

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA**  
**RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE DE M'SILA**  
**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**  
**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU**  
**DIPLÔME DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**  
**SPECIALITE: INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANQUES**

**THEME**

---

*commande par MLI vectorielle d'un onduleur à cinq niveaux  
alimentant un moteur à cage*

---

**Proposé et dirigé par :**

**-Mr.BENDAIKHA A / Malik**

**Présenté par :**

**- HAMIDAT Nabil**

**Année Universitaire: 2011/2012**

**N° d'ordre : 035**

<i>Symboles</i>	<i>Notations</i>	<i>Unité</i>
$R_r$	Résistance rotorique	$\Omega$
$R_s$	Résistance statorique	$\Omega$
$\Omega_s$	Vitesse de synchronisme	rad/s
$l_s$	L'inductance propre d'une phase statorique .	
$\Omega_r$	Vitesse angulaire mécanique	rad/s
$f_s$	fréquence statorique	Hz
$g$	glissement	
$\theta$	L'angle	rad
$\Phi$	Le Flux	Wb
$i$	Le courant	A
$V$	tension d'alimentation de la Mas	V
$V_{sa}, V_{sb}$ et $V_{sc}$	Les tenions appliquées aux trois phases statoriques.	V
$i_{sa}, i_{sb}$ et $i_{sc}$	Les courants qui traversent les trois phases statoriques.	A
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}$ et $\Phi_{sc}$	Les flux totaux à travers ces enroulements	Wb
$V_s$	Matrice de tension de stator.	
$V_r$	Matrice de tension de rotor	
$i_s$	Matrice de courant de stator.	
$i_r$	Matrice de courant de rotor.	
$\Phi_s$	Matrice de flux de stator.	
$\Phi_r$	Matrice de flux de rotor.	
$l_r$	L'inductance propre d'une phase rotorique .	
$M_s$	L'inductance mutuelle entre phase statorique .	
$M_r$	L'inductance mutuelle entre phase rotorique.	
$M_{sr}$	la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique	
$J$	moment d'inertie du rotor.	
$\Omega$	vitesse angulaire mécanique du rotor.	Tr/min
$f$	coefficient de frottement visqueux.	
$C_{em}$	couple électromagnétique délivré par le moteur.	N.m
$C_r$	couple résistant.	N.m
$\omega$	vitesse angulaire électrique du rotor.	Rad/s
$\theta_s$	angle entre l'axe $Od$ et la phase $a$ du stator	rad
$\theta_r$	angle entre l'axe $Od$ et la phase $a$ du rotor	rad
$L_s$	Inductance cyclique statorique.	
$M$	Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.	
$i_{s\alpha}$	Le courant statorique sur l'axe $\alpha$	
$i_{s\beta}$	Le courant statorique sur l'axe $\beta$	
$\Phi_{r\alpha}$	Le flux statorique sur l'axe $\alpha$	
$\Phi_{r\beta}$	Le flux rotorique sur l'axe $\beta$	

<b>X</b>	vecteur d'état	
<b>Y</b>	vecteur de sortie	
<b>A</b>	matrice d'évolution d'état du système	
<b>B</b>	matrice de commande (d'entrée).	
<b>U</b>	vecteur du système de commande.	
<b>C</b>	matrice d'observation	
$\sigma$	Facteur de dispersion.	
$T_r$	Constante du temps rotorique.	
$v_s$	valeur efficace de tension.	
$\omega_s$	pulsation d'alimentation.	
<b>MLI</b>	<i>Modulation de l'argeur d'impulsion</i>	
<b>SVM</b>	Space Vector Modulation	
$S_{ij}$	<i>Les interrupteurs de l'onduleur</i>	
$j$	Indicateur de phase	
$I$	Numéro de l'interrupteur du bras	
$F_{ij}$	Fonction de commutation	
$F_{cij}$	fonctions de connections	
$V_{dc}$	<i>Tension continue</i>	
<b>P</b>	<i>Etats d'un bras de l'onduleur</i>	
<b>N</b>	<i>Etats d'un bras de l'onduleur</i>	
$v_{xo}$	<i>Tension phase point milieu</i>	
$v_1, v_2$ et $v_3$	<i>Tension phase point neutre</i>	
$v_s$	<i>Tension de sortie</i>	
$v_s^*$	<i>Vecteur Tension de référence</i>	
$v_x, v_y$ et $v_z$	<i>Les composants du vecteur <math>v_s</math> sur les axes <math>x, y</math> et <math>z</math></i>	
$v_1^*, v_2^*$ et $v_3^*$	<i>Les trois vecteurs de référence</i>	
$v_d^*, v_q^*$	composantes du vecteur $v_s^*$ dans le plan $d - q$ ,	
<b>m</b>	taux de modulation	

## Liste de figure

### Chapitre I :

Fig.I.1 : Moteur asynchrone (catalogue Leroy-Somer).....	5
Fig.I.2 : fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage. ....	7
Fig.I.3 : Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS.....	9
Fig.I.4 : modèle d'une phase avec f.e.m. ....	10
Fig.I.5 : représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé. ....	15
Fig.I.6 : Schéma bloc du modèle de la MAS.....	24
Fig.I.7: Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en appliquons un couple résistant ( $C_r=0$ N.m) à $t=1$ second.....	25
Fig.I.8: Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en appliquons un couple résistant ( $C_r=15$ N.m) à $t=1$ second.....	25

### Chapitre II

Fig.II.1 :Schéma de commande par hystérésis.....	28
Fig.II.2 :Principe de commande du courant par MLI.....	28
Fig.II.3 : Structure de l'onduleur à deux niveaux.....	30
Fig.II.4 :Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.....	31
Fig.II.5 :Les huit états de l'onduleur à deux niveaux.....	32
Fig.II.6 :Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.....	34
Fig.II.7 : Etats X, Y et Z pour chaque secteur.....	38
Fig.II.8 :Forme des fonctions logiques $F_{ij}$ pour les six secteurs.....	41
Fig.II.9: Le schéma bloc de la modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux .....	42
Fig. II.10 :L'angle du vecteur de référence.....	44
Fig.II.11: Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Fig.II.12 : les durées d'application des vecteurs $v_x, v_y$ et $v_z$ respectivement à la sortie de l'onduleur.....	45
Fig.II.13 : La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche $I$ de l'onduleur.....	45

Fig.II.14 : Le signale d' impulsions $S_{11}$ .....	45
Fig.II.15: Les tensions simples $V_1, V_2$ et $V_3$ à la sortie de l'onduleur.....	46
Fig.II.16: La tension composée $V_{12}$ .....	47
Fig.II.17 : La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1}=0.544=54.4 \%$ . ....	47
Fig.II.18: Analyse spectrale du tension .....	48
Fig.II.19: Les trois courant statoriques.....	48
Fig.II.20 : Le courant statorique $I_1$ de la phase $1$ en régime permanent.....	48
Fig. II.21 : La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.03275=3.275 \%$ .....	48
Fig.II.22 : Analyse spectrale du courant .....	49
Fig.II.23 : La variation de la vitesse du moteur asynchrone .....	49
Fig.II.24: La variation de couple du moteur asynchrone ( $c_r=0Nm$ ).....	49

### Chapitre III

Fig.III.1 : Onduleur multiniveaux en cascade .....	53
Fig.III.2: Onduleur multiniveaux à capacités flottantes.....	55
Fig.III.3: Onduleur à trois niveaux à diodes flottantes.....	55
Fig.III.4: Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux .....	58
Fig.III.5: Etats de l'onduleur. ....	59
Fig.III.6: Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.....	68
Fig.III.7: Secteurs et régions du diagramme vectoriel.....	61
Tableau III.2 : les coordonnées du vecteur $v_x, v_y$ et $v_z$ dans le plan $(d, q)$ .....	63
Fig.III.8: Régions triangulaires du premier secteur.....	64
Fig.III.9: Etats X, Y et Z pour les différentes régions du diagramme vectoriel.....	66
Fig.III.10: Fonctions logiques $F_{ij}$ dans les quatre régions du premier secteur.....	70
Fig. III.11: Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur commandé par MLI Vectorielle.....	72
Fig.III.12 : Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.....	73
Fig. III.13: Les tensions simples $V_1, V_2$ et $V_3$ à la sortie de l'onduleur.....	73
Fig. III.14: La tension composée $V_{12}$ .....	74
Fig.III.15 : La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1} = 0.2817=28,17 \%$ .....	74
Fig. III.16 : Analyse spectrale du tension.....	74
Fig. III.17: Les trois courant statoriques.....	74
Fig.III.18 :Le courant statorique $I_1$ de la phase $1$ en régime permanent.....	75
Fig.III.19 :La distorsion totale des harmoniques $THDI1=0.01573 = 1.573 \%$ .....	75
Fig.III.20.Analyse spectrale du courant .....	75

Fig.III.21 :La variation de la vitesse du moteur asynchrone .....	75
Fig.III.22 :La variation de couple du moteur asynchrone ( $c_r=0Nm$ ).....	76
Fig.III.23: Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottante.....	77
Fig.III.24: Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.....	80
Fig.III.25: Exemples d'états de l'onduleur à 5 niveaux .....	81
Fig.III.26. Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux.....	83
Fig.III.27: Secteurs et régions du diagramme vectoriel.....	83
Fig.III.28:Régions du premier secteur .....	86
Fig.III.29: Désignation des états X, Y et Z pour les différentes régions du premier secteur.....	87
Fig.III.30: Fonctions logique $F_{ij}$ dans le cas de la région $r = 11$ du premier secteur.....	89
Fig. III.31: Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur commandé par MLI Vectorielle.....	91
Fig.III.32 : Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.....	92
Fig.III.33: Les tensions simples $V_1, V_2$ et $V_3$ à la sortie de l'onduleur.....	93
Fig.III.34: La tension composée $V_{12}$ .....	93
Fig. III.35 : La distorsion totale des harmoniques $THDV_1=0.1466 = 14.66 \%$ .....	93
Fig.III.36: Analyse spectrale du tension.....	94
Fig.III.37: Les trois courant statoriques.....	94
Fig.III.38 : Le courant statorique $I_1$ de la phase $I$ en régime permanent.....	94
Fig.III.39 : Analyse spectrale du courant.....	94
Fig.III.40 :La distorsion totale des harmoniques $THD I_1=0.01827= 1.827 \%$ .....	95
Fig.III.41 : La variation de la vitesse du moteur asynchrone.....	95
Fig.III.42: La variation de couple du moteur asynchrone ( $C_r=0Nm$ ).....	95
Fig.III.43: Les tensions simples $V_1, V_2$ et $V_3$ à la sortie de l'onduleur.....	96
Fig.III.44: La tension composée $V_{12}$ .....	97
Fig.III.45 : La distorsion totale des harmoniques $THD_{V_1}=0.1467=14.7 \%$ .....	97
Fig.III.46: Analyse spectrale du tension .....	97
Fig.III.47: Les trois courant statoriques.....	98
Fig.III.48: Le courant statorique $I_1$ de la phase $I$ en régime permanent.....	98
Fig. III.49: La distorsion totale des harmoniques $THD_{I_1} = 0.01391 = 1.391\%$ .....	98
Fig.II.50: Analyse spectrale du courant .....	98
Fig.III.51 : Les tensions simples $V_1, V_2$ et $V_3$ à la sortie de l'onduleur.....	99
Fig.III.52: La tension composée $V_{12}$ .....	100
Fig.III.53: La distorsion totale des harmoniques $THD_{V_1}=0.2812 =28.2\%$ .....	100
Fig.III.54: Analyse spectrale du tension .....	100
Fig.III.55: Les trois courant statoriques.....	101

Fig.III.56 : Le courant statorique  $I_1$  de la phase  $I$  en régime permanent.....101

Fig. III.57: La distorsion totale des harmoniques  $THD_{I1}=0.03256=3.256\%$  .....101

Fig.III.58: Analyse spectrale du courant .....102

Fig.III.59 : La variation de la vitesse du moteur asynchrone.....102

Fig.III.60: La variation de couple du moteur asynchrone ( $c_r=0Nm$ ).....102

## Chapitre I :

Fig.I.1 : Moteur asynchrone (catalogue Leroy-Somer).....	5
Fig.I.2 : fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage. ....	7
Fig.I.3 : Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS.....	9
Fig.I.4 : modèle d'une phase avec f.e.m. ....	10
Fig.I.5 : représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé. ....	15
Fig.I.6 : Schéma bloc du modèle de la MAS.....	24
Fig.I.7: Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en appliquons un couple résistant ( $C_r=0$ N.m) à $t=1$ second.....	25
Fig.I.8: Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en appliquons un couple résistant ( $C_r=15$ N.m) à $t=1$ second.....	25

## Chapitre II

Fig.II.1 :Schéma de commande par hystérésis.....	28
Fig.II.2 :Principe de commande du courant par MLI.....	28
Fig.II.3 : Structure de l'onduleur à deux niveaux.....	30
Fig.II.4 :Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.....	31
Fig.II.5 :Les huit états de l'onduleur à deux niveaux.....	32
Fig.II.6 :Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.....	34
Fig.II.7 : Etats X, Y et Z pour chaque secteur.....	38
Fig.II.8 :Forme des fonctions logiques $F_{ij}$ pour les six secteurs.....	41
Fig.II.9: Le schéma bloc de la modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux .....	42
Fig. II.10 :L'angle du vecteur de référence.....	44
Fig.II.11: Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps.....	
Fig.II.12 : les durées d'application des vecteurs $v_x, v_y$ et $v_z$ respectivement à la sortie de l'onduleur.....	45
Fig.II.13 : La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche $I$ de l'onduleur.....	45
Fig.II.14 : Le signale d' impulsions $S_{11}$ .....	45
Fig.II.15: Les tensions simples $V_1, V_2$ et $V_3$ à la sortie de l'onduleur.....	46
Fig.II.16: La tension composée $V_{12}$ .....	47

Fig.II.17 : La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1}=0.544=54.4 \%$ .....	47
Fig.II.18: Analyse spectrale du tension .....	48
Fig.II.19: Les trois courant statoriques.....	48
Fig.II.20 : Le courant statorique I1 de la phase $I$ en régime permanent.....	48
Fig. II.21 : La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.03275=3.275 \%$ .....	48
Fig.II.22 : Analyse spectrale du courant .....	49
Fig.II.23 : La variation de la vitesse du moteur asynchrone .....	49
Fig.II.24: La variation de couple du moteur asynchrone ( $c_r=0Nm$ ).....	49

### Chapitre III

Fig.III.1 : Onduleur multiniveaux en cascade .....	53
Fig.III.2: Onduleur multiniveaux à capacités flottantes.....	55
Fig.III.3: Onduleur à trois niveaux à diodes flottantes.....	55
Fig.III.4: Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux .....	58
Fig.III.5: Etats de l'onduleur. ....	59
Fig.III.6: Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.....	68
Fig.III.7: Secteurs et régions du diagramme vectoriel.....	61
Tableau III.2 : les coordonnées du vecteur $v_x, v_y$ et $v_z$ dans le plan $(d, q)$ .....	63
Fig.III.8: Régions triangulaires du premier secteur.....	64
Fig.III.9: Etats X, Y et Z pour les différentes régions du diagramme vectoriel.....	66
Fig.III.10: Fonctions logiques $F_{ij}$ dans les quatre régions du premier secteur.....	70
Fig. III.11: Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur commandé par MLI Vectorielle.....	72
Fig.III.12 : Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.....	73
Fig. III.13: Les tensions simples $V_1, V_2$ et $V_3$ à la sortie de l'onduleur.....	73
Fig. III.14: La tension composée $V_{12}$ .....	74
Fig.III.15 : La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1} = 0.2817=28,17 \%$ .....	74
Fig. III.16 : Analyse spectrale du tension.....	74
Fig. III.17: Les trois courant statoriques.....	74
Fig.III.18 :Le courant statorique I1 de la phase $I$ en régime permanent.....	75
Fig.III.19 :La distorsion totale des harmoniques $THDI1=0.01573 = 1.573 \%$ .....	75
Fig.III.20.Analyse spectrale du courant .....	75
Fig.III.21 :La variation de la vitesse du moteur asynchrone .....	75
Fig.III.22 :La variation de couple du moteur asynchrone ( $c_r=0Nm$ ).....	76
Fig.III.23: Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottante.....	77

Fig.III.24: Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.....	80
Fig.III.25: Exemples d'états de l'onduleur à 5 niveaux .....	81
Fig.III.26. Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux.....	83
Fig.III.27: Secteurs et régions du diagramme vectoriel.....	83
Fig.III.28:Régions du premier secteur .....	86
Fig.III.29: Désignation des états X, Y et Z pour les différentes régions du premier secteur.....	87
Fig.III.30: Fonctions logique $F_{ij}$ dans le cas de la région $r = 11$ du premier secteur.....	89
Fig. III.31: Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur commandé par MLI Vectorielle.....	91
Fig.III.32 : Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.....	92
Fig.III.33: Les tensions simples $V_1, V_2$ et $V_3$ à la sortie de l'onduleur.....	93
Fig.III.34: La tension composée $V_{12}$ .....	93
Fig. III.35 : La distorsion totale des harmoniques $THDV_1=0.1466 = 14.66 \%$ .....	93
Fig.III.36: Analyse spectrale du tension.....	94
Fig.III.37: Les trois courant statoriques.....	94
Fig.III.38 : Le courant statorique $I_1$ de la phase $I$ en régime permanent.....	94
Fig.III.39 : Analyse spectrale du courant.....	94
Fig.III.40 :La distorsion totale des harmoniques $THD I_1=0.01827= 1.827 \%$ .....	95
Fig.III.41 : La variation de la vitesse du moteur asynchrone.....	95
Fig.III.42: La variation de couple du moteur asynchrone ( $C_r=0Nm$ ).....	95
Fig.III.43: Les tensions simples $V_1, V_2$ et $V_3$ à la sortie de l'onduleur.....	96
Fig.III.44: La tension composée $V_{12}$ .....	97
Fig.III.45 : La distorsion totale des harmoniques $THDV_1=0.1467=14.7 \%$ .....	97
Fig.III.46: Analyse spectrale du tension .....	97
Fig.III.47: Les trois courant statoriques.....	98
Fig.III.48: Le courant statorique $I_1$ de la phase $I$ en régime permanent.....	98
Fig. III.49: La distorsion totale des harmoniques $THD_{I_1} = 0.01391 = 1.391\%$ .....	98
Fig.II.50: Analyse spectrale du courant .....	98
Fig.III.51 : Les tensions simples $V_1, V_2$ et $V_3$ à la sortie de l'onduleur.....	99
Fig.III.52: La tension composée $V_{12}$ .....	100
Fig.III.53: La distorsion totale des harmoniques $THDV_1=0.2812 =28.2\%$ .....	100
Fig.III.54: Analyse spectrale du tension .....	100
Fig.III.55: Les trois courant statoriques.....	101
Fig.III.56 : Le courant statorique $I_1$ de la phase $I$ en régime permanent.....	101
Fig. III.57: La distorsion totale des harmoniques $THD_{I_1}=0.03256=3.256 \%$ .....	101
Fig.III.58: Analyse spectrale du courant .....	102

Fig.III.59 : La variation de la vitesse du moteur asynchrone .....102  
Fig.III.60: La variation de couple du moteur asynchrone ( $c_r=0Nm$ ).....102

## Chapitre I

Tableau I.1:etats d'un bras de l'onduleur ( 1, 2et 3).....	31
Tableau I.2: les coordonnées du vecteur $v_x$ , $v_y$ et $v_z$ .....	35
Tableau I.3:Duré de fermetures des intercepteurs par secteur .....	41

## Chapitre II

Tableau II.1: Etats d'un bras de l'onduleur ( $x = 1, 2$ ou $3$ ).....	31
Tableau.II.2 :les coordonnées du vecteur $v_x$ , $v_y$ et $v_z$ dans le plan $(d, q)$ .....	35
Tableau II.3: Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.....	41

## Chapitre III

Tableau III.1: Etats d'un bras de l'onduleur ( $x = 1, 2$ ou $3$ ). .....	57
Tableau III.2 : les coordonnées du vecteur $v_x$ , $v_y$ et $v_z$ dans le plan $(d, q)$ .....	62
Tableau III.3: Inéquations définissant les régions du diagramme vectoriel.....	65
Tableau III.4: Décomposition de l'équation (III.13).....	67
Tableau III.5: Les expressions de $d_x$ , $d_y$ et $d_z$ pour les différentes régions d'un secteur.....	67
Tableau III.6 :Séquences des états dans les différentes régions du diagramme vectoriel.....	68
Tableau III.7: Durées de fermeture des interrupteurs dans le cas du premier secteur.....	69
Tableau III.9 : les coordonnées des vecteurs $v_x$ , $v_y$ et $v_z$ dans le plan $v_d$ et $v_q$ .....	79
Tableau III.10: Durées relatives d'applications des états.....	88

## SOMMAIRE

Introduction générale .....	1
<i>Chapitre I : modélisation de la machine asynchrone à cage</i> .....	3
Introduction .....	4
I.1. Généralités Sur La Machine Asynchrone à cage .....	4
I.1.1. Définition .....	4
I.1.2. Description du moteur asynchrone à cage .....	4
I.1.3. Problèmes posés par le moteur asynchrone .....	6
I.1.4. avantages et inconvénients du moteur à synchrone .....	6
I.1.5. Principe de fonctionnement .....	6
I.2. Modélisation de la machine asynchrone .....	8
I.2.1. Modèle de la machine .....	8
I.2.2. Hypothèses simplificatrices .....	9
I.2.3. Equation générale de la machine asynchrone triphasée .....	10
I.2.3.1. Equations électriques de la machine .....	10
I.2.3.1. Equations magnétiques .....	12
I.2.3.2. Equations mécaniques .....	14
I.2.4. Transformation de Park .....	14
I.2.4.1. Equations électriques .....	16
I.2.4.2. Equations magnétiques .....	17
I.2.4.2. Equation mécanique .....	17
I.2.4.3. Expression du couple électromagnétique .....	17
I.2.5. Choix du référentiel .....	17
I.2.5.1. Référentiel fixe par rapport au rotor .....	18
I.2.5.2. Référentiel lié au champ tournant .....	19
I.2.5.3. Référentiel lié au stator .....	19
I.2.6. Représentation d'état du modèle de la MAS .....	20
I.3. Simulation du modèle de la machine asynchrone .....	22
I.4. Résultats de simulation de la machine asynchrone .....	23
I.4.1. Interprétations des résultats de simulation .....	24
Conclusion .....	25
<i>CHAPITRE II ..... modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux</i> .....	26
Introduction .....	27
II.1. Commande de l'onduleur .....	27
II.1.1. Commande par hystérésis .....	27
II.1.2. Commande par MLI sinusoïdale .....	28
II.1.3. modulation vectorielle .....	28
II.2 Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux .....	29

II.2.1 Structure générale.....	29
II.2.2 Fonction de commutation.....	30
II.2.3 Commande complémentaire des interrupteurs.....	30
II.2.4 Etats d'un bras de l'onduleur.....	31
II.2.5 Etats de l'onduleur.....	32
II.2.6 Tensions de sortie de l'onduleur.....	32
II.2.7 Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel.....	33
II.2.8 Vecteur tension de référence.....	35
II.2.9 Période d'échantillonnage.....	37
II.2.10 Séquence des états de l'onduleur.....	37
II.2.11 Simulation numérique.....	42
II.2.12 Résultats de simulation.....	44
II.2.13 Interprétation des résultats.....	49
Conclusion.....	49
<b>CHAPITER III      <i>Onduleurs multiniveaux : Modélisation et modulation vectorielle</i></b> .....	<b>50</b>
Introduction.....	51
III.1. Les principales topologies d'onduleur multiniveaux.....	52
III.1.1 Les onduleurs multiniveaux en cascade.....	53
III.1.2 Onduleur à capacités flottantes (multicellulaire série).....	54
III.1.3. Les onduleurs à diodes flottantes (NPC : Neutral Point Clamped).....	54
III.2 Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux.....	56
III.2.1 Structure générale de l'onduleur à trois niveaux.....	56
III.2.2 Fonctions de commutation.....	56
III.2.3 Commande complémentaire des interrupteurs .....	56
III.2.4 Etats d'un bras de l'onduleur.....	56
III.2.5 Etats de l'onduleur.....	58
III.2.6 Tensions de sortie.....	59
III.2.7 Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel.....	60
III.2.8 Vecteur tension de référence.....	63
III.2.9 Séquence des états de l'onduleur.....	65
III.10. simulation numérique.....	71
III.2.9 résultats de simulation.....	73
4.3.1.a- Interprétation des résultats :.....	76
III.4 Modulation vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux.....	77
III.4.1 Structure générale de l'onduleur à cinq niveaux.....	77
III.4.2 Fonctions de commutation.....	78
III.4.3 Commande complémentaire des interrupteurs.....	78
III.4.4 Etats des bras et de l'onduleur.....	78
III.4.5 Tension de sortie.....	81
III.4.5 Vecteurs tension de sortie et diagramme vectoriel.....	82

III.4.5 Vecteur tension de référence.....	84
III.4.6 Séquence des états de l'onduleur.....	86
III.10. simulation numérique.....	91
III.10.1 résultats de simulation.....	92
III.10.2. Interprétation des résultats.....	102
III.11.Conclusion.....	103
<b>Conclusion générale</b> .....	104
<b>Bibliographie</b> .....	105

## **Introduction générale**

Depuis plusieurs années, l'étude des performances des moteurs asynchrones alimentés par des onduleurs fait l'objet d'innombrables publications scientifiques. Les possibilités de la variation de vitesse par machine à courant alternatif intéressent tous les domaines industriels et techniques, le moteur asynchrone attire particulièrement l'attention à cause de sa robustesse et son faible coût de fabrication [1] [2].

L'avènement de l'électronique de puissance à semi-conducteurs et le grand nombre de convertisseurs développés récemment permettent le choix d'une association optimale d'un moteur à courant alternatif et d'un onduleur de tension ou de courant à deux niveaux. Parmi les moteurs à courant alternatif, la machine asynchrone présente une grande dynamique de réglage et autorise des vitesses élevées. Le moteur à cage offre en plus une grande puissance massique et constitue une machine fiable grâce à l'absence du collecteur [3].

L'utilisation d'un convertisseur classique à deux niveaux dans le domaine des applications de forte puissance ne convient pas, car elle exige des composants électroniques capables de supporter de forte tension inverse et de fort courant. Un autre inconvénient lié à ce convertisseur est le problème des interférences magnétiques engendrées par le passage brusque de la tension de sortie de l'onduleur d'une valeur nulle à une forte valeur [4] [5].

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, L'objectif de cet axe de recherche est d'améliorer la qualité de la tension de sortie, ainsi que de contourner les problèmes liés aux onduleurs à deux niveaux. L'objectif d'amélioration de la tension de sortie de l'onduleur peut être atteint soit par modification du circuit de l'onduleur lui-même, soit par le choix de la stratégie de sa commande. Plusieurs topologies des onduleurs sont proposées dans la littérature, telles que les onduleurs multiniveaux et les convertisseurs matriciels. L'onduleur multiniveaux permet de générer une tension de sortie à plusieurs niveaux de tension, en augmentant le nombre des interrupteurs composant l'onduleur, et en multipliant le nombre de sources continues à l'entrée, soit artificiellement par des condensateurs, soit réellement en utilisant des sources séparées. ce dernières est une solution un peu coûteuse, mais ça a des avantages prometteuses et des répercussions considérables sur plusieurs domaines de l'industrie. elles sont de plus en plus utilisées dans des applications d'entraînement à forte puissance [3] [6].

Il existe trois topologies d'onduleurs multiniveaux : les onduleurs à diodes flottantes, les onduleurs à capacités flottantes et les onduleurs en cascade. L'onduleur à diodes flottantes est celui qui attire le plus d'attention, vue sa structure plus simple. D'ailleurs, on trouve dans la littérature des travaux de recherches sur deux principaux types d'onduleurs multiniveaux : les onduleurs à trois niveaux et les onduleurs à cinq niveaux. En augmentant le niveau de l'onduleur on

gagne en termes de qualité de la tension de sortie, au détriment du coût et de l'ergonomie de l'installation.[7] [8]

La forme de la tension de sortie dépend également de la méthode utilisée pour la commande de l'onduleur. Il existe plusieurs stratégies de la commande par la modulation des largeurs d'impulsions, telles que la modulation triangulo- sinusoïdale, la modulation par hystérésis, et la modulation vectorielle. La modulation vectorielle est reconnue comme étant la plus performante et la plus utilisée parmi ces méthodes de modulation. Néanmoins, avec l'augmentation du niveau de l'onduleur [9] [10]. Plusieurs travaux de recherche appliquent la modulation vectorielle sur les onduleurs à trois niveaux et à cinq niveaux. Ces travaux utilisent une méthode typique qui consiste à approximer le vecteur de tension de sortie de l'onduleur par une combinaison des vecteurs limitants la région contenant ce vecteur de tension. Avec cette méthode typique, on a besoin de calculer à chaque période d'échantillonnage les séquences des états de l'onduleur et les durées pendant lesquelles on doit appliquer chaque séquence [ 6] [ 3].

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée depuis le réseau. Dans celui-ci nous allons tirer toutes les équations nécessaires de cette machine, ensuite nous donnerons les différentes simulations pour pouvoir connaître l'aptitude de cette dernière.

Dans le deuxième on a une rappelle théorique de quel que stratégie de commande de l'onduleur de tension et on va développer un algorithme basé sur la la modulation vectorielle pour la commande d'un onduleur à deux niveaux .

Dans le troisième on a une rappelle théorique de quel que topologies de l' onduleur multiniveaux. et on va développer un algorithme basé sur la modulation vectorielle pour la commande d'un onduleur à trois et à cinq niveaux , cet algorithme sera testé sur un moteur à cage pour vérifier son fonctionnement .

*Chapitre I :*

***MODELISATION DE LA MACHINE  
ASYNCHRONE A CAGE***

## Introduction

La machine asynchrone, de part sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur de industriels depuis son invention par Nikola tesla en 1890, quand il découvrit les champ magnétique tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [11] [12].

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performant et adaptés aux variateurs de vitesse [13] [14].

Dans ce chapitre, nous avons prés comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine asynchrone généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de *PARK*, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. Après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle d'état de la machine asynchrone.

### I.1. Généralités Sur La Machine Asynchrone à cage

#### I.1.1. Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales .Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique .La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [15].

#### I.1.2. Description du moteur asynchrone à cage

La machine asynchrone, connue également sous le terme « anglo-saxon » de machine à induction, car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [16]. est constituée d'une carcasse intégrant le circuit ferromagnétique statorique constitué d'encoches où l'enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) est bobiné, qui engendre un champ magnétique tournant. Au centre de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer se trouve le circuit magnétique rotorique [17] [18]. Celui-ci est également constitué d'encoches où sont logés des barreaux en aluminium coulé ou en cuivre Ces barreaux sont court-circuités à chaque extrémité à l'aide d'anneaux. L'arbre moteur est solidaire du circuit

rotorique et des paliers lui sont posés afin qu'il puisse tourner. La (Fig.I.1) représente ces différents éléments [19] [6].

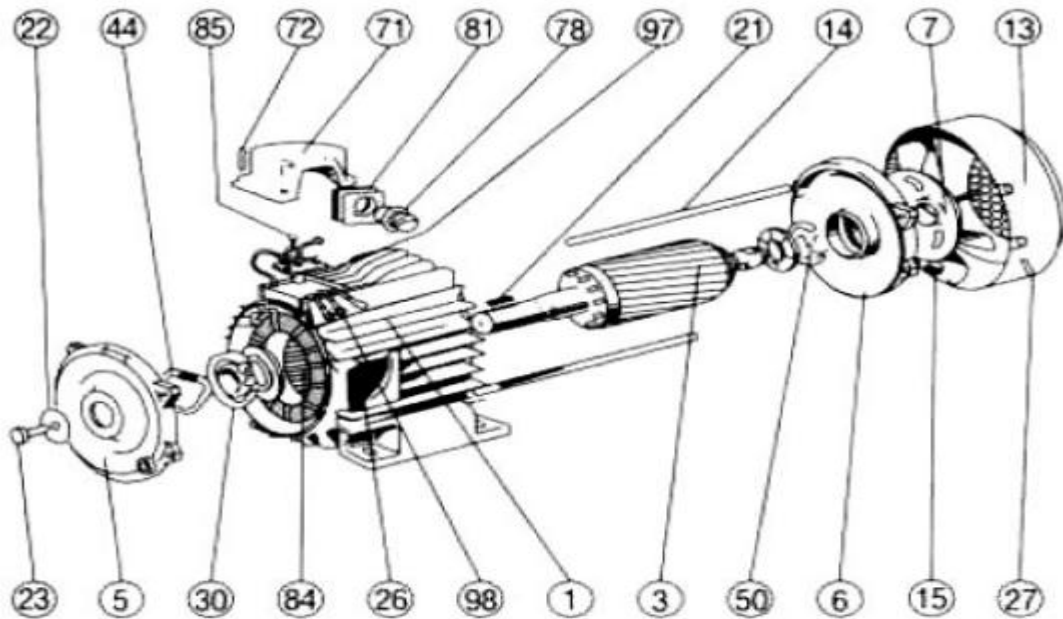


Fig.I.1 : Moteur asynchrone (catalogue Leroy-Somer).

N°	Désignation	N°	Désignation
1	Carter et stator bobiné	27	Vs fixation capot
3	Rotor	30	Roulement côté accouplement
5	Flasque côté accouplement	44	Rondelle élastique
6	Flasque côté ventilation	50	Roulement côté ventilateur
7	Ventilateur	71	Boîte à bornes
13	Capot de ventilateur	72	Vis fixation boîte à bornes
14	Tige d'assemblage	78	Presses-étoupe
15	Ecrou de tige d'assemblage	81	Plaque support Presses-étoupe
21	Clavette de bout d'arbre	84	Planchette à bornes
22	Rondelle de bout d'arbre	85	Vis de fixations planchettes à bornes
23	Vis de serrage rondelle	97	Vis bornes de masse
26	Plaque signalétique_	98	Barrettes de connexion

Tableau I.1 : Les différents éléments de la machine asynchrone .

Le fait que le moteur asynchrone ne soit constitué que d'un seul bobinage polyphasé au stator et d'un seul bobinage massif en court-circuit au rotor lui confère des propriétés

très intéressantes en terme de coût de fabrication et d'entretien, de robustesse et de standardisation. Néanmoins, cette simplicité structurelle entraîne une forte complexité fonctionnelle liée à de nombreux problèmes [20][13].

### I.1.3. Problèmes posés par le moteur asynchrone

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage ( $I_r$  par exemple) qu'à travers le stator[18]. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator [11]. Cependant sa simplicité structurelle cache une grande complexité fonctionnelle due à l'absence d'inducteur indépendant, aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations paramétrique ( $R_r$  en particulier jusqu'à 50%) [ 20] [21] . qui sont essentiellement conséquences du rotor à cage .Ceci se traduit par de fortes contraintes sur le contrôle du système donc une complexité importante de la commande [22][23].

### I.1.4. avantages et inconvénients du moteur à synchrone

Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant [15] [11] [17] :

Avantage	Inconvénient
<ul style="list-style-type: none"> <li>- Moteur peu coûteux ;</li> <li>-Simple c'est à dire pas d'enroulements rotoriques (cage d'écureuil) ;</li> <li>-Pas de balais par rapport à l'alternateur synchrone ;</li> <li>-Machine robuste supporte une survitesse de 200% sans danger.</li> <li>-Pas d'entretien.</li> </ul> Un rendement excellent.	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Non découplage naturel.</li> <li>-Non linéarités.</li> </ul>

Tableau I.2 : avantages et inconvénients du moteur asynchrone.

### I.1.5. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction; la machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire est en court-circuit La vitesse de rotation  $\Omega_s$  du champ tournant d'origine statorique, qualifiée de synchronisme, est rigidement liée à la fréquence  $f_s$  des tensions triphasées d'alimentation:

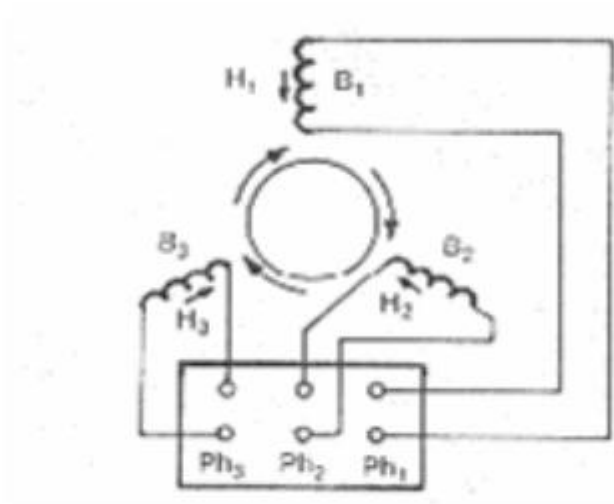


Fig.I.2 : fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage.

$$\Omega_s = \frac{60f_s}{p} \text{ (tr / min)} \quad (\text{I.1})$$

On désigne par "  $p$  " le nombre de paires de pôles de la machine.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$  différente de  $\Omega_s$  (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasés engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de *LENZ* ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [11][18]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse  $\Omega_s$ , cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$  inférieure à  $\Omega_s$ , il n'est pas au synchronisme du champ: la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que  $\Omega_r$  est inférieure (hypo synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à  $\Omega_s$ , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître  $\Omega_r$ , ou un couple résistant tendant à réduire  $\Omega_r$ , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau dépend donc du signe de l'écart ( $\Omega_s - \Omega_r$ ). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «  $g$  » défini par:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (\text{I.2})$$

Le glissement est de l'ordre de (+0,01 à +0,15) en marche normale en moteur.

On remarque que :

$g = 1$  au démarrage ( $\Omega_r = 0$ )

$g = 1$  au synchronisme ( $\Omega_s = \Omega_r$ )

Examinons les différents cas possibles :

- $g = 0$  pour ( $\Omega_s = \Omega_r$ ) Il n'y a pas de couple.
- $g < 0$  pour ( $\Omega_s > \Omega_r$ ) La machine fonctionne en génératrice.
- $g > 0$  pour ( $\Omega_s < \Omega_r$ ) la machine fonctionne en moteur.
- $g = 1$  pour ( $\Omega_r = 0$ ) La machine est à l'arrêt ou à l'instant du début du démarrage.
- $g > 1$  pour ( $\Omega_r < 0$ ) La vitesse de rotation est l'inverse de celle du champ tournant le moteur fonction en mode de freinage.

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans l'enroulement statoriques et rotorique [20].

## I.2. Modélisation de la machine asynchrone

Les modèles des machines électriques les plus utilisés sont basés sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dite encore théorie généralisée. Cette théorie est basée sur la transformation de *Park*, qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à un système cartésien d'axes, ( $d$ ,  $q$ ) [24].

### I.2.1. Modèle de la machine

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour palier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc.

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs.

le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalé de  $120^\circ$  dans l'espace et traversés par trois courants variable. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements décalé dans l'espace de  $120^\circ$  ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leur bornes est nulle.

$\theta$  est l'angle électrique entre l'axe de la phase  $a$  statorique et la phase  $a$  rotorique. La fig.I.3 représentée le modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS.

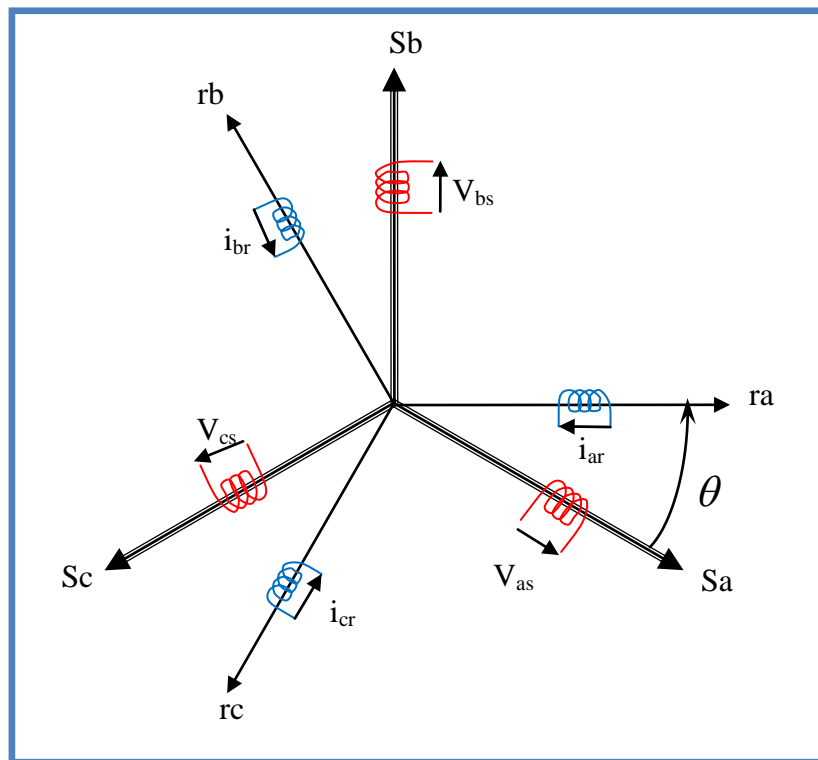


Fig.I.3 : Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS.

### I.2.2. Hypothèses simplificatrices

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées.

Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le système. Cela permet une étude et une exploitation plus aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courant alternatifs .

Pour cette raison, on adopte les hypothèses suivantes [25][26][27] [28] :

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

- l'additivité des flux.
- la constance des inductances propres.
- la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

### I.2.3. Equation générale de la machine asynchrone triphasée

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir [25][24][28] :

- Les équations électriques .
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

#### I.2.3.1. Equations électriques de la machine

Par application de la loi de Faraday à l'un des six enroulements statoriques et rotoriques de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation [24][25] :

$$V = R i + \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{I.3})$$

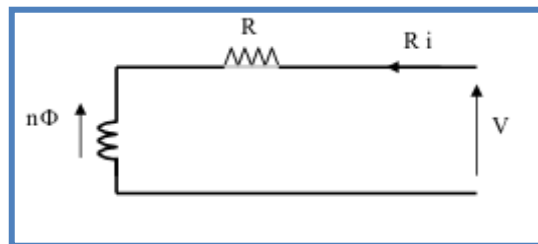


Fig.I.4 : modèle d'une phase avec f.e.m.

