

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 a sept niveaux
alimentant un moteur a cage*

Proposé et dirigé par :

-Mr.BENDAIKHA A / Malik

Présenté par :

- SALMI Salem

Année Universitaire: 2011/2012

N° d'ordre : 045

REMERCIEMENTS

Ce travail n'aurait sans l'appui jamais vu le jour d'un certain nombre de
personne

Que j'aimerais remercier ici après avoir remercié le grand dieu pour son aide

Je remercie beaucoup et très beaucoup mon encadreur monsieur

 **BENDAIKHA A /Malik** 

pour avoir bien voulu encadré ce travail et pour tout ses dirigés

Je tien a remercier aussi tous mes enseignants

Ainsi que le group administratif de notre département ; et tous ceux qui ont
contribué de prés ou de lois à la réalisation de ce travail.



Dédicace

"Aucun homme ne peut rien vous révéler sinon ce qui repose déjà à demi endormi dans l'aube de votre connaissance"

Khalil Gibran

Je dédie ce travail :

A mon cher père qui n'a jamais cessé de m'aider et me conseiller.

A ma chère mère qui me toujours encourage pour suivre mes études.

A mes sœurs et frères.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

A mon encadreur qui m'a beaucoup aidé.

SALMI Salem

Sommaire

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

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone triphasée

Introduction.....	4
I.1. Généralités sur la machine asynchrone triphasée 4	
I.1.1. Définition	4
I.1.2. Description du moteur asynchrone à cage.....	5
I.1.3. Avantage et inconvénient des moteurs à cage d'écureuil.....	6
I.1.4. Problèmes posés par le moteur asynchrone.....	6
I.1.5. Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone	7
I.1.6. Bilan des puissances du moteur	8
I.2. Modélisation de la machine asynchrone 9	
I.2.1. Hypothèses simplificatrices.....	9
I.2.2. Modèle de la machine.....	9
I.2.3. Equation générale de la machine asynchrone triphasée	10
I.2.4. Equations électriques de la machine	10
I.2.5. Equations magnétiques.....	12
I.2.6. Equations mécaniques	14
I.3. Transformation de Park 15	
I.3.1. Equations électriques.....	16
I.3.2. Equations magnétiques.....	17
I.3.3. Equation mécanique	17
I.3.4. Expression du couple électromagnétique	17
I.4. Choix du référentiel 18	
I.4.1. Référentiel fixe par rapport au rotor.....	18
I.4.2. Référentiel lié au champ tournant	19

I.4.3.Référentiel lié au stator.....	19
I.5. Représentation d'état du modèle de la Mas	20
I.5.1.Equations mécaniques	21
I.5.2.Simulation du modèle de la machine asynchrone	22
I.6. Résultats de simulation de la machine asynchrone	23
I.7. Interprétations des résultats de simulation	25
I.8.Conclusion	25

Chapitre II: Etude théorique des onduleurs multiniveaux

Introduction.....	27
II.1.Définition	28
II.2.Avantages et inconvénients des onduleurs multiniveaux	29
II.3.Les principales topologies d'onduleurs multiniveaux	30
II.3.1.Onduleur de tentions à diodes flottantes	31
II.3.2.Onduleur de tentions à condensateur flotteur	33
II.3.3.Les onduleurs multiniveaux en cascade	36
II.4.Stratégies de commande de l'onduleur	38
II.4.1.Définition.....	38
II.4.2.Commande pleine onde.....	39
II.4.3.Commande par hystérésis	40
II.4.4.Commande par MLI sinusoïdale	40
II.4.5.Modulation vectorielle	40
II.5.Conclusion	41

Chapitre III: Modulation vectorielle

Introduction.....	43
<u>III.1.Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux</u>	44
III.1.1 Structure générale de l'onduleur à deux niveaux	44
III.1.2.Fonction de commutation	44
III.1.3.Commande complémentaire des interrupteurs	44
III.1.4.Etats d'un bras de l'onduleur	45
III.1.5.Etats de l'onduleur	45
III.1.6.Tensions de sortie de l'onduleur	46
III.1.7.Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel.....	47
III.1.8.Vecteur tension de référence	48
III.1.9.Période d'échantillonnage	50

III.1.10.Séquence des états de l'onduleur	51
III.1.11.Simulation numérique.....	56
III.1.12 Résultats de simulation.....	57
III.1.13.Interprétation des résultats.....	61
III.2.Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux	62
III.2.1.Structure générale de l'onduleur à trois niveaux.....	62
III.2.2.Fonctions de commutation.....	63
III.2.3.Commande complémentaire des interrupteurs	63
III.2.4.Etats d'un bras de l'onduleur	63
III.2.5.Etats de l'onduleur	64
III.2.6.Tensions de sortie	66
III.2.7.Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel.....	66
III.2.8.Vecteur tension de référence	69
III.2.9.Séquence des états de l'onduleur	70
III.2.10.Simulation numérique.....	76
III.2.11.Résultats de simulation	78
III.2.12.Interprétation des résultats :.....	81
III.3.Modulation vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux	82
III.3.1.Structure de l'onduleur à cinq niveaux	82
III.3.2.Fonctions de commutation.....	83
III.3.3.Etats des bras et de l'onduleur.....	83
III.3.4 Tension de sortie.....	86
III.3.5.Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel.....	87
III.3.6.Vecteur tension de référence	90
III.3.7.Séquence des états de l'onduleur	91
III.3.8.Simulation numérique.....	95
III.3.9.Résultats de simulation.....	97
III.3.10.Interprétation des résultats.....	100
III.4.Modulation vectorielle de l'onduleur à sept niveaux	100
III.4.1.Structure de l'onduleur à sept niveaux	100
III.4.2.Fonctions de commutation.....	102
III.4.3.Etats des bras et de l'onduleur.....	102
III.4.4.Tension de sortie.....	106
III.4.5. Vecteurs de tension sortie et diagramme vectoriel	107
III.4.6.Vecteur tension de référence	112

<u>III.4.7.Séquence des états de l'onduleur</u>	114
<u>III.4.8.Simulation numérique</u>	118
<u>III.4.9.Résultats de simulation</u>	120
<u>III.4.10.Interprétation des résultats</u>	129
<u>III.5.Conclusion</u>	129

Conclusion générale

Bibliographie

La liste des figures

Fig. I.1: symboles d'une machine asynchrone.	4
Fig. I.2: Moteur asynchrone (catalogue Leroy-Somer).	5
Les fig. I.(3,4,5,6): représenter la fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage.	7
Fig. I.7: bilan des puissances du moteur.	8
Fig. I.8: Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS.	10
Fig. I.9: modèle d'une phase avec f.é.m.	10
Fig. I.10: représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé.	15
Fig. I.11: Le schéma bloc de simulation du modèle de la machine asynchrone.	23
Fig. I.12: Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau,	24
Fig. I.13: Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en appliquons un couple résistant ($C_r=10$ N.m) à $t=1$ second.	24
Fig. II.1: Mise en série (à gauche) et en parallèle (à droite) de plusieurs composants semi conducteurs	28
Fig. II.2: Bras d'une phase d'un onduleur de tension.	29
Fig. II.3: Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux.....	30
Fig. II.4: Bras d'onduleur à diodes flottantes à N-niveaux.....	31
Fig. II.5: onduleur à condensateur flottante à Trois-niveau.....	33
Fig. II.6: bras d'onduleur à condensateur flottante (a) représentation 1	34
Fig. II.7: bras d'un onduleur à condensateur flottante à N -niveaux ($k = N - 1$) cellule possible.	34
Fig. II.8: Structure d'un bras d'onduleur en cascade n niveaux.	37
Fig. II.9: Classification des stratégies de modulation multiniveaux.	39
Fig. II.10: Signale sinusoïdal et onde carrée.....	39

Fig. II.11: Schéma de commande par hystérésis.....	40
Fig. II.12 : Principe de commande du courant par MLI.....	40
Fig. III.1: Structure de l'onduleur à deux niveaux.	44
Fig. III.2: Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.	45
Fig. III.3: Les huit états de l'onduleur à deux niveaux.....	46
Fig.III.4: Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.	49
Fig.III.5: Etats X, Y et Z pour chaque secteur.....	51
Fig.III.6: Forme des fonctions logiques F_{ij} pour les six secteurs.....	53
Fig.III.7: Schéma bloc de la modulation vectorielle.....	55
Fig. III.8: L'angle du vecteur de référence.	57
Fig.III.9: Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps.	57
Fig. III.10: La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche I de l'onduleur.....	57
Fig. III.11: Le signal d'impulsions F_{11} de l'interrupteurs supérieurs S_{11} de l'onduleur.	58
Fig. III.12: Les tensions simples V_1, V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur.	58
Fig.III.13: La tension composée V_{12}	59
Fig. III.14: Les trois courant statoriques.....	59
Fig.III.15: Le courant statorique I_1 de la phase I en régime permanent.....	59
Fig. III.16: La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.0330=3.30\%$	59
Fig.III.17 : Analyse spectrale du courant.....	60
Fig.III.18 : La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1}=0.5438=54.38\%$	60
Fig. III.19: Analyse spectrale du tension.	60
Fig. III.20: La variation de la vitesse du moteur asynchrone.....	61
Fig.III.21: La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0Nm$).....	61
Fig.III.22: Onduleur à trois niveaux à diodes flottantes.	62
Fig. III.23: Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.	64
Fig. III.24: Etats de l'onduleur	65
Fig. III.25: Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.....	68
Fig. III.26: Secteurs et régions du diagramme vectoriel.....	68
Fig. III.27: La position de v_s^* à les quatre régions de 1 ^{er} secteur.	69
Fig. III.28: les compensant m_1 et m_2 de v_s^*	70
Fig. III.29: Etats X, Y et Z pour les différentes régions du diagramme vectoriel.	71
Fig.III.30: Fonctions logiques F_{ij} dans les quatre régions du premier secteur.	75
Fig. III.31: Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur	77
Fig.III.32: Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.	78

Fig.III.33: Les tensions simples V_1, V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur.	78
Fig.III.34: La tension composée V_{12}	79
Fig.III.35: Les trois courant statoriques.....	79
Fig.III.36: Le courant statorique I_1 de la phase I en régime permanent.....	79
Fig.III.37: La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.0144=1.44\%$	79
Fig. III.38: Analyse spectrale du courant.....	80
Fig. III.39: La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1}=0.2859=28.59\%$	80
Fig. III.40 :Analyse spectrale du tension.....	80
Fig.III.41: La variation de la vitesse du moteur asynchrone.....	81
Fig.III.42: La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0Nm$).....	81
Fig.III.43: Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottante.....	82
Fig.III.44: Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux.....	84
Fig.III.45.Exemples d'états de l'onduleur à 5 niveaux.....	85
Fig.III.46: Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux.....	89
Fig.III.47: Secteurs et régions du diagramme vectoriel.....	89
Fig. III.48: les compensant m_1 et m_2 de v_s^*	90
Fig.III.49: Désignation des états X, Y et Z pour les différentes régions du premier secteur.....	92
Fig.III. 50: Fonctions logique F_{ij} dans le cas de la région $r = 11$ du premier secteur.....	94
Fig. III.51: Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur.....	96
Fig.III.52: Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.....	97
Fig.III.53: Les tensions simples V_1, V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur.....	97
Fig.III.54: La tension composée V_{12}	98
Fig. III.55: Les trois courant statoriques.....	98
Fig. III.56: Le courant statorique I_1 de la phase I en régime permanent.....	98
Fig. III.57: La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.0109=1.09\%$	98
Fig. III.58: Analyse spectrale du courant.....	99
Fig.III.59: La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1}=0.1476=14.76\%$	99
Fig. III.60: Analyse spectrale du tension.....	99
Fig. III.61: La variation de la vitesse du moteur asynchrone.....	100
Fig.III.62: La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0Nm$).....	100
Fig.III.63: Structure de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottante.....	101
Fig.III.64: Etats d'un bras de l'onduleur à sept niveaux.....	104
Fig.III.65: Exemples d'états de l'onduleur à sept niveaux.....	106
Fig.III.66: Diagramme vectoriel de l'onduleur à sept niveaux.....	111
Fig.III.67: Secteurs et régions du diagramme vectoriel.....	112

