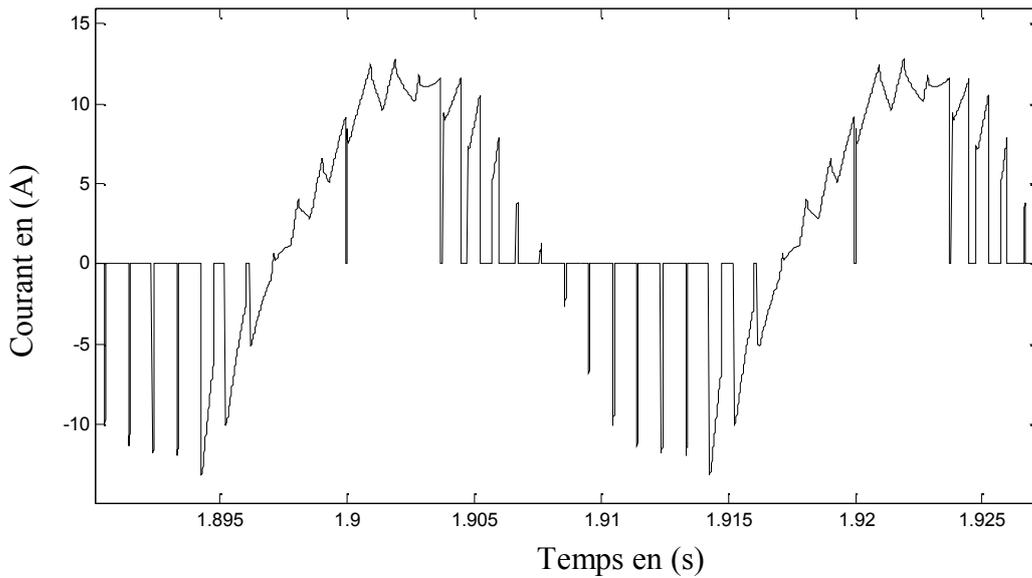


Figure (4.11) : *Courant dans un interrupteur bidirectionnel*

La figure (4.12) représente le courant de phase 1 qui est la somme algébrique des deux courants des interrupteurs  $K_{11}$  et  $K_{12}$ .

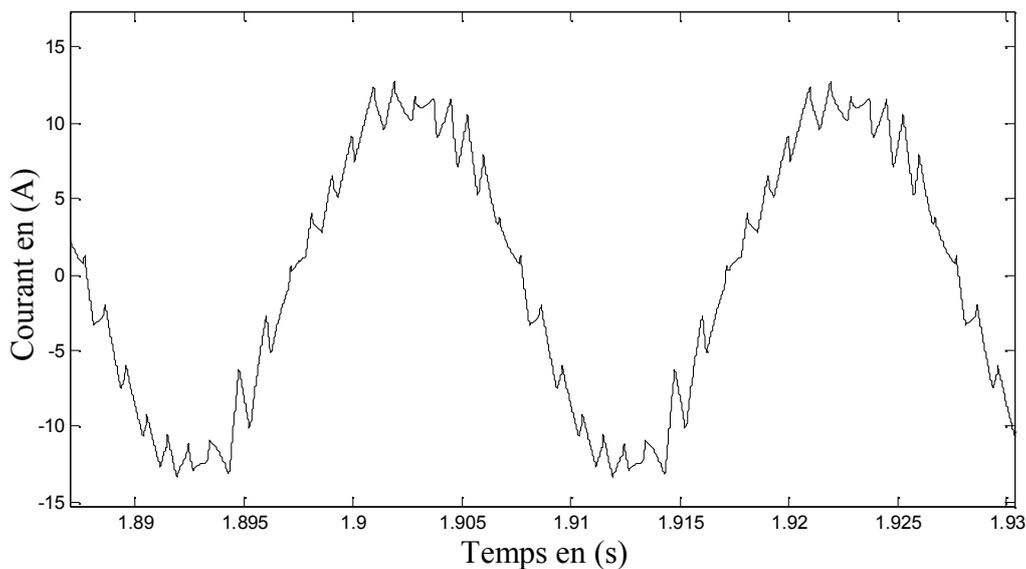


Figure (4.12) : *Courant de phase de l'onduleur*

Le schéma de la figure (4.13) représente les rapports cycliques des transistors des interrupteurs  $K_{11}$ ,  $K_{21}$  et  $K_{31}$  pour une fréquence de 50 Hz et  $f_z=4000$  Hz. On voit clairement que les rapports cycliques des transistors dépendent du temps et ils sont identiques et respectivement décalés entre eux de  $(2\pi/3)$  les rapports cycliques sont indispensables pour le calcul des pertes de l'onduleur.