Les équations de tension des trois phases statorique et rotoriques sont données par :

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

pour le rotor:

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (I.5)$$

En désignant par:

$V_{sa}$ ,  $V_{sb}$  et  $V_{sc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\Phi_{sa}$ ,  $\Phi_{sb}$  et  $\Phi_{sc}$  : Les flux totaux à travers ces enroulements.

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

Les équations (I.4) et (I.5) se présentent naturellement sous forme matricielle:

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}] \quad (I.7)$$

De même pour les phases rotoriques:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] \quad (I.9)$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

On pose :

$$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_s$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

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

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} ; [V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}$$

$V_s$  : Matrice de tension de stator.

$V_r$  : Matrice de tension de rotor.

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

$i_s$  : Matrice de courant de stator.

$i_r$  : Matrice de courant de rotor.

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} ; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$\Phi_s$  : Matrice de flux de stator.

$\Phi_r$  : Matrice de flux de rotor.

### I.2.3.1. Equations magnétiques

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductances, qui comporte 36 coefficients non nuls, dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique  $\theta$ , [27], [28].

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Tel que :

$l_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique .

$l_r$  : L'inductance propre d'une phase rotorique .

$M_s$  : L'inductance mutuelle entre phase statorique .

$M_r$  : L'inductance mutuelle entre phase rotorique.

Avec :

$$\begin{aligned} M_1 &= M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 &= M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_3 &= M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

Où :

$M_{sr}$  : c'est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une Phase rotorique.

La matrice d'inductance fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :

L'écriture matricielle qui résume les équations des flux statiques et rotoriques

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Avec:

$[L_s]$  : La matrice des inductances statoriques :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$[L_r]$  : La matrice des inductances rotoriques :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

$[M_{sr}]$  : La matrice des inductances mutuelles stator rotor.

$[M_{rs}]$  : La matrice des inductances mutuelles rotor stator.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

On obtient finalement les équations de tensions :

Pour le stator :

$$[V_{s\ abc}] = [R_s] [i_{s\ abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] [i_{s\ abc}] + [M_{sr}] [i_{r\ abc}] \} \quad (I.15)$$

Pour le rotor:

$$[V_{r\ abc}] = [R_r] [i_{r\ abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r] [i_{r\ abc}] + [M_{rs}] [i_{s\ abc}] \} \quad (I.16)$$

### I.2.3.2. Equations mécaniques

L'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine [25][27] :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f.\Omega \\ \omega = p.\Omega \end{cases} \quad (I.17)$$

avec :

$J$  : moment d'inertie du rotor.

$\Omega$  : vitesse angulaire mécanique du rotor.

$f$  : coefficient de frottement visqueux.

$C_{em}$  : couple électromagnétique délivré par le moteur.

$C_r$  : couple résistant, ou de charge .

$\omega$  : vitesse angulaire électrique du rotor.

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie [25] :

$$C_{em} = P [i_s]^t \frac{d}{dt} ([M_{sr}] [i_r]) \quad (I.18)$$

Les équations précédentes fait apparaître des difficultés pour la résolution puisque:

- L'ordre du système est élevé.
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

On cherche donc une transformation qui réduit l'ordre du système et élimine cette dépendance vis-à-vis du temps.

### I.2.4. Transformation de Park

A cause de la complexité et la non linéarité des équations précédentes il est difficile de simuler le système, alors il est indispensable de transformer le système triphasé équilibré ( $a, b$  et  $c$ ) en un système biphasé ( $d, q$ ) par la transformation de *PARK*. A condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée [27] [21][28].

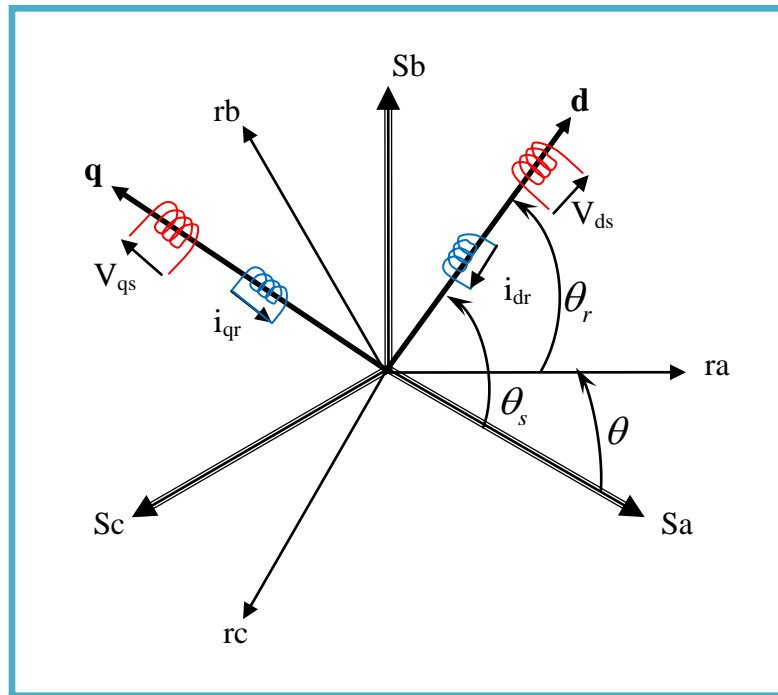


Fig.I.5 : représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé.

Pour transformer un système triphasé  $[a, b \text{ et } c]$  en un système biphasé  $[d, q]$  avec une composante homopolaire comme indique dans l'équations suivante [28] :

$$X_{dq} = [p(\theta)]X_{abc} \quad (\text{I.19})$$

Tel que:

$x$  : peut-être: la tension, le courant ou le flux.

$[p(\theta)]$ : est la matrice de la transformation de Park définie par :

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$[p(\theta)]^{-1}$  : Est la matrice inverse de Park définie par :

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées  $(d, q)$  par transformation inverse comme suit :

$$[a \ b \ c] = [P(\theta)]^{-1} [d, q] \quad (I.22)$$

Avec:

L'angle  $\theta$  correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

- $\theta = \theta_s$  : pour le stator (angle entre l'axe  $Od$  et la phase  $a$  du stator).
- $\theta = \theta_r$  : pour le rotor (angle entre l'axe  $Od$  et la phase  $a$  du rotor).

La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système  $[a \ b \ c]$  est équilibré et symétrique ( pas de perturbation ).

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécanique deviennent :

#### I.2.4.1. Equations électriques

En application la transformation de *PARK* sur les équations électriques et en admettant que le rotor étant en court-circuit il en résulte :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (I.23)$$

Avec:

$$\theta = (\theta_s - \theta_r).$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s.$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r.$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}$$

$$(\omega_s - \omega_r) = \omega = p\Omega$$

### I.2.4.2. Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation (I.10) donne:

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_r i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

$$\begin{cases} \Phi_{md} = M (i_{sd} + i_{rd}) \\ \Phi_{mq} = M (i_{sq} + i_{rq}) \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$L_s = l_s - M_s$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance cyclique rotorique.

$M$  : Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.

### I.2.4.2. Equation mécanique

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f.\Omega \\ \omega = p.\Omega \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

### I.2.4.3. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut prendre diverses formes, en fonction des variables que l'on élimine (où  $p$  est le nombre de paires de pôles) [08]:

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{I.27})$$

## I.2.5. Choix du référentiel

Il y a trois transformations de référentiel qui sont couramment employées dans la simulation des machines électriques. Dans chaque cas il s'agit d'assigner une vitesse particulière au référentiel pour obtenir une transformation donnée. Ces transformations seront dans les référentiels suivants [27] :

➤ référentiel  $(d, q)$  fixé au rotor :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (\text{I.28})$$

La vitesse du référentiel ainsi que sa position angulaire deviennent celles du rotor.

➤ référentiel  $(d, q)$  synchrone :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r \quad (\text{I.29})$$

Ce référentiel tourne à la vitesse du champ tournant du stator.

➤ référentiel  $(d, q)$  fixé au stator ou stationnaire :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \quad (\text{I.30})$$

La transformation dans le référentiel  $(d, q)$  fixé au stator ou stationnaire porte aussi le nom de transformation de *Clarke* ou transformation  $(\alpha, \beta)$ . Ce référentiel étant fixe, la vitesse est nulle. Comme la vitesse est nulle, l'angle du référentiel demeurera constant et sa valeur est arbitraire. Nous avons choisi de travailler avec un angle nul [28].

Le choix de transformation de référentiel est essentiellement dicté par les variables de phase que nous voulons observer ainsi que l'application [27][28].

Si les variables de phases au stator et au rotor ne nous intéressent pas, la machine peut être simulée dans le référentiel synchrone sans qu'aucune transformation ne soit nécessaire. Si l'on désire simuler cette machine dans des conditions équilibrées mais que cette fois, on désire observer les courants de phase statoriques, la transformation dans le référentiel stationnaire est celle qui requiert le moins de calculs. Si par contre on s'intéresse aux courants de phase rotoriques, la transformation dans le référentiel fixé au rotor sera la plus avantageuse [27].

### I.2.5.1. Référentiel fixe par rapport au rotor

En substituant (I.28) dans (I.23) on obtient les équations de la machine asynchrone dans le repère  $(d, q)$  fixé au rotor:

$$\begin{cases} d \rightarrow x \\ q \rightarrow y \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d\Phi_{sx}}{dt} - \omega_r \Phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d\Phi_{sy}}{dt} + \omega_r \Phi_{sx} \\ V_{rx} = R_r i_{rx} + \frac{d\Phi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} = R_r i_{ry} + \frac{d\Phi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

### I.2.5.2. Référentiel lié au champ tournant

En substituant (I.29) dans (I.23) on obtient les équations de la machine asynchrone dans le repère  $(d, q)$  lié au champ tournant :

$$\begin{cases} d \rightarrow d \\ q \rightarrow q \\ \begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} = 0 \end{cases} \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé de faire la régulation .

### I.2.5.3. Référentiel lié au stator

Pour obtenir les équations de la machine asynchrone dans le référentiel  $(d, q)$  lié au stator, il suffit donc de substituer dans le système d'équations du référentiel  $(d, q)$  arbitraire (I.23) les valeurs (I.30), on obtient le système d'équations (II.33) :

$$\begin{cases} d \rightarrow \alpha \\ q \rightarrow \beta \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \Phi_{r\alpha} = 0 \\ V_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \Phi_{r\beta} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif

### I.2.6. Représentation d'état du modèle de la MAS

Une caractéristique importante du modèle est la nature des variables d'état. Dans la plupart des modèles de machines électriques, les variables d'état sont généralement les courants circulant dans les divers enroulements de la machine ou les flux de ces mêmes enroulements. Le choix devrait être dicté par le système d'équations qui requiert le moins de calcul [28].

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques « $v_{s\alpha}$ » et « $v_{s\beta}$ » représentent les variables de commande, et nous considérons les courants statoriques ( $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ), les flux rotoriques ( $\Phi_{r\alpha}$ ,  $\Phi_{r\beta}$ ) et la pulsation mécanique « $\Omega$ » comme variables d'état, le couple résistant « $C_r$ » étant comme perturbation.

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

avec :

- X : vecteur d'état.
- Y : vecteur de sortie.
- A : matrice d'évolution d'état du système.
- B : matrice de commande (d'entrée).
- U : vecteur du système de commande.
- C : matrice d'observation.

Les équations d'état de la partie électrique de notre modèle s'obtiennent en substituant les flux de (I.24) dans les équations des tensions (I.33) puis en isolant les dérivées des courants et des flux. On obtient alors le système d'équations (I.32) suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{i}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \Phi_{r\alpha} + k\omega \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} + k\omega \Phi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ \dot{\Phi}_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - \omega \Phi_{r\beta} \\ \dot{\Phi}_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} \end{array} \right. \quad (I.35)$$

par identification :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & k\omega \\ 0 & -\gamma & -k\omega & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.36)$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

avec :

- $k = \frac{M}{\sigma L_r L_s}$  et  $\gamma = \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r T_r})$
- $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$  : Facteur de dispersion.
- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  : Constante du temps rotorique.

### I.2.6.1. Equations mécaniques

De (I.26) l'expression du couple électromagnétique exprimé dans notre référentiel  $(\alpha, \beta)$ , et celle du mouvement sont donnée par :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} + C_r + f_r \Omega = C_{em} \end{cases} \quad (I.36)$$

### I.3. Simulation du modèle de la machine asynchrone

A l'aide de logiciel de simulation *MATLAB (SIMULINK)*, nous avons obtenu les courbes qui représentant le comportement du moteur asynchrone triphasé.

Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} v_{sa} = \sqrt{2} \cdot v_s \cdot \sin(\omega_s \cdot t) \\ v_{sb} = \sqrt{2} \cdot v_s \cdot \sin(\omega_s \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc} = \sqrt{2} \cdot v_s \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.37)$$

avec :

$v_s$  : valeur efficace de tension.

$\omega_s$  : pulsation d'alimentation.

Les paramètres de la machine asynchrone utilisés dans ce travail sont résumé dans le tableau suivant :

Les paramètres	La valeur
Tension nominale	220/380V
Courant nominal	6.4/3.7A
Puissance nominale	1.5 kW
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Résistance statorique par phase	$R_s = 4.85\Omega$
Résistance rotorique par phase	$R_r = 3.805\Omega$
Inductance cyclique du stator	$L_s = 0.274H$
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 0.274H$
Inductance mutuelle cyclique	$M = 0.258H$
Moment d'inertie de la partie tournante	$J = 0.031Kg\,m^2$
Vitesse nominale	$N = 1420tr/min$

**Tableau I.3 : Les paramètres techniques du moteur asynchrone.**

Le modèle obtenu est traduit par le schéma bloc suivant:

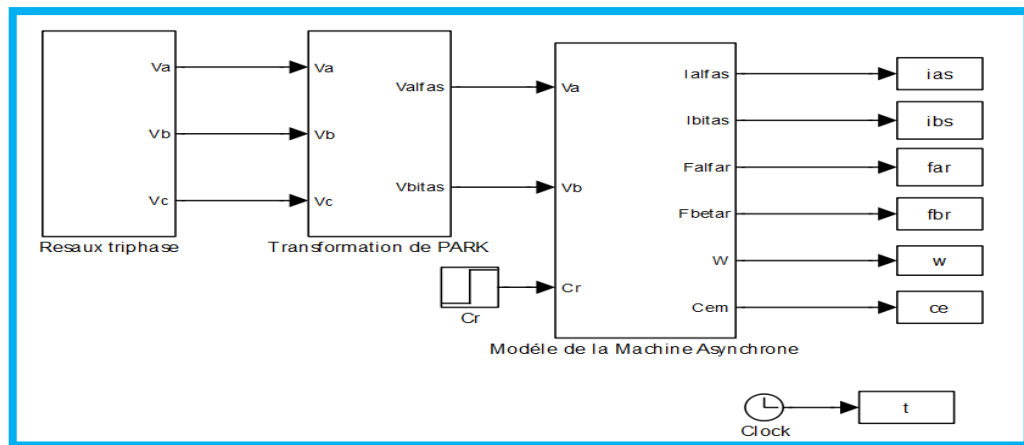


Fig.I.6 : Schéma bloc du modèle de la MAS

## I.4. Résultats de simulation de la machine asynchrone

Démarrage à vide ( $C_r=0$  N.m) :

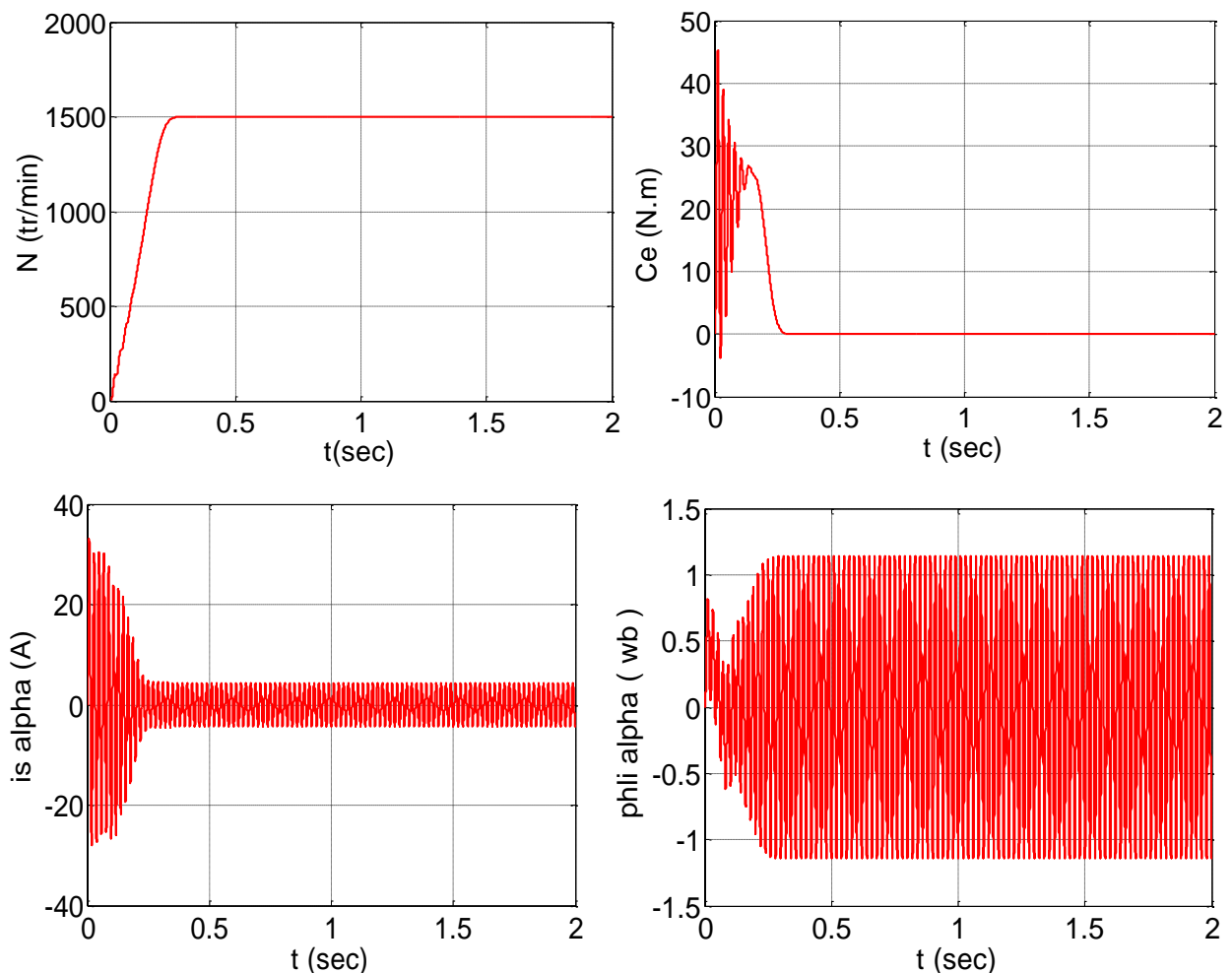
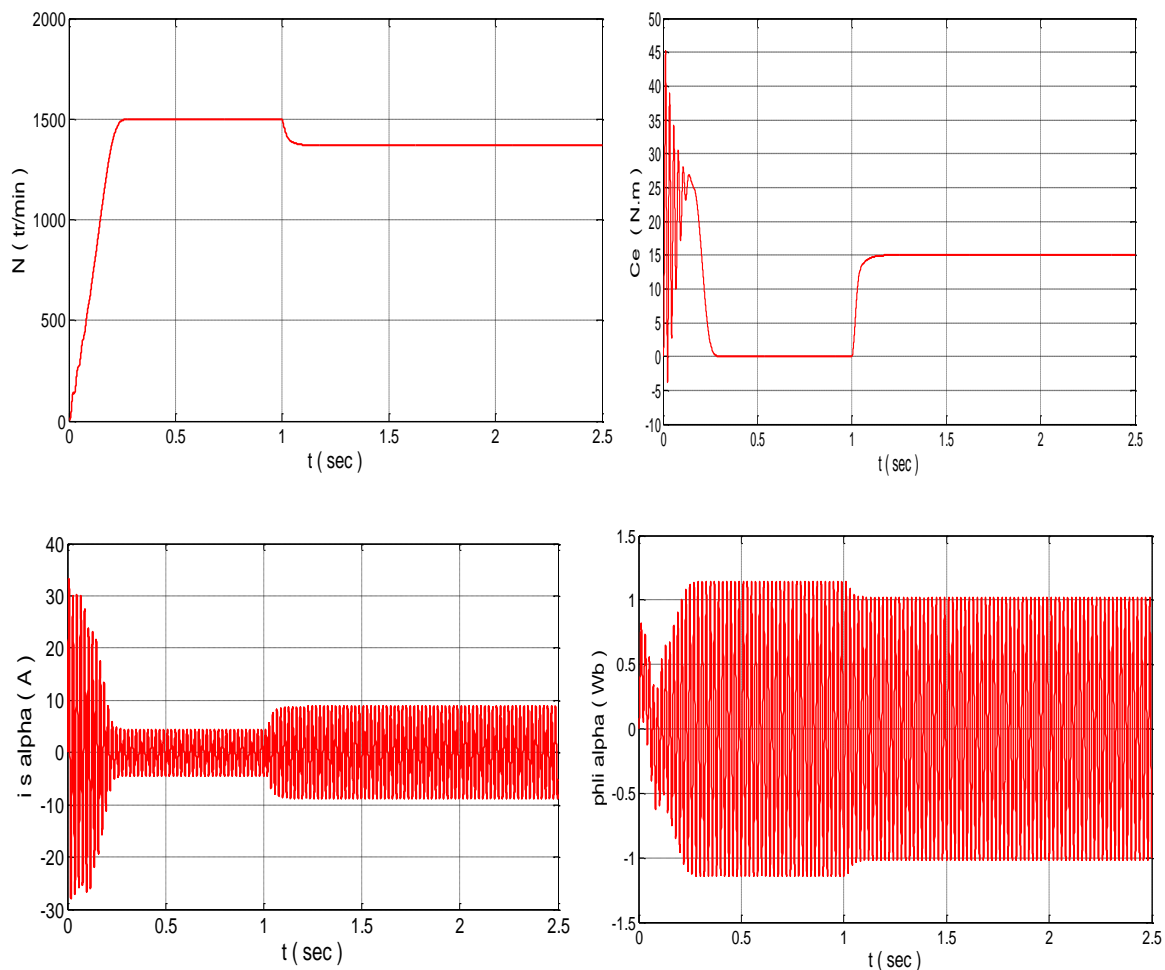


Fig.I.7: Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en appliquant un couple résistant ( $C_r=0$  N.m) à  $t=1$ second.

Démarrage en charge ( $C_r=15 \text{ N.m}$ ) :



**Fig.I.8: Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en appliquant un couple résistant ( $C_r=15 \text{ N.m}$ ) à  $t=1\text{second}$ .**

#### I.4.1. Interprétations des résultats de simulation

➤ En première étape on a simulé numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation ( $C_r=0$ ).

L'examen des courbes de la (fig.I.7) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir:

Aux premiers instants, les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances (environs de 0.4s), le régime permanent est atteint, ces oscillations peut être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excéccives.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présentes aux premier instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

Après le régime transitoire les flux rotoriques prendre des formes sinusoïdales avec des valeurs maximales de (1Wb).

➤ En deuxième étape, une perturbation du couple ( $C_r=15\text{N.m}$ ) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ( $t=1\text{s}$ ) et les résultats de simulation sont regroupés dans la (fig.I.8):

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluant selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

On remarque également que le flux rotorique subit une chute significative causée par le glissement.

## **I.5. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone avec son alimentation. La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de *PARK* qui ramène la machine triphasée en une machine diphasée équivalente. Le choix des variables d'état dépend de l'objectif de la commande ou de l'observation. Le chapitre suivants consacré à la modulation vectorielle d'un onduleur de tension à deux niveaux alimentant un moteur à cage .



**CHAPITRE II :**  
**MODELATION VECTORIELLE DE**  
**L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX**

## Introduction

La machine électrique alternative est alimentée à travers un convertisseur de puissance. Pour obtenir le fonctionnement optimal de cette machine, on doit l'alimenter par une source de tension aussi proche que possible d'une forme sinusoïdale.

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer en profitant de la technologie des semi-conducteurs et des calculateurs numériques [3].

La forme de la tension de sortie dépend également de la méthode utilisée pour la commande de l'onduleur. généralement on utilise des commandes par modulation de largeurs d'impulsions. On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangulo sinusoïdale, la modulation par hystérésis, et la modulation vectorielle [6].

La méthode MLI vectorielle est largement utilisée dans la commande des onduleurs, elle peut augmenter la valeur maximale de la tension de sortie de l'onduleur avec un taux de distorsion harmonique réduit par rapport à ceux obtenus par la méthode MLI sinusoïdale. Il y a plusieurs algorithmes utilisant la MLI vectorielle pour commander l'onduleur ou le redresseur. Le but de toutes les stratégies de modulation est de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, et d'assurer une commande précise [9] [5].

Dans ce chapitre nous étudierons différentes méthode de commande de l'onduleur. Après on applique la modulation vectorielle pour la commande de l'onduleur à deux niveaux

## II.I. Commande de l'onduleur

Le but de la commande de l'onduleur est le contrôle des courants à la sortie du filtre afin qu'ils suivent leurs références. Le principe est basé sur la comparaison entre les courants à la sortie du filtre actif et leurs références calculées à partir des différentes méthodes d'extraction et de régulation des courants harmoniques et de la tension du condensateur de stockage d'énergie.

### II.1.1. Commande par hystérésis

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant. Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation, de manière à rester à l'intérieur de la bande [30] [29] [9].

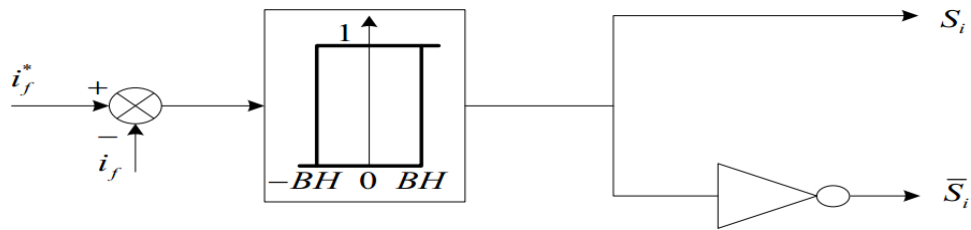


Fig.II.1 :Schéma de commande par hystérésis.

### II.1.2. Commande par MLI sinusoïdale

La technique de commande par Modulation de Largeur d'impulsion (MLI) résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur. La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette tension est ensuite comparée avec un signal en dent de scie (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs [9] [7].

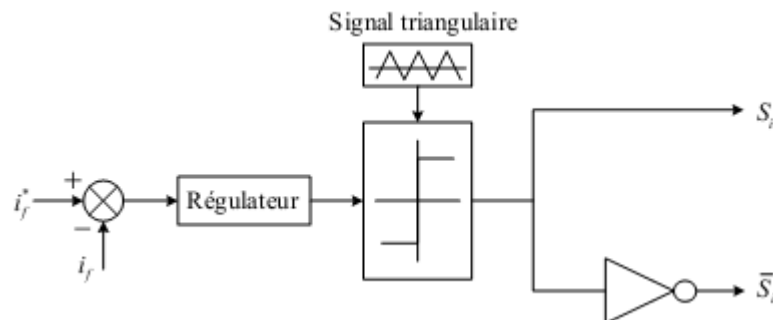


Fig.II.2 :Principe de commande du courant par MLI.

Plus récemment, nous avons vu apparaître une technique de commande, dite commande à modulation vectorielle. Cette dernière diffère des techniques présentées précédemment par le fait qu'elle ne s'appuie pas sur des modulations appliquées à chacun des interrupteurs [9].

### II.1.3. modulation vectorielle

Au milieu des années quatre-vingt, La modulation vectorielle (en anglais : Space Vector Modulation ou SVM) a été proposée par [5]. La modulation vectorielle diffère, entre d'autres

techniques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur en même temps. Cette technique est adéquate pour des applications de tension et de puissance élevées car elle diminue l'ondulation du courant et permet une implantation relativement simple dans les processeurs numériques. La modulation vectorielle consiste à obtenir analytiquement une tension de référence (en valeur moyenne) à partir des états de commutation de l'onduleur. La modulation vectorielle présente les avantages suivants par rapport au reste des techniques de modulation [29] :

- Cette technique de modulation est valable pour tous les types de convertisseurs multiniveaux.
- Elle contrôle directement les trois phases de l'onduleur.
- Une bonne utilisation de la tension du bus continu est atteinte car le troisième harmonique est introduit implicitement.
- Le courant de sortie a une ondulation très réduite.
- Les vecteurs redondants fournissent un degré de liberté additionnel. Ceci permet l'incorporation des fonctions complémentaires comme par exemple l'équilibrage de la tension du bus continu, la minimisation des pertes, la réduction d'harmoniques et la réduction de la tension en mode commun.
- L'implantation physique est relativement simple avec un processeur de signaux numériques.

## **II.2 Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux**

### **II.2.1 Structure générale**

La structure générale d'un onduleur de tension à deux niveaux est représentée dans la (Fig.II.3). L'onduleur est composé de trois bras. Chaque bras a deux interrupteurs bidirectionnels, qui fonctionnent de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source de tension continue à l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture de la charge de l'onduleur considérée comme une source de courant [31]. L'interrupteur bidirectionnel peut être soit des MOSFET pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des IGBT pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des GTO pour les très grandes puissances et fréquences faibles misent en antiparallèle avec des diodes pour assurer la circulation bidirectionnelle du courant[32].

La source de tension continue à l'entrée de l'onduleur peut être obtenue à la sortie d'un redresseur

lié à un réseau alternatif, en passant par un filtre capacitif. La charge de l'onduleur est une machine asynchrone .

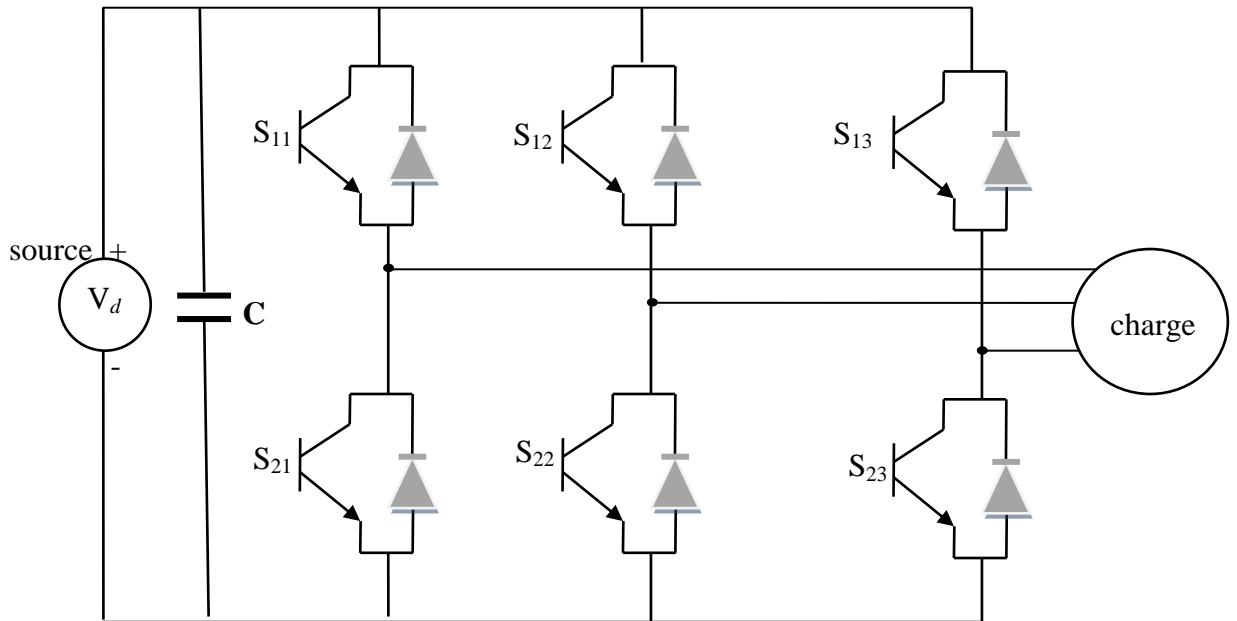


Fig.II.3 : Structure de l'onduleur à deux niveaux.

## II.2.2 Fonction de commutation

Les commutations établies par les interrupteurs, supposés idéaux, sont décrites par une fonction de connexion. Cette dernière décrit leurs états ouvert ou fermé. Chaque interrupteur  $S_{ij}$  est associé à une fonction de connexion  $F_{ij}$  tel que [5] :

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec  $j = 1, 2, 3$  : Indicateur de phase;  $i = 1, 2$  : Numéro de l'interrupteur du bras  $j$

## II.2. 3 Commande complémentaire des interrupteurs

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires deux à deux:

$$F_{2j} = 1 - F_{1j}, j = \overline{1-3} \quad (\text{II.2})$$

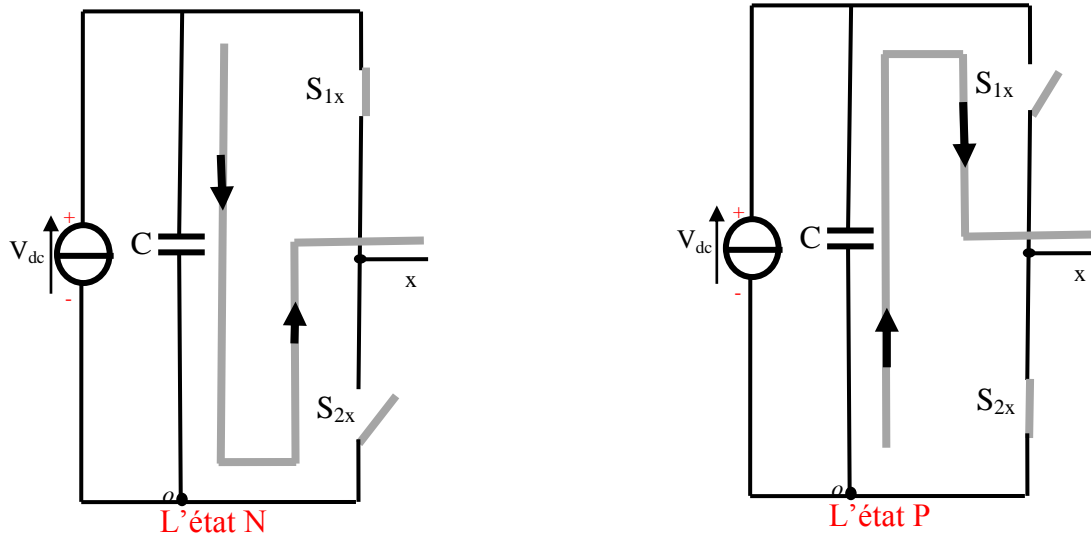


Fig.II.4 :Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.

### II.2.4 Etats d'un bras de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur a deux états possibles (Fig. II.4):

**Etat P:** L'interrupteur du haut  $S_{1x}$  ( $x=1,2$  ou  $3$ ) est fermé, tandis que l'interrupteur du bas  $S_{2x}$  ( $x=1,2$  ou  $3$ ) est ouvert. La tension de sortie par rapport au neutre ( $o$ ) de la source est ( $v_{xo} = V_{dc}$ ) .

**Etat N:** L'interrupteur du bas  $S_{2x}$  ( $x=1,2$  ou  $3$ ) est fermé, tandis que l'interrupteur du haut  $S_{1x}$  ( $x=1,2$  ou  $3$ ) est ouvert. La tension de sortie par rapport au neutre ( $o$ ) de la source est ( $v_{xo} = 0$ ) .

Le tableau II.1 donne la correspondance entre les états des bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie.

Etat	Bars 1		Bars 2		Bars 3		Tension de sortie		
	$F_{11}$	$F_{21}$	$F_{12}$	$F_{22}$	$F_{13}$	$F_{23}$	$v_{1o}$	$v_{2o}$	$v_{3o}$
<b>P</b>	1	0	1	0	1	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$
<b>N</b>	0	1	0	1	0	1	0	0	0

Tableau II.1: Etats d'un bras de l'onduleur ( $x = 1, 2$  ou  $3$ )

## II.2.5 Etats de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède  $2^3 = 8$  états [33] : **PPP**, **PPN**, **PNN**, **PNP**, **NNN**, **NNP**, **NPP** et **NPN**. Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état **P** ou état **N**). Par exemple, l'état (**PNN**) indique que le premier bras est à l'état (**P**) ( $v_{1o} = V_{dc} / 2$ ), le deuxième est à l'état (**N**) ( $v_{2o} = 0$ ) et le troisième est à l'état (**N**) ( $v_{3o} = 0$ ). La configuration de l'onduleur pour chacune de ces états est représentée à la ( Fig. II.5).

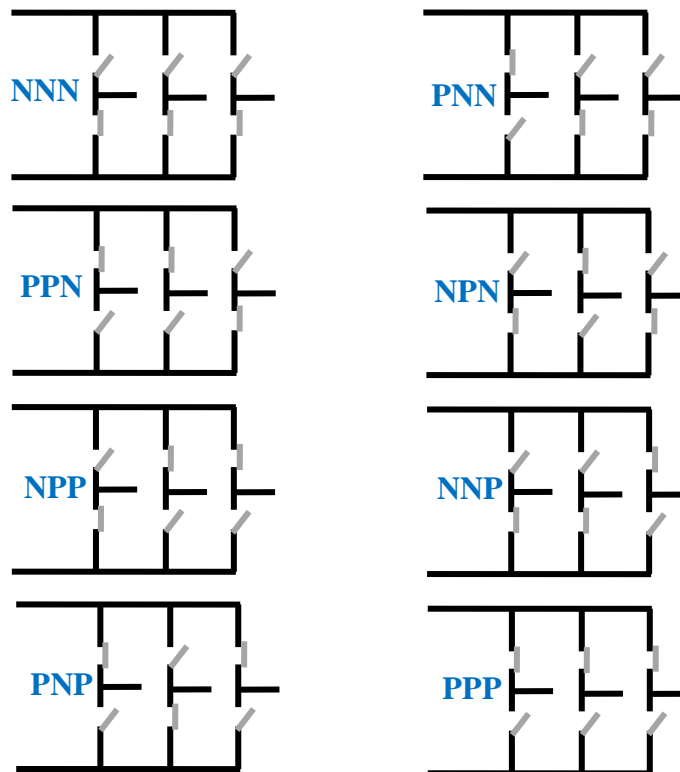


Fig.II.5 :Les huit états de l'onduleur à deux niveaux.

## II.2.6 Tensions de sortie de l'onduleur

Les tensions triphasées de sortie par rapport à la référence de la source continue ( $o$ ) peuvent être exprimées par :

$$\begin{pmatrix} v_{1o} \\ v_{2o} \\ v_{3o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \end{pmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{II.3})$$

$V_{dc}$  étant la tension continue d'alimentation de l'onduleur.

Les tensions composées entre les phases sont données par:

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{10} - v_{20} \\ v_{20} - v_{30} \\ v_{30} - v_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} - F_{12} \\ F_{12} - F_{13} \\ F_{13} - F_{11} \end{pmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{II.4})$$

Les grandeurs que l'on souhaite contrôler grâce à l'onduleur sont les tensions simples côté charge ( $v_1, v_2$  et  $v_3$ ) Pour une charge triphasée équilibrée, ces tensions vérifient la relation suivante [5] :

$$v_1 + v_2 + v_3 = 0 \quad (\text{II.5})$$

on déduit les tensions triphasées de sortie par rapport au point neutre de la charge triphasée:

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{13} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{11} - F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} + 2F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} - F_{12} + 2F_{13} \end{pmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{II.6})$$

A partir des équations (II.3),(II.4) et (II.6) on déduit que :

- Les tensions triphasées par rapport au neutre de la source  $v_{1o}, v_{2o}, v_{3o}$  peuvent prendre deux valeurs:  $V_{dc}$  et  $0$  , ce qui est à l'origine de l'appellation : *onduleur à deux niveaux*
- Les tensions composées  $v_{12}, v_{23}, v_{31}$  peuvent prendre trois valeurs:  $-V_{dc}, V_{dc}$  et  $0$
- Les tensions triphasées par rapport au neutre de la charge  $v_1, v_2$  et  $v_3$  peuvent prendre cinq valeurs:  $-2/3V_{dc}, -1/3V_{dc}, 0, 1/3V_{dc}$  et  $2/3V_{dc}$ .

## II.2.7 Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel

On définit la vectrice tension de sortie  $v_s$  par:

$$v_s = v_{1o} \cdot e^{j0} + v_{2o} \cdot e^{-j2\pi/3} + v_{3o} \cdot e^{j2\pi/3} \quad (\text{II.7})$$

On effectue le passage du plan triphasé au plan biphasé stationnaire  $d - q$  [2] :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{1o} \\ v_{2o} \\ v_{3o} \end{pmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Dans le repère stationnaire  $d - q$ , le vecteur  $v_s$  s'écrit:

$$v_s = v_d + jv_q \quad (\text{II.9})$$

Ces composantes peuvent être exprimées en fonction des fonctions de connexions par la relation suivante:

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \sqrt{2/3} V_{dc} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Ce vecteur prend huit positions discrètes dans le plan  $d-q$ . Ces positions correspondent aux huit états de l'onduleur: six positions à tensions non nulles, correspondantes aux états **PNN**, **PPN**, **NPN**, **NPP**, **NNP**, et **PNP** et deux positions à tensions nulles correspondantes aux états **PPP** et **NNN** [200]. Les positions du vecteur  $v_s$  dans le plan  $d-q$  sont représentées sur le diagramme vectoriel de la (Fig.II.6).

Les six positions à tensions non nulles divisent le plan  $d-q$  en six secteurs triangulaires égaux de largeur  $60^\circ$ .