Fig. III.68: les compensant m_1 et m_2 de v_s^*	113
Fig.III.69: Désignation des états X, Y et Z pour les différentes régions du premier secteur.....	115
Fig.III.70: Fonctions logique F_{ij} dans le cas de la région $r = 26$ du premier secteur.....	117
Fig. III.71: Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur	119
Fig. III.72 : Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.	120
Fig.III.73: Les tensions simples V_1, V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur.	120
Fig. III.74: La tension composée V_{12}	121
Fig.III.75: Les trois courant statoriques	121
Fig.III.76: Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent	121
Fig.III.77: La distorsion totale des harmoniques $THD_{I_1}=0.0087=0.87\%$	121
Fig. III.78: Analyse spectrale du courant.....	122
Fig.III.79: La distorsion totale des harmoniques $THD_{V_1}=0.0983=9.83\%$	122
Fig. III.80: Analyse spectrale du tension	122
Fig. III.81: La variation de la vitesse du moteur asynchrone.....	122
Fig.III.82: La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0Nm$).....	123
Fig.III.83: Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.	123
Fig.III.84: Les tensions simples V_1, V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur.	124
Fig. III.85: La tension composée V_{12}	124
Fig. III.86: Les trois courant statoriques	124
Fig. III.87: Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent	124
Fig. III.88: La distorsion totale des harmoniques $THD_{I_1}=0.0223=2.23\%$	125
Fig. III.89: Analyse spectrale du courant.....	125
Fig.III.90: La distorsion totale des harmoniques $THD_{V_1}=0.1613=16.13\%$	125
Fig. III.91: Analyse spectrale du tension	125
Fig. III.92: La variation de la vitesse du moteur asynchrone.....	126
Fig. III.93: La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0Nm$).....	126
Fig.III.94: Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.	126
Fig.III.95: Les tensions simples V_1, V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur.	127
Fig. III.96: La tension composée V_{12}	127
Fig. III.97: Les trois courant statoriques	127
Fig. III.98: Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent	127
Fig. III.99: La distorsion totale des harmoniques $THD_{I_1}=0.0128=1.28\%$	127
Fig. III.100: Analyse spectrale du courant.....	128

Fig.III.101: La distorsion totale des harmoniques $THD_{v1}=0.0996=9.96\%$	128
Fig. III.102: Analyse spectrale du tension	128
Fig. III.103: La variation de la vitesse du moteur asynchrone.....	128
Fig. III.104: La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0Nm$).....	

La liste des tableaux

Tableau. I.1: Les différents éléments de la machine asynchrone.	6
Tableau. I.2: Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone.....	6
Tableau. I.3: Les paramètres techniques du moteur asynchrone.	22
Tableau. II.1: États possibles de l'onduleur à diodes flottantes à $N-1$ étages avec $(\Delta U = V_{dc} / N - 1)$	32
Tableau. II.2 : États possibles de l'onduleur à cellules imbriquées à K cellules $\Delta U = V_{dc} / k$	35
Tableau III.1: Etats d'un bras de l'onduleur ($x = 1, 2$ ou 3)	45
Tableau. III.2: Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur v_s dans le plan $(d-q)$	48
Tableau .III.3: Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.....	54
Tableau.III.4: Etats d'uns bras de l'onduleur ($x = 1, 2$ ou 3).....	64
Tableau.III.5: Etats de l'onduleur à trois niveaux et les coordonnées du vecteur v_s dans le plan $(d-q)$	67
Tableau.III.6: Décomposition de l'équation (III.32).	72
Tableau. III.7: Les expressions de d_x, d_y et d_z pour les différentes régions d'un secteur.....	72
Tableau .III.8: Séquences des états dans les différentes régions du diagramme vectoriel.	74
Tableau.III.9: Durées de fermeture des interrupteurs dans le cas du premier secteur.	74
Tableau.III.10: Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux ($x = 1, 2$ ou 3).....	85
Tableau.III.11 : Etats de l'onduleur à cinq niveaux et les coordonnées du vecteur v_s dans le plan $(d-q)$	88
Tableau.III.12: Durées relatives d'applications des états.	93
Tableau.III.13: Durées de fermeture des interrupteurs dans le cas de la région $r = 11$	95
Tableau.III.14: Etats d'un bras de l'onduleur à sept niveaux ($x = 1, 2$ ou 3).	105
Tableau .III.15: Etats de l'onduleur à sept niveaux et les coordonnées du vecteur v_s dans le plan $(d-q)$	110
Tableau.III.16: Durées relatives d'applications des états.	116
Tableau. III.17: Durées de fermeture des interrupteurs dans le cas de la région $r = 26$	118

<i>Symboles</i>	<i>Notations</i>	<i>Unité</i>
R_r	Résistance rotorique	Ω
R_s	Résistance statorique	Ω
Ω_s	Vitesse de synchronisme	rad/s
Ω_r	Vitesse angulaire mécanique	rad/s
f_s	fréquence statorique	Hz
G	glissement	
Φ	Le Flux	Wb
i	Le courant	A
V	tension d'alimentation de la Mas	V
$V_{sa}, V_{sb} \text{ et } V_{sc}$	Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.	V
$i_{sa}, i_{sb} \text{ et } i_{sc}$	Les courants qui traversent les trois phases statoriques.	A
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb} \text{ et } \Phi_{sc}$	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.	
Φ_s	Matrice de flux de stator.	
Φ_r	Matrice de flux de rotor.	
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.	
M_{sr}	la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique	
J	moment d'inertie du rotor.	N.m
Ω	vitesse angulaire mécanique du rotor.	Tr/min
f	coefficient de frottement visqueux.	

C_{em}	<i>couple électromagnétique délivré par le moteur.</i>	N.m
C_r	<i>couple résistant</i>	N.m
ω	<i>vitesse angulaire électrique du rotor.</i>	rad/s
θ_s	<i>angle entre l'axe O_d et la phase α du stator</i>	Rad
θ_r	<i>angle entre l'axe O_d et la phase α du rotor</i>	Rad
L_s	<i>Inductance cyclique statorique.</i>	
M	<i>Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.</i>	
$i_{s\alpha}$	<i>Le courant statorique sur l'axe α</i>	A
$i_{s\beta}$	<i>Le courant statorique sur l'axe β</i>	A
$\Phi_{r\alpha}$	<i>Le flux statorique sur l'axe α</i>	Wb
$\Phi_{r\beta}$	<i>Le flux rotorique sur l'axe β</i>	Wb
X	<i>vecteur d'état</i>	
Y	<i>vecteur de sortie</i>	
A	<i>matrice d'évolution d'état du système</i>	
B	<i>matrice de commande (d'entrée).</i>	
U	<i>vecteur du système de commande.</i>	
C	<i>matrice d'observation</i>	
σ	<i>Facteur de dispersion.</i>	
T_r	<i>Constante du temps rotorique.</i>	Sec
v_s	<i>valeur efficace de tension.</i>	V
ω_s	<i>pulsation d'alimentation.</i>	Rad/s
MLI	<i>Modulation de l'argeur d'impulsion</i>	
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>	
S_{ij}	<i>Les interrupteurs de l'onduleur</i>	
j	<i>Indicateur de phase</i>	
I	<i>Numéro de l'interrupteur du bras</i>	
F_{ij}	<i>Fonction de commutation</i>	
F_{cij}	<i>fonctions de connections</i>	
V_{dc}	<i>Tension continue</i>	V
P	<i>Etats d'un bras de l'onduleur</i>	

N	<i>Etats d'un bras de l'onduleur</i>	
v_{xo}	<i>Tension phase point milieu</i>	V
v_1, v_2 et v_3	<i>Tension phase point neutre</i>	V
v_s	<i>Tension de sortie</i>	V
v_s^*	<i>Vecteur Tension de référence</i>	V
v_x, v_y et v_z	<i>Les composants du vecteur v_s sur les axes x, y et z</i>	V
v_1^*, v_2^* et v_3^*	<i>Les trois vecteurs de référence</i>	V
v_d^*, v_q^*	<i>composantes du vecteur v_s^* dans le plan $d - q$,</i>	V
m	<i>taux de modulation</i>	
θ	<i>position angulaire du vecteur v_s^*.</i>	Rad
T_s	<i>période d'échantillonnage de l'onduleur.</i>	Sec
T_x, T_y, T_z	<i>durées d'application des vecteurs v_x, v_y et v_z en grandeur relative</i>	Sec
d_x, d_y et d_z	<i>durées d'application des vecteurs v_x, v_y et v_z en grandeur relative</i>	
V_{\max}	<i>Amplitude maximale du vecteur v_s^*</i>	V
S	<i>secteur triangulaire</i>	

Introduction générale

Avec le développement industriel, il est devenu une nécessité d'utiliser des machines électriques de puissance de plus en plus forte afin de développer les couples exigés par les différentes applications. Ces machines exigent une forte tension d'alimentation. Les machines électriques étant actuellement alimentées à travers des convertisseurs de puissance, ces derniers doivent être dimensionnés et commandés de manière à supporter des tensions d'alimentation élevées, de qualité convenable [1].

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 [2].

Les onduleurs sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable surtout dans la commande des moteurs à courant alternatif spécialement le moteurs à cage [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 [6] [7].

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 [1].

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. Les onduleurs à trois. En augmentant le niveau de l'onduleur, on gagne en terme de qualité de la tension de sortie, au détriment du coût et de l'ergonomie de l'installation [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 [9].

La modulation vectorielle reconnue comme étant la plus performante et la plus utilisée parmi ces méthodes de modulation. Néanmoins, avec l'augmentation du niveau de l'onduleur, 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 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 [1].

Dans le cas de notre travail, nous étudions la commande vectorielle d'un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes. Ce dernier permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge. Ainsi, il permet de générer une tension la plus sinusoïdale possible.

Ce type de convertisseurs permet de synthétiser un signal sinusoïdal à partir de plusieurs niveaux de tension par bras de l'onduleur. Plus on augmente le nombre de niveaux, plus le signal de sortie s'approche de la sinusoïde avec un minimum de distorsion harmonique [10].

- 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.
- Le deuxième chapitre traite les différents types d'onduleurs multiniveaux : leurs structures, leurs avantages et leurs inconvénients, ainsi que les différentes techniques de modulation à MLI qui attirent l'attention des chercheurs.
- Dans le troisième chapitre, nous allons étudier la commande par modulation de largeur d'impulsion de l'onduleur, et en particulier la modulation vectorielle. Nous développerons l'algorithme de la modulation vectorielle dans le cas de l'onduleur à deux niveaux, à trois niveaux, à cinq niveaux et à sept niveaux.