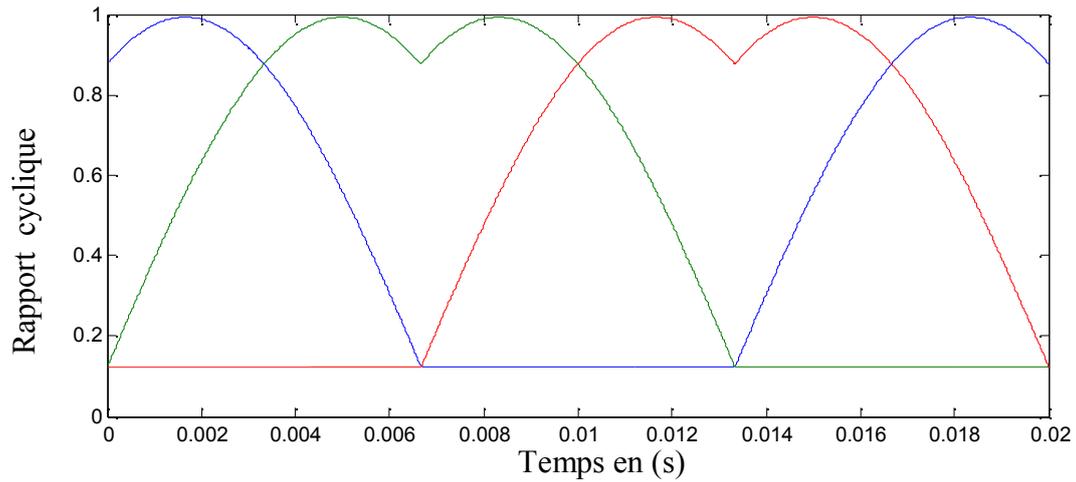


Figure (4.13) : *Rapports cycliques pour  $f=50\text{Hz}$  et  $f_z=4000\text{Hz}$*

Enfin, la figure (4.13) nous donne la forme de la puissance dissipée due au fondamental du courant pour ( $f=50\text{Hz}$ ) dans l'onduleur en fonction du temps.

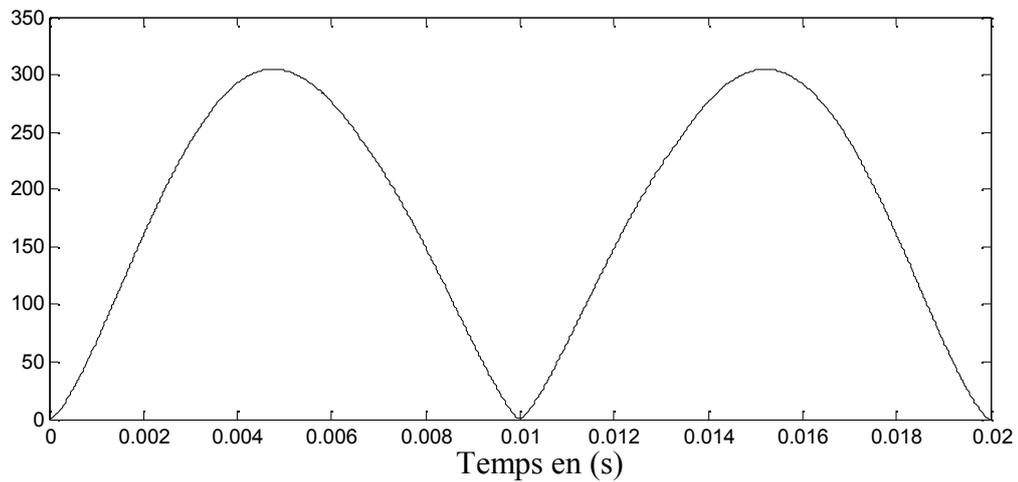


Figure (4.13) : *Forme de la puissance dissipée par le convertisseur pour  $f=50$   $f_z=4000\text{Hz}$*

Enfin, nous traçons la courbe donnant la variation de la puissance dissipée dans l'onduleur en fonction de la fréquence et cela à partir du tableau (4.1). Elle est présentée par la figure (4.14).