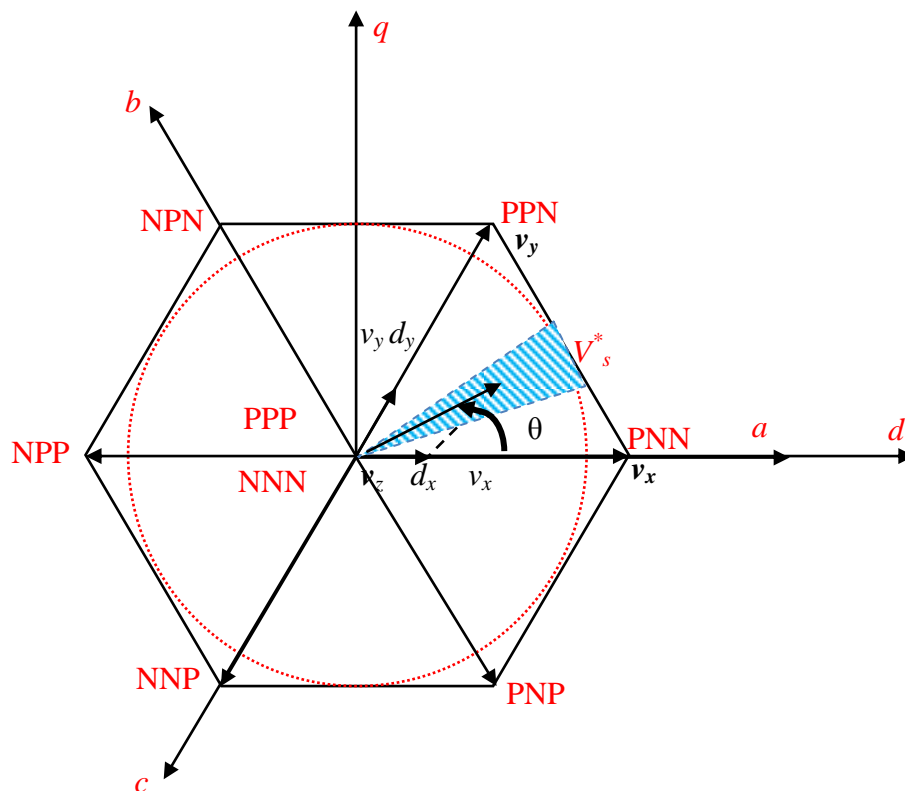


Fig.II.6 :Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.

Le tableau (II.2) représente les projection des vecteurs  $v_x$ ,  $v_y$  et  $v_z$  sur les deux axe  $v_d$  et  $v_q$ .

Secteur	projection sur L'axe $d$		projection sur L'axe $q$	
	$v_x$	$v_y$	$v_x$	$v_y$
1	$V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	0	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
2	$1/2V_{dc}$	$-1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
3	$-1/2V_{dc}$	$-V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$	0
4	$-V_{dc}$	$-1/2V_{dc}$	0	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
5	$-1/2V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
6	$1/2V_{dc}$	$V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$	0
Pour toute les secteur $v_z = 0$				

Tableau II.2: les coordonnées du vecteur  $v_x$ ,  $v_y$  et  $v_z$  dans le plan  $(d, q)$ .

### II.2.8 Vecteur tension de référence

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions de sortie  $v_1, v_2$  et  $v_3$  aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales  $v_1^*, v_2^*$  et  $v_3^*$ . Pour atteindre cet objectif, à partir des tensions de référence  $v_1^*, v_2^*$  et  $v_3^*$ , on définit le vecteur tension de référence  $v_s^*$  par l'équation suivante:

$$\begin{aligned}
 v_s^* &= v_1^* \cdot e^{j0} + v_2^* \cdot e^{-j2\pi/3} + v_3^* \cdot e^{j2\pi/3} \\
 &= v_d^* + jv_q^* \\
 &= m \cdot V_{\max} \cdot e^{j\theta}
 \end{aligned} \tag{II.11}$$

avec:

$v_d^*, v_q^*$ : composantes du vecteur  $v_s^*$  dans le plan  $d-q$ ,

$m$ : taux de modulation ( $0 \leq m \leq 1$ ) et défini par la relation suivante :

$$m = \frac{\sqrt{2} \cdot v_s^*}{V_{dc}} \tag{II.12}$$

$\theta$ : position angulaire du vecteur  $v_s^*$ .

$$\theta = \arctg \left( \frac{v_q^*}{v_d^*} \right) \tag{II.13}$$

Le vecteur  $v_s^*$  tourne dans le plan  $d-q$  à une vitesse angulaire égale à la pulsation des tensions  $v_1^*, v_2^*$  et  $v_3^*$ . Sur le diagramme de la (Fig. II.6), on a représenté une position arbitraire du vecteur  $v_s^*$  et on a indiqué l'angle  $\theta$  correspondant à cette position. A partir de l'angle  $\theta$ , on déduit le secteur triangulaire contenant ce vecteur de la manière suivante:

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2.\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2.\pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta \leq 4.\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4.\pi/3 \leq \theta \leq 5.\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5.\pi/3 \leq \theta \leq 2.\pi \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Les interrupteurs de l'onduleur doivent être commandés de sorte que le vecteur tension de référence  $v_s^*$  coïncide avec la moyenne, sur la période d'échantillonnage de l'onduleur  $T_s$ , du vecteur tension de sortie, généré par les trois vecteurs  $v_x, v_y$  et  $v_z$ , représentant les sommets du secteur triangulaire contenant le vecteur  $v_s^*$ :

$$\overline{v_s} = v_s^* = m.V_{\max} e^{i\alpha} = dx.v_x + dy.v_y + dz.v_z \quad (\text{II.15})$$

Avec :

$\alpha$  : position angulaire du vecteur  $v_s^*$  à l'intérieur du secteur:  $\alpha = \theta[\pi/3]$ .

$dx = T_x/T_s$ ,  $dy = T_y/T_s$ ,  $dz = T_z/T_s$ ,

$T_s$  : période d'échantillonnage de l'onduleur.

$T_x, T_y, T_z$  : durées d'application des vecteurs  $v_x, v_y$  et  $v_z$  respectivement à la sortie de l'onduleur.

On a:

$$T_x + T_y + T_z = T_s \quad \text{et} \quad dx + dy + dz = 1 \quad (\text{II.16})$$

Dans ces conditions, l'ensemble des lieux possibles pour le vecteur  $v_s^*$  constitue la forme hexagonale délimitée par les six positions discrètes du vecteur tension de sortie  $v_s$  (Fig. II.6). Pour éviter les harmoniques de tension résultantes de la forme non circulaire de cet hexagone, on

impose au vecteur  $v_s^*$  de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone comme indiqué sur la (Fig. II.6). Ainsi, le module maximal admissible du vecteur  $v_s^*$  est : [34] [35]

$$V_{\max} = V_{dc} \cdot \cos \frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \quad (\text{II.17})$$

### II.2.9 Période d'échantillonnage

La période d'échantillonnage  $T_s$  représente une fraction minime de la période  $T$  des tensions de référence  $v_1^*$ ,  $v_2^*$  et  $v_3^*$ . Elle correspond à un intervalle de largeur  $(T_s/T) \cdot 2\pi$  sur le diagramme vectoriel, appelé intervalle d'échantillonnage. Cet intervalle est représenté par la partie hachurée de la (Fig. II.6). La fréquence d'échantillonnage  $(1/T_s)$  est beaucoup plus grande que la fréquence de la tension et du courant de sortie  $(1/T)$ . La qualité de la tension de sortie de l'onduleur s'améliore proportionnellement à la fréquence de commutation. En revanche, l'augmentation exagérée de la fréquence de commutation provoque des pertes excessives dans les interrupteurs de l'onduleur. Ainsi, on doit faire un compromis entre la qualité de la tension de sortie et la limitation des pertes dans les interrupteurs de l'onduleur [36].

### II.2.10 Séquence des états de l'onduleur

Les vecteurs  $v_x$ ,  $v_y$  et  $v_z$  utilisés pour décomposer le vecteur de sortie dépendent de la position du vecteur de référence  $v_s^*$  dans le plan  $d-q$ . Par exemple, pour le cas représenté à la (Fig.II.6), le vecteur  $v_s^*$  est contenu dans le premier secteur ( $S=1$  dans l'équation (II.14)), ce qui signifie que le vecteur  $v_x$  est celui généré par l'état **PNN** (appelé alors état  $X$ ), le vecteur  $v_y$  est celui généré par l'état **PPN** (appelé état  $Y$ ) et le vecteur  $v_z$  est celui généré par l'état **PPP** (appelé  $Z_1$ ) ou l'état **NNN** (appelé  $Z_2$ ). La (Fig. II.7) indique les états  $X, Y$  et  $Z$  pour chacun des six secteurs.

Pour déduire les rapports  $d_x$ ,  $d_y$  et  $d_z$ , on décompose l'équation (II.15) suivant les deux axes  $d$  et  $q$  (tableau(II.2)) .ce qui donne les deux équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} m \cos \alpha = d_x + \frac{1}{2} d_y \\ \frac{\sqrt{3}}{2} m \sin \alpha = \frac{\sqrt{3}}{2} d_y \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

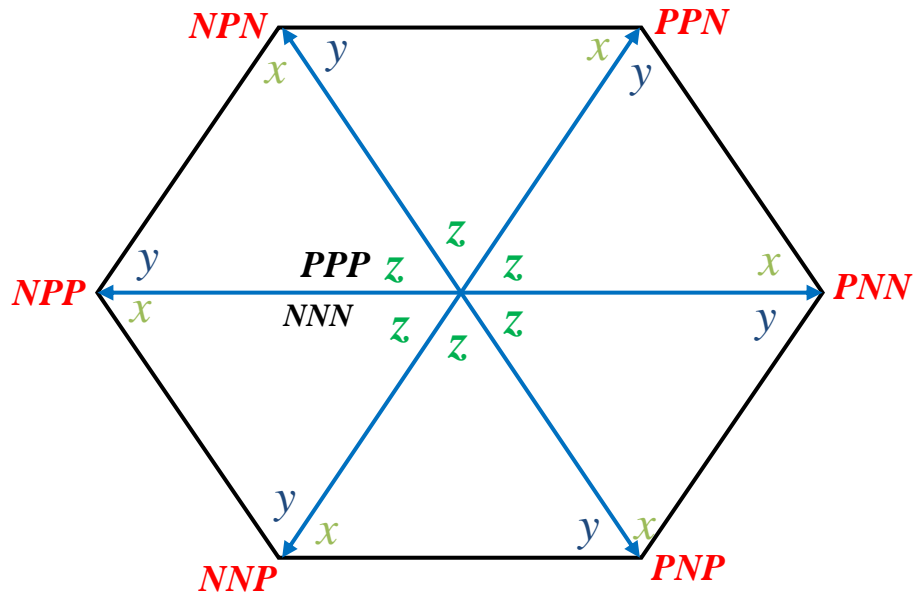


Fig.II.7 : Etats X, Y et Z pour chaque secteur.

La résolution du système des équations (II.16) et (II.18) permet de déterminer  $d_x$ ,  $d_y$  et  $d_z$ :

$$\begin{cases} d_x = m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ d_y = m \cdot \sin \alpha \\ d_z = 1 - d_x - d_y \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

L'équation (II.19) s'applique à tous les secteurs composant le diagramme vectoriel, étant donné que le repère stationnaire  $d - q$  peut être orienté sur n'importe quelle position discrète du vecteur tension  $v_s$ .

Ainsi, pour générer des tensions de sortie  $v_1$ ,  $v_2$  et  $v_3$  aussi proches que possible des tensions de référence  $v_1^*$ ,  $v_2^*$  et  $v_3^*$ , durant chaque période d'échantillonnage  $T_s$ , on applique l'état  $X$  pendant une durée  $d_x T_s$ , l'état  $Y$  pendant une durée  $d_y T_s$ , et l'état  $Z$  pendant le reste de la période  $d_z T_s$ . L'état  $Z$  peut prendre deux valeurs :  $Z_1 = PPP$  ou  $Z_2 = NNN$ . Les deux valeurs génèrent une tension de sortie identique et nulle. On peut choisir alors l'une ou l'autre des deux valeurs (pendant la durée  $d_z T_s$ ) pour générer la tension de sortie. Ce choix peut être géré par plusieurs critères. Un critère qui permet de minimiser le nombre des interruptions par période et d'améliorer la forme de la tension de sortie implique la séquence suivante des états durant chaque période d'échantillonnage [3] :

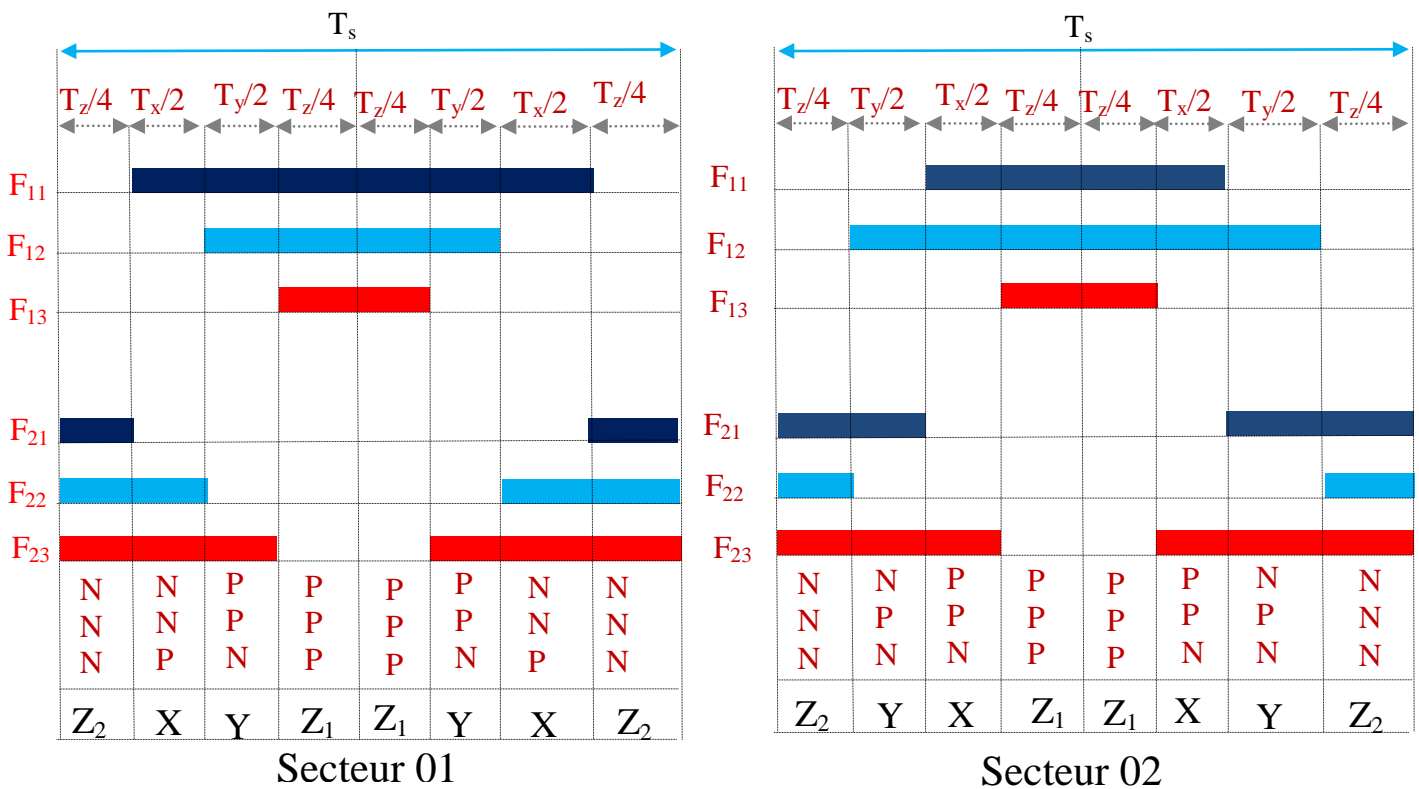
$$|Z_2 - X - Y - Z_1|Z_1 - Y - X - Z_2| \quad \text{si } S = 1, 2 \text{ ou } 5 \tag{I.20}$$

$$|Z_2 - Y - X - Z_1|Z_1 - X - Y - Z_2| \quad \text{si } S = 3, 4 \text{ ou } 6$$

Cette succession des états consiste à [3] [37] :

- appliquer les trois états dans un ordre donné durant la demi période, puis dans l'ordre inverse durant le reste de la période.
- d'appliquer les états  $Z_1$  et  $Z_2$  par alternance.
- d'utiliser le même état au début et à la fin de la période d'échantillonnage
- d'inverser l'ordre des états  $X$  et  $Y$  par alternance entre les six secteurs.

A partir de cette séquence des états, on déduit les fonctions logiques associées aux interrupteurs  $F_{ij}$ . Leurs formes sur une période d'échantillonnage dans les différents secteurs constituant le diagramme vectoriel sont indiquées sur la (Fig. III.8). On remarque que chaque interrupteur change son état deux fois seulement par période d'échantillonnage.



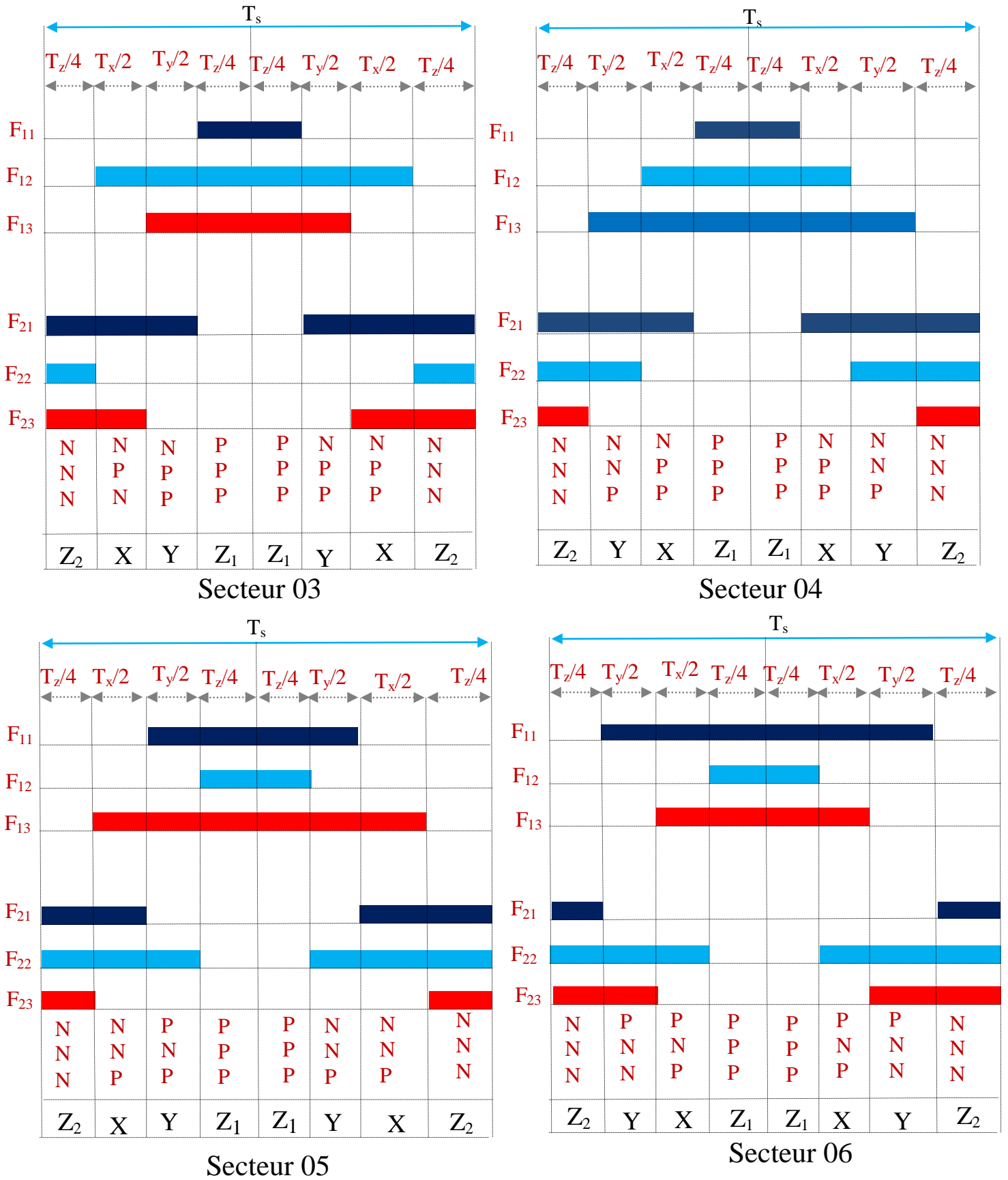


Fig.II.8 :Forme des fonctions logiques  $F_{ij}$  pour les six secteurs.

A partir de la (Fig. II.8), on déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage  $T_s$ , dans chacun des six secteurs. Ces durées sont résumées dans le tableau. II.3

Secteur	Interrupteur du haut $S_{11}, S_{12}$ et $S_{13}$	Interrupteur du bas $S_{21}, S_{22}$ et $S_{23}$
1	$S_{11} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{12} = T_y + T_z / 2$ $S_{13} = T_z / 2$	$S_{21} = T_z / 2$ $S_{22} = T_x + T_z / 2$ $S_{23} = T_x + T_y + T_z / 2$
2	$S_{11} = T_y + T_z / 2$ $S_{12} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{13} = T_z / 2$	$S_{21} = T_x + T_z / 2$ $S_{22} = T_z / 2$ $S_{23} = T_x + T_y + T_z / 2$
3	$S_{11} = T_z / 2$ $S_{12} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{13} = T_y + T_z / 2$	$S_{21} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{22} = T_z / 2$ $S_{23} = T_x + T_z / 2$
4	$S_{11} = T_z / 2$ $S_{12} = T_x + T_z / 2$ $S_{13} = T_x + T_y + T_z / 2$	$S_{21} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{22} = T_x + T_z / 2$ $S_{23} = T_z / 2$
5	$S_{11} = T_y + T_z / 2$ $S_{12} = T_z / 2$ $S_{13} = T_x + T_y + T_z / 2$	$S_{21} = T_x + T_z / 2$ $S_{22} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{23} = T_z / 2$
6	$S_{11} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{12} = T_z / 2$ $S_{13} = T_y + T_z / 2$	$S_{21} = T_z / 2$ $S_{22} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{23} = T_x + T_z / 2$

Tableau II.3: Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.

Le schéma bloc de la modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux est représenté à la (Fig.II.9). A partir des tensions de références  $v_1^*$ ,  $v_2^*$  et  $v_3^*$  on calcule le vecteur tension de référence  $v_s^*$ , et on déduit le taux de modulation  $m$  et la position angulaire  $\theta$  dans le diagramme vectoriel (équation(II.11)). On déduit par la suite le secteur  $S$  contenant le vecteur de référence (équation (II.14)), et on déduit les états  $X$ ,  $Y$  et  $Z$  à appliquer (Tableau II.1) et leur durées d'application pendant la période d'échantillonnage (équation(II.19)). A partir des états à appliquer, on déduit les états ouvert ou fermé des interrupteurs de chaque bras (équation. II.1), ainsi que leurs durées de fermeture (tableau II.3).

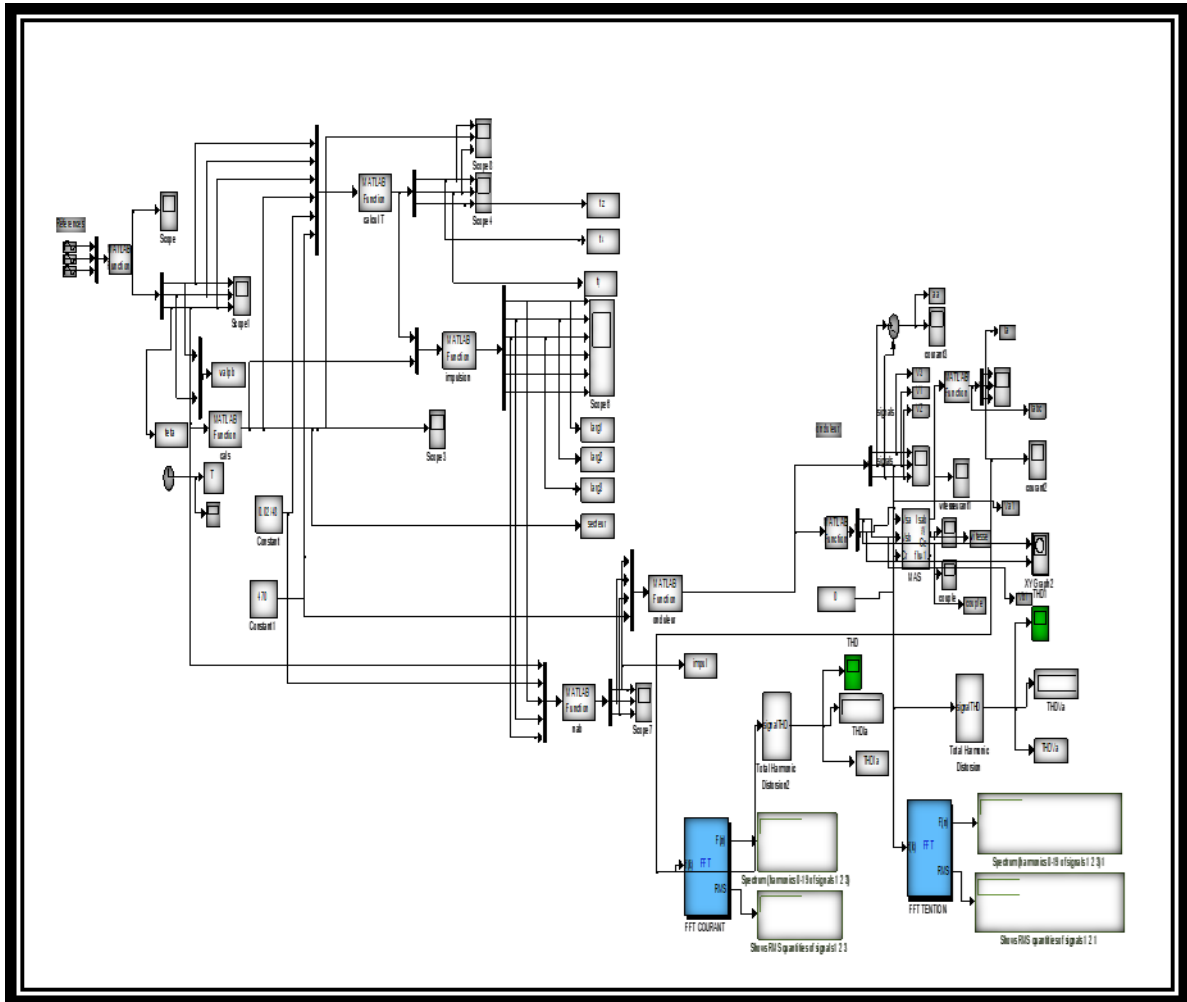


Fig.II.9: Le schéma bloc de la modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux .

## II.2.11. Simulation numérique

A l'aide de l'outil Matlab/Simulink, On simule l'association de l'onduleur à deux niveaux commandé par modulation vectorielle à une machine asynchrone triphasé (à cage) de puissance  $1.5 kW$ . Les paramètres de la machine sont indiqués dans le Tableau I.3 ( chapitre I ).

Pour pouvoir obtenir une tension de sortie de l'onduleur à l'échelle de la tension nominale de la machine (220V), on a besoin d'alimenter l'onduleur par une source continue de valeur  $V_{dc} = 470$  puisque l'amplitude maximale de la tension simple dépendent de la valeur de la tension continue ( $V_{max} = 2/3V_{dc} \Rightarrow \sqrt{2}.220 = 2/3V_{dc}$ )

La modulation vectorielle est caractérisée par le taux de modulation  $m$ , et l'indice de modulation  $N$ . On simule le système pour un taux de modulation  $m=0.8$  et une valeur de l'indice de modulation ( $N = 96$ ).

Dans le but d'appliquer la technique de commande par MLI vectorielle pour commander un onduleur de tension triphasée, on a développé un algorithme basé sur la séquence symétrique. Nous avons pris trois signaux de tensions sinusoïdales projetés sur les deux axes du plan ( $d - q$ ) par une transformation triphasé biphasé. A l'aide d'un sous-programme ( $d$  : axe des abscisses et  $q$  : axe des ordonnées), on aura les deux vecteur  $v_d$  et  $v_q$  qui compose le vecteur de référence.

Un autre sous-programme nous permet de déterminer l'angle  $\theta$  du vecteur de référence  $v_s^*$  par rapport à l'axe  $d$ , à partir des vecteurs  $v_d$  et  $v_q$  ainsi que le numéro du secteur dans lequel se trouve le vecteur de référence.

Nous avons développés un autre sous-programme pour calculer la largeur d'impulsion. Avant l'exécution de ce programme, on doit fixer les valeurs de l'Indice de modulation  $m$  et la tension de la source continue  $V_{dc}$  (au début de simulation).

Par l'intermédiaire d'un autre sous-programme, nous avons générés les signaux d'impulsions dans le but d'allumer les gâchettes des interrupteurs de l'onduleur, branché en parallèle avec un moteur à cage.

Les blocs de mesure de SIMULINK employés dans la simulation sont les suivants : bloc de Machines Measurement Demux, un bloc d'oscilloscope et un bloc de la FFT qui nous permet de faire l'analyse spectrale du courant statorique et de tension pour déterminer le THD.

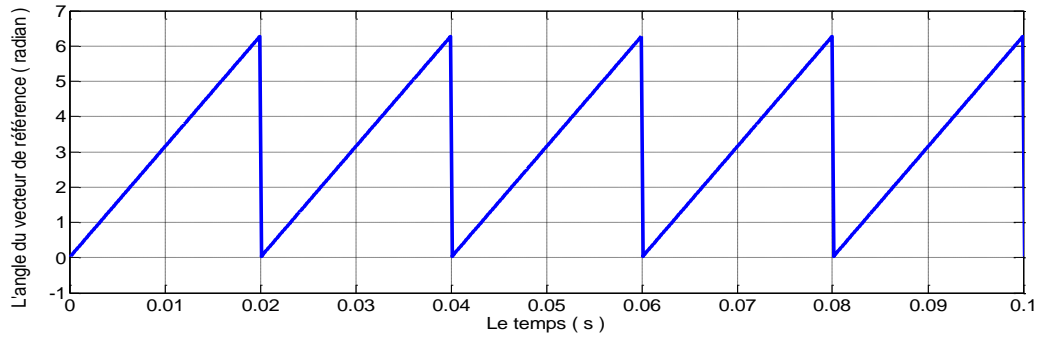
nous présentons les allures suivantes pour chaque loi de commande :

- Les tensions simples  $v_1, v_2, v_3$ .
- Les trois courants statoriques  $I_1, I_2, I_3$ .
- Le courant statorique  $I_1$  de la phase  $I$  en régime permanent
- Le spectre harmonique du courant  $I_1$  (à l'aide du bloc FFT).
- Le spectre harmonique du tension  $V_1$  (à l'aide du bloc FFT).
- La variation de THD de courant  $I_1$ .
- La variation de THD de tension  $v_1$ .
- Le couple électromagnétique.
- La vitesse du moteur asynchrone.

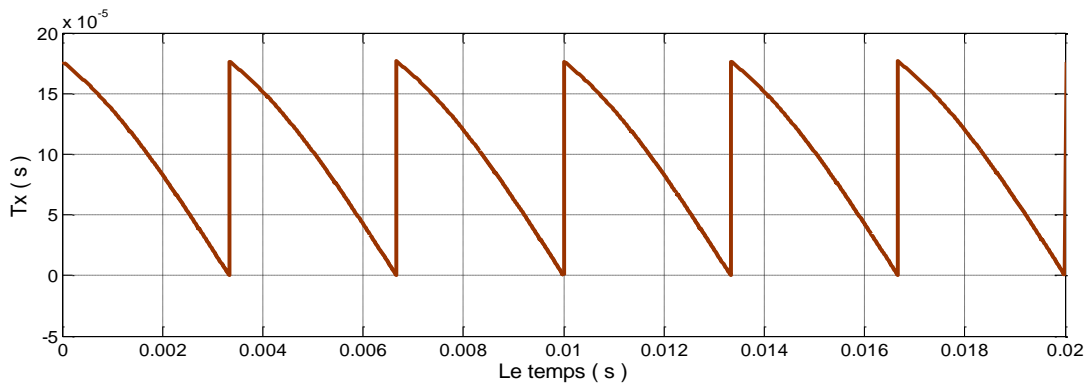
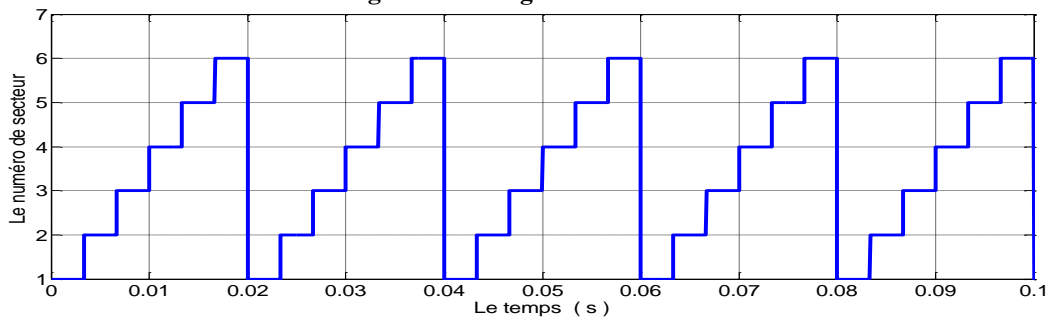
### II.2.12 Résultats de simulation

*NB : N étant L'indice de modulation, m :taux de modulation.*

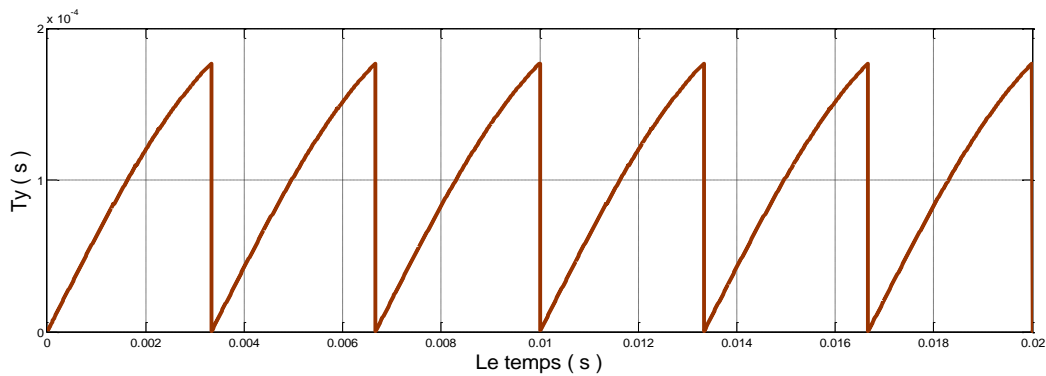
**Pour m=0.8 et N=96**



**Fig. II.10 :L'angle du vecteur de référence.**



**Fig.II.11 : Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps.**



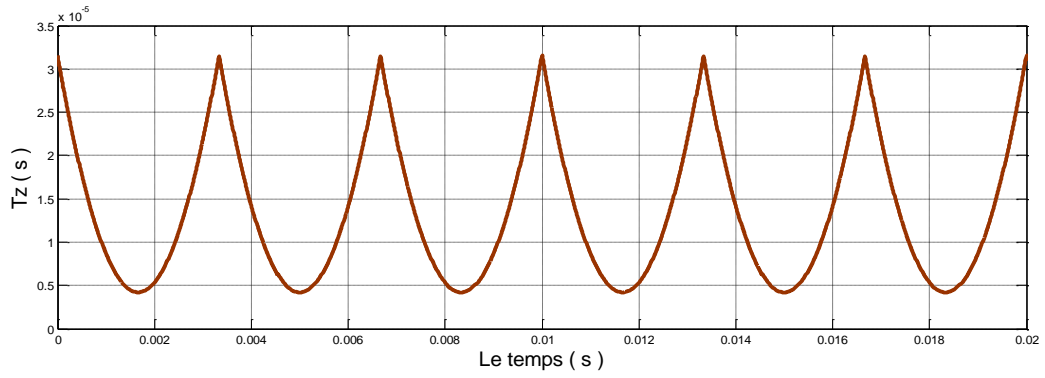


Fig.II.12 : les durées d'application des vecteurs  $v_x, v_y$  et  $v_z$  respectivement à la sortie de l'onduleur.

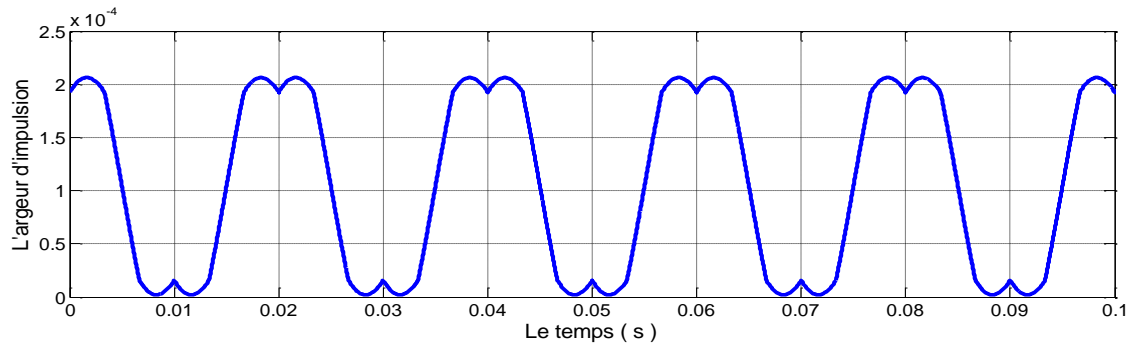


Fig.II.13 : La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche 1 de l'onduleur.

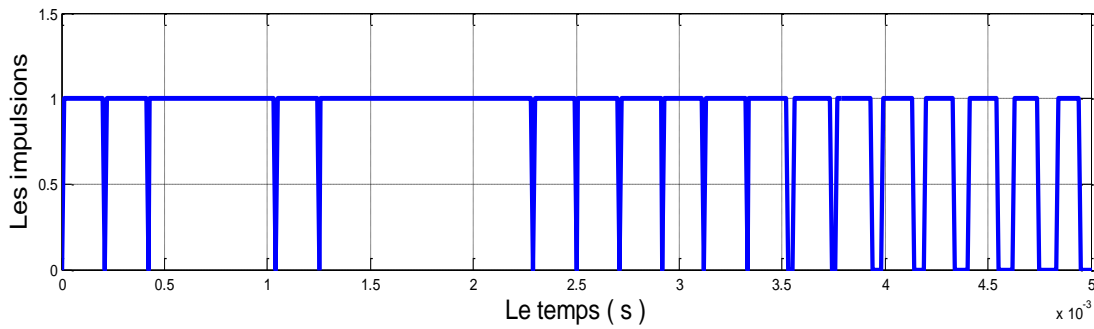
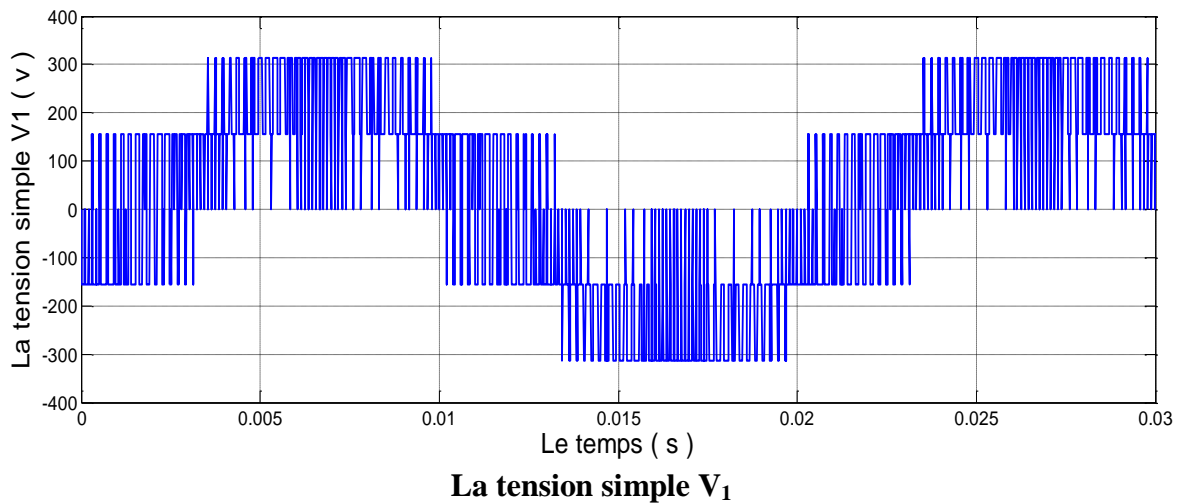
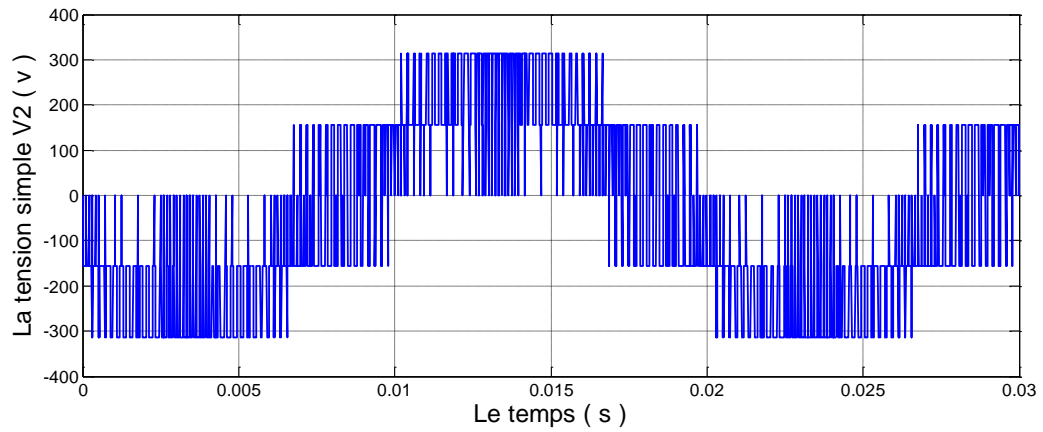


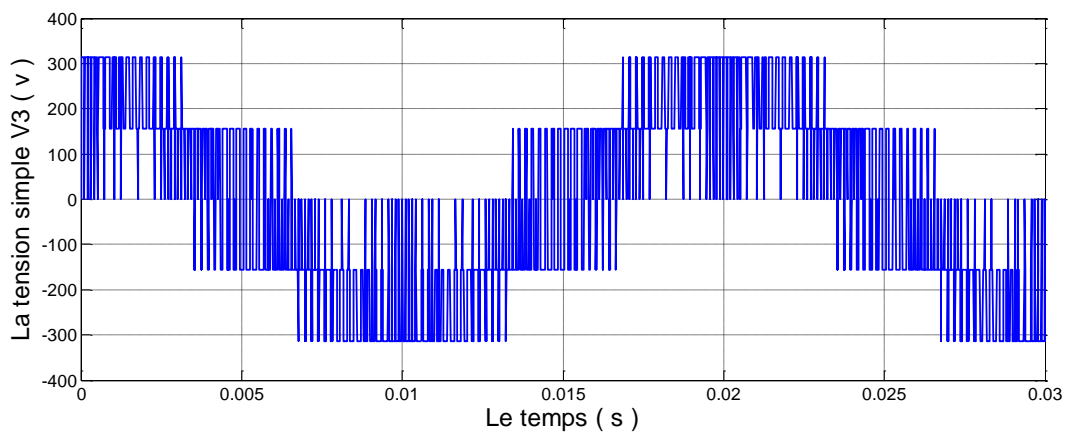
Fig.II.14 : Le signal d' impulsions  $S_{11}$ .