Chapitre I :
***MODELISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE TRIPHASEE***

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 triphasée

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 [15]. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique. [16]

On distingue deux types de moteur asynchrones, selon que les enroulements rotoriques sont bobinés (Pour des puissances plus importantes), ou simplement constitués de barres métalliques reliées à leurs extrémités par des anneaux conducteurs « cage d'écureuil » Pour les petites puissances (usuellement < 10 kW)[17] Dans le premier cas, on facilite le démarrage du moteur en introduisant des résistances dans le circuit rotorique, ce qui conduit à une augmentation du couple et à une diminution de l'intensité absorbée. Les avantages des moteurs à cage d'écureuil résident dans leur simplicité de construction, de manoeuvre et d'entretien, leur robustesse mécanique et leur faible prix de revient [18].

• **Symboles:** la figure.I.1 présente les symboles moteurs à cage d'écureuil et à rotor bobiné par la suite



Fig. I.1: symboles d'une machine asynchrone

I.1.2. Description du moteur asynchrone à cage

Une machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées trois enroulements formant les enroulements statoriques [19]. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encochage dû à la forte variation de reluctance qui perturbe le couple. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique qui peut sortir ou non de chaque côté [20] [21]. La (fig. I.2) représente ces différents éléments [22].

Le fait que le moteur asynchrone ne soit constitué que d'un seul bobinage polyphasé (généralement triphasé) 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 [23]. Néanmoins, cette simplicité structurelle entraîne une forte complexité fonctionnelle liée à de nombreux problèmes [22].

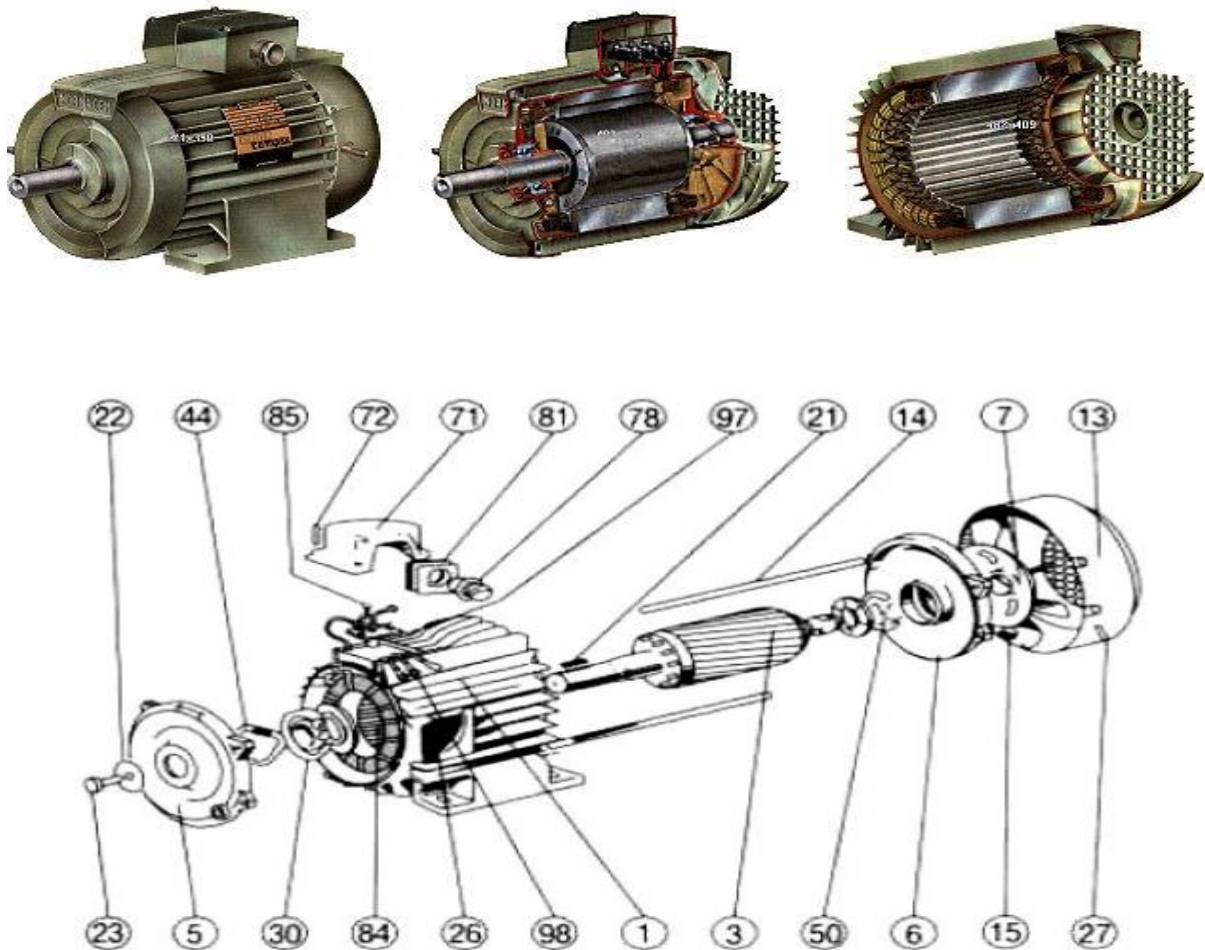


Fig. I.2: Moteur asynchrone (catalogue Leroy-Somer).

N°	Désignation	N°	Désignation
1	Carter et stator bobine	27	Vis fixation capot
3	Rotor	30	Roulement cote accouplement
5	Flasque coté accouplement	44	Rondelle élastique
6	Flasque coté ventilation	50	Roulement cote ventilation
7	Ventilation	71	Boite à bornes
13	Capot de ventilation	72	Vis fixation boite à bornes
14	Tige d'assemblage	78	Presses –étoupe
15	Clavette de bout d'arder	81	Plaque support presses –étoupe
21	Rondelle de bout d'arder	84	Planchette à bornes
22	Vis de serrage rondelle	85	Vis de fixations planchettes à bornes
23	Plaque signalétique	97	Vis bornes de masse
26		98	Barrettes de connexion

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

I.1.3. Avantage et inconvénient des moteurs à cage d'écureuil

Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant [20] [24] :

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

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

I.1.4. 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 [15]. L'inaccessibilité du rotor

nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator [12]. 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%) qui sont essentiellement conséquences du rotor à cage [22]. Ceci se traduit par de fortes contraintes sur le contrôle du système donc une complexité importante de la commande

I.1.5. Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives.

La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique B . Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courant I . C'est une grandeur vectorielle.



Fig. I.3

Si le courant est alternatif, le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant.

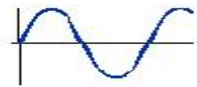


Fig. I.4

Si deux bobines sont placées à proximité l'une de l'autre, le champ magnétique résultant est la somme vectorielle des deux autres.

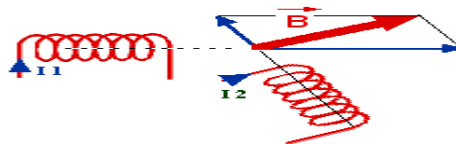


Fig. I.5

Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à 120° les unes des autres, trois champs magnétiques sont ainsi créés. Compte-tenu de la nature du courant sur le réseau triphasé, les trois champs sont déphasés (chacun à son tour passe par un maximum). Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant soit 50 tr/s [25].

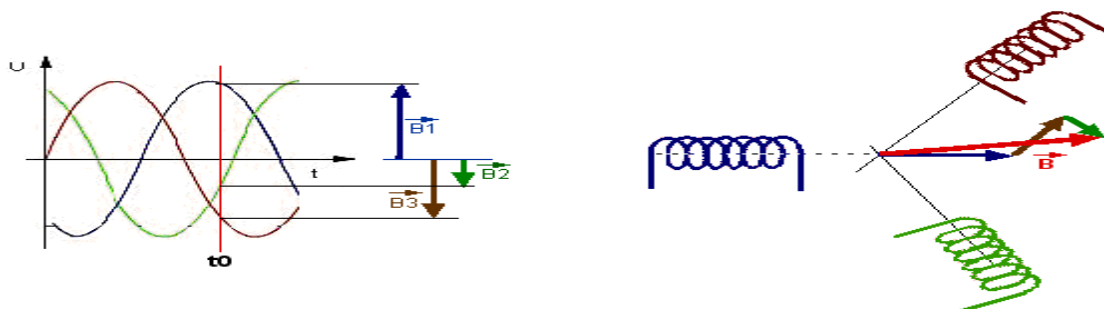


Fig. I.6

Les fig .I.(3,4,5,6): réprésenter la fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage.

Les 3 enroulements statoriques créent donc un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme. Si on place une boussole au centre, elle va tourner à cette vitesse de synchronisme [26] [27].

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

La cage d'écureuil est balayée par le champ magnétique tournant. Les conducteurs sont alors traversés par des courants de Foucault induits. Des courants circulent dans les anneaux formés par la cage, les forces de Laplace qui en résultent exercent un couple sur le rotor. D'après la loi de Lenz les courants induits s'opposent par effets à la cause qui leur a donné naissance. Le rotor tourne alors dans le même sens que le champ mais avec une vitesse Ω_r légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme de ce dernier [28].

Le rotor ne peut pas tourner à la même vitesse que le champ magnétique, sinon la cage ne serait plus balayée par le champ tournant et il y aurait disparition des courants induits et donc des forces de Laplace et du couple moteur. Les deux fréquences de rotation ne peuvent donc pas être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone [29].

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 [26] :

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

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

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

$g = 0$ au synchronisme ($\Omega_s = \Omega_r$).

I.1.6. Bilan des puissances du moteur

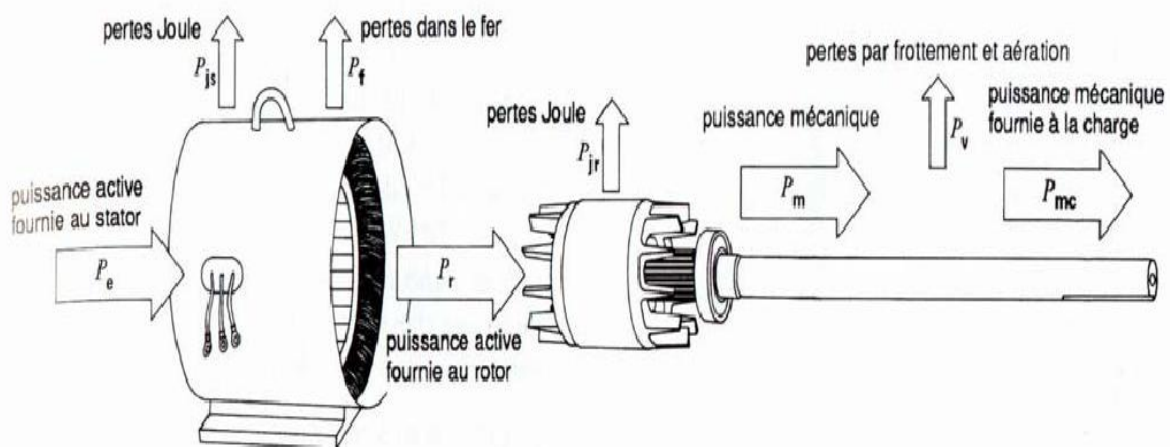


Fig. I.7: bilan des puissances du moteur.