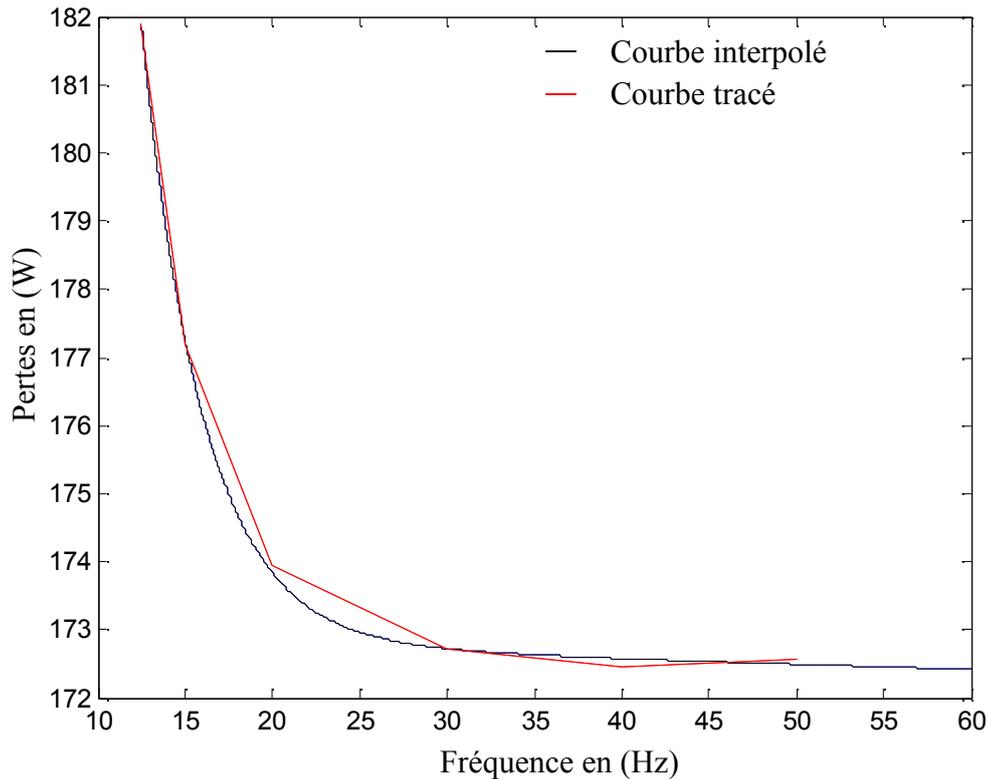


Figure (4.14) : allure des pertes en fonction de la fréquence

Nous avons fait une interpolation pour le graphe résultant, ainsi nous avons obtenue une fonction qui nous donne l'allure de la puissance dissipée dans l'onduleur en fonction de la fréquence, le résultat que nous avons obtenue est :

$$P = g(f) = 444.3e^{-0.0179f} + 174.2e^{29.86 \times 10^{-3}f} \quad (4.2)$$

### 4.3 Conclusion

Les résultats obtenus après la simulation du modèle sous Matlab s'accordent avec le modèle établi par P. BASTIANI, en effet si on injecte un courant constant pour notre modèle, les pertes restent constante en fonction de la fréquence. Néanmoins ce n'est pas évident d'avoir un tel fonctionnement avec une machine alimentée par un convertisseur..

## *Conclusion générale*

### **Conclusion générale :**

Le travail que nous avons effectué, nous a permis d'élaborer un modèle de pertes de puissance d'un onduleur de tension triphasée à MLI vectorielle, alimentant un moteur asynchrone triphasé à inducteur bobiné.