La tension simple  $V_1$



La tension simple  $V_2$



La tension simple  $V_3$

Fig.II.15: Les tensions simples  $V_1, V_2$  et  $V_3$  à la sortie de l'onduleur.

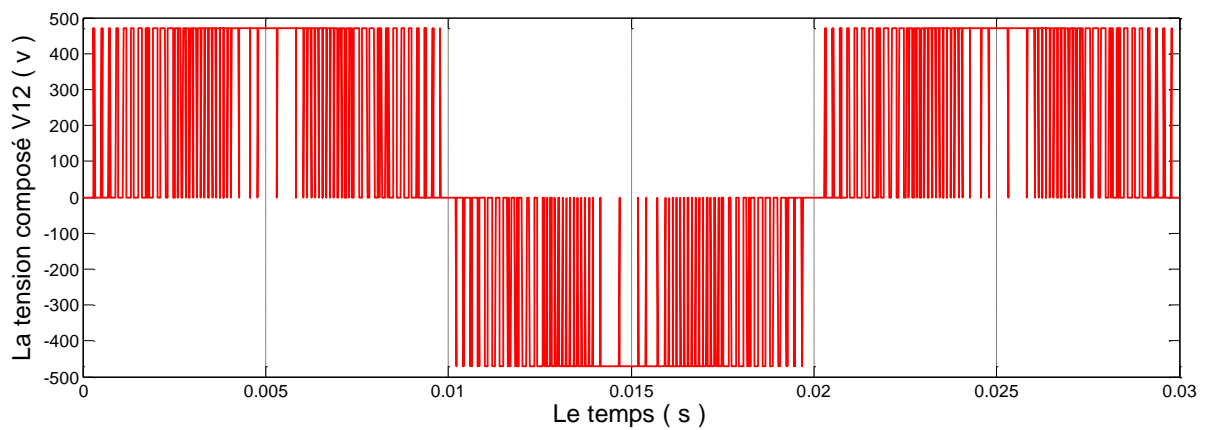
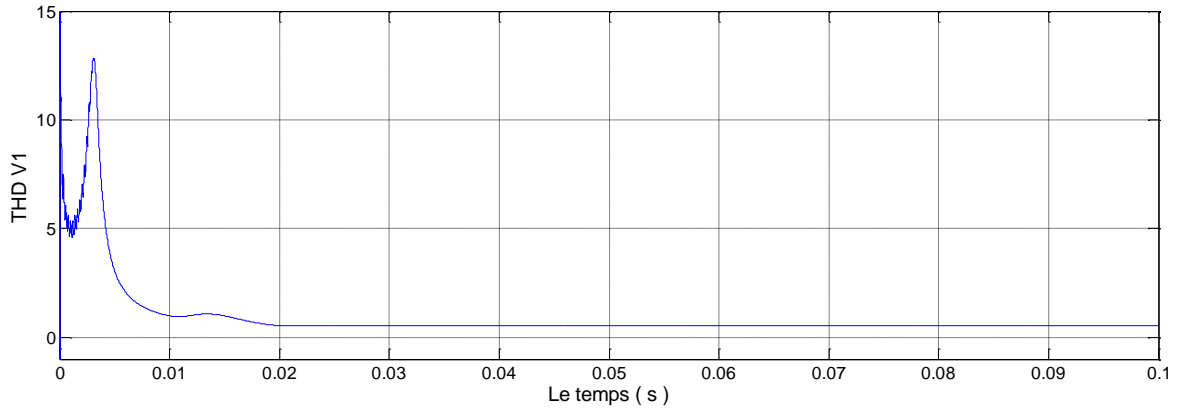
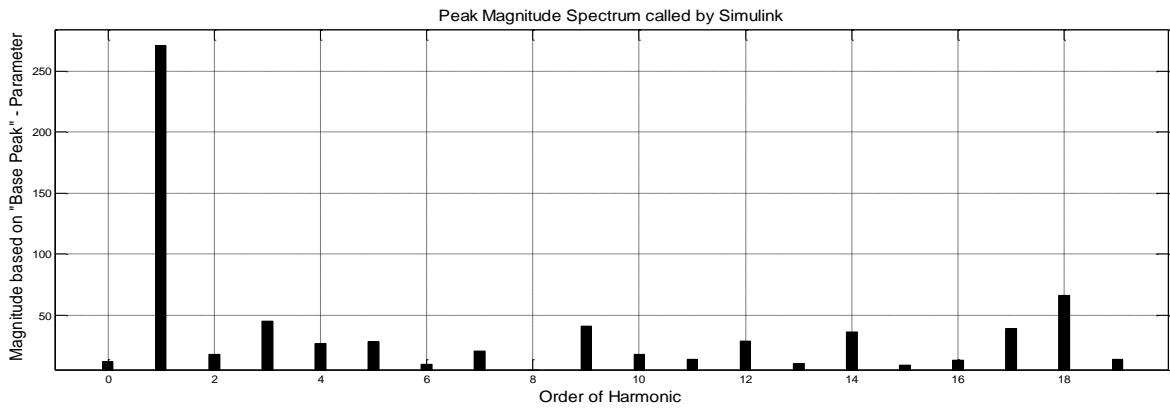


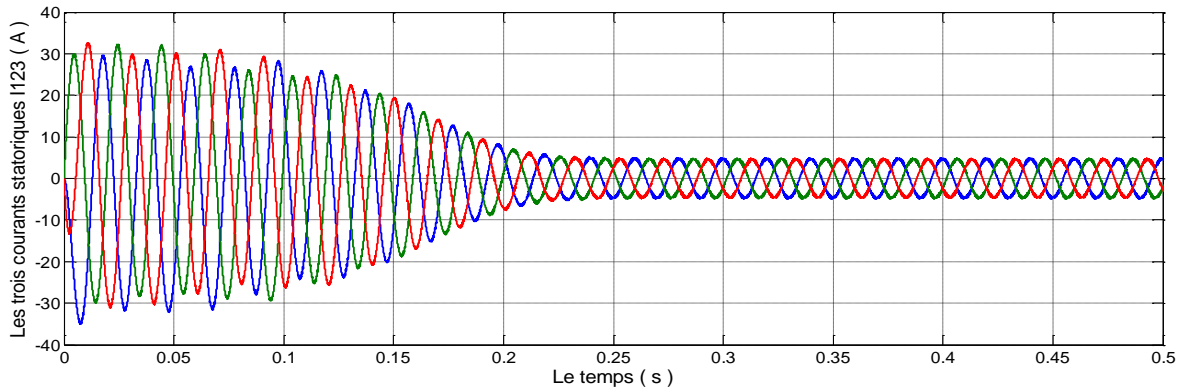
Fig.II.16: La tension composée  $V_{12}$ .



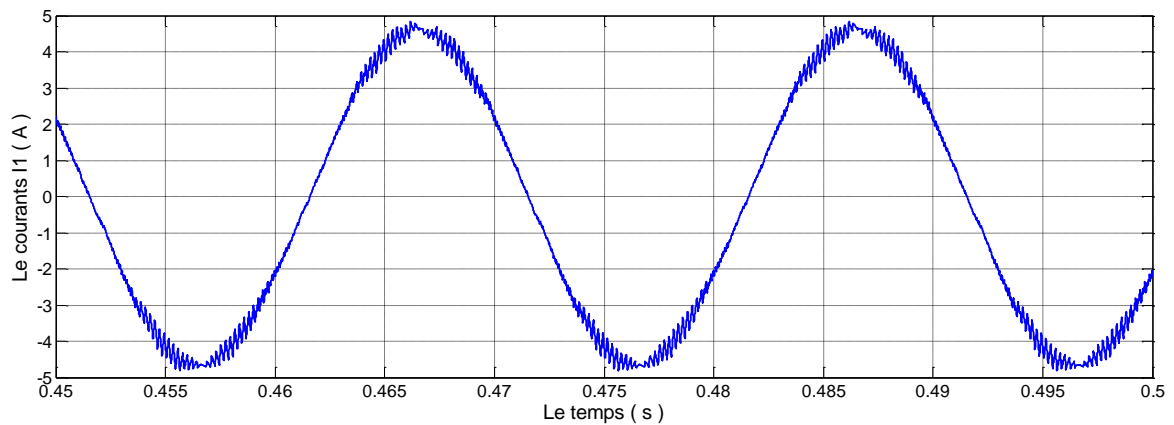
**Fig.II.17 : La distorsion totale des harmoniques  $THD_{V1}=0.544=54.4 \%$ .**



**Fig.II.18: Analyse spectrale du tension .**



**Fig.II.19: Les trois courant statoriques.**



**Fig.II.20 : Le courant statorique I1 de la phase 1 en régime permanent.**

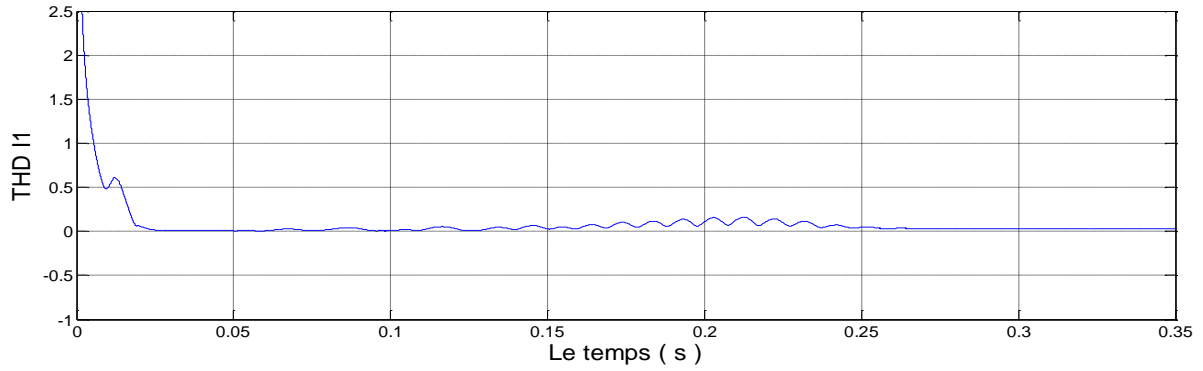


Fig. II.21 : La distorsion totale des harmoniques  $THD_{I1}=0.03275=3.275\%$  .

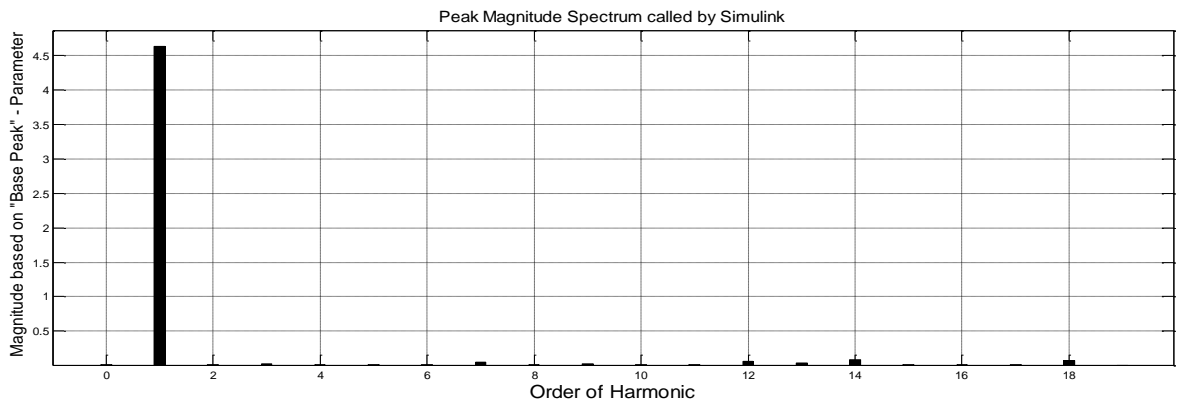


Fig.II.22 : Analyse spectrale du courant .

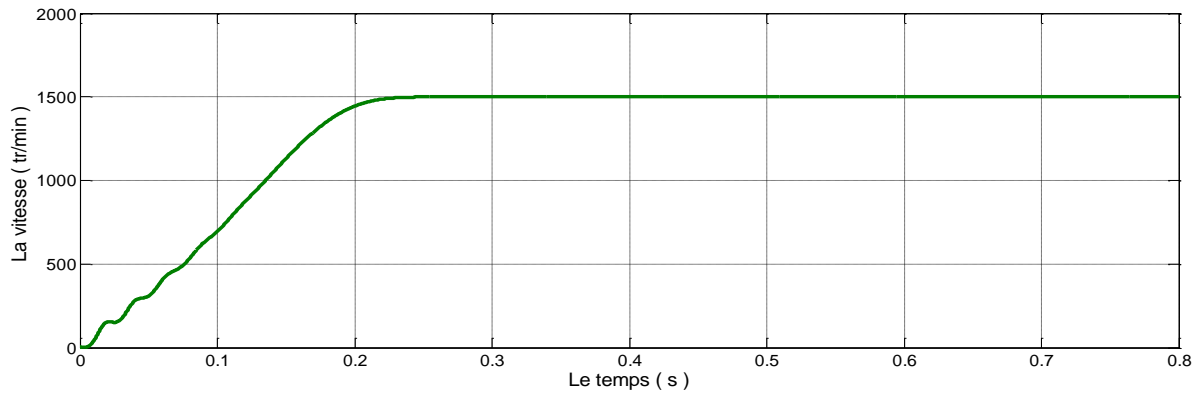


Fig.II.23 : La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent  $N=1500$  tr/min).

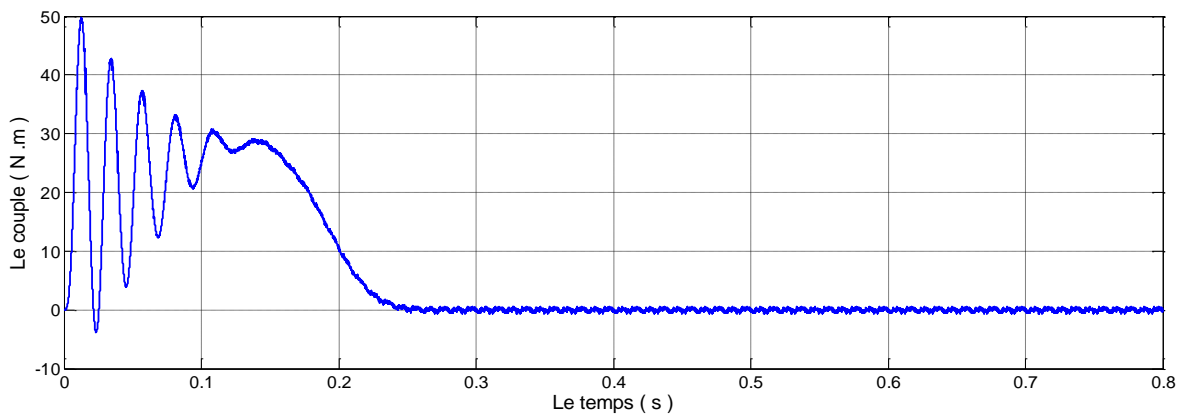


Fig.II.24: La variation de couple du moteur asynchrone ( $c_r=0$ Nm).

### II.2.13. Interprétation des résultats

après ces essais de simulation, On remarque que :

- la valeur de THD pour la tension de la phase 1 est ( 54.4% ) correspond à l'indice de modulation  $N=96$  et le taux de modulation  $m = 0,8$ .
- la valeur de THD pour le courant de la phase 1 est ( 3.275% ) correspond à l'indice de modulation  $N=96$  et le taux de modulation  $m = 0,8$ .
- la tension simple possède cinq niveaux et la tension composé possède trois niveaux de tension.
- Les 3 impulsions de commande contiennent  $N = 96$  créneaux, ces 3 impulsions de commande sont décalées entre elles de un tiers de période ( $2\pi/3$ ).
- On reconnaît le classique appel de courant au démarrage égal à 3 fois environ le courant nominal (le courant mesuré en A).
- Le couple monte jusqu'à plus de 50N.m. après disparition du régime transitoire, le couple tend vers couple résistant
- Les oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 1500 tr/mn puisque le moteur possède (2) paires de pôles.

## Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la modalisation et la modulation vectorielle d'un onduleur à deux niveaux, ce chapitre est pour la préparation pour le chapitre suivant (modalisation vectorielle à trois et à cinq niveaux) et nous trouve que La commande de l'onduleur par la technique MLI nous permet de se rapprocher du cas idéal c'est-à-dire de l'alimentation sinusoïdale.

***CHAPITER III :***  
***ONDULEURS MULTINIVEAUX :***  
***MODELISATION ET MODULATION***  
***VECTORIELLE***

## Introduction

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Capable de transformer l'énergie d'une source à tension continue en une énergie à tension alternative (DC/AC). Ils sont présents dans les domaines d'application les plus variés. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part sur le développement des composants 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 (MLI) [38], ainsi que les progrès réalisés dans le domaine de la micro-informatique. Malgré leurs avantages, les onduleurs conventionnels (à deux niveaux) sont limités aux applications de faibles et de moyennes puissances et basse tension seulement (1.4kV, 1MVA) et présentent d'autres inconvénients tels que [5] [31] :

- Mauvaise qualité de la tension de sortie avec un contenu spectral riche en harmoniques.
- Rayonnement électromagnétique important dû aux échelons de tension délivrés dont l'amplitude est égale à la totalité de la tension continue
- Pertes par conduction dans les semi-conducteurs qui dépendent du courant de charge. Pertes par commutation qui dépendent de la fréquence de commutation ce qui provoque leur échauffement.
- la détérioration prématurée des roulements causée par l'apparition des tensions homopolaires à l'arbre du moteur.

Les limites technologiques sont dues principalement aux limites des semi-conducteurs utilisés actuellement. Leur tenue en tension (la tension maximale qu'ils peuvent supporter à leurs bornes) limite la tension de l'étage continu du convertisseur et le courant maximal qu'ils peuvent couper ce qui limite la puissance disponible.

Pour remédier à ces inconvénients, la solution naturelle consiste à utiliser un convertisseur statique est dit « multiniveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. réalisés par la mise en série des éléments semi-conducteurs. Parmi les topologies multiniveaux les plus répondues on peut évoquer la structure dite à diodes flottantes.

Plusieurs groupes de recherche ont proposé son application dans le domaine de la traction électrique, de la transmission en C.C, et dans la compensation de la puissance réactive [5].

Les onduleurs multiniveaux à diodes flottantes présentent plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci-dessous [7] [5] [8] :

- Une tension de sortie possédant une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur conventionnel.

- Permet d'éviter l'insertion d'un filtre en sortie de l'onduleur ou tout au moins une réduction de son coût et de son volume puisque l'augmentation de la fréquence apparente de découpage permet d'augmenter la fréquence de coupure du filtre.
- Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie.
- Elle est configurable de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur.

La topologie à diodes flottantes présente également plusieurs limitations, parmi lesquelles [7] [8] [5] :

- Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs devient très difficile, car il est intimement lié au facteur de puissance de la charge et l'indice de modulation .
- L'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes de clamp.
- L'inégalité de commutations entre interrupteurs situés à l'extérieur de la structure par rapport aux Autres.
- Le nombre de semi-conducteurs nécessaires à la réalisation de ces topologies augmente avec le nombre de niveaux désirés, ce qui résulte une augmentation du cout de réalisation.
- La complexité de leur structure et leur commande s'en trouve augmentée et leur fiabilité relativement réduite.

Dans ce chapitre nous rappelons sur les différents topologie d'un onduleur multiniveaux après nous abordons à la modélisation et modulation vectorielle d'un onduleur à trois et à cinq niveaux.

### **III.1. Les principales topologies d'onduleur multiniveaux**

Le concept de convertisseur multiniveaux peut être mis en œuvre par différentes structures, La caractéristique commune de celle-ci sera sa capacité à fournir une forme d'onde qui puisse prendre plus de deux niveaux en sortie du convertisseur. Ainsi plusieurs structures de convertisseurs multiniveaux ont été proposées.

Les trois topologies qui attirent le plus d'intérêts sont les suivantes [32] [2] [8] :

- Les convertisseurs à diodes flottantes (NPC – Neutral point Clamped).
- onduleur a capacités flottantes (multicellulaire série).
- Les onduleurs multiniveaux en cascade .

### III.1.1 Les onduleurs multiniveaux en cascade

Bien que les origines des études traitant des onduleurs délivrant en sortie des tensions ayant plusieurs niveaux remontent au milieu des années 70, ce n'est qu'au début des années 80 que l'appellation "multiniveaux" est apparue pour la première fois, et ce avec l'introduction de l'onduleur à trois niveaux [33] [8] [39]. En effet, en 1975 La première structure multiniveaux a été proposée : un onduleur multiniveaux en cascade, l'onduleur en cascade appelé aussi à sources séparées. en anglais cascade Full-Bridge with separate DC sources constituée par en la mise en série de deux ponts à deux niveaux monophasés, ces ponts étant connectés à des sources de tension continues (Chaque pont a sa propre alimentation à courant continu) [6] . Ces sources sont galvaniquement isolées les unes des autres, afin d'éviter un court-circuit lors de leurs mises en série. Après, cette structure a été étendue à N-niveaux par l'ajout de plusieurs ponts en série [40]. La (Fig.III.1.) montre le circuit électrique d'une onduleur à multi niveau en cascade .

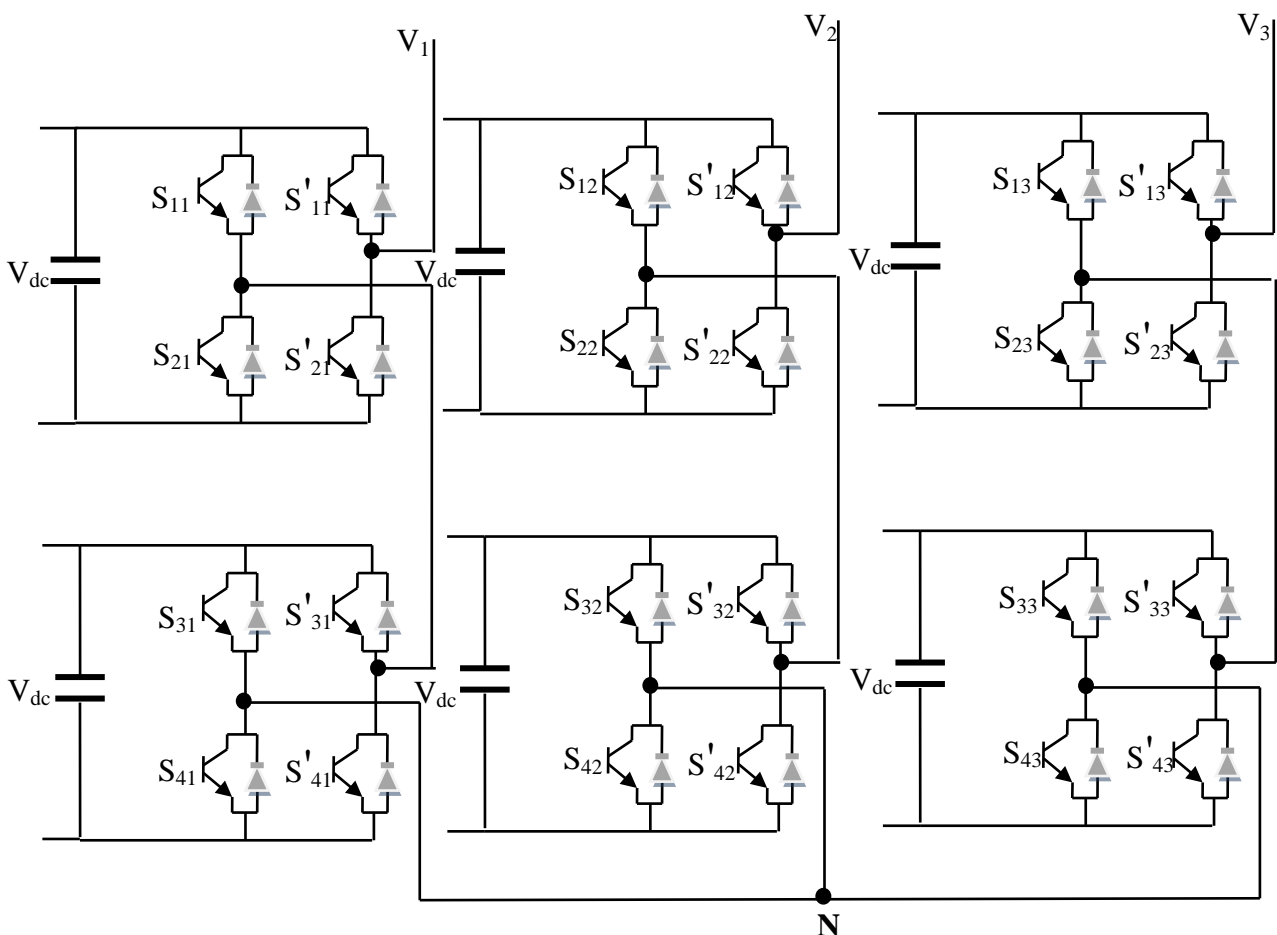


Fig.III.1 : Onduleur multiniveaux en cascade .

### III.1.2 Onduleur à capacités flottantes (multicellulaire série)

La topologie d'un onduleur multiniveaux à capacités flottantes aussi appelé convertisseur multicellulaire série, il est également connue sous l'application « flying capacitors multilevel inverter » dans la littérature anglo-saxonne, est apparu au début des années 90 [32] [41]. Les interrupteurs de chaque phase sont reliés par des condensateurs pour pouvoir appliquer différents niveaux de tension à la sortie. Le schéma de principe de cette topologie, a été proposée par Thierry A. Meynard et Henri Foch [NPC] (Brevet du Laboratoire LEEI à Toulouse).en 1992 [34]. Par rapport à l'onduleur en cascade , cet onduleur a l'avantage d'utiliser un nombre plus réduit des composants , et de réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance cette topologie limite naturellement les contraintes en tension imposées aux composants de puissance (faible valeur de  $dv/dt$  aux bornes des composants) [2] [5]. Mais il exige d'équilibrer les tensions des capacités des trois bras, ce qui complique son circuit de commande. En plus, il présente le risque d'avoir une résonance parasite entre les différentes capacités [7] [3]. La (Fig.III.2.) montre le circuit électrique d'une onduleur à capacités flottantes.

### III.1.3. Les onduleurs à diodes flottantes (NPC : Neutral Point Clamped)

La première structure d'onduleurs multiniveaux à apparaître est le NPC (Neutral Point Clamped) à trois niveaux, proposé par: Akira Nabae et H. Akagi en 1981 dans [29] [8] . puis elle est généralisée à  $N$  niveaux. L'extension de cette topologie, aux niveaux supérieurs à trois, a permis l'apparition de la topologie d'onduleur multiniveaux à diodes flottantes (Diode Clamped Inverter) .L'application NPC et son extension aux convertisseurs multiniveaux [32]. Cette structure est la plus utilisée. On associe à chaque phase des diodes appelées diodes flottantes, qui sert à appliquer les différents niveaux de tension de la source continue. Par rapport à l'onduleur à capacités flottantes, on n'a pas besoin d'utiliser des capacités pour chaque phase, ce qui élimine les risques des résonances parasites. Néanmoins, Il se pose le problème d'équilibrage des tensions aux bornes des capacités de source continue. La résolution de ce problème est plus simple dans le cas de l'onduleur à diodes flottantes par rapport au cas de l'onduleur à capacités flottantes, vu le nombre réduit des capacités utilisées [3] [42].

A la suite de ce travail, on se limite à l'étude de l'onduleur multiniveaux à diodes flottantes. La (Fig.III.3). montre le circuit électrique d'une onduleur à diodes flottantes.

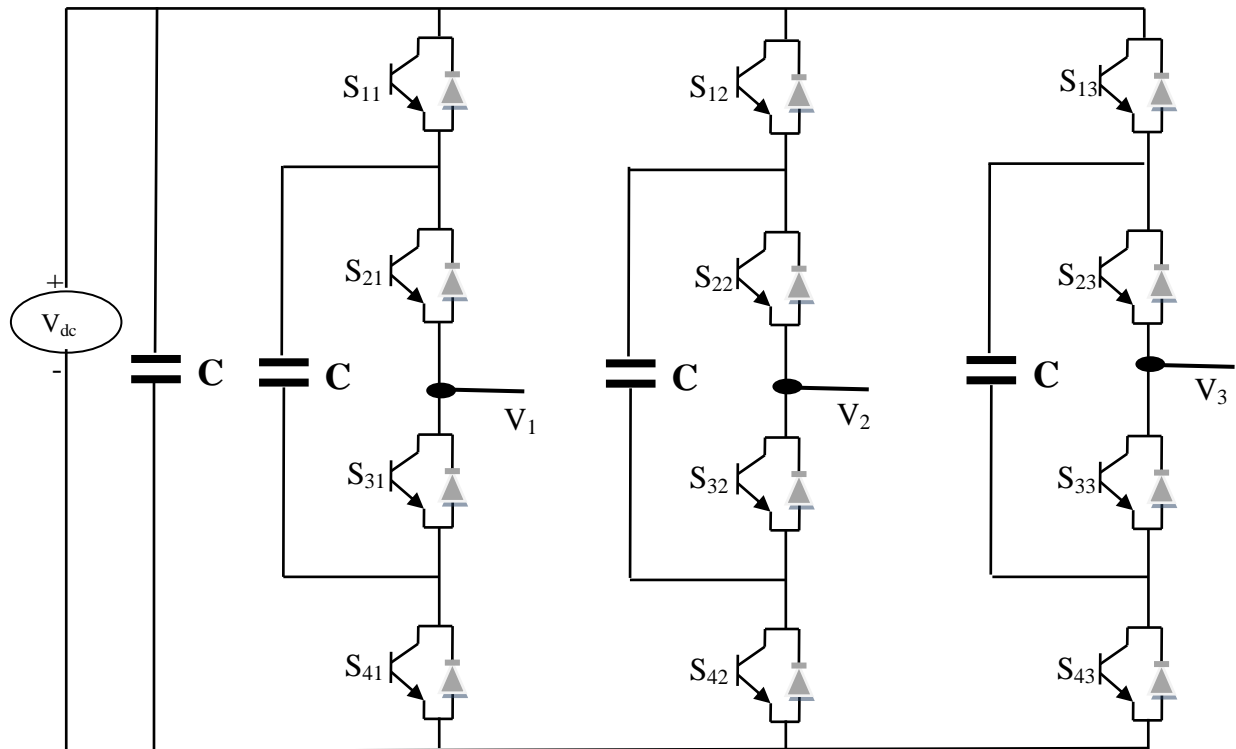


Fig.III.2: Onduleur multiniveaux à capacités flottantes.

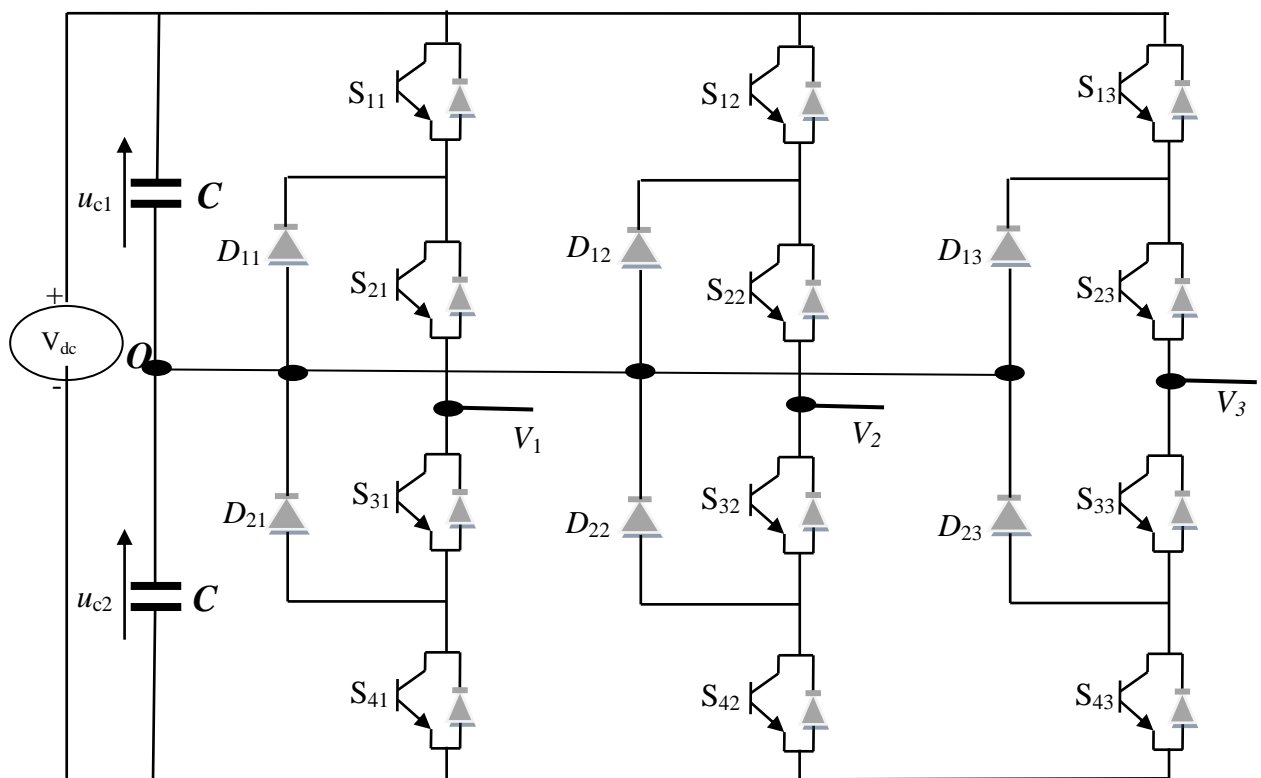


Fig.III.3: Onduleur à trois niveaux à diodes flottantes.

## III.2 Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux

### III.2.1 Structure générale de l'onduleur à trois niveaux

La (fig.III.3). représente la structure générale de l'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes . Cette dernière se composé de trois bras (1, 2 et 3) chaque bras ayant quatre interrupteurs bidirectionnels ( $S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}$  et  $S_{4x}$ ) avec  $x$  : indice du bras) réalisés par la mise en antiparallèle d'un transistor et une diode. Pour éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture de la charge alternative à la sortie. et deux diodes de clamp ( $D_{1x}$  et  $D_{2x}$ ) connectées au point milieu du bus continu. on doit éviter de fermer ou d'ouvrir simultanément les quatre interrupteurs [3] [43]. La tension totale du bus continu vaut  $V_{dc}$  dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux condensateurs qui possèdent alors une tension  $u_c = V_{dc} / 2$  à leurs bornes (c'est l'hypothèse que l'on retiendra dans cette section).

### III.2.2 Fonctions de commutation

Pour chaque interrupteur  $S_{ij}$  ( $i = 1, 2, 3$  et  $4$   $j = 1, 2$  et  $3$ ) on définit une fonction de commutation  $F_{ij}$  de la manière suivante:

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

### III.2.3 Commande complémentaire des interrupteurs

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires deux à deux:

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-2)j} \quad i = 3, 4 \quad j = 1, 2, 3 \quad (\text{III.2})$$

### III.2.4 Etats d'un bras de l'onduleur

Les états possibles d'un seul bras de quatre interrupteurs est de  $2^4 = 16$  états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et de 1 suivant l'état des interrupteurs  $S_{x1}, S_{x2}, S_{x3}$  et  $S_{x4}$ . L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur montre l'existence de quatre configurations possibles, dont une est inutile, c'est là où les deux interrupteurs  $S_{x1}$  et  $S_{x4}$  sont commandés puisqu'elle déconnecte totalement la charge de la source continue [5]. Donc il reste trois états utiles définis comme suit :

**Etat P:** Les deux interrupteurs du haut  $S_{1x}$  et  $S_{2x}$  ( $x=1,2$  ou 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du bas  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  ( $x=1,2$  ou 3) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est ( $v_{xo} = v_{dc} / 2$ ). Si le courant  $i_x$  est positif, il passera par les deux transistors, ou par les deux diodes antiparallèles s'il est négatif.

**Etat O :** Les deux interrupteurs du milieu  $S_{2x}$  et  $S_{3x}$  ( $x=1,2$  ou 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs des extrémités  $S_{1x}$  et  $S_{4x}$  ( $x=1,2$  ou 3) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est ( $v_{xo} = 0$ ). Si le courant  $i_x$  est positif, il passera par le transistor  $S_{2x}$ , et la diode de clamp  $D_{1x}$  ou par le transistor  $S_{3x}$ , et la diode de clamp  $D_{2x}$  s'il est négatif

**Etat N:** Les deux interrupteurs du bas  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  ( $x=1,2$  ou 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du haut  $S_{1x}$  et  $S_{2x}$  ( $x=1,2$  ou 3) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est ( $v_{xo} = -V_{dc} / 2$ ). Si le courant  $i_x$  est négatif, il passera par les deux transistors  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$ , ou par les deux diodes principales s'il est positif.

Les autres configurations sont à éviter, car [2] [ 5]:

- Soit, elles provoquent le court-circuit des sources continues ( $u_{c1}, u_{c2}$  ou  $V_{dc}$ ).
- Soit, elles n'assurent pas la connexion de la charge au point neutre des sources continues.

La correspondance entre les états du bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie est résumée au tableau( III.1).

On définit pour chaque bras ( $j$ ) trois fonctions de connections, correspondantes au trois états du bras:

$$\begin{aligned} F_{c1j} &= F_{1j} \cdot F_{2j} \\ F_{c2j} &= F_{2j} \cdot F_{3j} \\ F_{c3j} &= F_{3j} \cdot F_{4j} \end{aligned} \quad j = 1, 2, 3 \quad (\text{III.3})$$

Etat du bras	Etat d'interrupteurs du bras				Tension de sortie $v_{xo}$
	$S_{1x}$	$S_{2x}$	$S_{3x}$	$S_{4x}$	
<b>P</b>	1	1	0	0	$V_{dc} / 2$
<b>O</b>	0	1	1	0	0
<b>N</b>	0	0	1	1	$-V_{dc} / 2$

Tableau III.1: Etats d'un bras de l'onduleur ( $x = 1, 2$  ou 3).

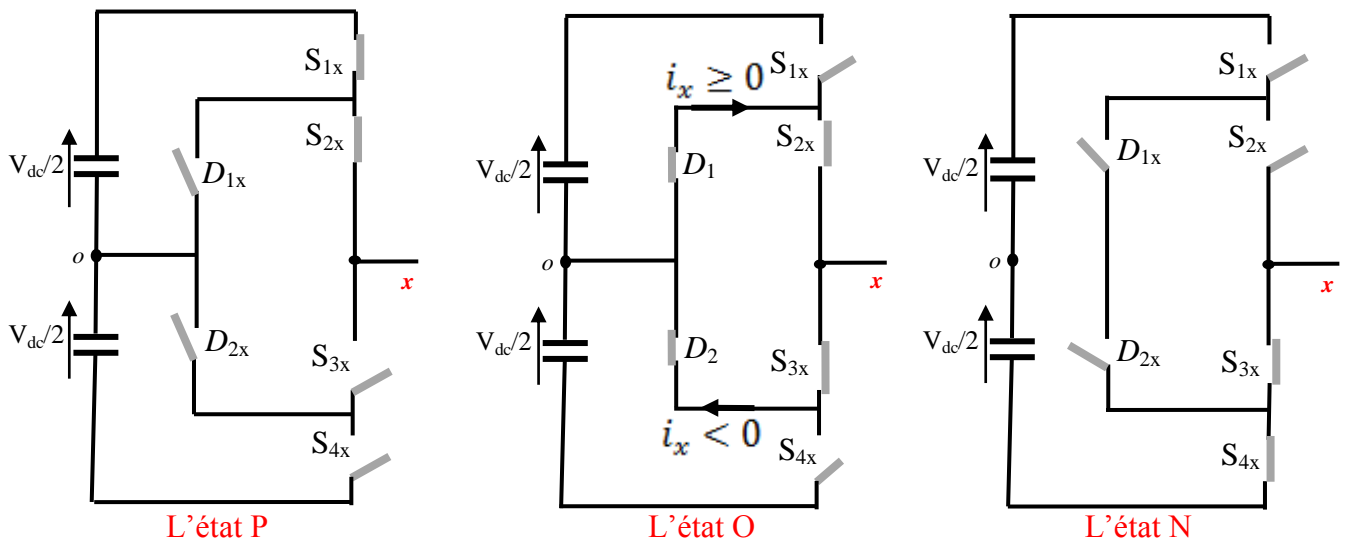
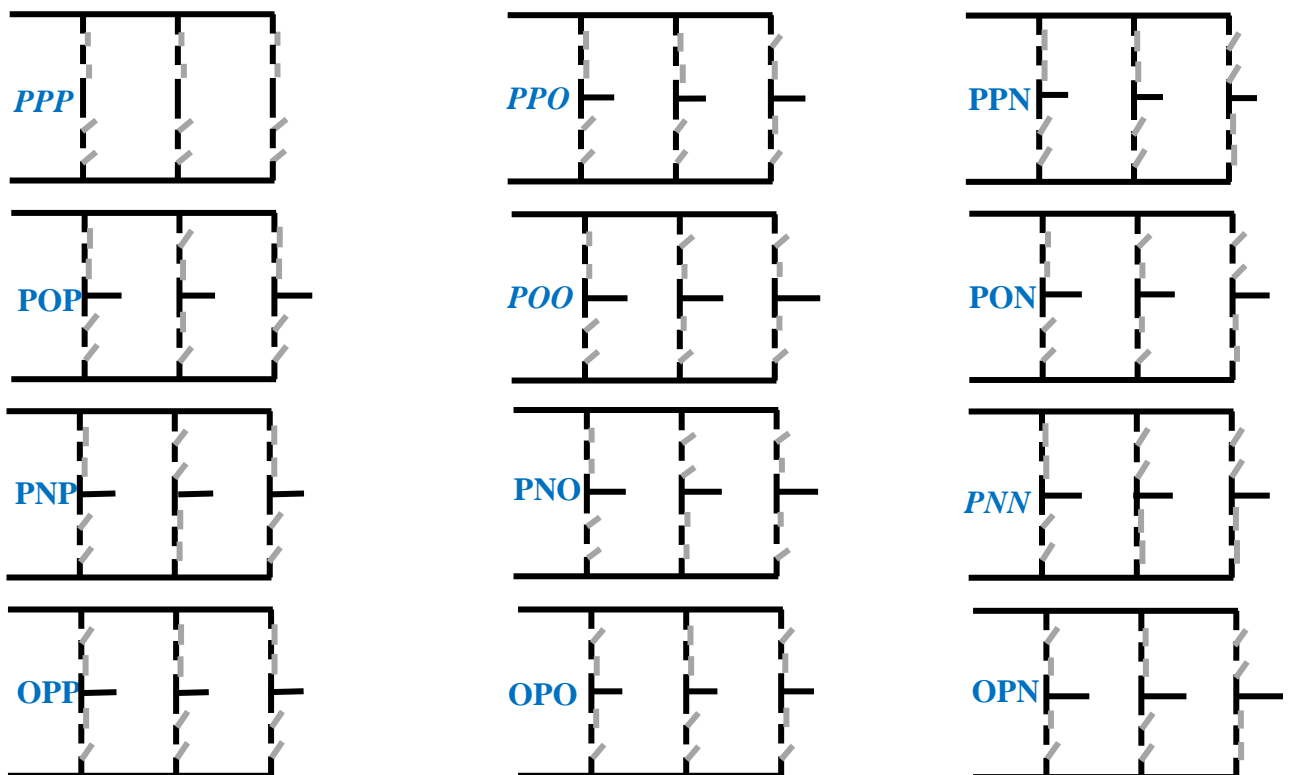


Fig.III.4: Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux .