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 statorique et rotoriques à un système cartésien d'axes (d , q) [21].

I.2.1. 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 alternatif [15].

Pour cette raison, on adopte les hypothèses suivantes [18] [2] :

- 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.2.2. 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.

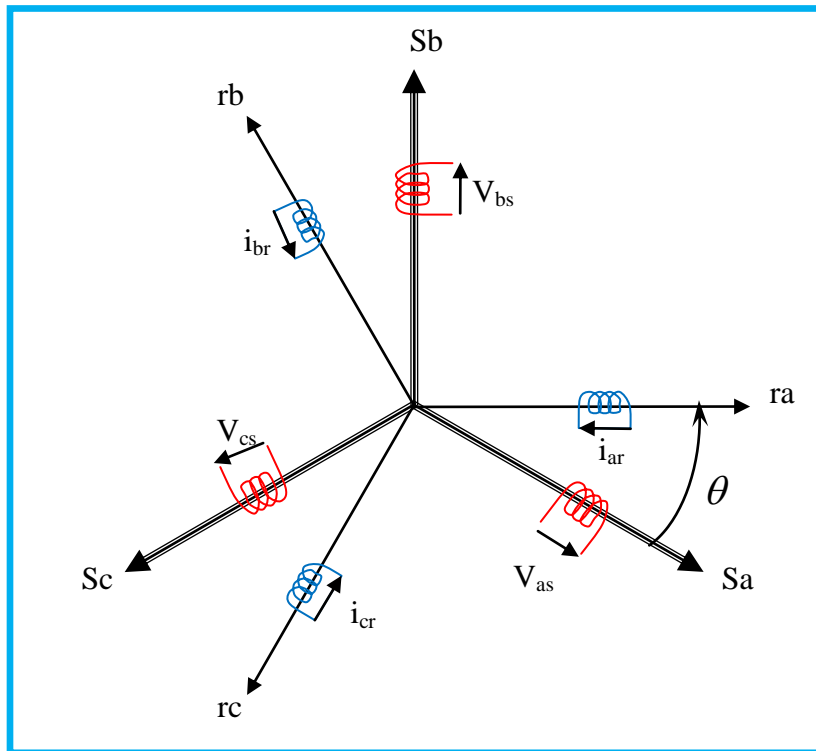


Fig. I.8: Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d’une MAS.

le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalé de 120° dans l’espace et traversés par trois courants variable. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements décalé dans l’espace de 120° ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leur bornes est nulle. θ est l’angle électrique entre l’axe de la phase *a* statorique et la phase *a* rotorique.

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 [22] [18] [29] :

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

I.2.4. 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 [23].

$$V = R.i + \frac{d\Phi}{dt} \tag{I.3}$$

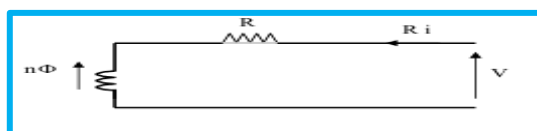


Fig. I.9: modèle d’une phase avec f.é.m.

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

Pour le stator :

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

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.

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

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

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 :

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

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

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.

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

Φ_s : Matrice de flux de stator.

Φ_r : Matrice de flux de rotor.

I.2.5. 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 θ [17] [28].

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

Tel que :

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

l_s : 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.

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

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.2.6. Equations mécaniques

L'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine [24] :

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

Avec :

J : Moment d'inertie du rotor.

Ω : 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.

ω : Vitesse angulaire électrique du rotor.

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie [15] :

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

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.3.1 Transformation de Park

A cause de la complexité et le 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 [24] [25].

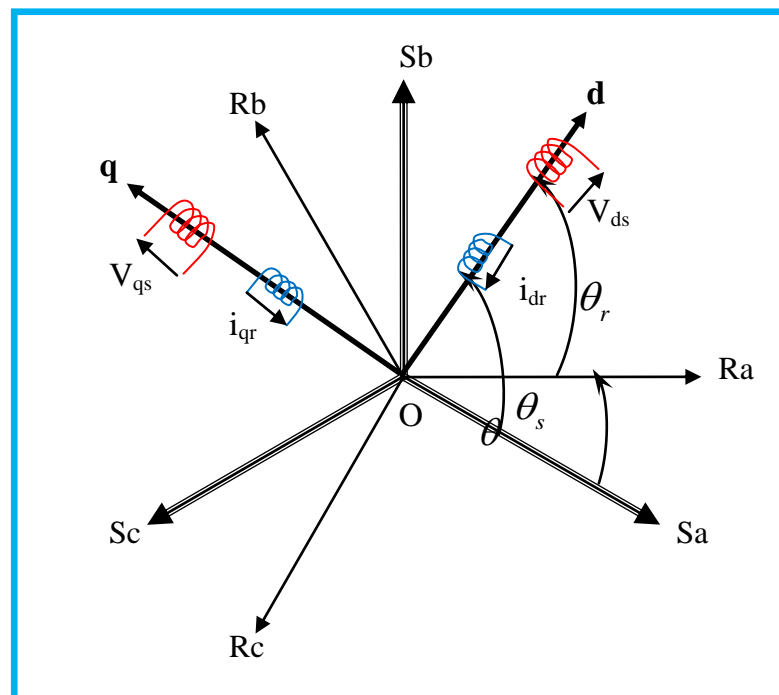


Fig. I.10: représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé.

Pour transformer un système triphasé [a, b et c] en un système biphasé [d, q] avec une composante homopolaire comme indique dans l'équation suivante [23] :

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

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 :

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

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

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

Avec:

L'angle θ 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 mécaniques deviennent :

I.3.1 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 :

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

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.3.2. Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation (I.10) donne [18] [15] :

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

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

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.3.3. Equation mécanique

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

I.3.4. 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) [17] :

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

I.4.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 se font dans les référentiels suivants [12] :

- 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 (α, β) . 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 [20].

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

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 parcontre on s'intéresse aux courants de phase rotoriques, la transformation dans le référentiel fixé au rotor sera la plus avantageuse [12].

I.4.1.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 :

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

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

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

I.4.2. 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 :

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

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé de faire la régulation [19].

I.4.3. 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), et en remplaçant « d » par « α » et « q » par « β ». Dans ces conditions, on obtient le système d'équations (II.33) :

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

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

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.5. 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 [14].

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 « Ω » comme variables d'état, le couple résistant « C_r » étant comme perturbation.

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

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

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.17) dans les équations des tensions (I.32) puis en isolant les dérivées des courants et des flux. On obtient alors le système d'équations (I.34) suivant :

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

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.5.1. Equations mécaniques

De (I.20) l'expression du couple électromagnétique exprimé dans notre référentiel (α, β) , et celle du mouvement sont donnée par :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} + C_r + f_r \Omega = C_{em} \end{cases} \quad (I.38)$$

I.5.2.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 :

$$\begin{cases} v_{sa} = \sqrt{2}.v_s.\sin(\omega_s.t) \\ v_{sb} = \sqrt{2}.v_s.\sin(\omega_s.t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc} = \sqrt{2}.v_s.\sin(\omega_s.t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.39)$$

Avec :

v_s : Valeur efficace de tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

Les paramètres de la machine asynchrone utilisés dans ce travail sont résumé dans le tableau (I.3)

Le modèle obtenu est traduit par le schéma bloc 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	$L_s = 0.274 H$
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 0.274 H$
Inductance mutuelle cyclique	$M = 0.258 H$
Moment d'inertie de la partie tournante	$J = 0.031 Kgm^2$
Vitesse nominale	$N = 1420 tr / min$

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

Le schéma bloc de simulation du modèle de la machine asynchrone alimenté en tension est donné par :

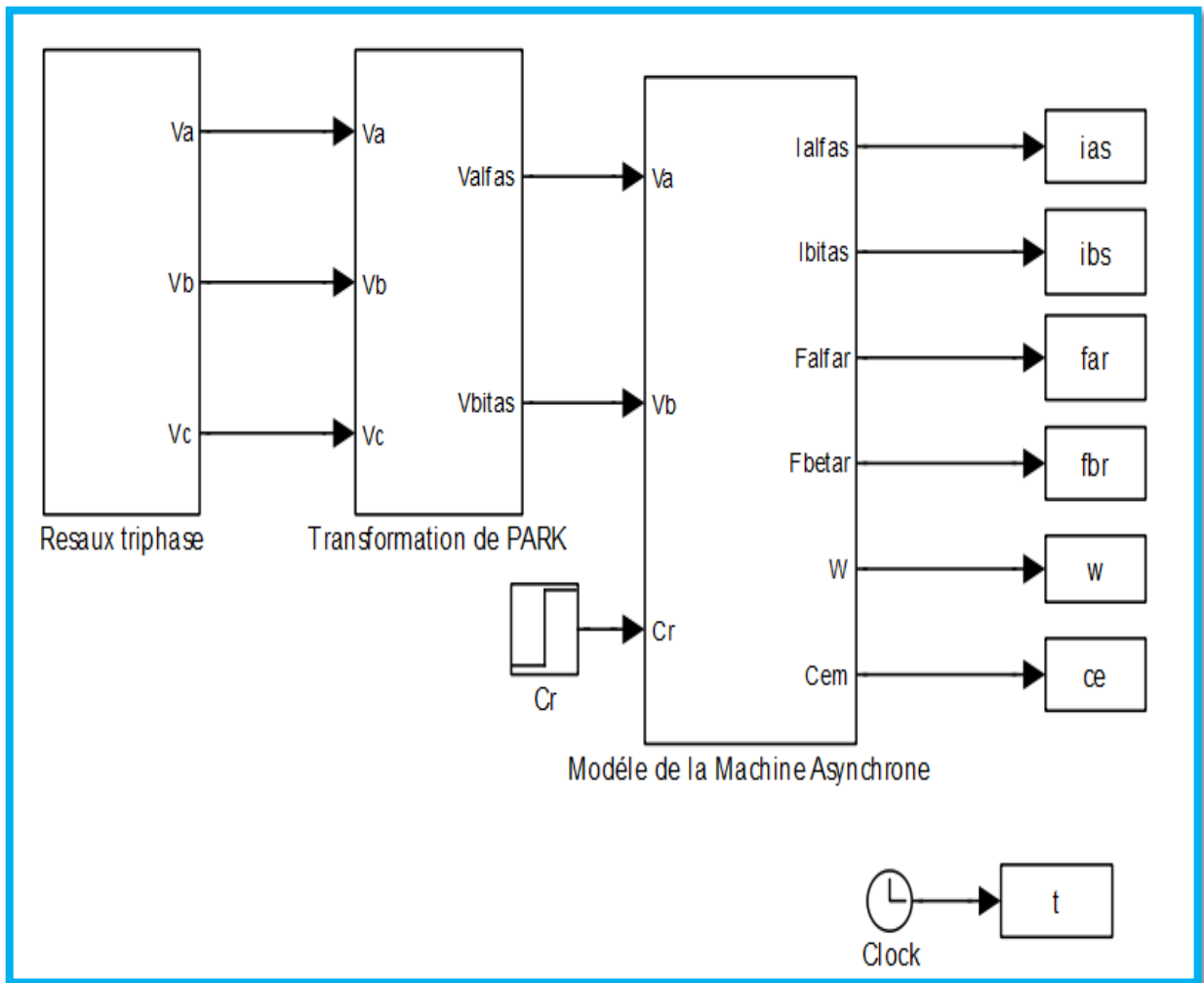
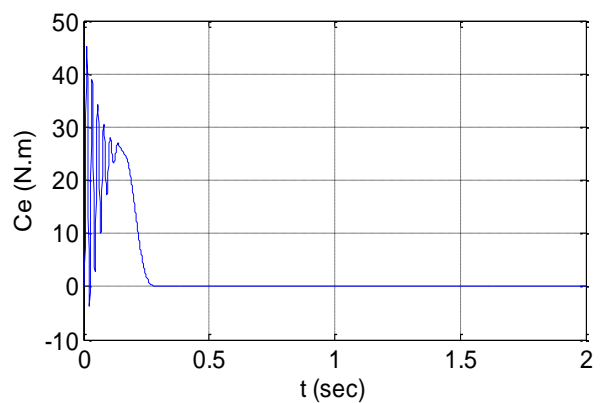
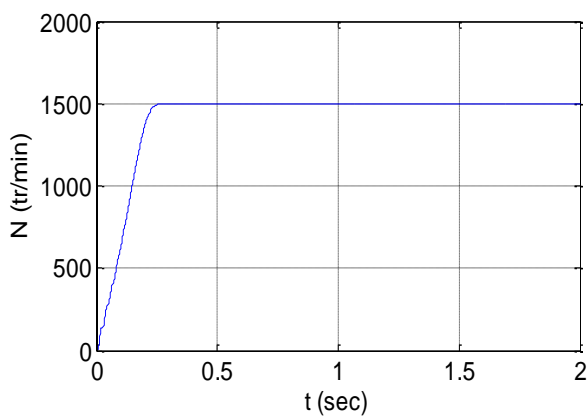