Afin d'arriver à ce modèle, nous avons commencé par modéliser le moteur asynchrone en utilisant le modèle de Park. Ce qui nous a permis d'avoir les courants et les tensions que l'onduleur d'alimentation du moteur, donc à sa sortie de l'onduleur. Dans le deuxième chapitre, nous avons modélisé l'onduleur à MLI vectorielle. Le choix de ce type de MLI est du au fait qu'elle nous permet d'avoir à chaque instant les rapports cycliques des six IGBT. Enfin, nous avons modélisé les pertes de puissance de l'onduleur.

Les résultats obtenus après la simulation du modèle sous l'environnement Matlab, nous ont permis de conclure que les pertes de puissances dans l'onduleur de tension triphasée sont inversement proportionnelles à la fréquence de la tension de l'onduleur (en gardant la fréquence de découpage constante). Une expression donnant les pertes de puissance en fonction de la fréquence est obtenue en interpolant la courbe tracée à partir des résultats de simulation. Elle nous permet d'estimer la puissance dissipée sans passer par la simulation.

Comme perspective, nous proposons que le modèle obtenu soit utilisé pour l'optimisation du rendement de l'ensemble moteur asynchrone-onduleur de tension-MLI vectorielle.

## ***Bibliographie***

### Bibliographe :

- [1] : *J.Chatelain*, « Machine électriques », Tome II, Paris, Dunod, 1983
- [2] : *P.Bastiani*, « Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur-machine alternatif: Application à la traction électrique », Thèse de Doctorat, I.N.S.A de Lyon (France), Février 2001.
- [3] : *P.Barret*, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques » Edition Eyrolles, Paris, 1987.
- [4] : *D.Aguglia*, « Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle », Mémoire de Maître ès Science (M .Sc) en génie électrique, de l'université Laval Québec, Canada, Décembre 2004.
- [5]: *N. Khnfer*, « Machine asynchrone : ses modèles, son identification et sa commande », Thèse de Doctorat, I.N.P de Lorraine (France), Octobre 1995.
- [6] : *J.P.Caron, J.P.Hautier*, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Paris, Edition Technip, 1995.
- [7]: *G.Grellet, G.Clerc*, « Actionneurs électriques: Principe/Modèles/Commande », Edition Eyrolles, 1997.
- [8] : *M.Hecquet et P.Brochet*, « Modélisation d'un alternateur automobile par un réseau de perméances couplé à des circuits électriques », J.Phys.III, 1996, Vol-6, pp. 1099-1116.
- [9] : Flux 2D : logiciel élément finis pour les applications électromagnétiques, Cedrat (CEE), Magsoft (USA), 1994.
- [10]: *O.Gizolme*, «Modélisation et optimisation d'une machine synchrone et de son alimentation pour la traction électrique », Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 1997.

- [11] *P.C.Krause, O.Wasynczuk, S.D.Sudhoff*, « Analysis of electric machinery and drive systems », 2<sup>ème</sup> édition, IEEE Presse, New york, 1995. pp.141-186.
- [12] : *P.Foussier*, « Contribution à l'intégration des systèmes de commande des machines électriques à courant alternatif », Thèse de Doctorat I.N.S.A de Lyon (France), Décembre 1998.
- [13] : *J.P.Hautier, J.P.Caron*, « Convertisseurs statiques, méthodologie causale de modélisation et de commande », Edition Technip, 1999.
- [14] : *F.Labrique, G.Segier, R.Bauiere*, « La conversion continue –alternative », Paris, Tec& Doc-Lavoisier, 2<sup>ème</sup> Edition 1995.
- [16] Frans Dijkhuizen Soft-switched nested cells for gradient amplifiers thèse de doctorat Eindhoven, 29 september 2003
- [17] M. Correvoon, Les semicomducteurs de puissance première partie : La diode. Source : internet [www.hieg-vd.com](http://www.hieg-vd.com)
- [18] M<sup>elle</sup> F. ABDELLI calcul du rendement global d'un système convertisseur-machine asynchrone-commande Mémoire de magister UMMTO décembre 2007
- [19] M. Correvoon, Les semicomducteurs de puissance première partie : L'IGBT. Source : internet [www.hieg-vd.com](http://www.hieg-vd.com)
- [20] Application Note AN-990 Application Characterization of IGBTs