### III.2.5 Etats de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur peut prendre trois états. Ainsi l'onduleur triphasé a  $3^3 = 27$  états possibles [44]. Ces états sont identifiés en indiquant les états des trois bras. Par exemple, l'état (**PON**) indique que le premier bras est à l'état (**P**), le deuxième est à l'état (**O**), et le troisième est à l'état (**N**). La ( Fig.III.5). résume les états de l'onduleur triphasé à trois niveaux:



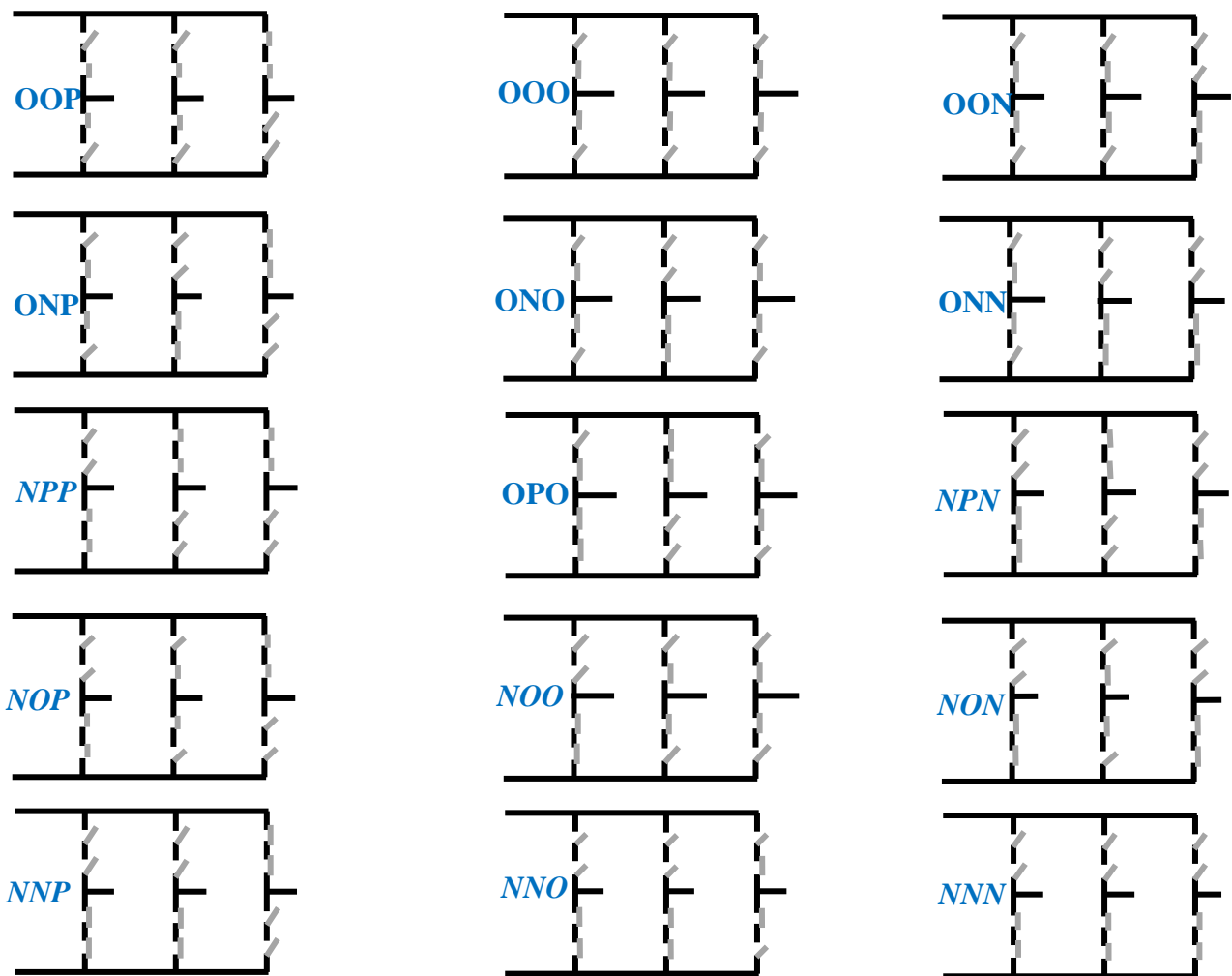


Fig.III.5: Etats de l'onduleur.

### III.2.6 Tensions de sortie

Les tensions de sortie par rapport au point neutre de la source continue (o) sont exprimées par:

$$\begin{pmatrix} v_{1o} \\ v_{2o} \\ v_{3o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc} / 2 \\ 0 \\ -V_{dc} / 2 \end{pmatrix} \quad (III.4)$$

A un instant donné, une seule des trois fonctions de connexions des bras prend la valeur (1). Les autres fonctions sont à (0). Ainsi, on peut avoir trois niveaux de tension pour chacune des tensions  $v_{1o}$ ,  $v_{2o}$  et  $v_{3o}$ , ce qui est à l'origine de l'appellation : *onduleur à trois niveaux*.

Les tensions composées entre les phases de la charge sont :

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{1o} - v_{2o} \\ v_{2o} - v_{3o} \\ v_{3o} - v_{1o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c12} & F_{c21} - F_{c22} & F_{c31} - F_{c32} \\ F_{c12} - F_{c13} & F_{c22} - F_{c23} & F_{c32} - F_{c33} \\ F_{c13} - F_{c11} & F_{c23} - F_{c21} & F_{c33} - F_{c31} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc} / 2 \\ 0 \\ -V_{dc} / 2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Dans le cas d'une charge équilibrée, les tensions de sortie par rapport au neutre de charge sont exprimées par :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{c11} - F_{c12} - F_{c13} & 2F_{c21} - F_{c22} - F_{c23} & 2F_{c31} - F_{c32} - F_{c33} \\ 2F_{c12} - F_{c11} - F_{c13} & 2F_{c22} - F_{c21} - F_{c23} & 2F_{c32} - F_{c31} - F_{c33} \\ 2F_{c13} - F_{c11} - F_{c12} & 2F_{c23} - F_{c21} - F_{c22} & 2F_{c33} - F_{c31} - F_{c32} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc} / 2 \\ 0 \\ -V_{dc} / 2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.6})$$

### III.2.7 Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel

On rappelle le vecteur tension de référence, défini par les équations :

$$v_s = v_{1o} e^{j0} + v_{2o} e^{-j2\pi/3} + v_{3o} e^{j2\pi/3} \quad (\text{III.7})$$

$$= v_d + j.v_q$$

$v_d$  et  $v_q$  sont les composantes du vecteur  $v_s$  dans le plan  $d-q$ .

Ces composantes peuvent être exprimées en fonction des fonctions de connexions par la relation suivante:

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \sqrt{2/3} V_{dc} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c31} \\ F_{c12} - F_{c32} \\ F_{c13} - F_{c33} \end{pmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Ce vecteur prend dix-huit positions discrètes dans le plan  $d-q$  suivant les états de l'onduleur. Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de l'onduleur (Fig.III.6). Ils sont rangées sur deux hexagones: douze positions sur l'hexagone externe (correspondantes aux états ((**PNN**, **PON**, **PPN**, **OPN**, **NPN**, **NPO**, **NPP**, **NOP**, **NNP**, **ONP**, **PNP** et **PNO**)), six positions sur l'hexagone interne (correspondantes aux états ((**POO-ONN**), (**PPO-OON**), (**OPO-NON**), (**OPP-NOO**), (**OOP-NNO**) et (**POP-ONO**)), en plus d'une position à l'origine du diagramme, correspondante aux états (**PPP**, **OOO** et **NNN**). Chaque position sur l'hexagone interne est produite par deux états distincts. Ces états sont appelés *états redondants*, et les vecteurs correspondants sont appelés *vecteurs redondants*. Les positions discrètes du vecteur de tension de sortie  $v_s$  divise le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires, les sommets de ces secteurs triangulaires étant l'origine du diagramme vectoriel et les apex de l'hexagone externe.

Chaque secteur est composé de quatre régions triangulaires (Fig. III.7). On a ainsi (24) régions dans la totalité du diagramme vectoriel [43].

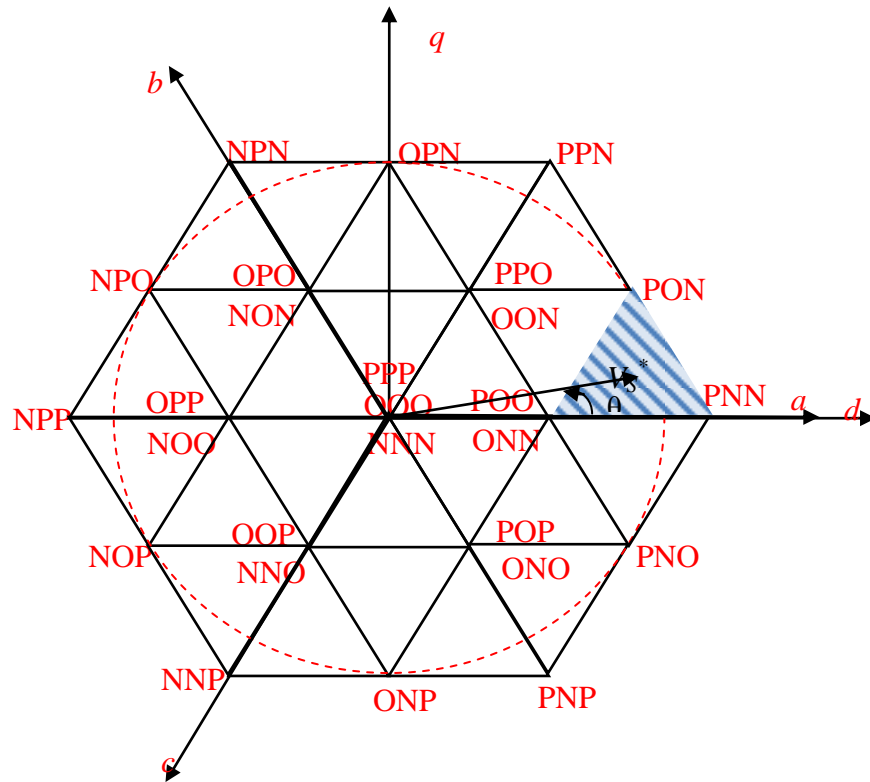


Fig.III.6: Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.

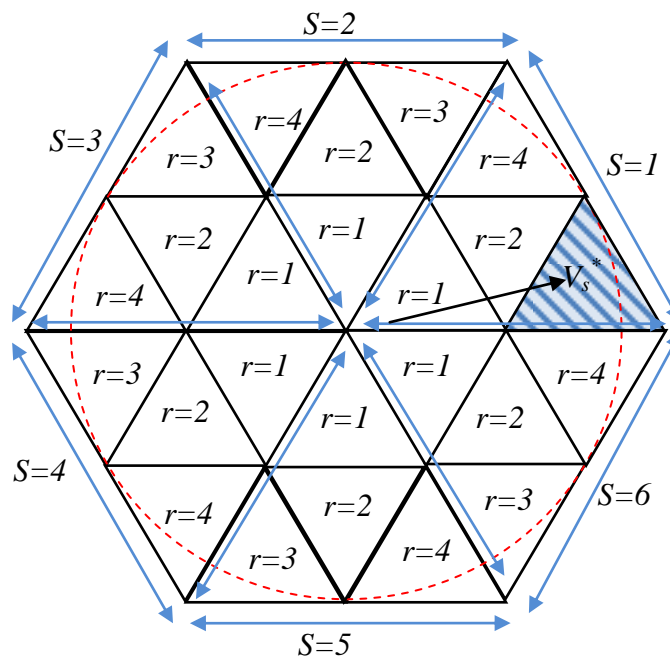


Fig.III.7: Secteurs et régions du diagramme vectoriel.

Le tableau (III.2) représente les projection des vecteurs  $v_x$ ,  $v_y$  et  $v_z$  sur les deux axe  $v_d$  et  $v_q$  :

secteur	région	projection sur L'axe $d$			projection sur L'axe $q$		
		$v_x$	$v_y$	$v_z$	$v_x$	$v_y$	$v_z$
1	1	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/4$	0	0	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	0
	2	$V_{dc}/4$	$V_{dc}/2$	$3/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	0	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
	3	$V_{dc}$	$3/4V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	0	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	0
	4	$3/4V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
2	1	$1/4V_{dc}$	$-1/4V_{dc}$	0	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	0
	2	$-1/4V_{dc}$	$1/4V_{dc}$	0	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
	3	$1/2V_{dc}$	0	$1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
	4	0	$-1/2V_{dc}$	$-1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
3	1	$-1/4V_{dc}$	$-1/2V_{dc}$	0	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	0	0
	2	$-1/2V_{dc}$	$-1/4V_{dc}$	$-3/4V_{dc}$	0	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
	3	$-1/2V_{dc}$	$-3/4V_{dc}$	$-1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
	4	$-3/4V_{dc}$	$-V_{dc}$	$-1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	0	0
4	1	$-1/2V_{dc}$	$-1/4V_{dc}$	0	0	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	0
	2	$-1/4V_{dc}$	$-1/2V_{dc}$	$-3/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	0	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
	3	$-V_{dc}$	$-3/4V_{dc}$	$-1/2V_{dc}$	0	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	0
	4	$-3/4V_{dc}$	$-1/2V_{dc}$	$-1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4$	$-\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
5	1	$-1/4V_{dc}$	$1/4V_{dc}$	0	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	0
	2	$1/4V_{dc}$	$-1/4V_{dc}$	0	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
	3	$-1/2V_{dc}$	0	$-1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
	4	0	$1/2V_{dc}$	$1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
6	1	$1/4V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	0	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	0	0
	2	$1/2V_{dc}$	$1/4V_{dc}$	$3/4V_{dc}$	0	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
	3	$1/2V_{dc}$	$3/4V_{dc}$	$1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
	4	$3/4V_{dc}$	$V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	0	0

Tableau III.2 : les coordonnées du vecteur  $v_x$ ,  $v_y$  et  $v_z$  dans le plan  $(d, q)$ .

### III.2.8 Vecteur tension de référence

A partir des tensions de référence triphasées  $v_1^*$ ,  $v_2^*$  et  $v_3^*$  on définit le vecteur tension de référence:

$$\begin{aligned} v_s^* &= v_1^* \cdot e^{j0} + v_2^* \cdot e^{-j2\pi/3} + v_3^* \cdot e^{j2\pi/3} \\ &= v_d^* + j \cdot v_q^* \\ &= m \cdot V_{\max} \cdot e^{j\theta} \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

$v_d^*$  et  $v_q^*$  : composantes du vecteur  $v_s^*$  dans le plan  $d-q$ .

$m$  ( $0 \leq m \leq 1$ ) : taux de modulation

$$m = \frac{\sqrt{2} \cdot v_s}{V_{dc}} \quad (\text{III.10})$$

$V_{\max}$  : Amplitude maximale du vecteur  $v_s^*$

$\theta$  : Position angulaire du vecteur  $v_s^*$  dans le plan  $d-q$ .

A partir des coordonnées  $v_d^*$ ,  $v_q^*$  et de la position angulaire  $\theta$ , on déduit dans quel secteur ( $s$ ), et dans quelle région ( $r$ ) se situe le vecteur  $v_s^*$  dans le plan  $d-q$  (Fig.III.7). Le secteur triangulaire ( $s$ ) se déduit de la manière suivante:

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2 \cdot \pi/3 \\ 3 & \text{si } 2 \cdot \pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta \leq 4 \cdot \pi/3 \\ 5 & \text{si } 4 \cdot \pi/3 \leq \theta \leq 5 \cdot \pi/3 \\ 6 & \text{si } 5 \cdot \pi/3 \leq \theta \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

La région triangulaire à l'intérieur de chaque secteur est déduite en utilisant les équations de ses trois côtés. Comme il est illustré dans la ( fig. III.8). pour la région (1), deux côtés sont déjà limités par les deux côtés du secteur. Pour les deux régions (3) et (4) l'un des trois côtés est limité par un des deux côtés du secteur et l'autre par la limite extérieure de l'hexagone. Le troisième côté des trois régions est déterminé comme le montre le tableau (III.3). Pour chaque secteur, si on détermine les trois régions (1), (3) et (4) la partie du secteur restante

représente la région (2) [45] [5]. La (fig.III.8) représente les (4) triangles du premier secteur et les supports de ces côtés qui sont les droites  $(\Delta_1)$   $(\Delta_2)$  et  $(\Delta_3)$

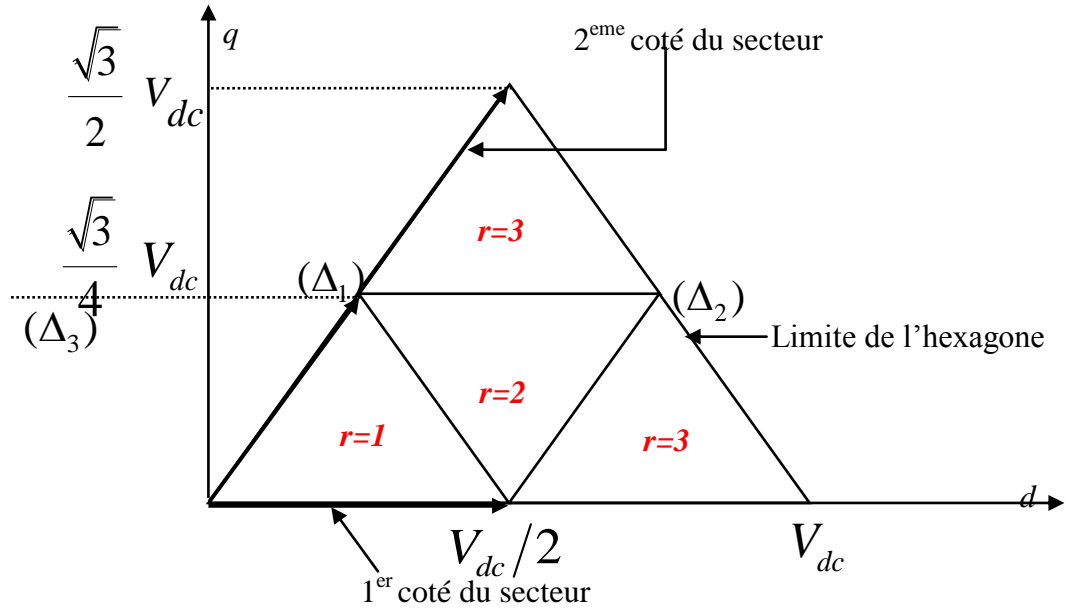


Fig.III.8: Régions triangulaires du premier secteur.

Ces droites ont pour équations :

$$(\Delta_1): v_q^* = -\sqrt{3}v_d^* + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}$$

$$(\Delta_2): v_q^* = \sqrt{3}v_d^* - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}$$

$$(\Delta_3): v_q^* = \frac{\sqrt{3}}{4} v_d^*$$

	$r=1$	$r=3$	$r=4$
$s=1$	$v_q^* < -\sqrt{3}v_d^* + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}$	$v_q^* < \sqrt{3}v_d^* - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}$	$v_q^* \geq \frac{\sqrt{3}}{4} v_d^*$
$s=2$	$v_q^* < \frac{\sqrt{3}}{4} v_d^*$	$v_q^* \geq -\sqrt{3}v_d^* + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}$	$v_q^* \geq \sqrt{3}v_d^* + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}$
$s=3$	$v_q^* < \sqrt{3}v_d^* + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}$	$v_q^* \geq \frac{\sqrt{3}}{4} v_d^*$	$v_q^* < -\sqrt{3}v_d^* - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}$
$s=4$	$v_q^* \geq -\sqrt{3}v_d^* - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}$	$v_q^* \geq \sqrt{3}v_d^* + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}$	$v_q^* < -\frac{\sqrt{3}}{4} v_d^*$

$s=5$	$v_q^* \geq -\frac{\sqrt{3}}{4}v_d^*$	$v_q^* < -\sqrt{3}v_d^* - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$	$v_q^* < \sqrt{3}v_d^* - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$
$s=6$	$v_q^* \geq \sqrt{3}v_d^* - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$	$v_q^* < -\frac{\sqrt{3}}{4}v_d^*$	$v_q^* \geq -\sqrt{3}v_d^* + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$

Tableau III.3: Inéquations définissant les régions du diagramme vectoriel.

Afin de minimiser les harmoniques de tension de sortie, on impose au vecteur tension de référence de se localiser à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone externe, ce qui donne:

$$V_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc} \quad (\text{III.12})$$

### III.2.9 Séquence des états de l'onduleur

Sur une période d'échantillonnage  $T_s$ , le vecteur tension de référence  $v_s^*$  doit coïncider avec la moyenne des vecteurs  $v_x, v_y$  et  $v_z$  représentant les apex du triangle contenant  $v_s^*$ :

$$\overline{v_s} = v_s^* = m.V_{\max}.e^{j\alpha} = \frac{T_x.v_x + T_y.v_y + T_z.v_z}{T_s} = d_x.v_x + d_y.v_y + d_z.v_z \quad (\text{III.13})$$

$\alpha$ : c'est la position angulaire du vecteur  $v_s^*$  à l'intérieur d'un secteur:  $\alpha = \theta[\pi/3]$ .

$T_x, T_y$  et  $T_z$  sont les durées d'application des vecteurs  $v_x, v_y$  et  $v_z$  respectivement à la sortie de l'onduleur. Ils sont reliés par l'équation:

$$T_x + T_y + T_z = T_s \quad \text{et} \quad d_x + d_y + d_z = 1 \quad (\text{III.14})$$

Les vecteurs  $v_x, v_y$  et  $v_z$  dépendent de la position du vecteur  $v_s^*$  dans le plan  $d-q$ . Par exemple, le vecteur  $v_s^*$  représenté sur le diagramme vectoriel de la (Fig.III.6). se situe dans la région ( $r=3$ ) du secteur ( $s=1$ ). Ainsi le vecteur  $v_x$  est celui généré par l'état **PNN** (appelé alors état  $X$ ), le vecteur  $v_y$  est celui généré par l'état **PON** (appelé état  $Y$ ) et le vecteur  $v_z$  est celui généré par l'état **POO** (appelé  $Z_1$ ) ou l'état **ONN** (appelé  $Z_2$ ). La (Fig.III.9). indique les états  $X, Y$  et  $Z$  pour les différentes régions du diagramme vectoriel.

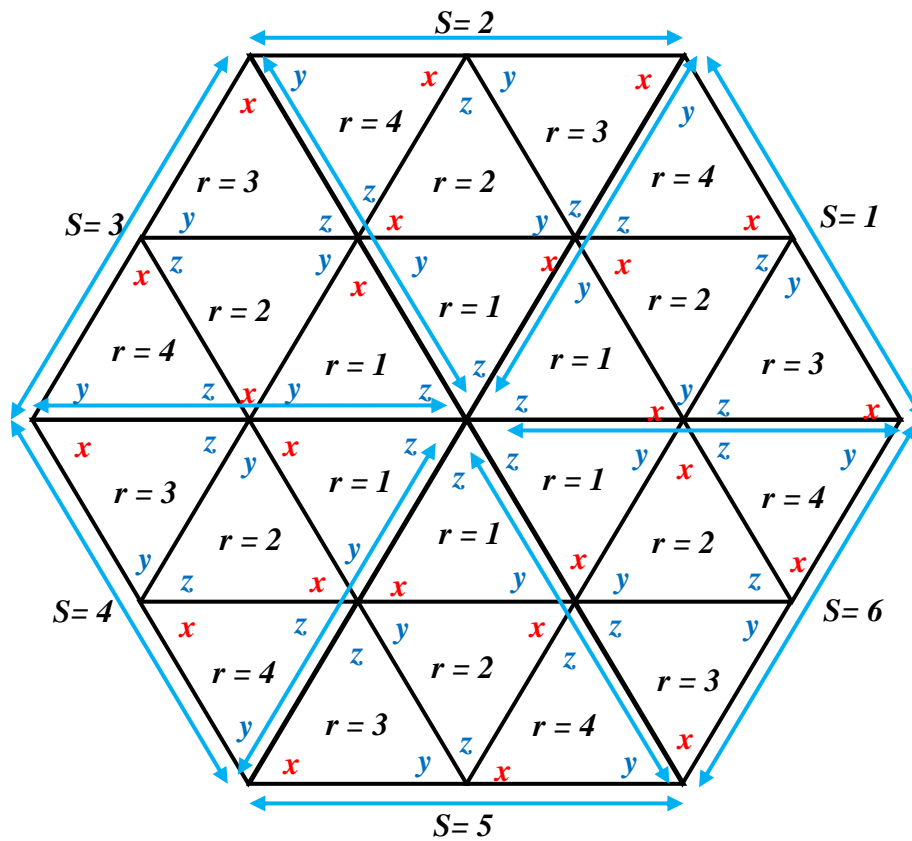


Fig.III.9: Etats X, Y et Z pour les différentes régions du diagramme vectoriel.

L'équation (III.14) et la décomposition de l'équation (III.13) suivant les deux axes  $d-q$  permet de déduire les rapports  $d_x, d_y$  et  $d_z$ , et par suite les durées  $T_x, T_y$  et  $T_z$  (utilisé le tableau III.3). Le tableau (III.4). donne la décomposition de l'équation (III.13) pour les quatre régions d'un secteur donné. Cette décomposition s'applique pour tous les secteurs du diagramme vectoriel : pour passer d'un secteur à l'autre, il suffit de positionner l'axe  $d$  sur le début du secteur concerné.

Région	Décomposition
$r = 1$	$\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\cos \theta = \frac{1}{2}.d_x + \frac{1}{4}.d_y \\ \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\sin \theta = \frac{\sqrt{3}}{4}.d_y \end{cases}$

$r = 2$	$\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\cos\theta = \frac{1}{4}.d_x + \frac{1}{2}.d_y + \frac{3}{4}.d_z \\ \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\sin\theta = \frac{\sqrt{3}}{4}.(d_x + d_z) \end{cases}$
$r = 3$	$\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\cos\theta = d_x + \frac{3}{4}.d_y + \frac{1}{2}.d_z \\ \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\sin\theta = \frac{\sqrt{3}}{4}.d_y \end{cases}$
$r = 4$	$\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\cos\theta = \frac{3}{4}.d_x + \frac{1}{2}.d_y + \frac{1}{4}.d_z \\ \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\sin\theta = \frac{\sqrt{3}}{4}.(d_x + d_z) + \frac{\sqrt{3}}{2}.d_y \end{cases}$

Tableau III.4: Décomposition de l'équation (III.13).

La résolution du système formé par l'équation (III.14) et les deux équations issues de la décomposition de (III.13) donne les expressions de  $d_x, d_y$  et  $d_z$  indiquées dans le tableau (III.5).

	$r = 1$	$r = 2$	$r = 3$	$r = 4$
$d_x$	$2.m.\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)$	$1 - 2.m.\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)$	$2.m.\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) - 1$	$2.m.\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) - 1$
$d_y$	$2.m.\sin\alpha$	$1 - 2.m.\sin\alpha$	$2.m.\sin\alpha$	$2.m.\sin\alpha - 1$
$d_z$	Pour toute les régions : $d_z = 1 - d_x - d_y$			

Tableau III.5: Les expressions de  $d_x, d_y$  et  $d_z$  pour les différentes régions d'un secteur.

Ainsi, pour avoir des tension de sortie  $v_1, v_2$  et  $v_3$  aussi proche que possible au tensions de références sinusoïdales triphasées  $v_1^*, v_2^*$  et  $v_3^*$ , on applique l'état  $X$  pendant une durée  $d_x T_x$ , l'état  $Y$  pendant une durée  $d_y T_y$  et l'état  $Z$  pendant le reste de la période  $d_z T_z$ .

Certains états  $X, Y$  et  $Z$  sont des états redondants. Ils produisent les mêmes tensions de sortie  $v_1, v_2$  et  $v_3$  dans ce cas, on peut choisir l'état redondant à appliquer suivant plusieurs critères [41] :

- La minimisation des pertes de puissance dans l'onduleur par la minimisation du nombre d'interruptions par période.

➤ L'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs au coté continu de l'onduleur. En effet, ces condensateurs se chargent ou se déchargent suivant les états redondants appliqués. Afin de minimiser les pertes dans l'onduleur et de réduire les harmoniques de la tension de sortie, on choisit une séquence des états  $X, Y$  et  $Z$  qui consiste à:

- appliquer les trois états dans un ordre donné durant la demi période, puis dans l'ordre inverse durant le reste de la période.
- de diviser le temps approprié à chaque état sur toute les redondances.
- d'utiliser le même état au début et à la fin de la période d'échantillonnage.
- d'inverser l'ordre de succession des états par alternance entre les six secteurs.

Le tableau (III.6) résume la succession des états pendant une demi-période d'échantillonnage dans toutes les régions du diagramme vectoriel. Ces états s'appliquent dans la prochaine demi période dans l'ordre inverse. A partir de cette succession, on déduit les fonction logiques  $F_{ij}$  associées aux interrupteurs de l'onduleur. La (Fig.III.10) Indique la forme des fonctions logiques associées aux interrupteurs des demi bras supérieurs, sur une période d'échantillonnage  $T_s$  dans les quatre régions du premier secteur du diagramme vectoriel. Les fonctions logiques des interrupteurs des demis bras inférieurs se déduisent par complémentation. On remarque que chaque interrupteur change son état deux fois seulement durant la période d'échantillonnage.

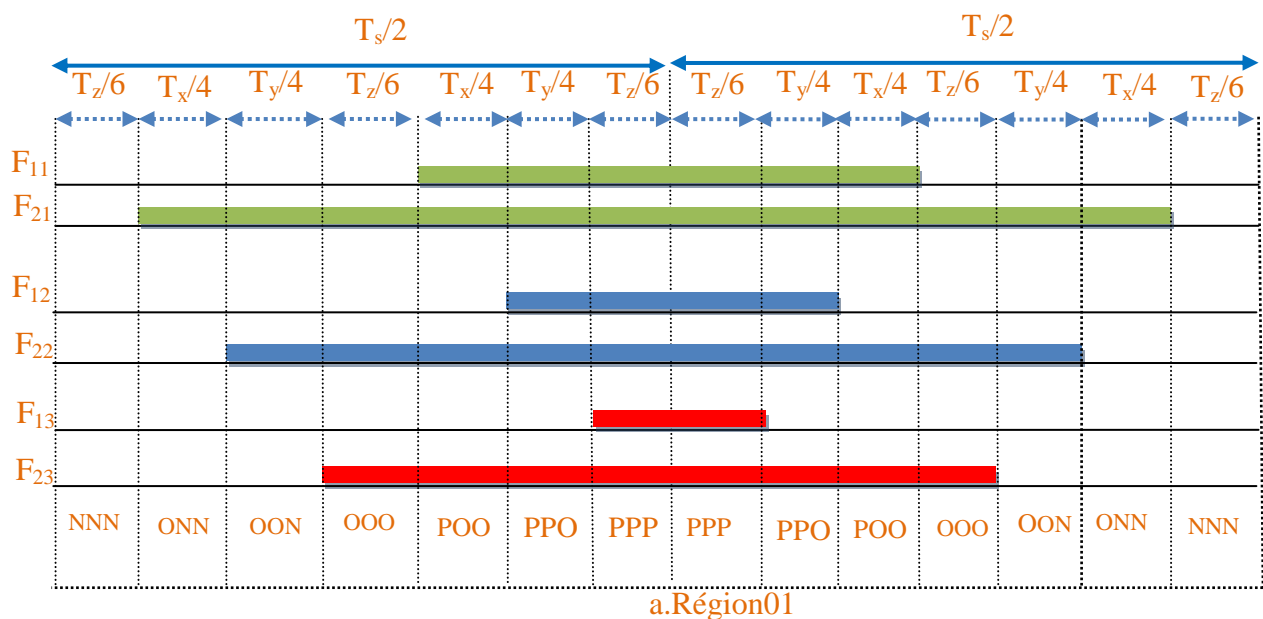
secteur	Région 1						Région 2						Région 3							
1	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>
	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>
	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>
2	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>
	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>
	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>
3	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>
	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>
	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>P</i>	<i>P</i>
4	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>
	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>
	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>
5	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>
	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>
	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>
6	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>
	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>
	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>

Tableau III.6 :Séquences des états dans les différentes régions du diagramme vectoriel.

A partir de la (Fig.III.10), on déduit les durées de fermeture des interrupteurs durant la période d'échantillonnage  $T_s$  dans chaque région. Par exemple, pour les quatre régions du premier secteur, les durées de fermeture des interrupteurs des demi bras supérieurs sont résumées dans le tableau ( III.7). Les durées de fermeture des autres interrupteurs se déduisent par complémentation.

Région	Demi bras 1	Demi bras 1	Demi bras 1
1	$S_{11} = T_x/2 + T_y/2 + T_z/3$ $S_{21} = T_x + T_y + 2T_z/3$	$S_{12} = T_y/2 + T_z/3$ $S_{22} = T_x/2 + T_y + 2T_z/3$	$S_{13} = T_z/3$ $S_{23} = T_x/2 + T_y/2 + 2T_z/3$
2	$S_{11} = T_x/2 + T_y/2 + T_z$ $S_{21} = T_x + T_y + T_z$	$S_{12} = T_x/2$ $S_{22} = T_x + T_y/2 + T_z$	$S_{13} = 0$ $S_{23} = T_x/2 + T_y/2$
3	$S_{11} = T_x + T_y + T_z/2$ $S_{21} = T_x + T_y + T_z$	$S_{12} = 0$ $S_{22} = T_y + T_z/2$	$S_{13} = 0$ $S_{23} = T_z/2$
4	$S_{11} = T_x + T_y + T_z/2$ $S_{21} = T_x + T_y + T_z$	$S_{12} = T_y + T_z/2$ $S_{22} = T_x + T_y + T_z$	$S_{13} = 0$ $S_{23} = T_z/2$

Tableau III.7: Durées de fermeture des interrupteurs dans le cas du premier secteur.





On résume l'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux. Cet algorithme consiste à effectuer les étapes suivantes:

- A partir des tensions de références  $v_1^*, v_2^*$  et  $v_3^*$  on déduit le vecteur tension de référence  $v_s^*$  et ces composantes  $v_d^*$  et  $v_q^*$  ainsi que ses coordonnées polaires  $m$  et  $\theta$  (équation (III.9)).
- A partir de  $m$  et  $\theta$  on déduit le secteur  $s$  (équation (III.11)) et la région (tableau III.3) du diagramme vectoriel contenant le vecteur  $v_s^*$ .
- On déduit (Fig.III.9) les états  $X, Y$  et  $Z$  qu'on doit appliquer pour générer les tensions de sortie
- On déduit (tableau III.5) la durée d'application de chaque état.
- A partir du tableau (III.6), on déduit la séquence des états durant chaque période d'échantillonnage.
- A partir de cette séquence, on déduit l'état ouvert ou fermé de chaque interrupteur, à tout instant.

### III.10. simulation numérique

L'onduleur à trois niveaux commandé par modulation vectorielle est associé à un moteur à cage triphasé, dont les paramètres sont indiqués dans (Chapitre I). La tension continue à l'entrée de l'onduleur est de (470 V), divisée en deux parties égales, à l'aide de deux capacités de même valeur.

On simule le système pour un taux de modulation  $m=0.8$  et pour une valeur de l'indice de modulation ( $N=96$ ).

Nous avons pris trois signaux de tensions sinusoïdales projetés sur les deux axes du plan ( $d - q$ ) par une transformation triphasé biphasé. A l'aide d'un sous-programme ( $d$ : axe des abscisses et  $q$ : axe des ordonnées), on aura les deux vecteur  $v_d$  et  $v_q$  qui compose le vecteur de référence.

Un autre sous-programme nous permet de déterminer l'angle  $\theta$  du vecteur de référence  $v_s^*$  par rapport à l'axe  $d$ , à partir des vecteurs  $v_d$  et  $v_q$  ainsi que le numéro du secteur dans lequel se trouve le vecteur de référence.

Par un autre sous-programme nous déterminant la région dans laquelle se trouve le vecteur de référence.

Nous avons développés un autre sous-programme pour calculer la largeur d'impulsion. Avant l'exécution de ce programme, on doit fixer les valeurs de l'Indice de modulation  $N$  et la tension de la source continue  $V_{dc}$ .

Par l'intermédiaire d'un autre sous-programme, nous avons générés les signaux d'impulsions dans le but d'allumer les gâchettes des interrupteurs de l'onduleur, branché en parallèle avec un moteur à cage.

Le Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur de tension à trois niveaux commandé par MLI Vectorielle est représenté dans la (fig.III.11).