Fig. I.11: Le schéma bloc de simulation du modèle de la machine asynchrone.

I.6. Résultats de simulation de la machine asynchrone

Démarrage à vide ($Cr=0$ N.m) :



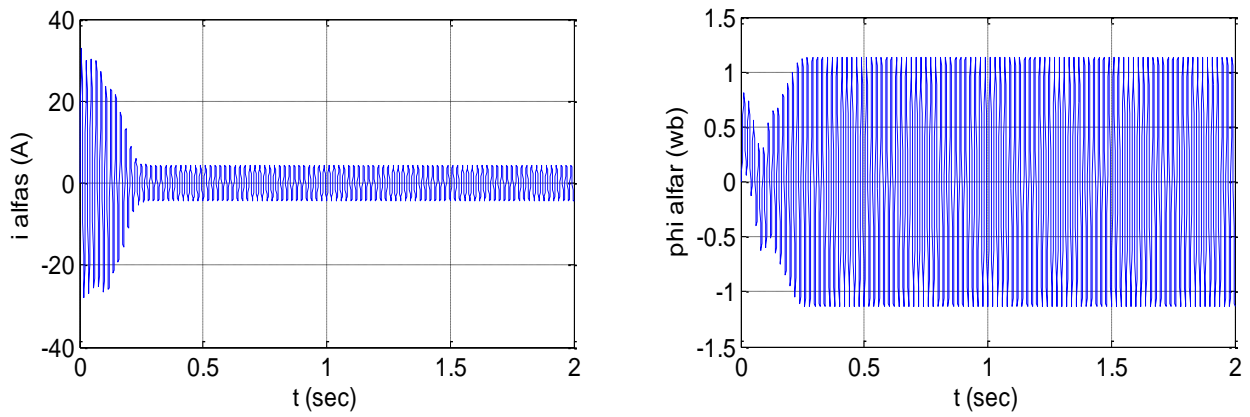


Fig. I.12: Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en applique un couple résistant ($C_r=10$ N.m) à $t=1$ second.

Démarrage en charge ($C_r=10$ N.m) :

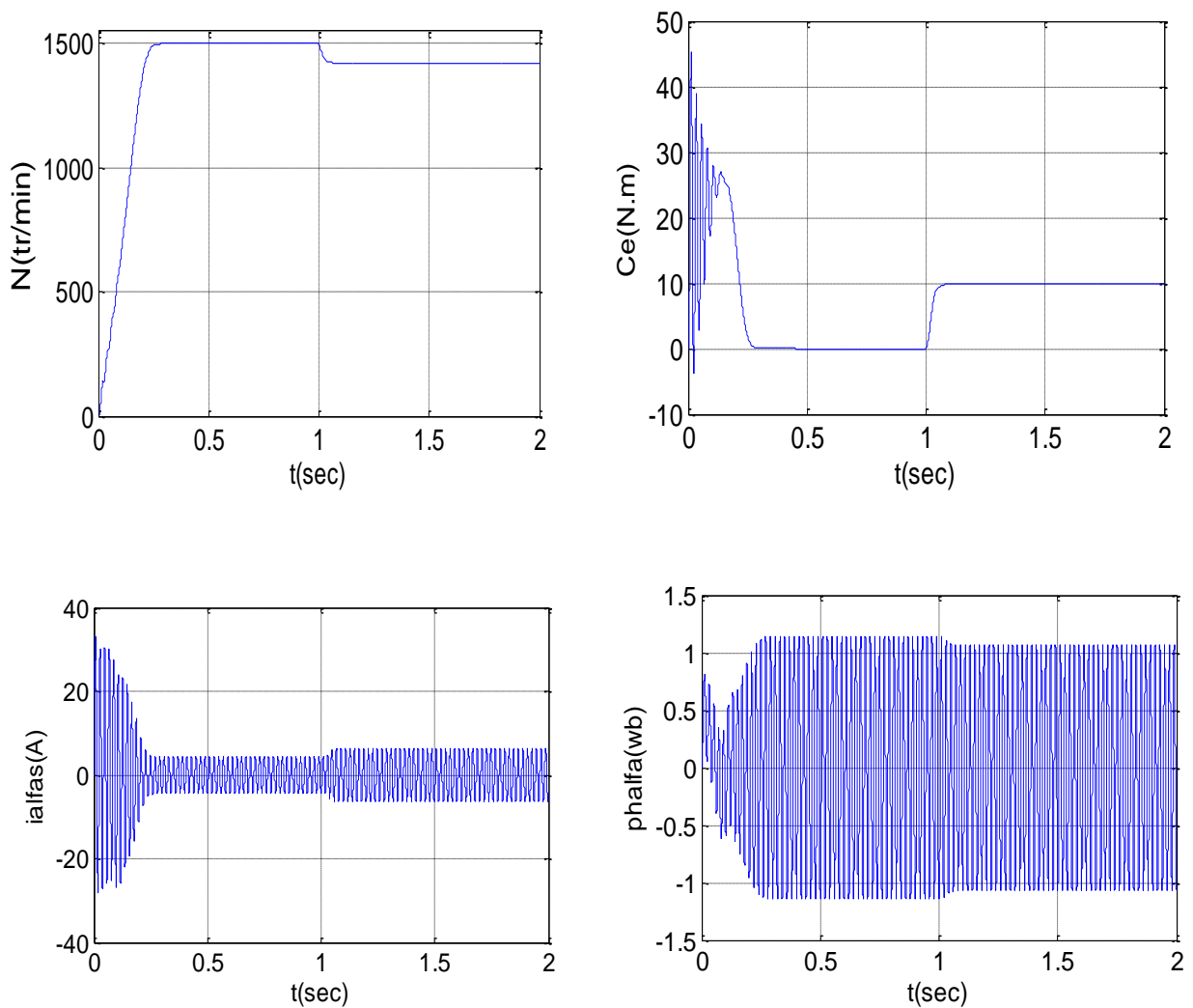


Fig. I.13: Résultats de Simulation d'un moteur asynchrone alimenté directement du réseau et en applique un couple résistant ($C_r=10$ N.m) à $t=1$ second.

I.7. Interprétations des résultats de simulation

➤ En première étape on va simuler 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.12) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir :

Aux premiers instants, les courants statoriques présentes 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 pendent des formes sinusoïdales avec des valeurs maximales de (1Wb).

➤ En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r = 10\text{N.m}$) 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.13) :

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.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdal triphasée et équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrices. Après, nous avons utilisé la transformation du Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

Chapitre II
ETUDE THÉORIQUE DES
ONDULEURS MULTINIVEAUX

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 des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions (MLI). Ainsi que les progrès réalisés dans le domaine de la micro-informatique [3].

Malgré leurs avantages, les onduleurs conventionnels (à deux niveaux) présentent des limites liées d'une part à leur principe de fonctionnement, et d'autre part aux limites de la technologie de l'électronique de puissance utilisée dans ces convertisseurs. En effet, parmi les inconvénients de cette structure, on peut citer [4] [7] [30] :

- 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.
- l'usage limité aux applications de faibles et de moyennes puissances et basse tension seulement (1.4kV, 1MVA).
- 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 contourner ces limites, il est nécessaire de modifier la structure du convertisseur. Des solutions telles que la mise en parallèle des semi-conducteurs, en assurant une bonne répartition du courant, ou de leur mise en série, en assurant une bonne répartition de la tension à leurs bornes lors des commutations, ont été élaborées. Dans les deux cas, ces montages sont sensibles aux différences de caractéristiques d'un composant à l'autre et nécessitent une synchronisation très précise des impulsions de commande des semi-conducteurs. En effet, un convertisseur statique est

dit « multiniveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux [6].

Ce chapitre est consacré à la présentation des principales structures d'onduleurs de tension multiniveaux et de leurs stratégies de commande.

II.1.Définition

Par définition, l'onduleur multiniveaux possède trois ou plusieurs niveaux [9]. Le fonctionnement de ce type d'onduleur est alors basé sur l'idée de répartir les contraintes de tension (mise en série) ou de courants (mis en parallèle) sur les interrupteurs de puissance de façon à fournir en sortie des valeurs tensions/courants plus élevées. La figure ci-dessus présentée la mise en (série/ parallèle) d'un bras d'onduleur à trois niveaux [7].

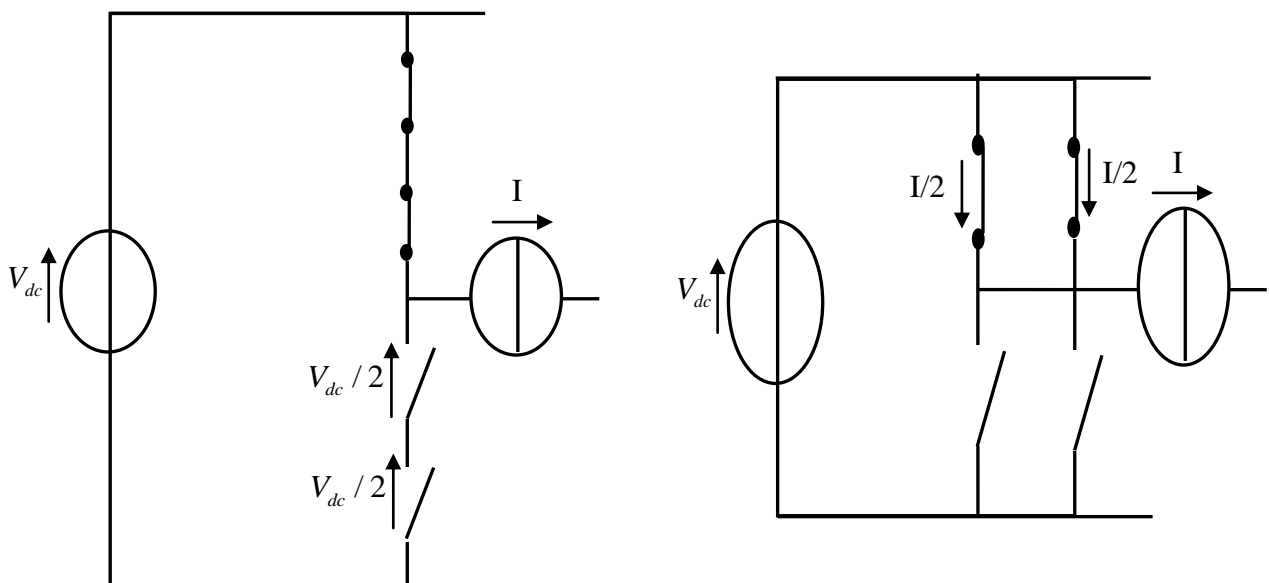


Fig. II.1: Mise en série (à gauche) et en parallèle (à droite) de plusieurs composants semi-conducteurs de puissance.