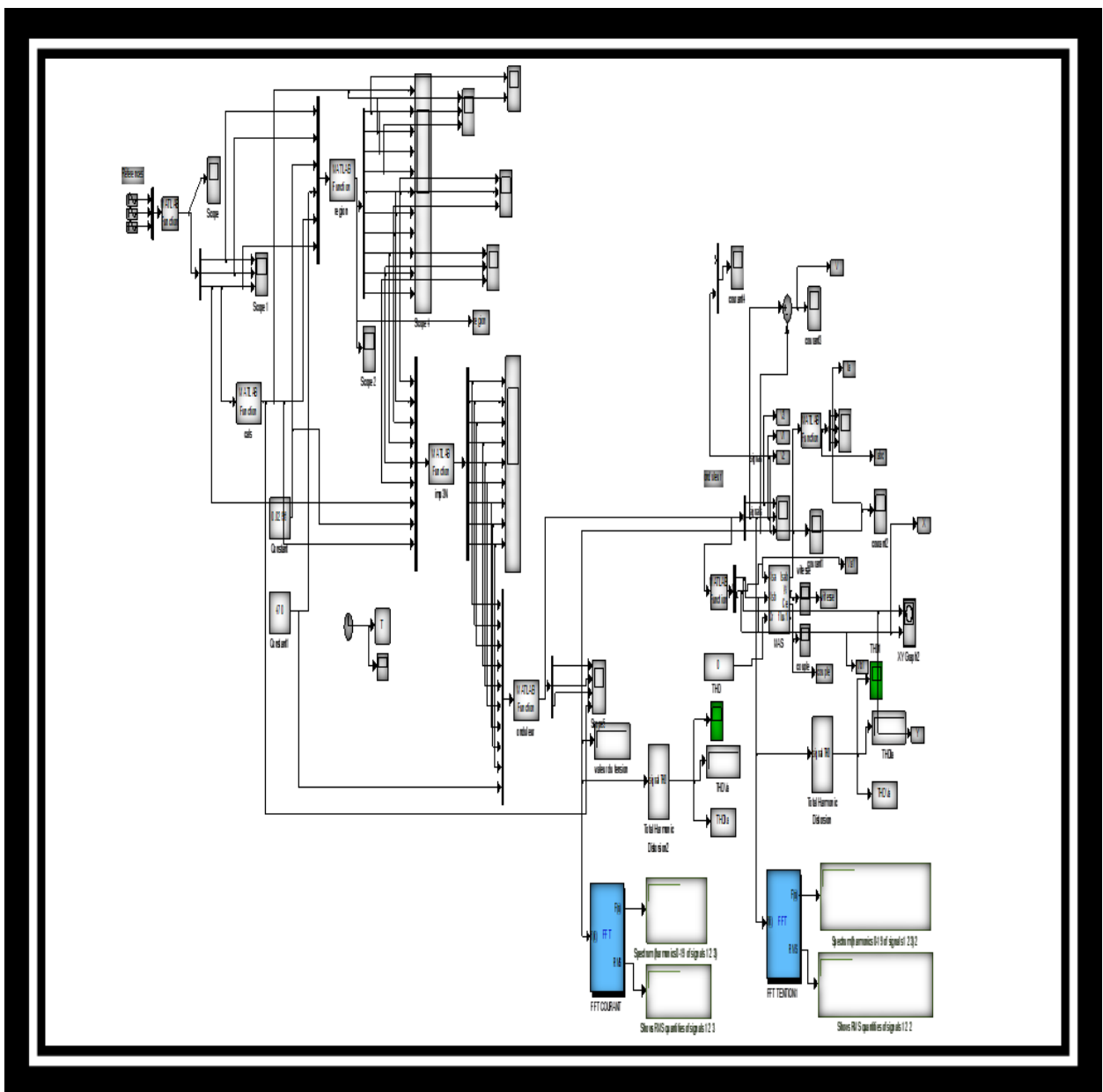
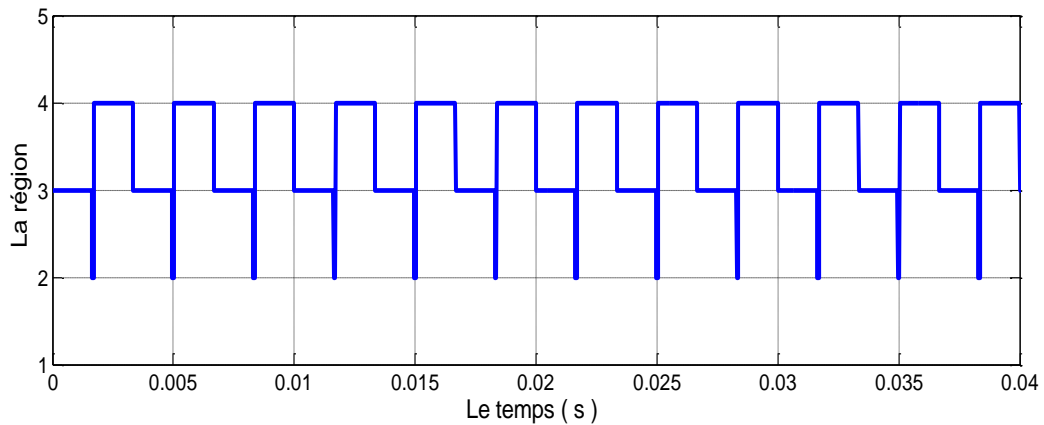


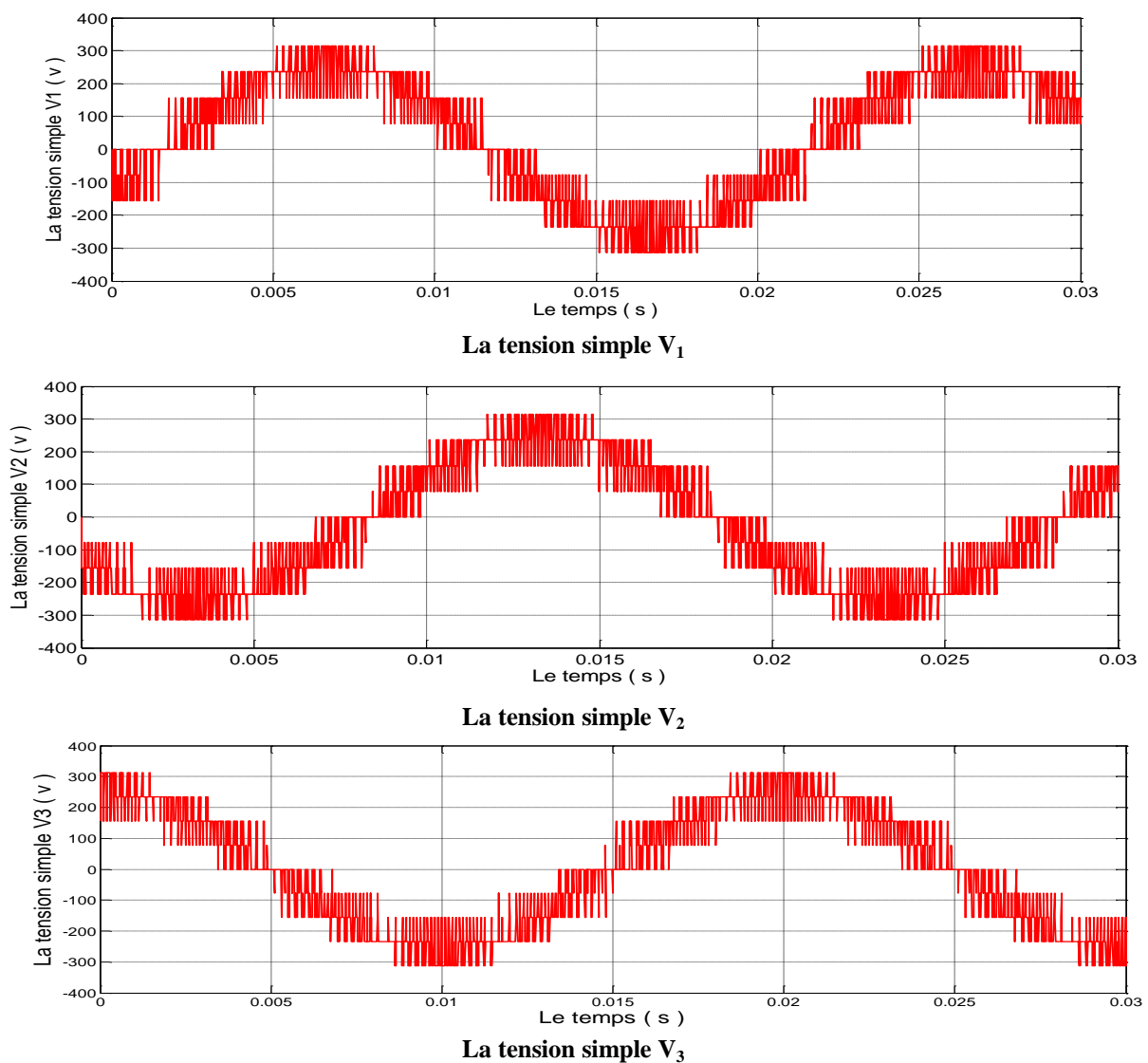
Fig. III.11: Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur commandé par MLI Vectorielle.

### III.2.9 résultats de simulation

**Pour  $m=0.8$ ,  $N = 96$**



**Fig.III.12 : Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.**



**Fig. III.13: Les tensions simples  $V_1, V_2$  et  $V_3$  à la sortie de l'onduleur.**

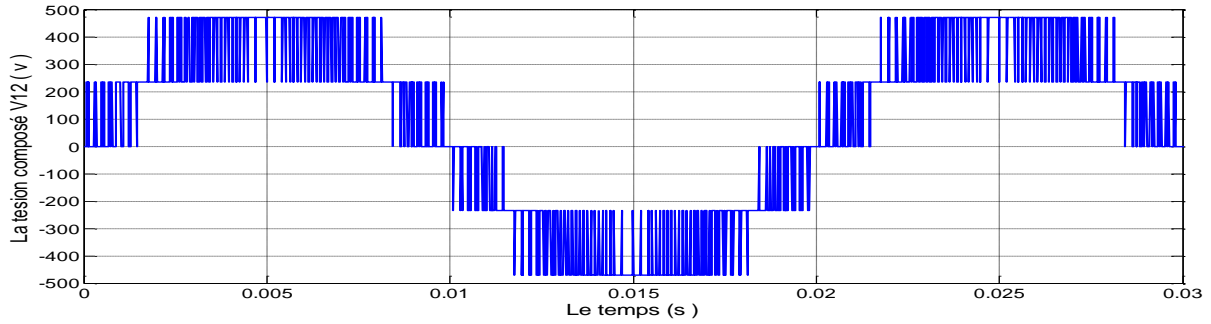


Fig. III.14: La tension composée  $V_{12}$ .

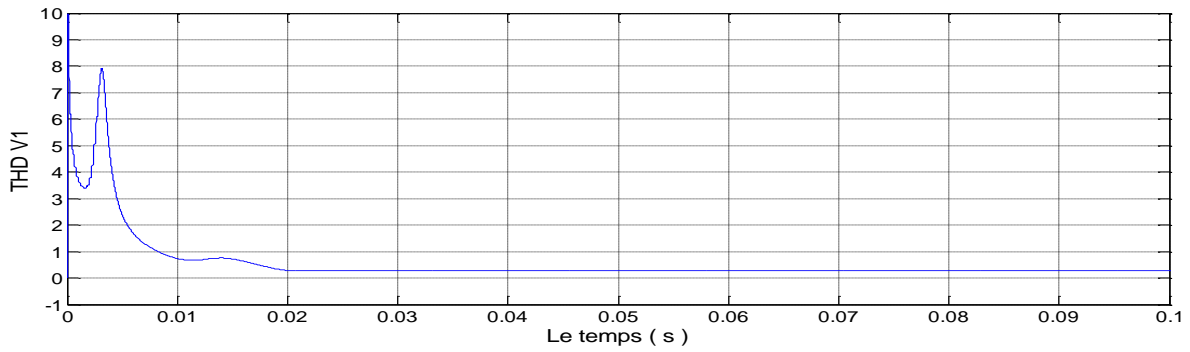


Fig.III.15 : La distorsion totale des harmoniques  $THD_{V1} = 0.2817=28,17 \%$ .

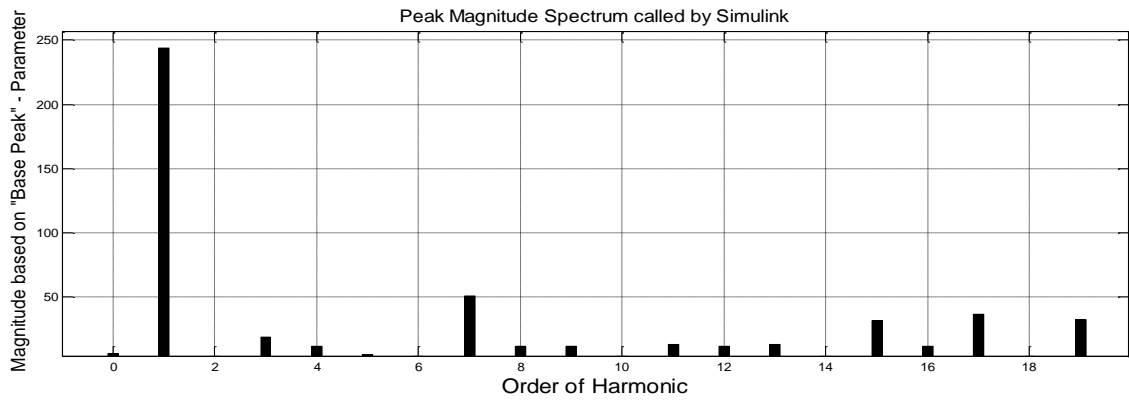


Fig. III.16 : Analyse spectrale du tension.

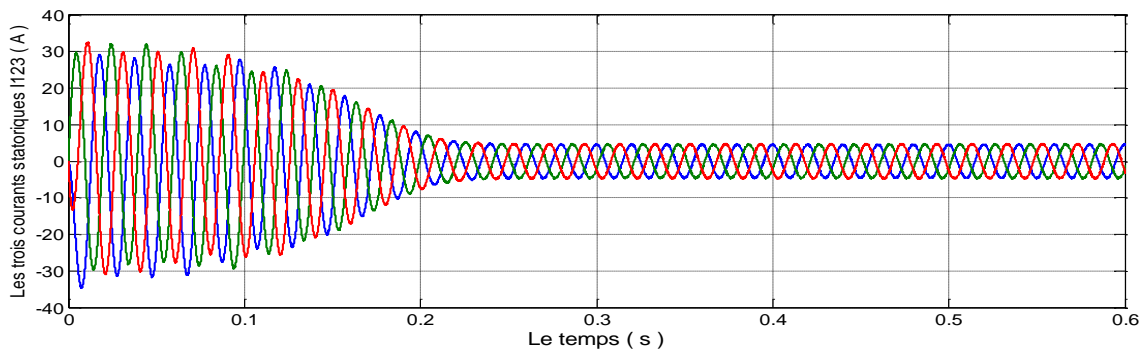


Fig. III.17: Les trois courant statoriques.

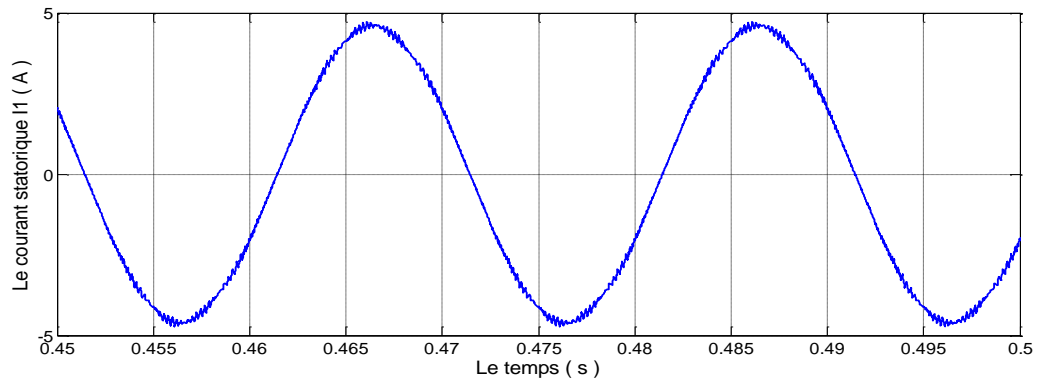


Fig.III.18 : Le courant statorique  $I_1$  de la phase 1 en régime permanent.

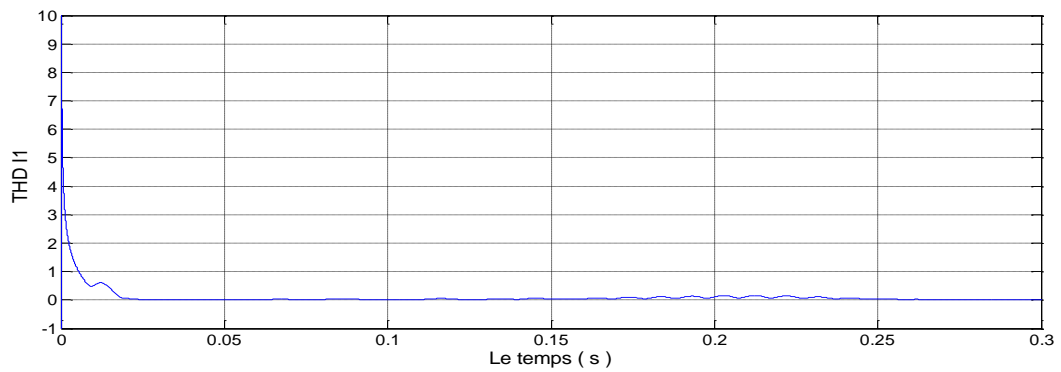


Fig.III.19 : La distorsion totale des harmoniques  $THDI_1=0.01573 = 1.573 \%$ .

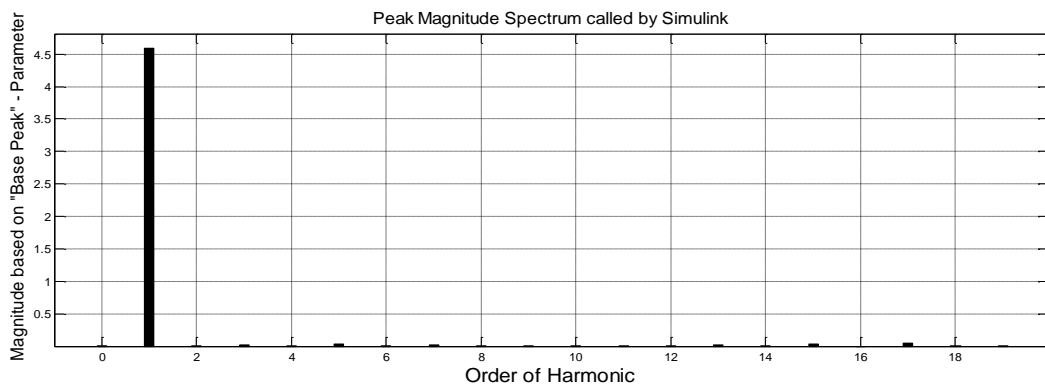


Fig.III.20. Analyse spectrale du courant .

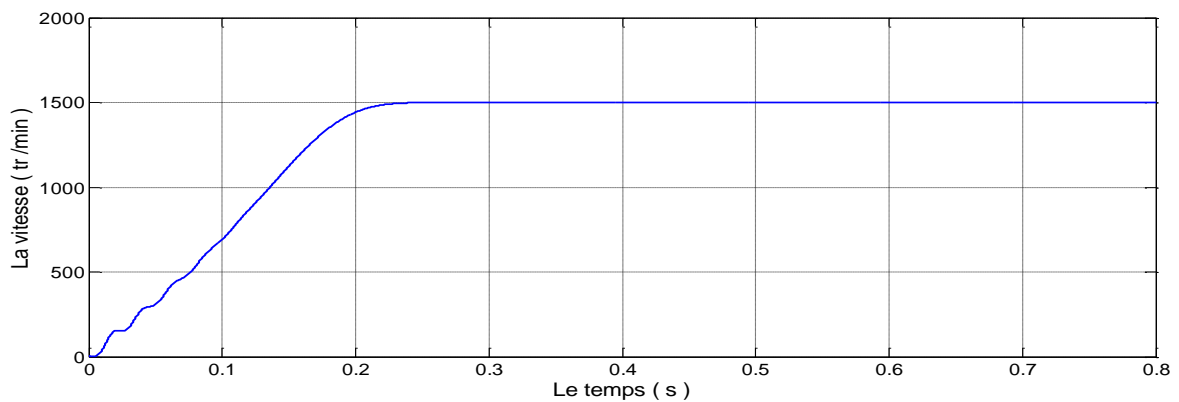


Fig.III.21 :La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en régime permanent  $N= 1500$  tr/min).

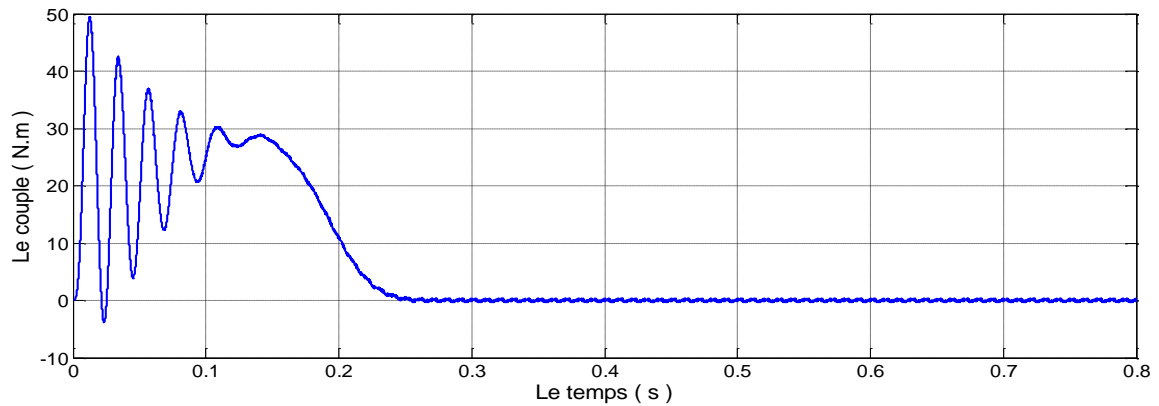


Fig.III.22 :La variation de couple du moteur asynchrone ( $c_r=0Nm$ ).

### III.2.10 Interprétation des résultats

après ces essais de simulation, On remarque que :

- la valeur de THD pour la tension de la phase  $I$  est ( 28.17% ) correspond à l'indice de modulation  $N=96$  et le taux de modulation  $m =0,8$ .
- la valeur de THD pour le courant de la phase  $I$  est ( 1.573% ) correspond à l'indice de modulation  $N=96$  et le taux de modulation  $m =0,8$ .
- la tension simple possède neuf niveaux et la tension composé possède cinq niveaux de tension.

### III.4 Modulation vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux

#### III.4.1 Structure générale de l'onduleur à cinq niveaux

La structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes est représentée sur la (Fig.III.23). Cette dernière se compose de trois bras (1, 2 et 3) symétriques constitués chacun de huit interrupteurs bidirectionnels ( $S_{xi}, x=1, 2 \text{ ou } 3, i=1, \dots, 8$ ) et d'une diode montée en antiparallèle. Ces interrupteurs ne doivent pas être ouverts ou fermés simultanément, afin d'éviter le court-circuit de la source continue de l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture du circuit inductif de sa charge. Le nombre des diodes de clamp est six  $D_{xj}$  ( $x=1, \dots, 6$ ) elles sont reliées au côté continu, aux trois prises intérieures et assurent l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras. La source de tension continue se compose de quatre condensateurs formant ainsi le bus continu. Elle possède une tension totale qui vaut  $V_{dc}$  dans les conditions idéales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les quatre condensateurs qui possèdent alors une tension ( $u_c = V_{dc} / 4$ ) à leurs bornes (c'est l'hypothèse que l'on retiendra dans cette section) [43] [3].

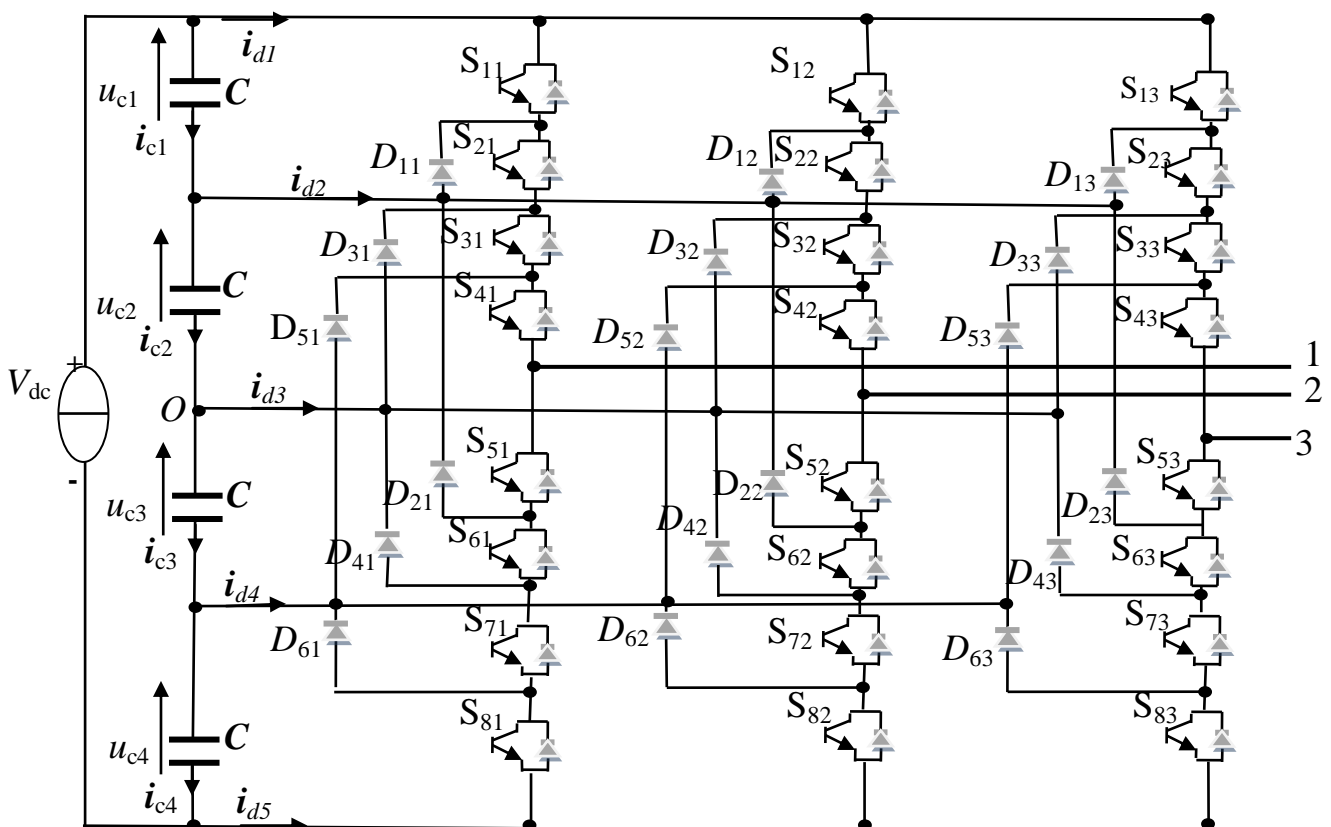


Fig.III.23: Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottante.

### III.4.2 Fonctions de commutation

Pour chaque interrupteur  $S_{ij}$  ( $i = \overline{1-8}$ ,  $j = \overline{1-3}$ ), on définit une fonction de commutation  $F_{ij}$  de la manière suivante

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

### III.4.3 Commande complémentaire des interrupteurs

Les interrupteurs des demi bras inférieurs sont complémentaires aux interrupteurs des demi bras supérieurs :

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-4)j} \quad i = \overline{5-8} \quad j = \overline{1-3} \quad (\text{III.16})$$

### III.4.4 Etats des bras et de l'onduleur

Une analyse topologique d'un bras de l'onduleur montre l'existence de cinq états possibles suivants (Fig. III. 24):

**Etat  $P_2$ :** Les quatre interrupteurs du demi-bas supérieur  $S_{1x}$ ,  $S_{2x}$ ,  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  ( $x=1,2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs du demi-bas inférieur  $S_{5x}$ ,  $S_{6x}$ ,  $S_{7x}$  et  $S_{8x}$  sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors ( $v_{xo} = V_{dc} / 2$ ). Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors, ou par les diodes antiparallèles s'il est négatif.

**Etat  $P_1$ :** Les quatre interrupteurs  $S_{2x}$ ,  $S_{3x}$ ,  $S_{4x}$  et  $S_{5x}$  ( $x=1,2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs  $S_{1x}$ ,  $S_{6x}$ ,  $S_{7x}$  et  $S_{8x}$  ( $x=1,2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors ( $v_{xo} = V_{dc} / 4$ ). Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors  $S_{2x}$ ,  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  et la diode de clamp  $D_{1x}$  ou par le transistor  $S_{5x}$  et la diode de clamp  $D_{2x}$  s'il est négatif.

**Etat  $O$ :** Les quatre interrupteurs  $S_{3x}$ ,  $S_{4x}$ ,  $S_{5x}$  et  $S_{6x}$  ( $x=1,2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs  $S_{1x}$ ,  $S_{2x}$ ,  $S_{7x}$  et  $S_{8x}$  ( $x=1,2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors ( $v_{xo} = 0$ ). Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par

les transistors  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  et la diode de clamp  $D_{3x}$  ou par les transistors  $S_{5x}$  et  $S_{6x}$  et la diode de clamp  $D_{4x}$  s'il est négatif.

**Etat  $N_1$ :** Les quatre interrupteurs  $S_{4x}, S_{5x}, S_{6x}$  et  $S_{7x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs  $S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}$  et  $S_{8x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est ( $v_{xo} = -V_{dc} / 4$ ). Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors  $S_{4x}$  et la diode de clamp  $D_{5x}$  ou par les transistors  $S_{5x}, S_{6x}$  et  $S_{7x}$  et la diode de clamp  $D_{6x}$  s'il est négatif.

**Etat  $N_2$ :** Les quatre interrupteurs du demi bras inférieur  $S_{5x}, S_{6x}, S_{7x}$  et  $S_{8x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs du demi bras supérieur  $S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}$  et  $S_{4x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors ( $v_{xo} = -V_{dc} / 2$ ). Si le courant de charge  $i_x$  est négatif, il passera par les transistors, ou par les diodes antiparallèles s'il est positif

Le tableau ( III.8 ) résume la correspondance entre les états de chaque bras, les états de ses interrupteurs et sa tension de sa sortie.

Pour chaque bras de l'onduleur, on définit cinq fonctions de connections, chacune associée à un des cinq états du bras:

$$\begin{cases} F_{c1j} = F_{1j} F_{2j} F_{3j} F_{4j} \\ F_{c2j} = F_{2j} F_{3j} F_{4j} F_{5j} \\ F_{c3j} = F_{3j} F_{4j} F_{5j} F_{6j} \\ F_{c4j} = F_{4j} F_{5j} F_{6j} F_{7j} \\ F_{c5j} = F_{5j} F_{6j} F_{7j} F_{8j} \end{cases} \quad j = 1, 2 \text{ ou } 3 \quad \text{(III.17)}$$

Etat	$S_{1x}$	$S_{2x}$	$S_{3x}$	$S_{4x}$	$S_{5x}$	$S_{6x}$	$S_{7x}$	$S_{8x}$	$v_{xo}$
$P_2$	1	1	1	1	0	0	0	0	$V_{dc} / 2$
$P_1$	0	1	1	1	1	0	0	0	$V_{dc} / 4$
$O$	0	0	1	1	1	1	0	0	0
$N_1$	0	0	0	1	1	1	1	0	$-V_{dc} / 4$
$N_2$	0	0	0	0	1	1	1	1	$-V_{dc} / 2$

Tableau III.8: Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux ( $x = 1, 2$  ou  $3$ ).

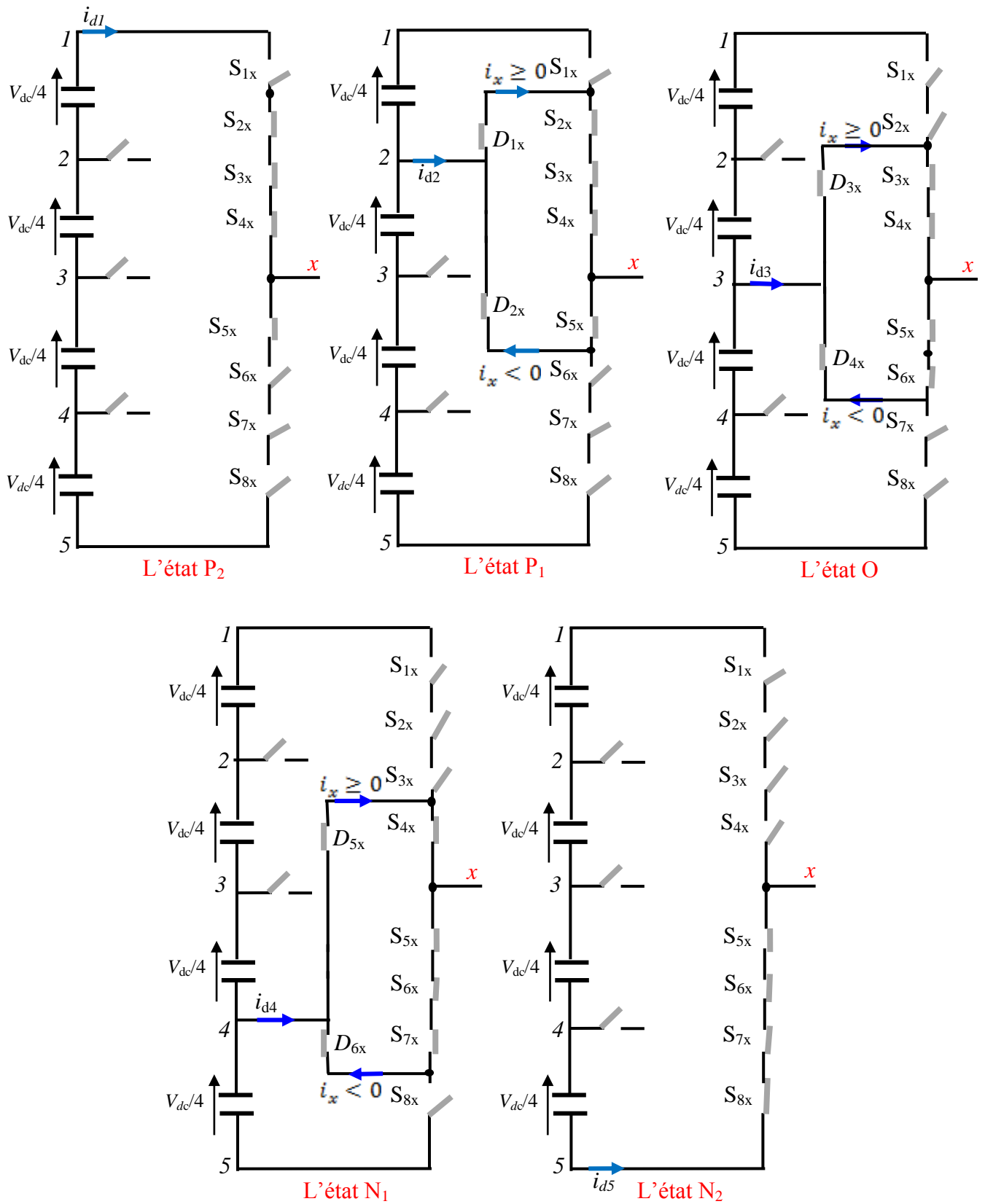


Fig.III.24: Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.

Chacun des trois bras de l'onduleur pouvant prendre indépendamment les cinq états  $P_2, P_1, O, N_1$  ou  $N_2$ , l'ensemble des possibilités pour l'onduleur complet s'élève à  $5^3 = 125$  états [44]. A titre d'exemple les états  $(P_2 O N_1)$  et  $(O N_1 P_1)$  sont représentés par la (fig.III.25).

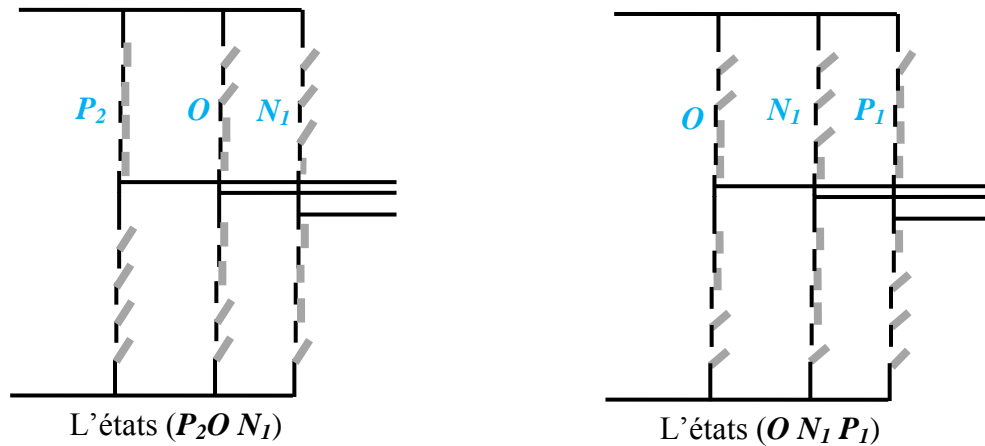


Fig.III.25: Exemples d'états de l'onduleur à 5 niveaux .

### III.4.5 Tension de sortie

Les tensions triphasées de sortie de l'onduleur à cinq niveau par rapport au point neutre de la source (o) sont exprimées par:

$$\begin{pmatrix} v_{1o} \\ v_{2o} \\ v_{3o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} & F_{c41} & F_{c51} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} & F_{c42} & F_{c52} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} & F_{c43} & F_{c53} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ V_{dc}/4 \\ 0 \\ -V_{dc}/4 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad (III.18)$$

Chacune de ces tensions peut avoir cinq niveaux de tension :  $V_{dc}/2, V_{dc}/4, 0, -V_{dc}/4$  ou  $-V_{dc}/2$ , ce qui est à l'origine de l'appellation : *onduleur à cinq niveaux*.

Les tensions composées entre les bras de l'onduleur sont:

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{1o} - v_{2o} \\ v_{2o} - v_{3o} \\ v_{3o} - v_{1o} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c12} & F_{c21} - F_{c22} & F_{c31} - F_{c32} & F_{c41} - F_{c42} & F_{c51} - F_{c52} \\ F_{c12} - F_{c13} & F_{c22} - F_{c23} & F_{c32} - F_{c33} & F_{c42} - F_{c43} & F_{c52} - F_{c53} \\ F_{c13} - F_{c11} & F_{c23} - F_{c21} & F_{c33} - F_{c31} & F_{c43} - F_{c41} & F_{c53} - F_{c51} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ V_{dc}/4 \\ 0 \\ -V_{dc}/4 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad (III.19)$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont données, en fonction des tensions composées et des tensions phases-point milieu, par:

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{13} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{1o} \\ v_{2o} \\ v_{3o} \end{pmatrix} \quad (\text{III.20})$$

A partir des relations (III.18) et (III.20), nous obtenons le système matriciel donnant l'expression des tensions simples aux bornes de la charge en fonction des fonctions de connexions :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{c11} - F_{c12} - F_{c13} & 2F_{c21} - F_{c22} - F_{c23} & 2F_{c31} - F_{c32} - F_{c33} & 2F_{c41} - F_{c42} - F_{c43} & 2F_{c51} - F_{c52} - F_{c53} \\ 2F_{c12} - F_{c11} - F_{c13} & 2F_{c22} - F_{c21} - F_{c23} & 2F_{c32} - F_{c31} - F_{c33} & 2F_{c42} - F_{c41} - F_{c43} & 2F_{c52} - F_{c51} - F_{c53} \\ 2F_{c13} - F_{c11} - F_{c12} & 2F_{c23} - F_{c21} - F_{c22} & 2F_{c33} - F_{c31} - F_{c32} & 2F_{c43} - F_{c41} - F_{c42} & 2F_{c53} - F_{c51} - F_{c52} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ V_{dc}/4 \\ 0 \\ -V_{dc}/4 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.21})$$

Les trois tensions simples peuvent, comme toute grandeur triphasée, être décomposées en deux grandeurs ( $v_d$  et  $v_q$ ). Cette transformation s'opère en utilisant une transformation triphasé - biphasé ( $d-q$ ): telle que :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} \quad (\text{III.22})$$

### III.4.5 Vecteurs tension de sortie et diagramme vectoriel

A partir des tensions de sortie  $v_{1o}$ ,  $v_{2o}$  et  $v_{3o}$  on définit le vecteur tension de sortie:

$$v_s = v_{1o} \cdot e^{j0} + v_{2o} \cdot e^{-j2\pi/3} + v_{3o} \cdot e^{j2\pi/3} \quad (\text{III.23})$$

$$= v_d + j \cdot v_q$$

Suivant les états de l'onduleur, ce vecteur peut prendre plusieurs positions dans le plan  $d-q$ . Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel ou l'hexagone de commutation illustré dans la (fig.III.26). On distingue (60) positions discrètes, distribuées sur quatre hexagones, en plus d'une position au centre de l'hexagone. Certaines positions sont créés par plusieurs états redondants. De l'hexagone externe vers l'hexagone interne, les positions du vecteur  $v_s$  sont créés respectivement par un, deux, trois ou quatre états redondants. La position du centre de l'hexagone, qui correspond à une tension de sortie nulle, est générée par cinq états

redondants. On distingue ainsi (24) positions à une seule redondance, (18) positions à deux redondances, (12) positions à trois redondances et (6) positions à quatre redondances .

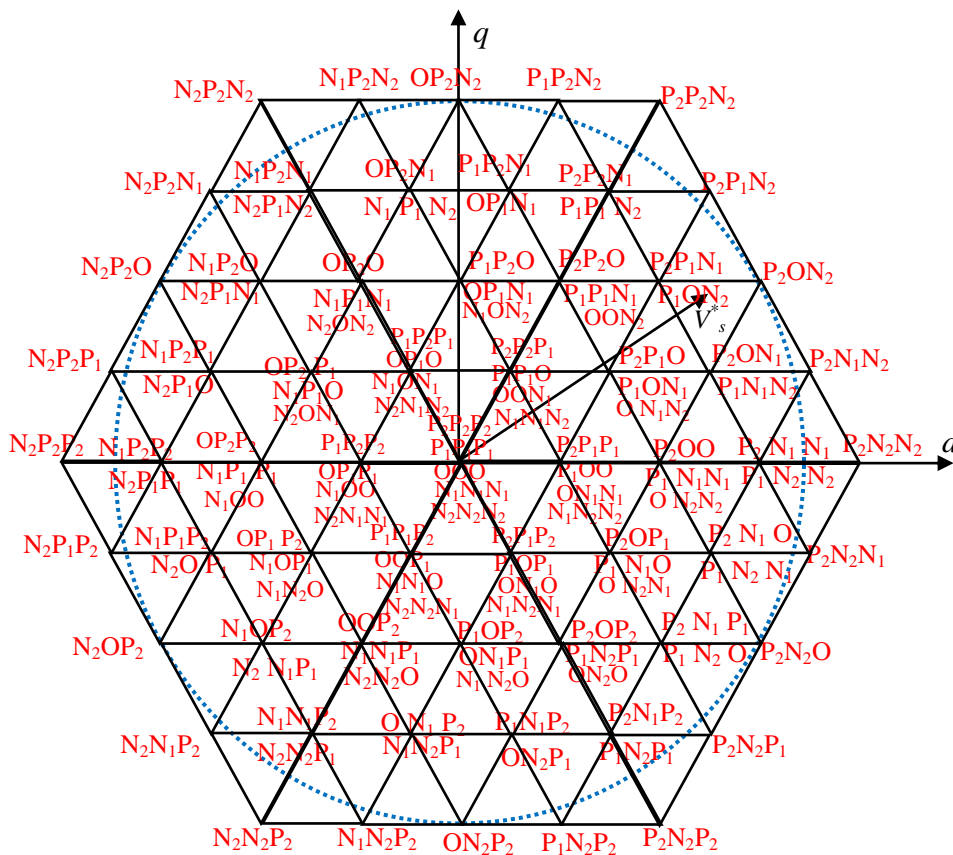


Fig.III.26. Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux.

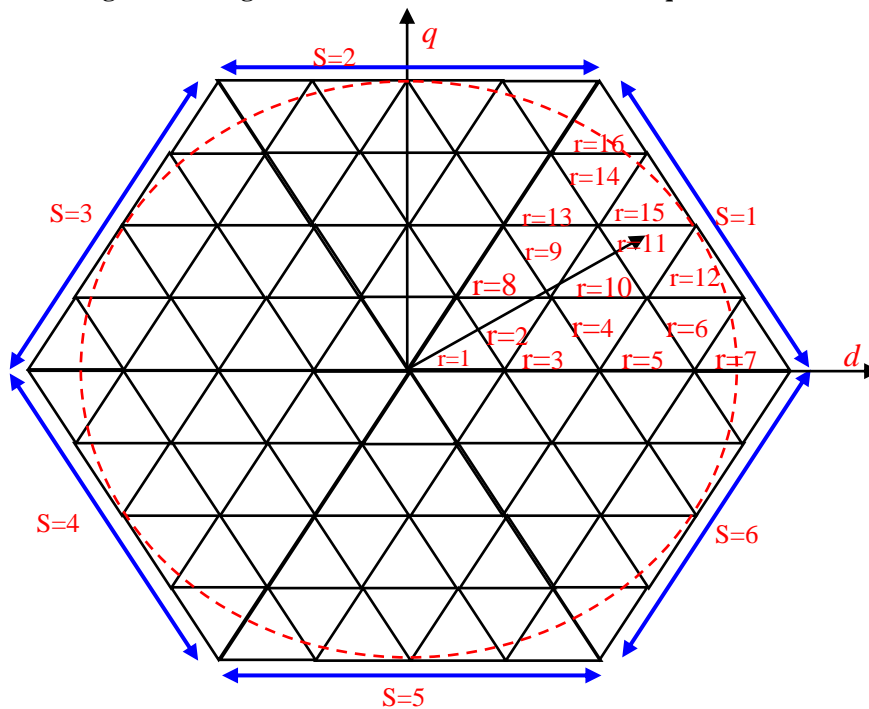


Fig.III.27: Secteurs et régions du diagramme vectoriel.