L'onduleur de tension multiniveaux permet de générer une tension de sortie à plusieurs niveaux de tension en forme d'escalier [31], 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 [1].

La commutation des interrupteurs permet l'addition de tensions capacitives de valeurs élevées à la sortie, alors que les semi-conducteurs ne doivent supporter que des tensions de valeurs réduites.

La (fig. II.2) montre un diagramme schématique d'un seul bras d'onduleurs de différents niveaux dont l'action du semi-conducteur est représentée par un interrupteur idéal ayant plusieurs positions

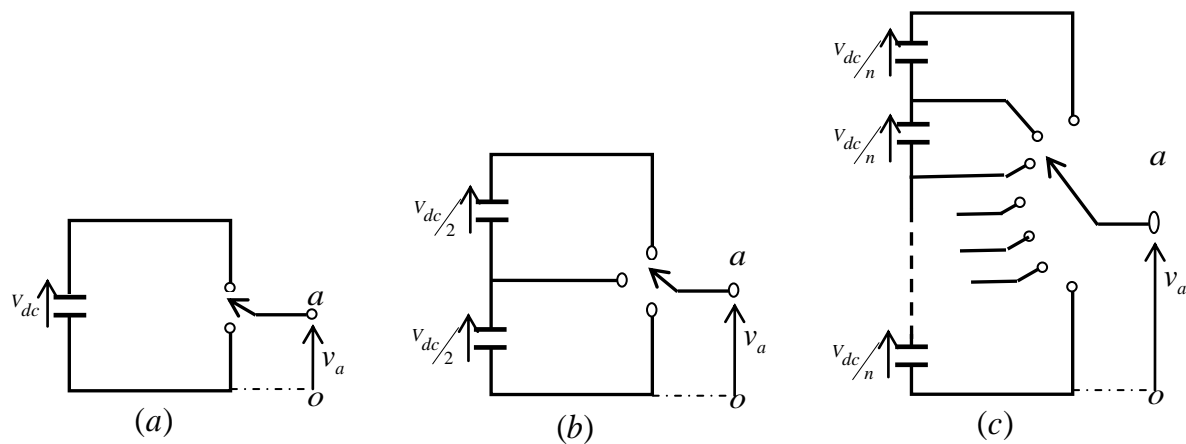


Fig. II.2: Bras d'une phase d'un onduleur de tension.

(a). Deux niveaux. (b). Trois niveaux. (c). N niveaux.

L'onduleur deux niveaux génère une tension de sortie pivotant entre deux valeurs (deux niveaux) tout en respectant la borne négative du condensateur (Fig. II.2.a), alors que l'onduleur trois niveaux génère trois tensions (Fig. II.2.b), et ainsi de suite pour l'onduleur N niveaux (Fig. II.2.c). En élevant le nombre de niveaux de l'onduleur, les tensions de sortie ont plusieurs niveaux induisant une forme d'onde de plus en plus proche d'une sinusoïde échantillonnée. Par conséquent, en comparant avec l'onde de la tension de sortie de l'onduleur deux niveaux, celles des onduleurs multiniveaux ont un taux de distorsion plus réduit et donc une moindre pollution harmonique [5].

II.2. Avantages et inconvénients des onduleurs multiniveaux

D'un point de vue général indépendamment de la topologie, les structures de conversion multiniveaux offrent d'énormes avantages relativement à une solution conventionnelle, basée sur un convertisseur 2-niveaux [6]. Les avantages les plus importants de la topologie multiniveaux par rapport à la topologie biniveaux conventionnelle sont les suivants [30] [9] [8] :

- la tension des dispositifs existants peut être augmentée plusieurs fois sans complications au niveau des tensions statique et dynamique (connues dans les interrupteurs connectés en série).
- il peut générer des tensions très proche de la sinusoïde avec une fréquence de commutation égale à celle de la fondamentale.
- il est bien adapté aux moteurs de moyennes et de grandes puissances.
- il réduit les tensions du mode homopolaire.
- L'utilisation des tensions de sortie plus élevées permet d'augmenter la puissance du convertisseur sans augmenter le courant.
- L'augmentation de la fréquence apparente de sortie permet une dynamique du système plus élevée.

En plus, ce type de topologie peut permettre 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.

Cependant ces convertisseurs présentent aussi quelques inconvénients [7] [8] [32] :

- Le nombre de semi-conducteurs nécessaires à la réalisation de ces topologies augmente avec le nombre de niveaux désirés.
- Au fur et à mesure que les niveaux de tension augmentent la structure de contrôle devient plus complexe.
- La complexité de leur structure et leur commande s'en trouve augmentée et leur fiabilité relativement réduite.
- ces topologies exigent un haut nombre de changements.
- plusieurs sources de voltage DC sont exigées, les quels sont fournis par habituellement condensateurs. Équilibrer les voltages de ces condensateurs d'après un fonctionnement.

II.3. Les principales topologies d'onduleurs multiniveaux

Le concept de convertisseur multiniveaux peut être mis en œuvre par différentes structures reposent sur les associations de semi-conducteurs de puissance et pour certaines topologies de leurs connexions en série. La caractéristique commune de celle-ci sera sa capacité à fournir une forme d'onde qui puisse prendre plusieurs niveaux en sortie du convertisseur [33]. La (fig. II.3) représente les topologies des onduleurs multiniveaux les plus récentes.

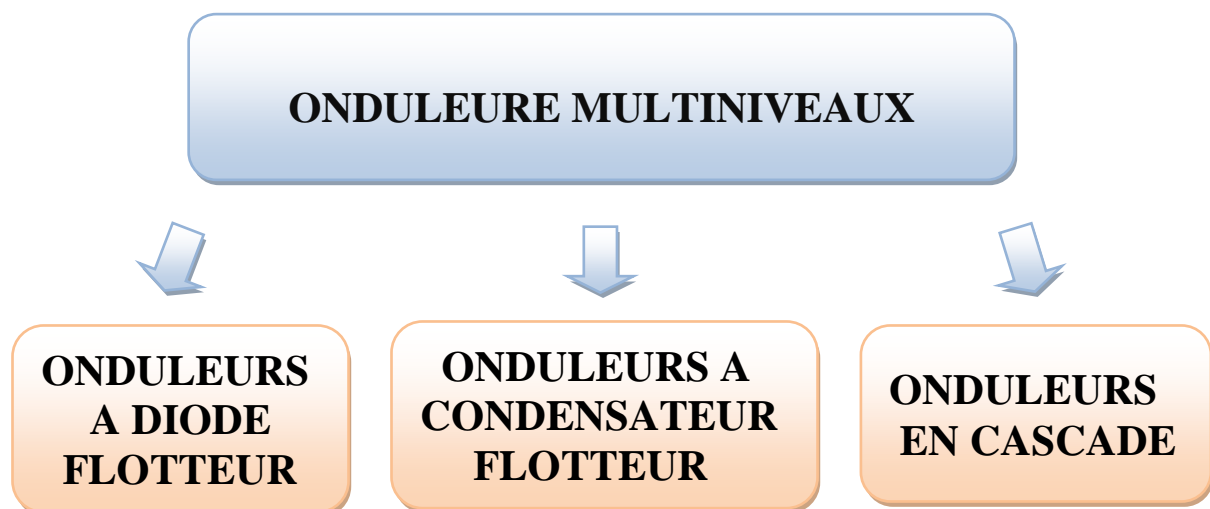


Fig. II.3: Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux.

Bien que cette partie ne soit en aucun cas une vue complète sur les topologies des onduleurs multiniveaux mais elle couvre celles qui polarisent l'attention des chercheurs. En raison de l'intérêt

suscité récemment par ces trois types de structures multiniveaux on va présenter par la suite leurs principales caractéristiques.

II.3.1. Onduleur de tentions à diodes flottantes

La structure d'onduleur multiniveaux à diodes flottantes. a été introduite par AKIRA Nabae et H. Akagi en 1981 [9] [34] [35]. Cet onduleur a été aussi appelé onduleur clampé par le neutre, (*neutral point clamped, NPC*, en anglais), lorsqu'il était utilisé par la première fois dans la topologie à trois niveaux, dans laquelle le niveau de tension du point milieu était le point neutre [8] [4]. Ce type de technique est permet la mise en série des interrupteurs pour des applications haute tension [36].

La (fig.II.4) présente le circuit électrique correspondant à un bras onduleur générique à N -niveaux. Une série de $N-1$ condensateurs permet de créer un ensemble de $N-2$ points milieu capacitifs ayant des potentiels de tension qui vont de $V_{dc}/(N-1)$, $2V_{dc}/(N-1)$, ... jusqu'à $(N-2).V_{dc}/(N-1)$. La répartition de la tension V_{dc} sur les différents interrupteurs en série est cette fois assurée par des diodes (clamps) connectées à un point milieu capacitif. Des niveaux de tension intermédiaires sur la tension de sortie du bras peuvent donc être créés en connectant chacun de ces points à la sortie, en agissant pour cela sur les signaux de commande $F_{1x}, \overline{F_{1x}}, F_{2x}, \overline{F_{2x}}, \dots, F_{(N-1)x}, \overline{F_{(N-1)x}}$, des interrupteurs de puissance.