Les (61) positions du vecteur tension de sortie divise le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires. Chaque secteur est composé de (16) régions triangulaires (Fig.III.27). On a ainsi (96) régions triangulaires dans le diagramme vectoriel complet [38].

Le tableau (III.9) représente les projection des vecteurs  $v_x, v_y$  et  $v_z$  sur les deux axe  $v_d$  et  $v_q$  pour le premier secteur :

Region	projection sur L'axe $d$			projection sur L'axe $q$		
	$v_x$	$v_y$	$v_z$	$v_x$	$v_y$	$v_z$
1	$1/4V_{dc}$	$1/8V_{dc}$	0	0	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	0
2	$1/8V_{dc}$	$1/4V_{dc}$	$3/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	0	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
3	$1/2V_{dc}$	$3/8V_{dc}$	$1/4V_{dc}$	0	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	0
4	$3/8V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$5/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	0	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
5	$3/4V_{dc}$	$5/8V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	0	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	0
6	$5/8V_{dc}$	$3/4V_{dc}$	$7/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	0	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
7	$V_{dc}$	$7/8V_{dc}$	$3/4V_{dc}$	0	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	0
8	$3/8V_{dc}$	$1/4V_{dc}$	$1/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
9	$1/4V_{dc}$	$3/8V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
10	$5/8V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$3/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
11	$1/2V_{dc}$	$5/8V_{dc}$	$3/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
12	$7/8V_{dc}$	$3/4V_{dc}$	$5/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
13	$1/2V_{dc}$	$3/8V_{dc}$	$1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	$3\sqrt{3}/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
14	$3/8V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$5/8V_{dc}$	$3\sqrt{3}/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	$3\sqrt{3}/8V_{dc}$
15	$3/4V_{dc}$	$5/8V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	$3\sqrt{3}/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
16	$5/8V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$3/8V_{dc}$	$3\sqrt{3}/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$	$3\sqrt{3}/8V_{dc}$

Tableau III.9 : les coordonnées des vecteurs  $v_x, v_y$  et  $v_z$  dans le plan  $v_d$  et  $v_q$ .

### III.4.5 Vecteur tension de référence

A partir des tensions de référence  $v_1^*, v_2^*$  et  $v_3^*$  on définit le vecteur tension de référence:

$$\begin{aligned}
 v_s^* &= v_1^* e^{j0} + v_2^* e^{-j2\pi/3} + v_3^* e^{j2\pi/3} \\
 &= v_d^* + j.v_q^* \\
 &= m \cdot V_{\max} e^{j\theta}
 \end{aligned}
 \tag{III.24}$$

Le vecteur  $v_s^*$  est un vecteur tournant dans le diagramme vectoriel, Le secteur ( $s$ ) contenant ce vecteur se déduit à partir de sa position angulaire de la manière suivante:

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2.\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2.\pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta \leq 4.\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4.\pi/3 \leq \theta \leq 5.\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5.\pi/3 \leq \theta \leq 2.\pi \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

La région triangulaire ( $r$ ) à l'intérieur de chaque secteur est déduite en utilisant les équations de ses trois côtés. La figure (III. 28) représente les 16 triangles du premier secteur et les supports de ces côtés. Il s'agit des droites  $(\Delta_1)$ ,  $(\Delta_2)$ ,  $(\Delta_3)$ ,  $(\Delta_4)$ ,  $(\Delta_5)$  et  $(\Delta_6)$  dont les équations sont :

$$\begin{aligned} (\Delta_1) : v_q^* &= -\sqrt{3} v_d^* + \frac{\sqrt{3}}{4} V_{dc} & , (\Delta_4) : v_q^* &= \sqrt{3} v_d^* - \frac{\sqrt{3}}{4} V_{dc} \\ (\Delta_2) : v_q^* &= -\sqrt{3} v_d^* + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} & , (\Delta_5) : v_q^* &= \sqrt{3} v_d^* - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \\ (\Delta_3) : v_q^* &= -\sqrt{3} v_d^* + \frac{3\sqrt{3}}{4} V_{dc} & , (\Delta_6) : v_q^* &= \sqrt{3} v_d^* - \frac{3\sqrt{3}}{4} V_{dc} \end{aligned}$$

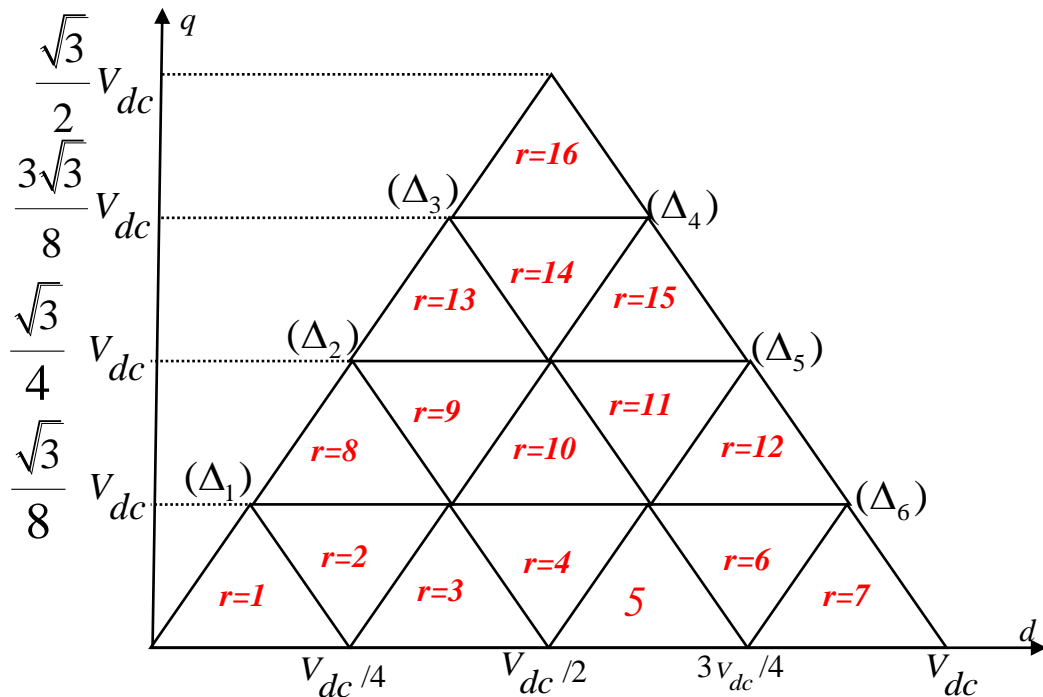


Fig.III.28:Régions du premier secteur .

Afin de minimiser les harmoniques de la tension de sortie, on impose au vecteur tension de référence de ce localiser à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone externe, ce qui donne:

$$V_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \quad (\text{III.26})$$

### III.4.6 Séquence des états de l'onduleur

Le vecteur tension de référence  $v_s^*$  doit coïncider, sur chaque période d'échantillonnage  $T_s$ , avec la moyenne des vecteurs  $v_x, v_y$  et  $v_z$  représentant les sommets de la région triangulaire lui contenant.

$$\overline{v_s} = v_s^* = m V_{\max} e^{j\alpha} = \frac{v_x T_x + v_y T_y + v_z T_z}{T_s} = d_x v_x + d_y v_y + d_z v_z \quad (\text{III.27})$$

Avec :

$\alpha$  : la position angulaire du vecteur  $v_s^*$  à l'intérieur d'un secteur:  $\alpha = \theta[\pi/3]$ .

$T_x, T_y$  et  $T_z$  : les durées d'application des vecteurs  $v_x, v_y$  et  $v_z$  respectivement à la sortie de l'onduleur.

$d_x, d_y$  et  $d_z$  : les durées  $T_x, T_y$  et  $T_z$  en grandeurs relatives:

$$d_x = \frac{T_x}{T_s} ; d_y = \frac{T_y}{T_s} ; d_z = \frac{T_z}{T_s} \quad (\text{III.28})$$

$T_x, T_y$  et  $T_z$  sont reliées par l'équation:

$$T_x + T_y + T_z = T_s \text{ ou} \quad (\text{III.29})$$

$$d_x + d_y + d_z = 1$$

Les vecteurs  $v_x, v_y$  et  $v_z$  utilisés pour approximer le vecteur  $v_s^*$  dépendent de sa position dans le diagramme vectoriel. Par exemple, le vecteur  $v_s^*$  représenté sur le diagramme vectoriel de la (Fig.III.26) ou la ( Fig.III.27) se situe dans la région ( $r=11$ ) du secteur ( $s=1$ ). Ainsi, le vecteur  $v_x$  est généré par un des deux états redondants ( $P_2 P_1 N_1$ ) ou ( $P_1 O N_1$ ) (appelé état X), le vecteur  $v_y$  est généré par un des deux états redondants ( $P_2 O N_1$ ) ou ( $P_1 N_1 N_2$ ) (appelé état Y), et le vecteur  $v_z$  est généré par l'état ( $P_2 O N_2$ ) (appelé état Z) La désignation des états X, Y et Z pour les différentes régions du secteur ( $s=1$ ) est indiquée sur la (Fig.III.29). On désigne les états des cinq autres secteurs de la même façon.



Les expressions analytiques de  $d_x$ ,  $d_y$  et  $d_z$  pour les différentes régions sont résumées dans le tableau (III.10). Ces expressions sont valables quel que soit le secteur contenant le vecteur de référence, car on peut orienter l'axe  $d$  du système d'axes  $d-q$  au début de n'importe quel secteur.

	Région 1	Région 2	Région 3	Région 4
$d_x$	$4.m \sin(\pi/3 - \theta)$	$1 - 4.m \sin(\pi/3 - \theta)$	$4.m \sin(\pi/3 - \theta) - 1$	$2 - 4.m \sin(\pi/3 - \theta)$
$d_y$	$4.m \sin \theta$	$1 - 4.m \sin \theta$	$4.m \sin \theta$	$1 - 4.m \sin \theta$
	Région 5	Région 6	Région 7	Région 8
$d_x$	$4.m \sin(\pi/3 - \theta) - 2$	$3 - 4.m \sin(\pi/3 - \theta)$	$4.m \sin(\pi/3 - \theta) - 3$	$4.m \sin(\pi/3 - \theta)$
$d_y$	$4.m \sin \theta$	$1 - 4.m \sin \theta$	$4.m \sin \theta$	$4.m \sin \theta - 1$
	Région 9	Région 10	Région 11	Région 12
$d_x$	$1 - 4.m \sin(\pi/3 - \theta)$	$4.m \sin(\pi/3 - \theta) - 1$	$2 - 4.m \sin(\pi/3 - \theta)$	$4.m \sin(\pi/3 - \theta) - 2$
$d_y$	$2 - 4.m \sin \theta$	$4.m \sin \theta - 1$	$2 - 4.m \sin \theta$	$4.m \sin \theta - 1$
	Région 13	Région 14	Région 15	Région 16
$d_x$	$4.m \sin(\pi/3 - \theta)$	$1 - 4.m \sin(\pi/3 - \theta)$	$4.m \sin(\pi/3 - \theta) - 1$	$4.m \sin(\pi/3 - \theta)$
$d_y$	$4.m \sin \theta - 2$	$3 - 4.m \sin \theta$	$4.m \sin \theta - 2$	$4.m \sin \theta - 3$
$d_z$	Pour tous les régions : $d_z = 1 - d_x - d_y$			

Tableau III.10: Durées relatives d'applications des états.

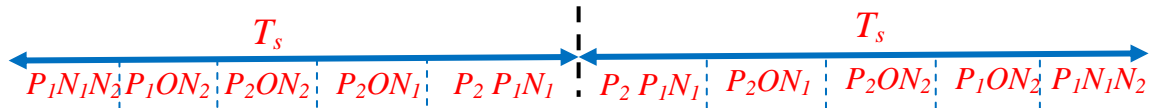
Ainsi, pendant chaque période d'échantillonnage  $T_s$ , et dans chaque région du diagramme vectoriel, les états  $X$ ,  $Y$  et  $Z$  seront appliqués durant les fractions  $d_x T_s$ ,  $d_y T_s$  et  $d_z T_s$ , respectivement. La séquence des états et le choix entre les redondances de chaque état peuvent être effectués selon le critère de minimisation des harmoniques et des pertes, ou celui d'équilibrage des tensions continues d'entrée.

Une séquence des états  $X$ ,  $Y$  et  $Z$  qui vérifient les exigences du premier critère consiste à [3][5] :

- appliquer les trois états dans un ordre donné durant la demi période, puis dans l'ordre inverse durant le reste de la période.
- de diviser le temps approprié à chaque état sur toutes les redondances.

- d'utiliser le même état au début et à la fin de la période d'échantillonnage.
- et d'inverser l'ordre de succession des états par alternance entre les six secteurs

Par exemple, si le vecteur de référence se situe dans la région ( $r = 11$ ) du secteur ( $s = 1$ ), pendant la période d'échantillonnage, on applique successivement les états suivants:



La forme des fonctions logiques associées aux demi bras supérieurs, qui correspondent à cette séquence des états, est indiquée à la (Fig.III.30). Les fonctions logiques des interrupteurs des demis bras inférieurs se déduisent par complémentation. Il est clair que chaque interrupteur change son état deux fois seulement durant la période d'échantillonnage.

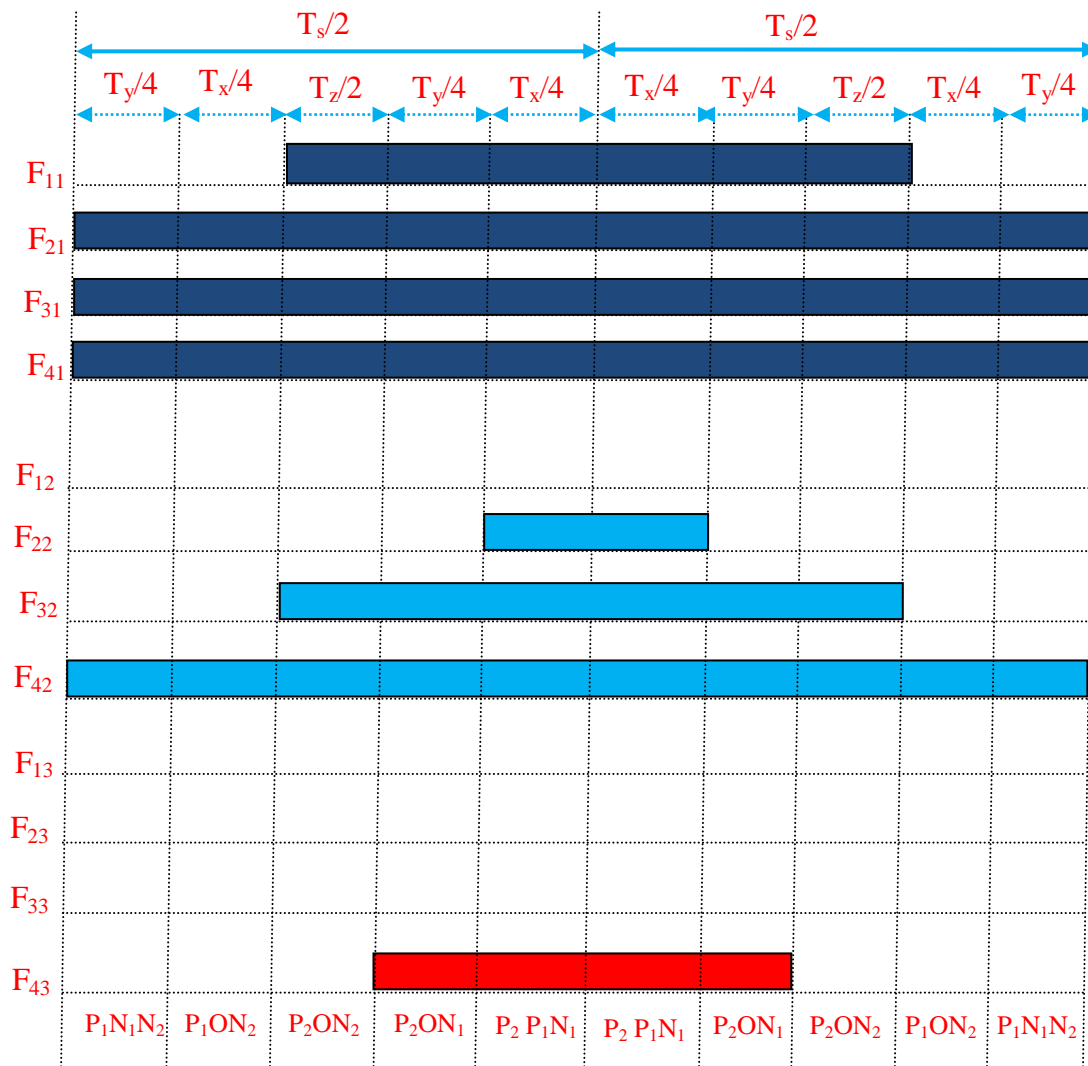


Fig.III.30: Fonctions logique  $F_{ij}$  dans le cas de la région  $r = 11$  du premier secteur.

A partir de la (Fig.III.30), on déduit les durées de fermeture des interrupteurs durant la période d'échantillonnage  $T_s$ , dans chaque région. Dans notre exemple (région  $r = 11$  du secteur  $s=1$ ), les durées de fermeture des interrupteurs des demi-bras supérieurs sont résumées dans le tableau (III.11). Les durées de fermeture des autres interrupteurs se déduisent par complémentarité.

Demi-bras 1	Demi-bras 2	Demi-bras 3
$S_{11} = T_x / 2 + T_y / 2 + T_z$	$S_{12} = 0$	$S_{13} = 0$
$S_{21} = T_x + T_y + T_z$	$S_{22} = T_x / 2$	$S_{23} = 0$
$S_{31} = T_x + T_y + T_z$	$S_{32} = T_x / 2 + T_y / 2 + T_z$	$S_{33} = 0$
$S_{41} = T_x + T_y + T_z$	$S_{42} = T_x + T_y + T_z$	$S_{43} = T_x / 2 + T_y / 2$

**Tableau III.11: Durées de fermeture des interrupteurs dans le cas de la région ( $r = 11$ ) du premier secteur.**

L'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux se résume dans les étapes suivantes:

- A partir des tensions de référence  $v_1^*, v_2^*$  et  $v_3^*$  on déduit le vecteur tension de référence  $v_s^*$  et ces composantes  $v_d^*$  et  $v_q^*$  ainsi que ses coordonnées polaires  $m$  et  $\theta$  (équation (III.24)).
- A partir de  $m$  et  $\theta$  on déduit le secteur  $s$  (équation (III.25)) et la région ((Fig.III.28)), du diagramme vectoriel contenant le vecteur  $v_s^*$ .
- On déduit (Fig.III.29) les états  $X, Y$  et  $Z$  qu'on doit appliquer pour générer les tensions de sortie.
- On déduit (tableau III.10) la durée d'application de chaque état.
- On déduit la séquence des états durant chaque période d'échantillonnage.
- A partir de cette séquence, on déduit l'état ouvert ou fermé de chaque interrupteur, à chaque instant (Fig.III.30).

### III.10. simulation numérique

La charge de l'onduleur est une machine asynchrone. La tension continue à l'entrée de l'onduleur est de (470 V), divisée en égalité entre quatre condensateurs.

Au début On simule le système pour un taux de modulation  $m=0.8$  et pour des valeurs déférents de l'indice de modulation (**N= 96 et 48**). **Et pour ( m= 0.4 , N=96 )**

Le Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur de tension à cinq niveaux commandé par MLI Vectorielle est représenté dans la (fig.III.31).

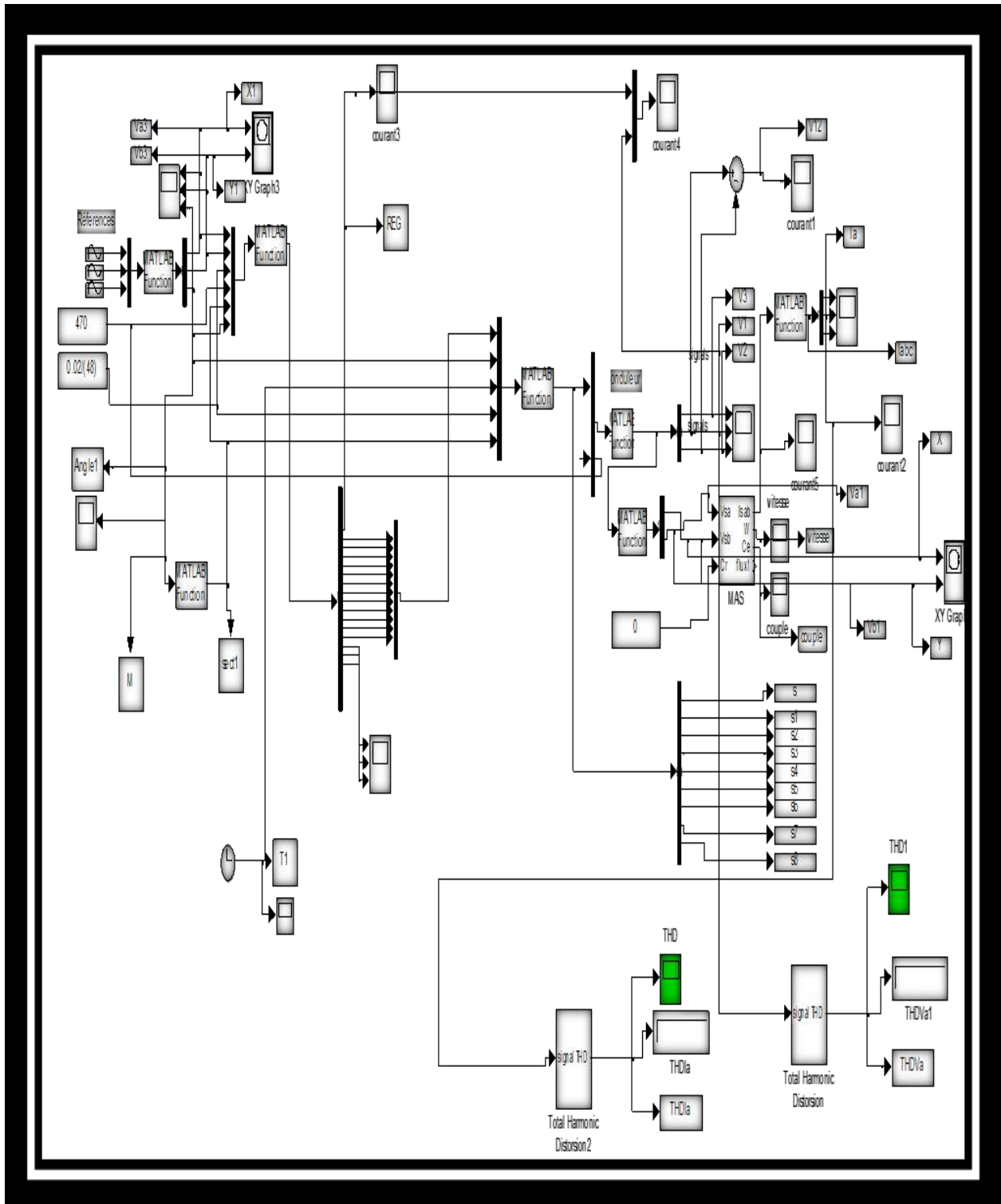
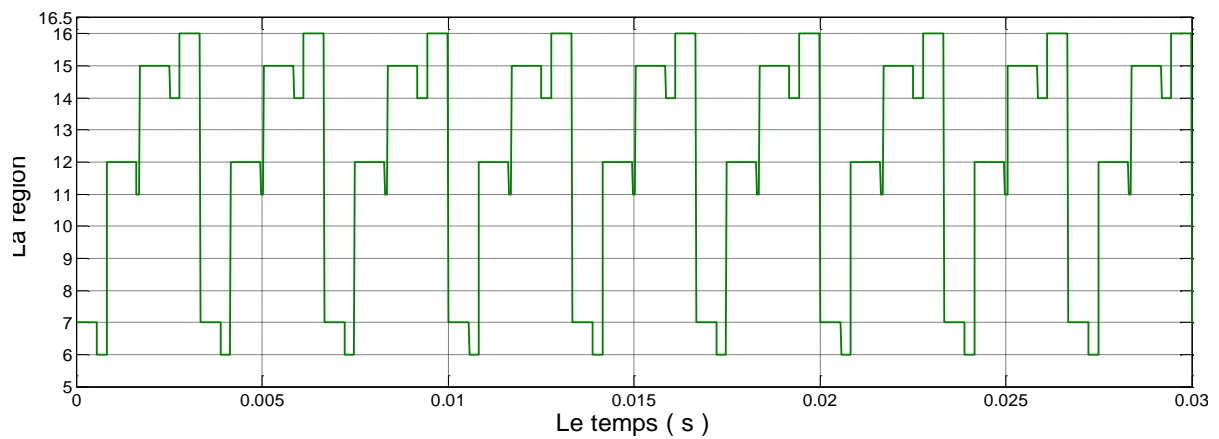


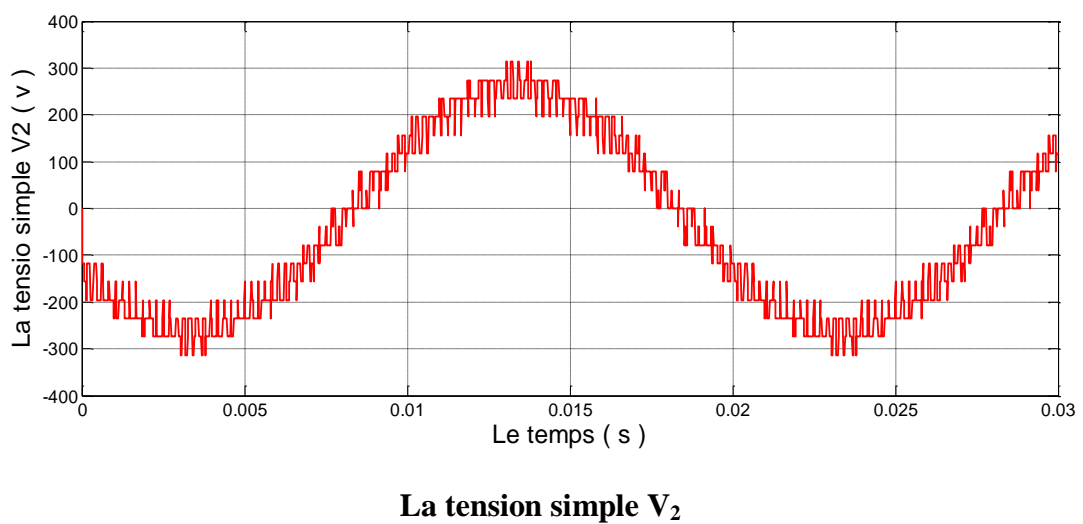
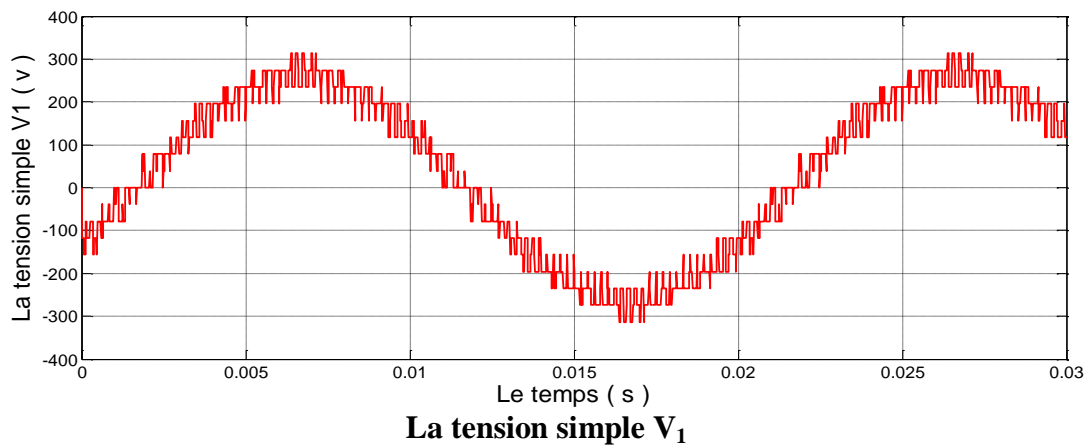
Fig. III.31: Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur commandé par MLI Vectorielle.

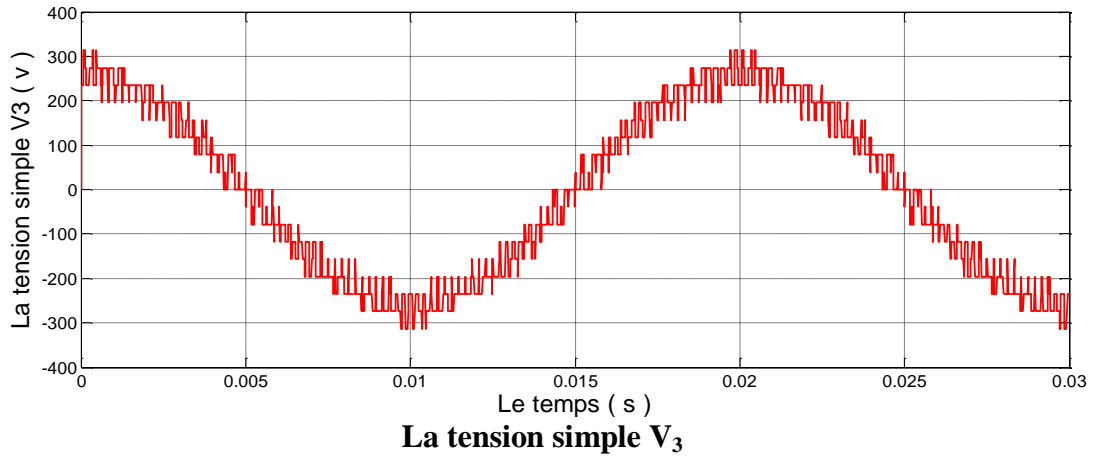
### III.10.1 résultats de simulation

**Pour  $N = 48$  et  $m=0.8$**

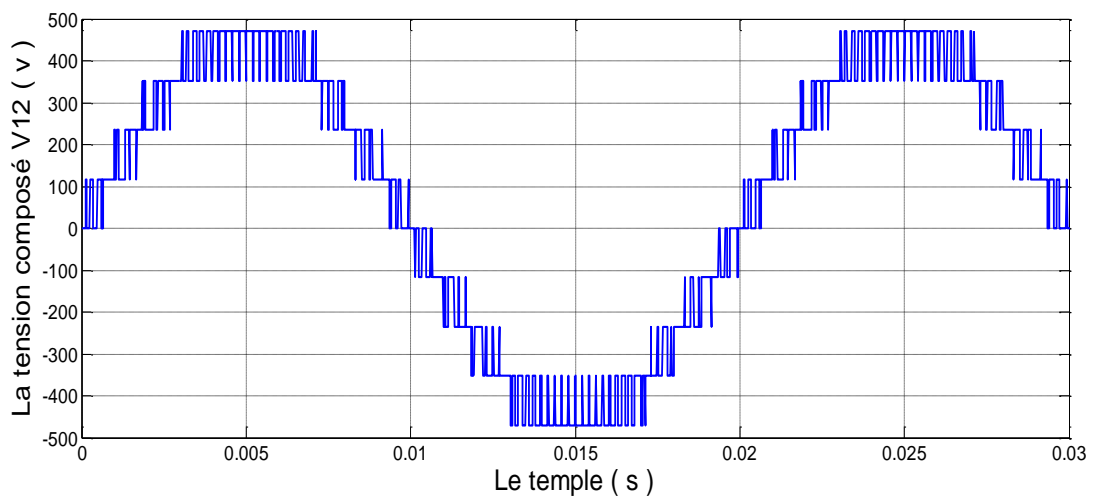


**Fig.III.32 : Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.**

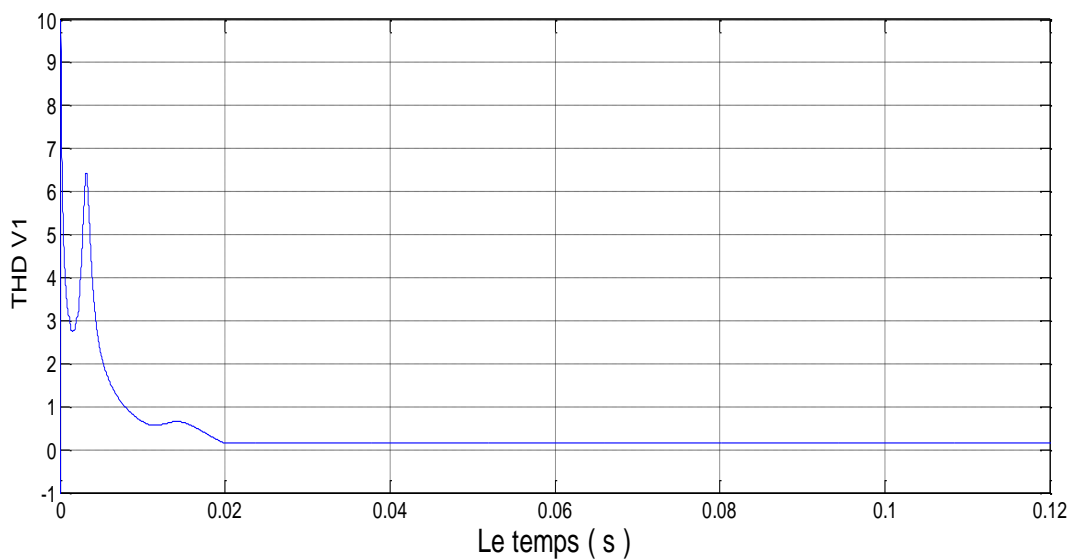




**Fig.III.33: Les tensions simples  $V_1, V_2$  et  $V_3$  à la sortie de l'onduleur.**



**Fig.III.34: La tension composée  $V_{12}$ .**



**Fig. III.35 : La distorsion totale des harmoniques  $THDV_1=0.1466 = 14.66 \%$ .**

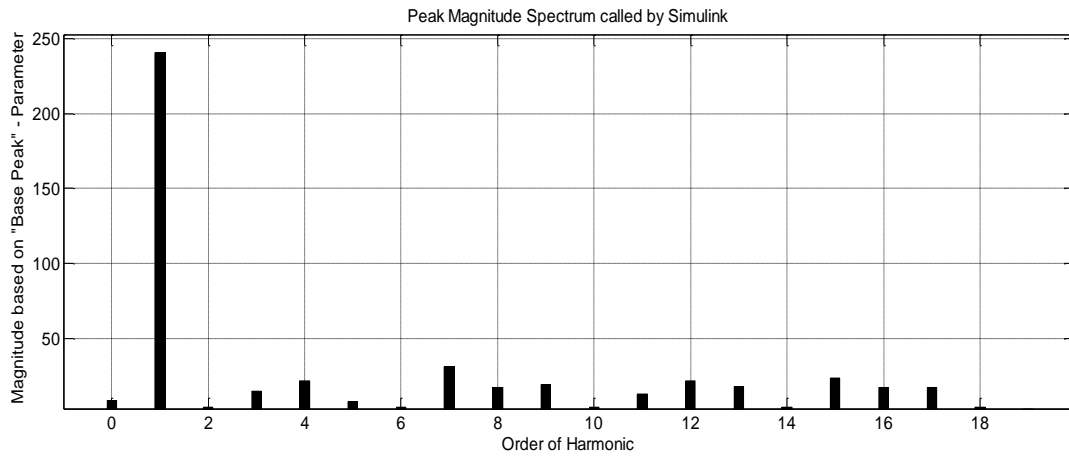


Fig.III.36: Analyse spectrale du tension.

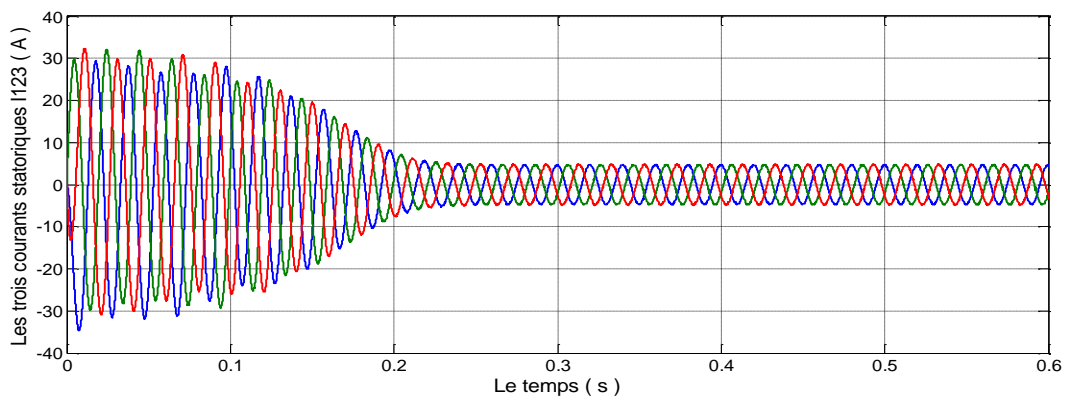


Fig.III.37: Les trois courant statoriques.

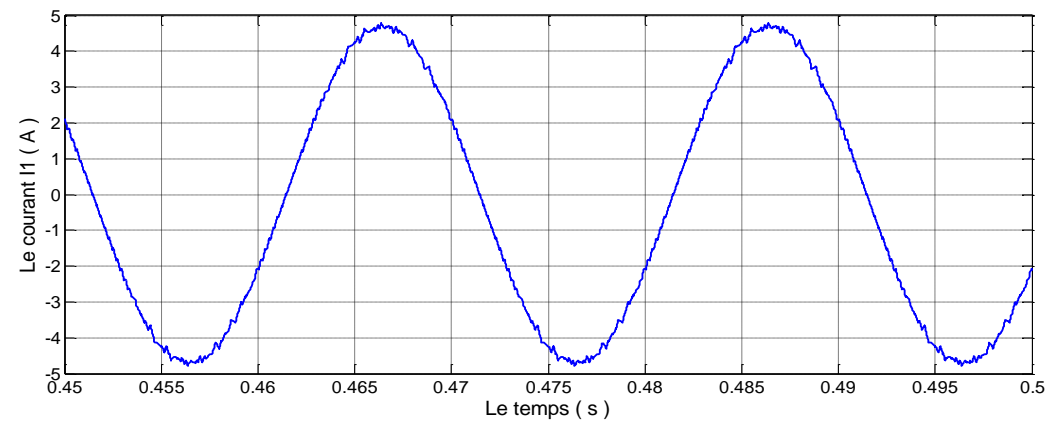


Fig.III.38 : Le courant statorique I1 de la phase 1 en régime permanent.

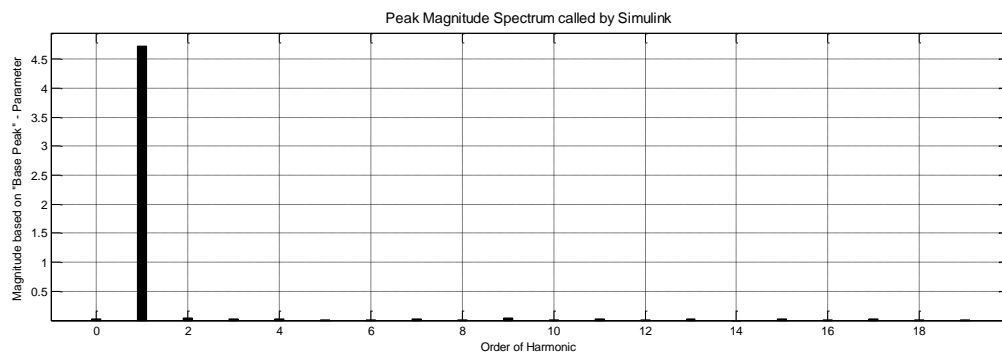


Fig.III.39 : Analyse spectrale du courant.

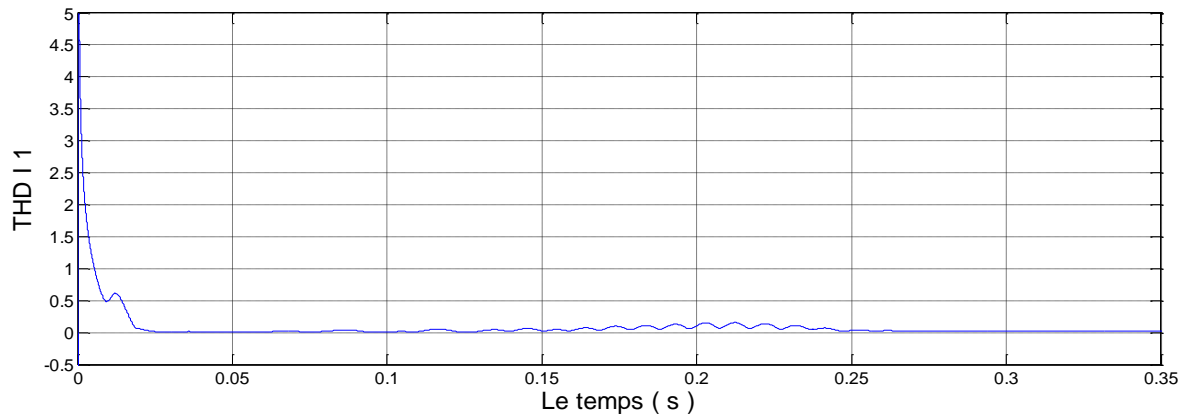


Fig.III.40 :La distorsion totale des harmoniques  $THD I_1=0.01827= 1.827 \%$ .