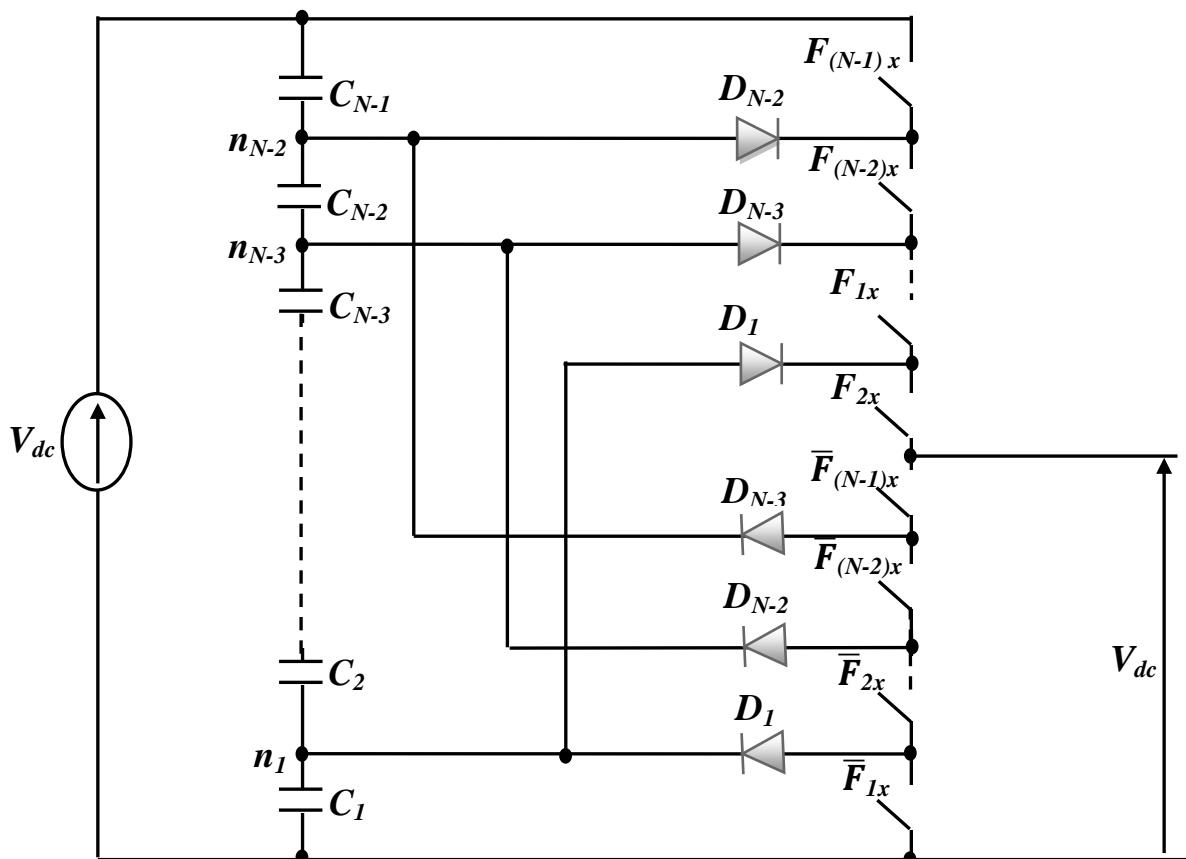


Fig. II.4: Bras d'onduleur à diodes flottantes à N-niveaux.

L'application des règles de commande sur ces interrupteurs conduit à N états possibles pour la commande. Ils permettent de générer N niveaux distincts comme résumé dans le tableau (II.1). Tous les autres états sont indéfinis et interdits.

$F_{(N-1)x}$...	F_{3x}	F_{2x}	F_{1x}	V_s
0	...	0	0	0	0
0	...	0	0	1	ΔU
0	...	0	1	1	$2\Delta U$
.
1	...	1	0	0	$(N-1)\Delta U$
1	...	1	1	1	$(N)\Delta U$

Tableau. II.1: États possibles de l'onduleur à diodes flottantes à $N-1$ étages avec ($\Delta U = V_{dc} / N-1$)

A cause de son caractère non modulaire et des difficultés que présente l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs particulièrement pour les basses fréquences, l'utilisation de cette structure ne paraît pas très adaptée pour la génération d'un grand nombre de niveaux souvent limitée dans la pratique à cinq [6] [7]. Concernant la comptabilisation du nombre de composants, actifs et passifs, un onduleur NPC à N-niveaux triphasé comporte :

- $(N-1)$ condensateurs pour la création des points milieux capacitifs. Chaque condensateur doit être dimensionné pour une tension égale à $V_{dc}/(N-1)$ et pour un courant égal au courant maximal de la charge.
- $6(N-1)$ interrupteurs de puissance du type semi-conducteur totalement commandables – diode tête bêche –.
- $6(N-2)$ diodes de clamping.

Les onduleurs multiniveaux à diodes flottantes présentent plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci-dessous [6] [9] [4] :

- 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 [30] [32] :

- 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 coût de réalisation.
- La complexité de leur structure et leur commande s'en trouve augmentée et leur fiabilité relativement réduite.

II.3.2. Onduleur de tensions à condensateur flotteur

La structure de l'onduleur multiniveaux à condensateur flottante appelé aussi convertisseur multicellulaire série a été introduite par T. Meynard et H. Foch dans en 1992 [5] [33] [34]. Elle est également connue sous l'appellation « *flying capacitors multilevel inverter* » dans la littérature anglo-saxonne [8] [37]. Cette structure est basée sur la mise en série de cellules de commutation entre lesquelles une source de tension flottante est insérée. Ces sources de tension flottantes sont réalisées par des condensateurs. La structure multicellulaire série peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi pont ou en pont complet [33]. Dans la (Fig. II.5) le trois-niveau de ce convertisseur est montré [32].

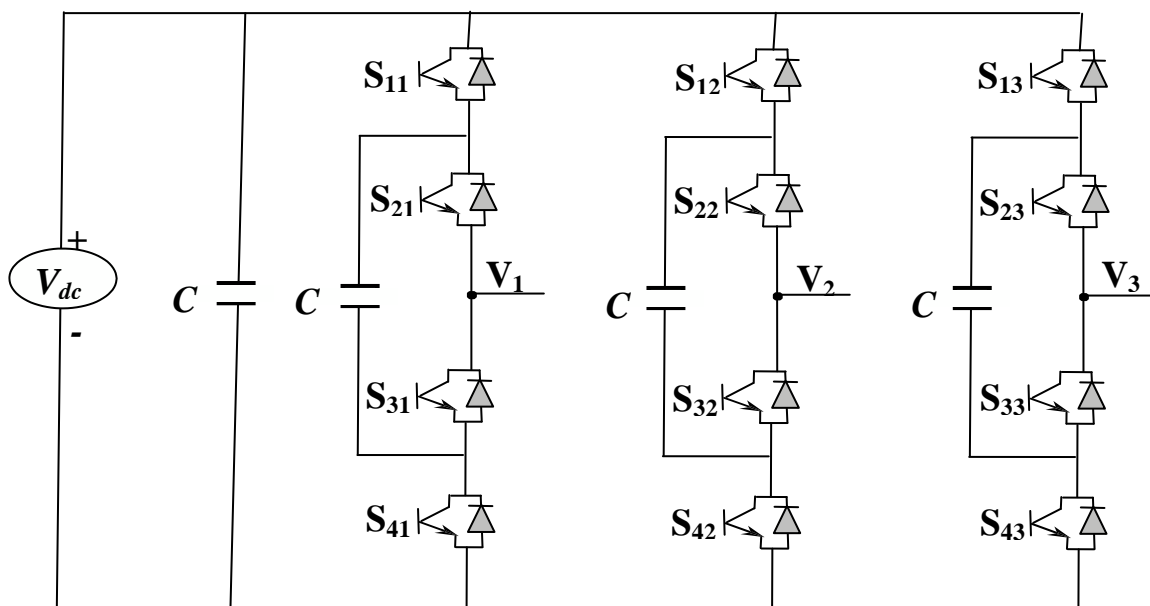


Fig. II.5: onduleur à condensateur flottante à Trois-niveau

Chaque bras de ces topologies peut être vue comme une cellule imbriquer où la production le voltage est synthétisé en connectant en série un nombre défini de condensateurs [32].

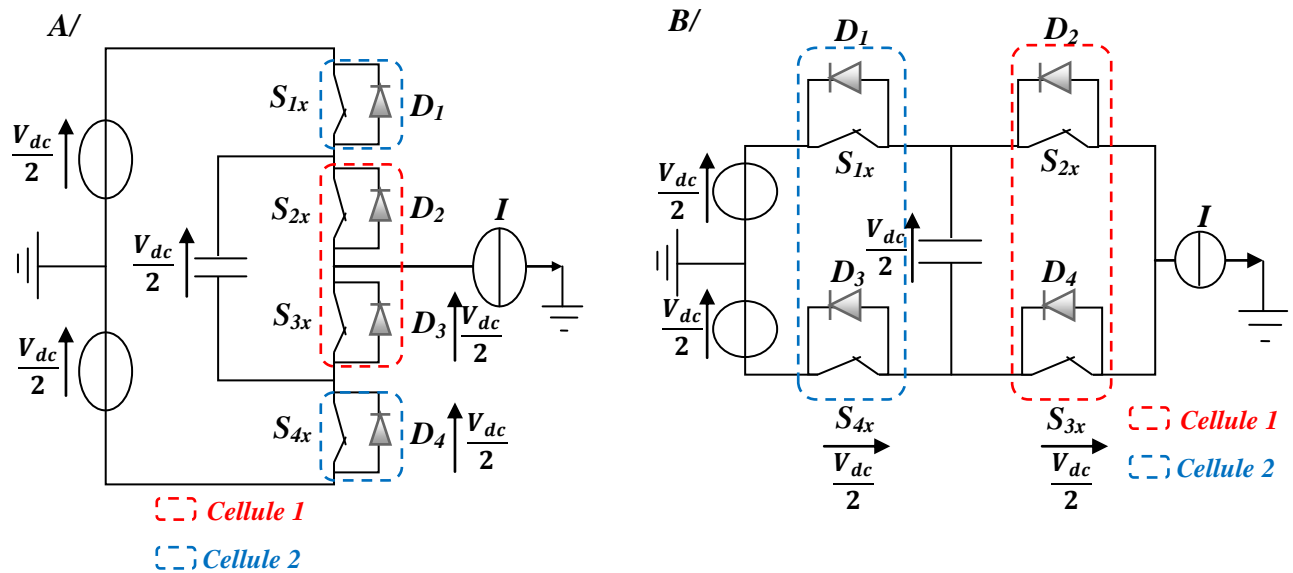


Fig. II.6: bras d'onduleur à condensateur flottante (a) représentation 1
 – (b) représentation 2

(Fig. II.7) illustre le schéma de principe en échelle d'un bras onduleur à N-niveaux. Cette structure est composée de (k) cellules imbriquées de commutation, « séparées » les unes des autres par (k - 1) condensateurs flottants.

Le principe de génération des niveaux de tension intermédiaires est basé sur la connexion de plusieurs sources de tension continues, matérialisées par des condensateurs flottants C_1, C_2, \dots, C_{k-1} en agissant sur les états logiques, $F_{1x}, F_{2x}, \dots, F_{kx}$, des cellules de commutation.

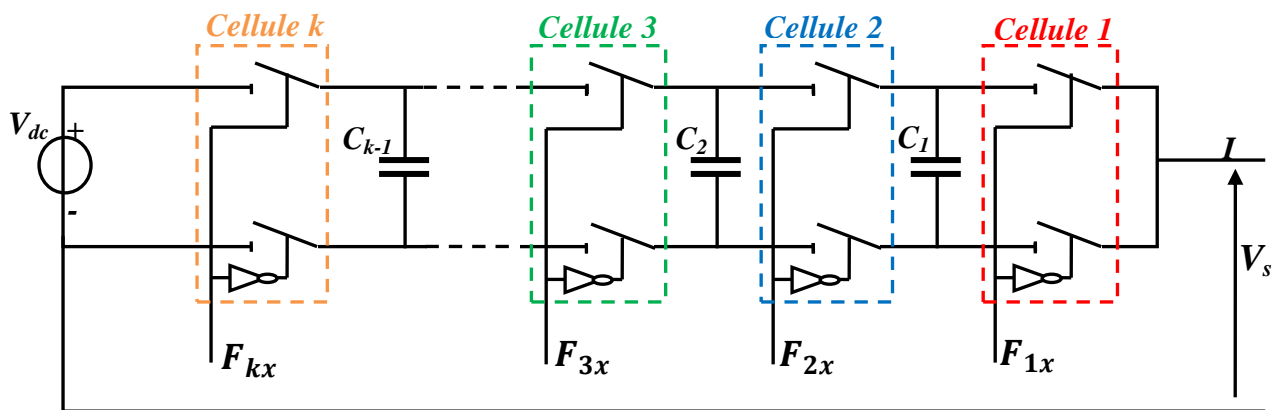


Fig. II.7: bras d'un onduleur à condensateur flottante à N -niveaux (k = N - 1) cellule possible.