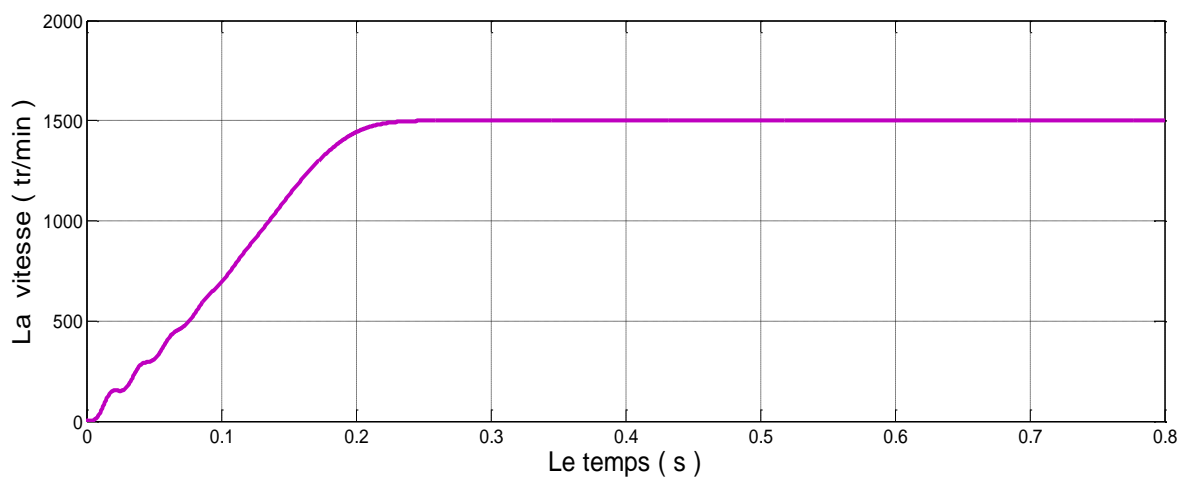


Fig.III.41 : La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent  $N= 1500$  tr/min).

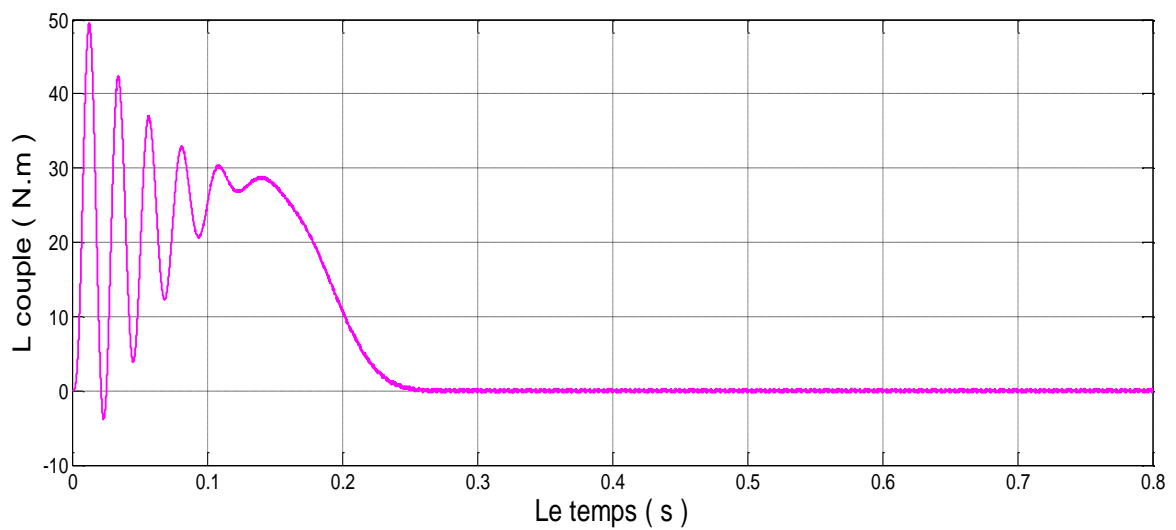
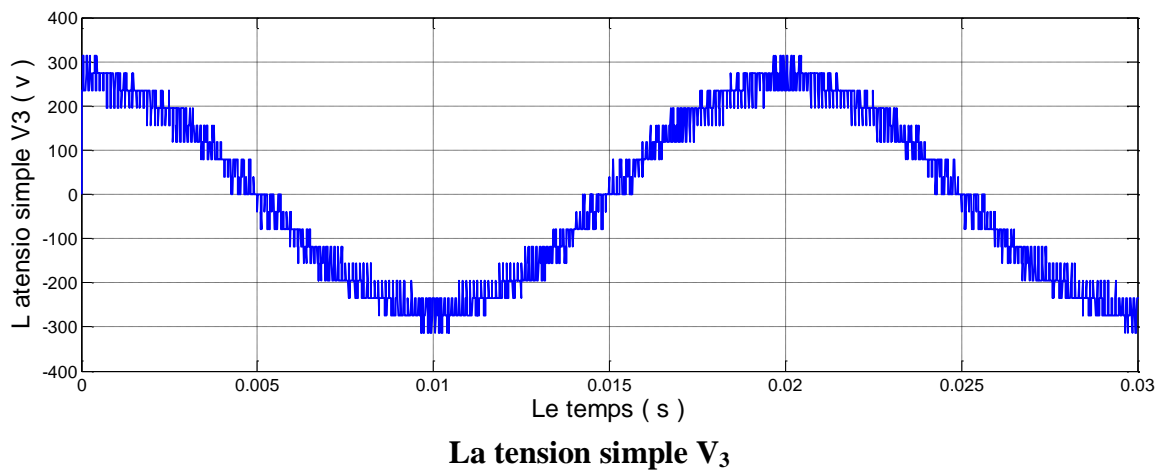
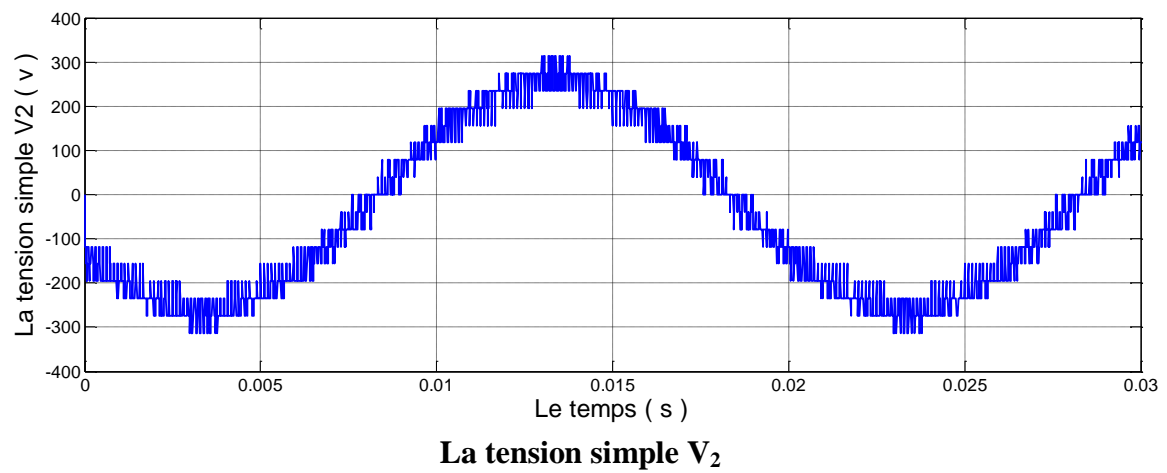
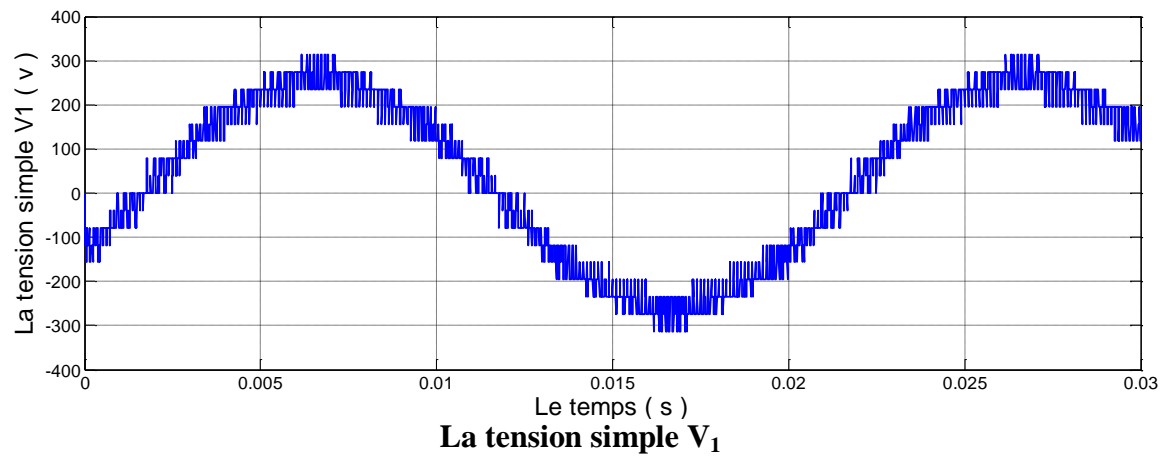


Fig.III.42: La variation de couple du moteur asynchrone ( $C_r=0Nm$ ).

**Pour  $N = 96$  et  $m=0.8$**



**Fig.III.43: Les tensions simples  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$  à la sortie de l'onduleur.**

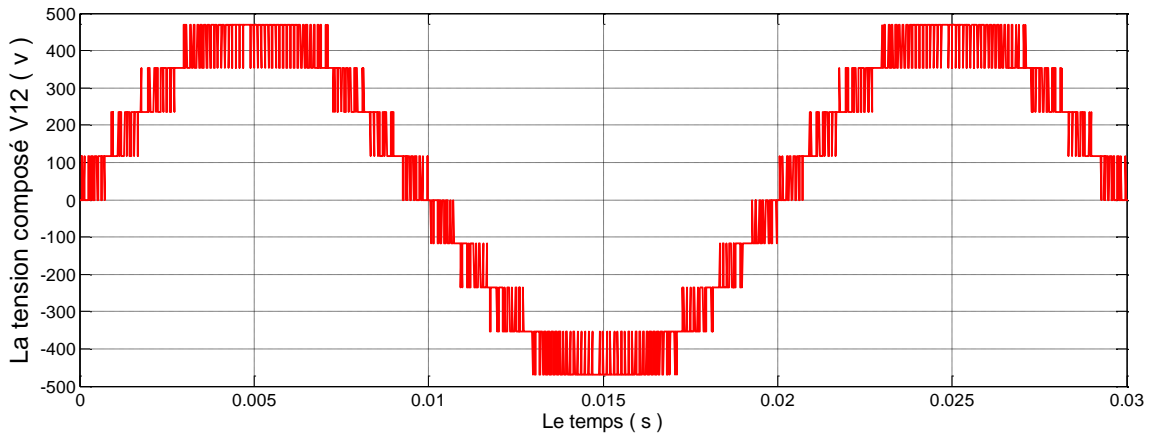


Fig.III.44: La tension composée  $V_{12}$ .

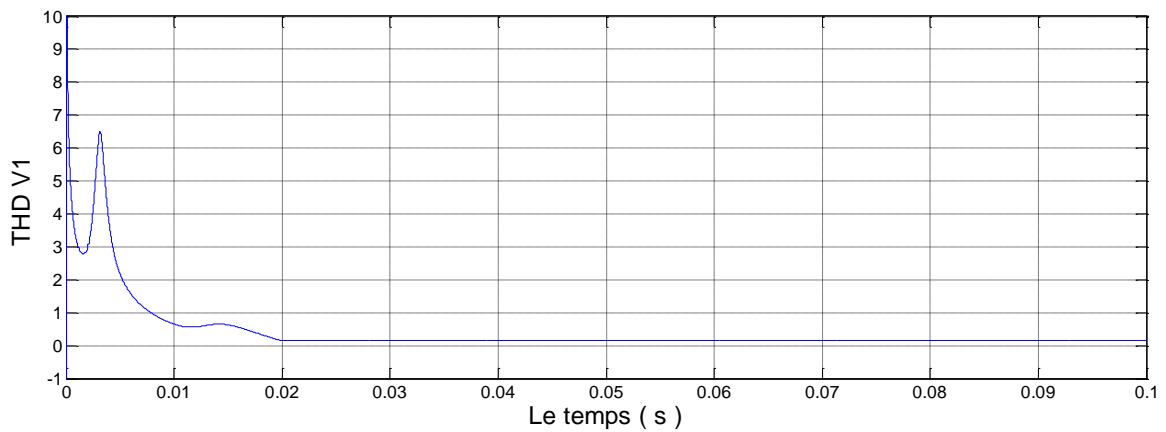


Fig.III.45 : La distorsion totale des harmoniques  $THD_{V1}=0.1467=14.7\%$ .

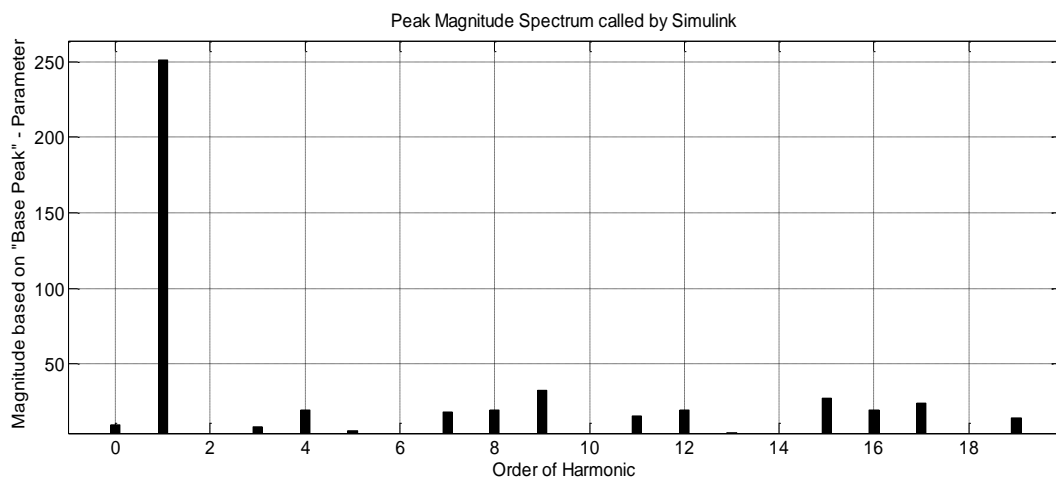


Fig.III.46: Analyse spectrale du tension .

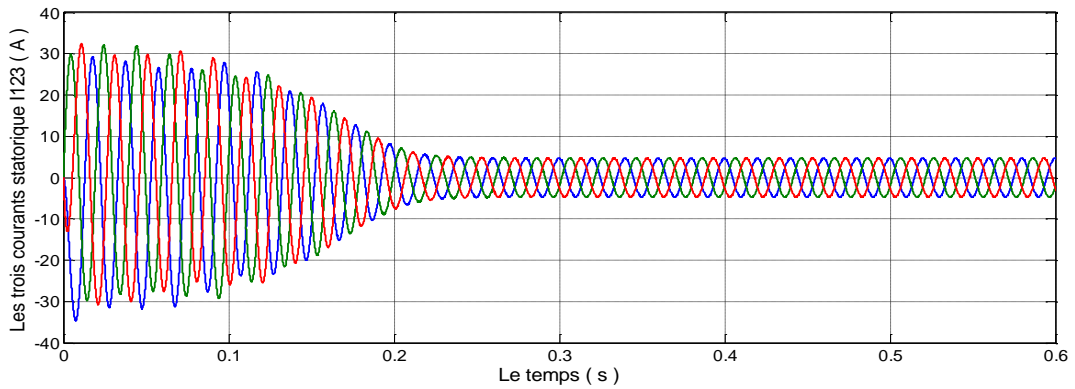


Fig.III.47: Les trois courant statoriques.

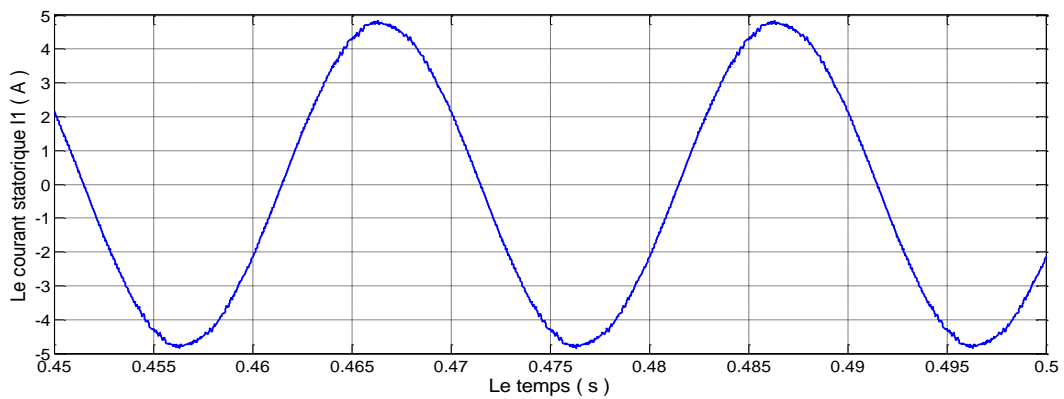


Fig.III.48: Le courant statorique I1 de la phase 1 en régime permanent.

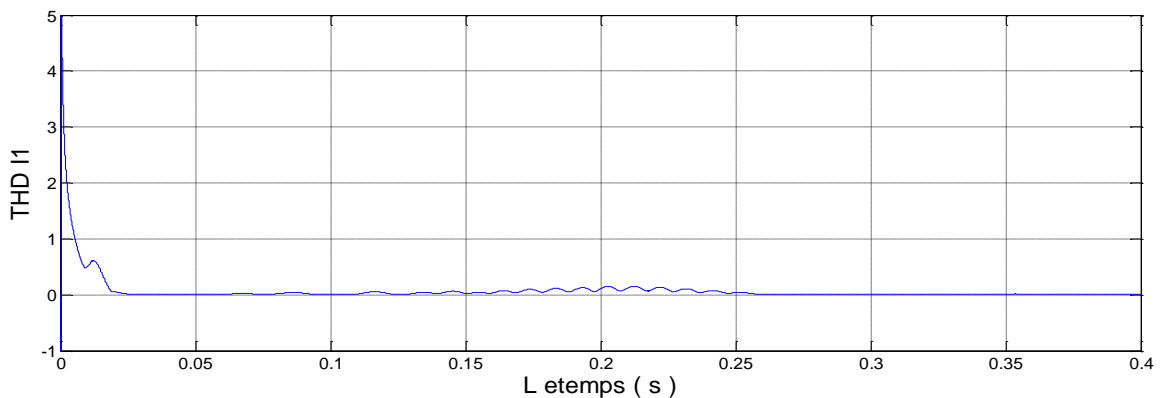


Fig. III.49: La distorsion totale des harmoniques  $THD_{I1} = 0.01391 = 1.391\%$  .

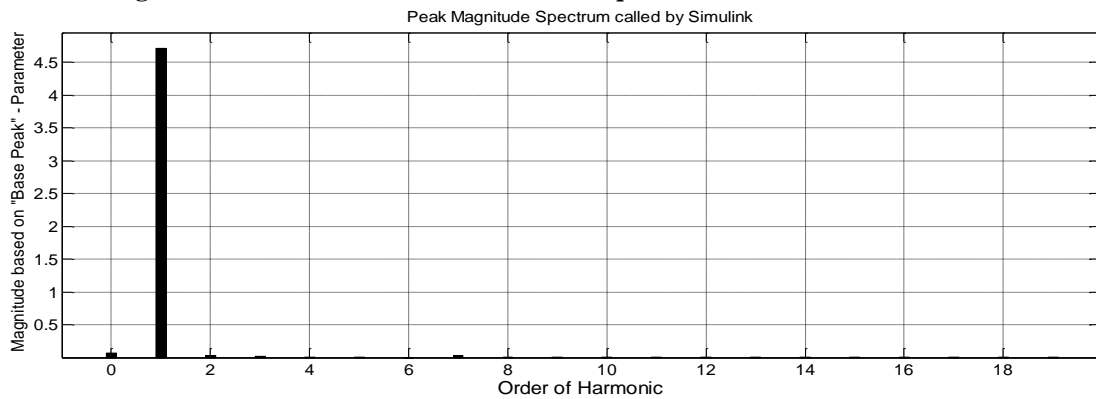
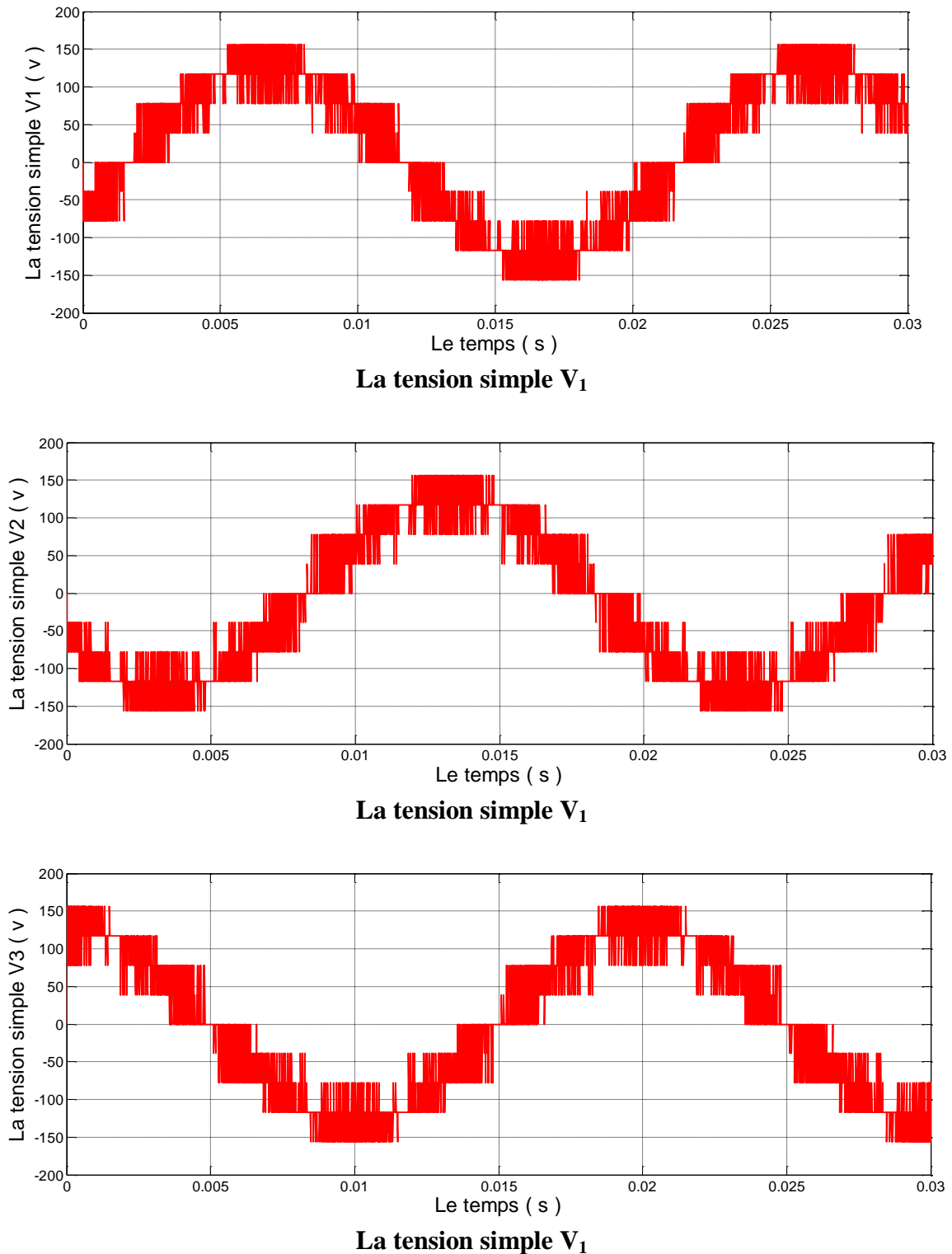


Fig.II.50: Analyse spectrale du courant .

**Pour  $N = 96$  et  $m=0.4$**



**Fig.III.51 : Les tensions simples V<sub>1</sub>, V<sub>2</sub> et V<sub>3</sub> à la sortie de l'onduleur.**

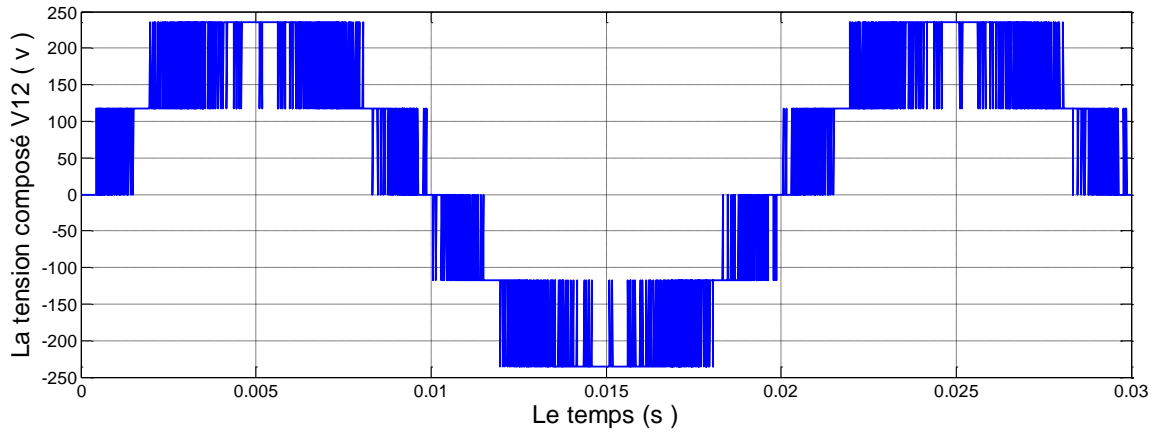


Fig.III.52: La tension composée  $V_{12}$ .

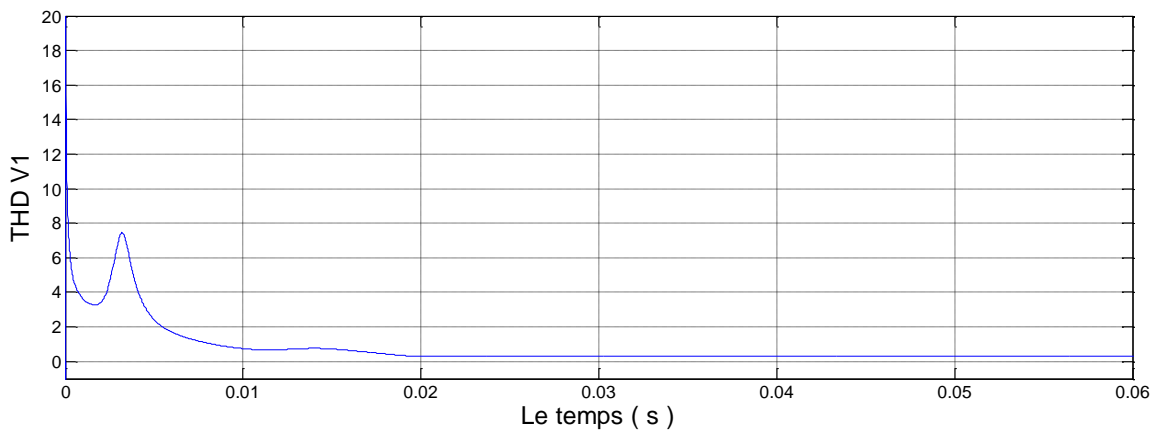


Fig.III.53: La distorsion totale des harmoniques  $THD_{V1}=0.2812 = 28.2\%$ .

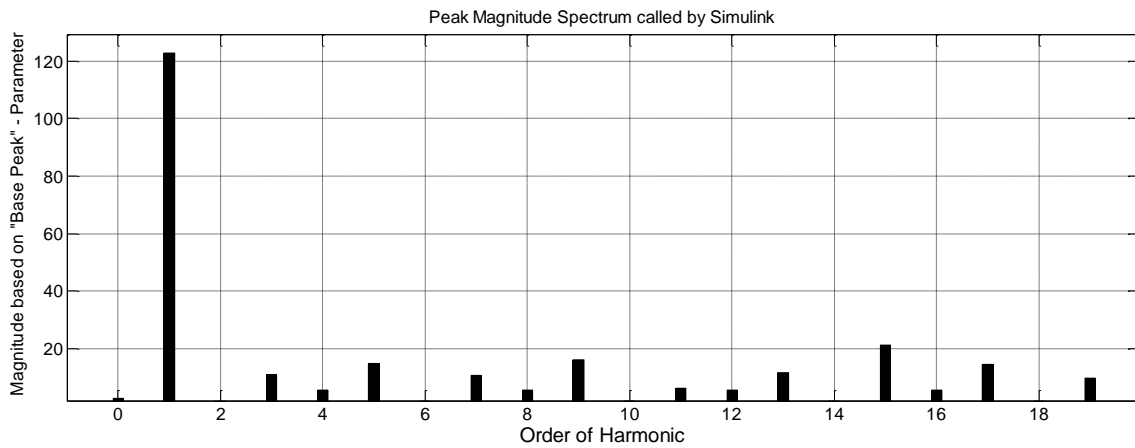
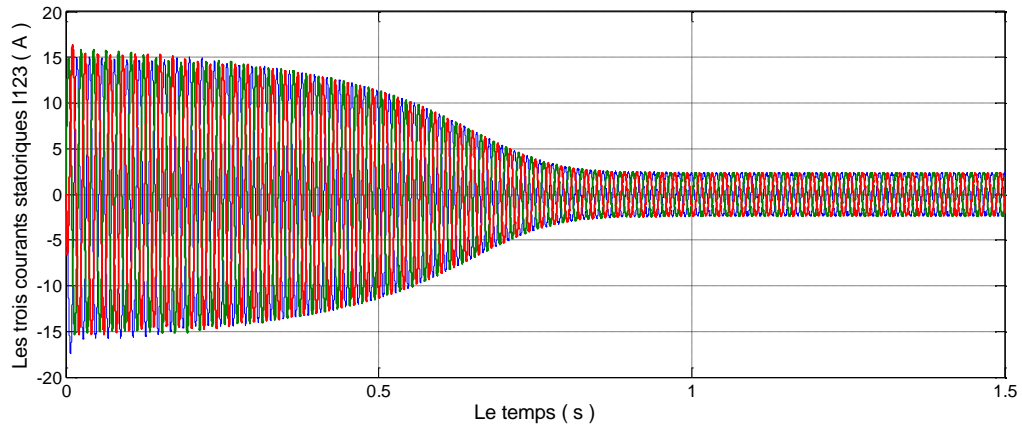
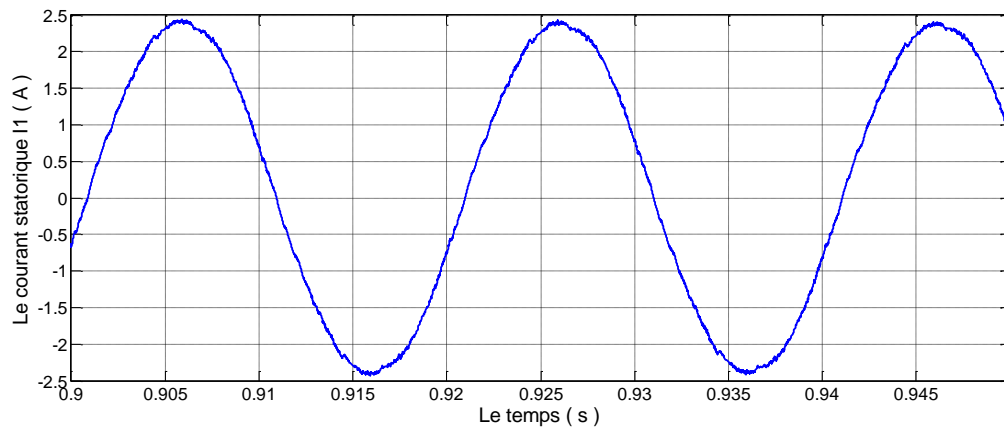


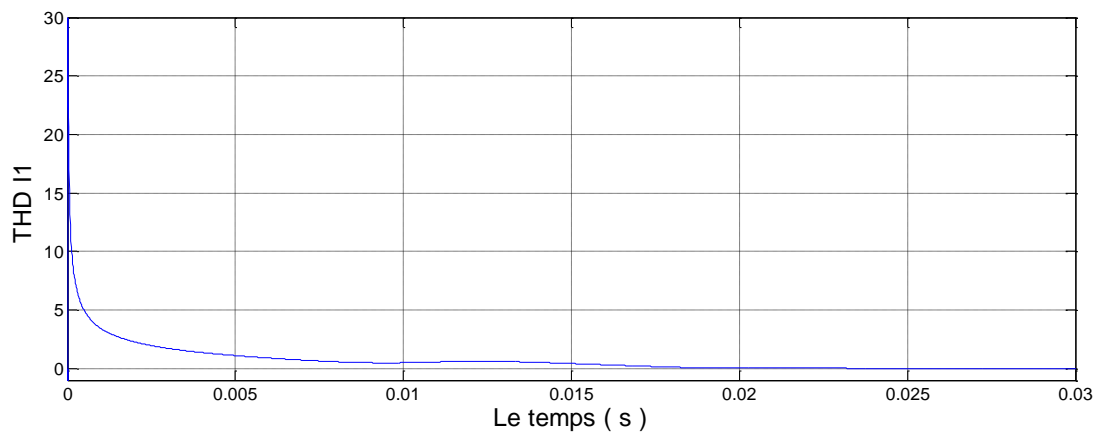
Fig.III.54: Analyse spectrale du tension .



**Fig.III.55: Les trois courant statoriques.**



**Fig.III.56 : Le courant statorique I1 de la phase 1 en régime permanent.**



**Fig. III.57: La distorsion totale des harmoniques  $THD_{I1}=0.03256=3.256\%$  .**

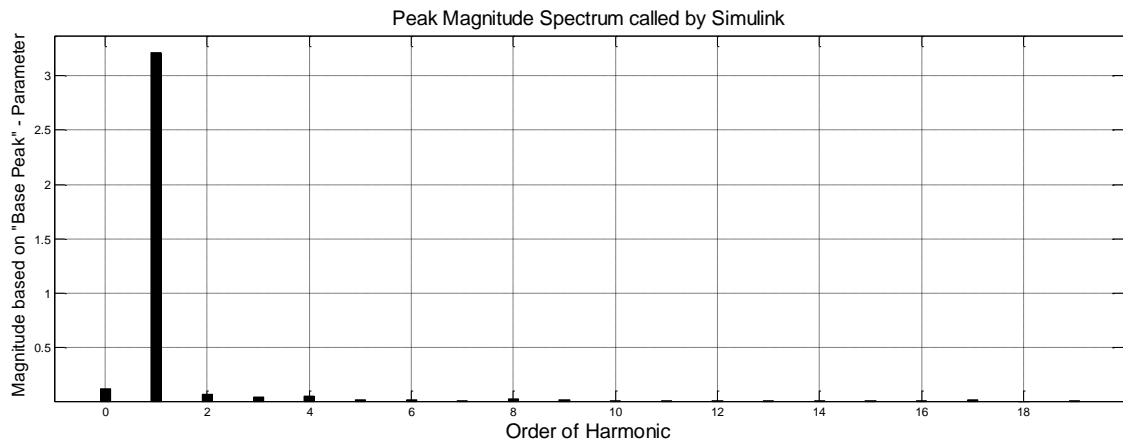
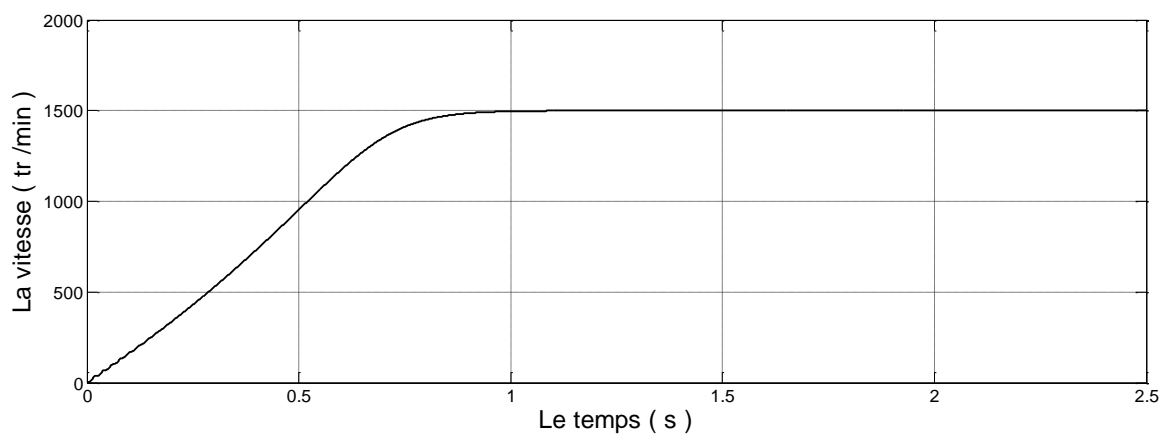
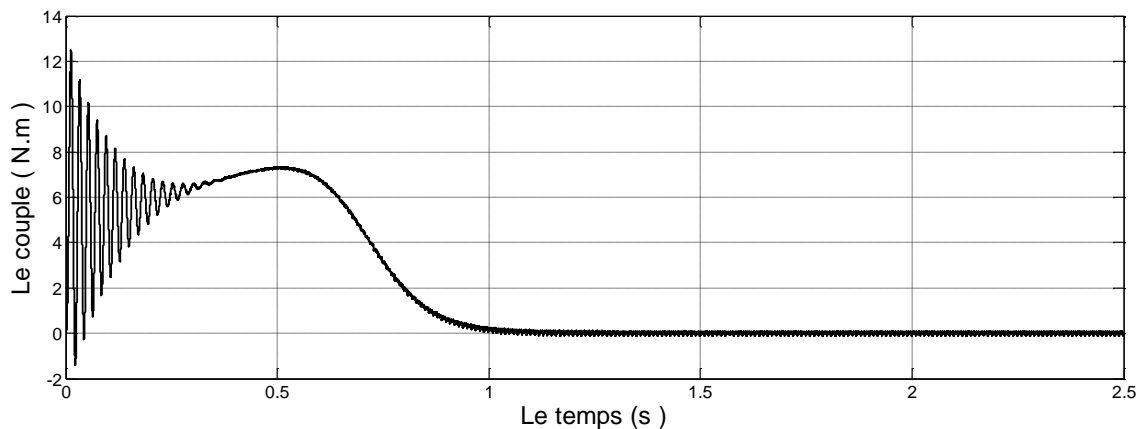


Fig.III.58: Analyse spectrale du courant .

Fig.III.59 : La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent  $N= 1500$  tr/min).Fig.III.60: La variation de couple du moteur asynchrone ( $c_r=0$ Nm).

### III.10.2. Interprétation des résultats

après ces essais de simulation, On remarque que :

A chaque fois en augment la valeur de l'indice de modulation nous trouvons que :

- Les signaux des courants des phases statorique sont presque sinusoïdales.

- Pour les faibles valeurs de  $N$  leur allure n'est pas parfaitement sinusoïdale, mais avec l'augmentation de  $N$ , on commence à avoir un signal plus proche du signal sinusoïdale.
- Le meilleur résultat obtenu avec  $N = 96$ , où le signal du courant contient moins d'harmoniques, et la valeur de distorsion totale des harmoniques est  $THD\% = 1,391\%$  (pour le signal de courant), avec temps de stabilité est très proche à 0.
- Si on détermine la valeur de taux de modulation on aura une détermination de l'amplitude de la tension simple
- Le spectre harmonique de la tension simple montre que l'onduleur à cinq niveaux produit une tension de sortie avec un  $THD$  plus faible par rapport à l'onduleur à deux et à trois niveaux.
- Pour un onduleur à sept niveaux, la tension simple possède dix-sept niveaux et la tension composée possède neuf niveaux de tension.

En comparant les résultats obtenus dans le cas de l'onduleur à cinq niveaux avec celles de l'onduleur à deux et à trois niveaux, on constate que sous les mêmes conditions de fonctionnement (même indice de modulation et même taux de modulation), l'onduleur à cinq niveaux produit une tension de sortie contenant moins d'harmoniques ainsi les variables de sorties de la machine tel que la vitesse et le couple.

### III.11. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation des onduleurs à trois et à cinq niveaux, ainsi que leurs modulations vectorielles. On constate que la qualité du signal de sortie de l'onduleur s'améliore dans les onduleurs à cinq niveaux par rapport à l'onduleur à deux et à trois niveaux. Les résultats obtenus pour un onduleur à cinq niveaux donnent un courant presque sinusoïdale, contient moins d'harmonique ( $THD=1,391\%$  pour  $N=96$ ) et la tension composée à la sortie de l'onduleur peut aller jusqu'à la valeur de la tension continue  $V_{dc}$ .





## Conclusion général

L'étude présentée dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'amélioration de la forme de tension à la sortie de l'onduleur. Les onduleurs de tension sont très utilisés dans l'industrie et touchent des domaines d'applications les plus variés, dans le plus connu est sans doute, celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif.

Dans le but d'améliorer la qualité de tension à la sortie de l'onduleur à deux et à trois niveaux, on a étudié l'onduleur à cinq niveaux ainsi on a développé trois algorithmes de commande basés sur la modulation de vecteur de l'espace (MLI vectorielle) (un algorithme pour chaque type d'onduleur), pour faire une comparaison entre elles. Ces algorithmes sont testés sur un moteur à cage vu les avantages et la robustesse du moteur à cage par rapport aux autres types de moteurs pour vérifier leur fonctionnement.

On a utilisé des onduleurs à diodes flottantes, vu sa structure simple. Après simulation on constate que les tensions de sortie de l'onduleur à cinq niveaux sont les meilleurs par rapport aux autres types d'onduleurs, ainsi les réponses dynamiques et statiques du moteur correspondant.

Malgré la complexité de l'algorithme de la modulation vectorielle pour les onduleurs de niveaux plus élevés, elles nous donnent des meilleurs résultats par rapport aux onduleurs de niveaux bas. Ce travail, nous a permis d'une part de connaître les principes de base pour l'étude et la simulation de n'importe quel système électroénergétique complexe, et d'autre part, il a servi à faire fortune notre modeste connaissance sur la technique de programmation, la modélisation d'un système et les techniques de commande d'alimentation de la machine asynchrone à cage.

- Comme perspectives, je vais essayer de prouver ces résultats expérimentalement à travers la réalisation des différents types d'onduleurs ainsi l'intégration de leurs algorithmes de commande dans DSP et alimenté un moteur à cage.