En effet, les interrupteurs de puissance sont associés deux à deux, formant des cellules de commutation pouvant être commandées séparément. D'après les règles d'interconnexion des sources, les deux interrupteurs de chaque cellule doivent être complémentaires [6].

Cet onduleur est capable de générer $(N = k + 1)$ niveaux distincts. Il possède par conséquent $(2^k - k - 1)$ états de commutation conduisant à des niveaux redondants. Une seule combinaison conduit au niveau (0) : toutes les cellules dans l'état bas. Les (k) combinaisons possibles pour lesquelles une seule cellule de commutation est dans l'état haut conduisent au niveau V_{dc} / k . Les C_2^k combinaisons pour lesquelles deux cellules de commutation sont l'état haut conduisent au niveau $2V_{dc} / k$... Ainsi de suite, jusqu'au niveau V_{dc} qui ne peut être obtenu que lorsque toutes les cellules sont dans l'état haut. Quelques exemples d'états et des niveaux associés sont représentés au Tableau (II.2) [7] [37].

F_{kx}	...	F_{3x}	F_{2x}	F_{1x}	V_s
0	...	0	0	0	0
0	...	0	0	1	ΔU
0	...	0	1	0	ΔU
0	...	0	1	1	$3\Delta U$
1	...	1	0	0	$(k-1)\Delta U$
1	...	1	1	1	$k\Delta U$

Tableau. II.2 : États possibles de l'onduleur à cellules imbriquées à K cellules $\Delta U = V_{dc} / k$.

Le nombre de composants nécessaires à la réalisation d'un onduleur à condensateur flottante à N -niveaux triphasé est le suivant :

- $3(N - 2)$ condensateurs flottants. Chaque condensateur d'indice j doit être dimensionné pour une tension égale à $j.V_{dc} / (N - 1)$ et pour un courant égal au courant maximal de la charge.
- $6(N - 1)$ interrupteurs de puissance du type semi-conducteur totalement commandables – diode tête-bêche.

L'inconvénient majeur d'une topologie multicellulaire relativement à une topologie NPC équivalente réside surtout sur le plus grand nombre de condensateurs nécessaires à une implémentation triphasée. Dans le cas où une mesure des tensions condensateur est exigée, par exemple afin de procéder à un rééquilibrage actif [1] [33]. Un plus grand nombre de capteurs de tension est aussi à prévoir [37] [38]. Grâce à la facilité supplémentaire de rééquilibrage des

condensateurs flottants les valeurs de capacité peuvent être significativement diminuées dans une topologie multicellulaire; leur tenue en tension est en revanche augmentée par rapport à une topologie NPC équivalente. Néanmoins, le nombre total de semi-conducteurs est inférieur grâce à l'absence des diodes de clamping [6].

Cette structure est donc particulièrement intéressante car elle permet [6] [33] [37] :

- La généralisation à K cellules sans que la topologie devienne trop complexe.
- L'utilisation de composants ayant une tenue en tension de V_{dc}/k et se trouve donc particulièrement bien adaptée pour les applications haute tension.
- D'obtenir des niveaux supplémentaires sur la tension de sortie, donc une amélioration notable des formes d'ondes en termes de contenu harmonique.
- D'avoir tous les types de fonctionnement envisageables: hacheur, onduleur de tension et commutateur de courant.

D'autre part, les contraintes de cette structure sont les suivantes :

- Elle nécessite d'un grand nombre de condensateurs, notamment pour une configuration triphasée. Il faut aussi remarquer que les tensions de fonctionnement des condensateurs sont différentes selon la position dans la "cellule multiniveaux" (coût, poids, assemblage...).

II.3.3. 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 avec l'introduction de l'onduleur 3 niveaux [7]. En effet, en 1975, la première structure multiniveaux a été proposée initialement par Marchesoni et Hammond [34] : un onduleur multiniveaux en cascade en anglais *cascade Full-Bridge with separate DC sources*, a été défini comme « la structure qui connecte séparément un pont de diodes en série afin d'obtenir une tension de sortie échelonnée » [8]. Constituée par en la mise en série de deux ponts 2 niveaux monophasés ; ces ponts étant connectés à des sources de tension continues. 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 [33].

La (Fig. II.8) a montre le circuit électrique de base d'une phase d'un onduleur N -niveaux en cascade formée par l'association en série de $(N-1)/2$ ponts 2-niveaux. La tension V_s en sortie d'une telle structure est alors donnée par la somme des $(N-1)/2$ tensions en sortie de ces ponts. On voit alors que les contraintes en tension sont réparties sur les différents convertisseurs permettant ainsi de réduire le calibre en tension des interrupteurs.

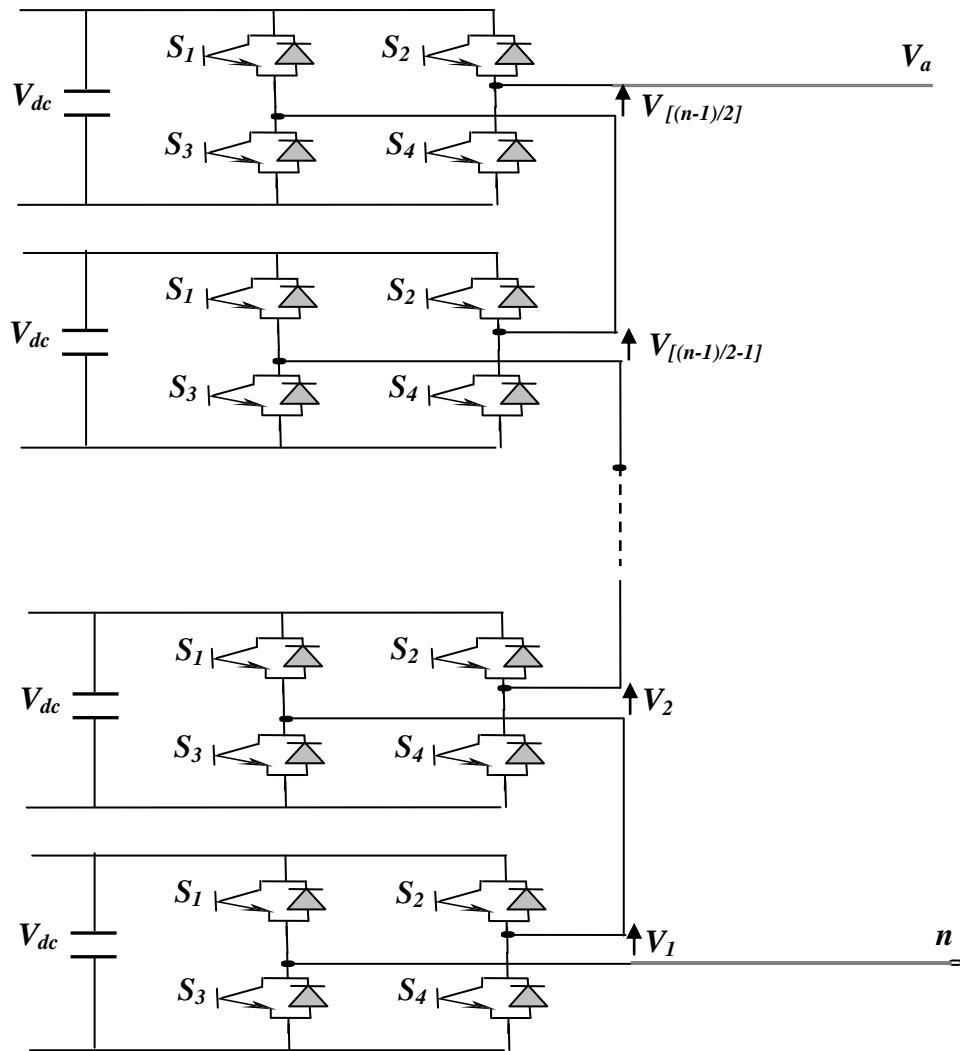


Fig. II.8: Structure d'un bras d'onduleur en cascade n niveaux.

Dans le montage de la (Fig. II.8) les sorties alternatives des ponts d'onduleurs 2-niveaux sont directement connectées en série. Le principe de cette structure consiste à connecter en série plusieurs onduleurs monophasés avec des sources de tension isolées et indépendantes [30]. Le but étant d'obtenir une forme d'onde sinusoïdale composée de plusieurs niveaux de tension.

Naturellement, cela oblige à disposer de sources de tension continue isolées. Dans les applications où la source d'énergie est déjà distribuée par plusieurs modules DC, comme par exemple lorsque la source d'énergie électrique est constituée de plusieurs batteries, cette exigence est naturellement atteinte. Cependant, si on part d'un bus continu unique, la génération des sources continues isolées doit se faire à l'aide de convertisseurs DC/DC à isolement galvanique [37], ce qui pourra accroître considérablement le coût de l'équipement.

Bien que les niveaux de tension générés soient intrinsèquement stables (aucune action de rééquilibrage n'est à prévoir), ceci est obtenu au prix d'une complexité et d'un coût accrus. En effet, pour l'obtention d'une tension de sortie à N -niveaux, il faudra disposer de $(N-1)/2$ ponts

onduleur 2-niveaux monophasés par bras. Chaque pont doit être dimensionné pour le courant de charge et pour une tension continue égale à la valeur maximale de la tension en sortie du bras divisée par N .

Le caractère modulaire de cette topologie par rapport au nombre de niveaux, qui pourrait théoriquement s'étendre jusqu'à l'infini, est un atout considérable aussi bien du point de vue de l'assemblage de l'équipement que du point de vue de la stratégie de commande du convertisseur. D'autre part, les éléments de définition des potentiels (diodes et condensateurs) ne sont pas nécessaires [6].

Les principaux avantages de cette structure sont [7] :

- Parmi les trois structures de base, celle-ci utilise le moindre de composants pour le même nombre de niveaux.
- Modularité ce qui facilite l'entretien et l'intervention en cas de défaut et permet l'expansion facile du nombre de niveaux.
- Facile à commander.
- Adapté pour des applications où plusieurs sources de tension sont disponibles.
- Possibilité de travailler en mode dégradé.

Plusieurs contributions présentent en détail les caractéristiques de chacune de ces topologies. Des nombreuses études ont été réalisées aussi sur la comparaison des différentes topologies. Elles sont classées en fonction du nombre de composants, du type d'application, de la qualité de la tension de sortie, du coût, etc. Chaque topologie possède plusieurs avantages et plusieurs inconvénients. Le choix de la topologie multiniveaux la plus adéquate dépend du type d'application et de son cahier des charges. Par ailleurs, dans des autres topologies plus récentes et moins développées sont analysées [8].

II.4.Stratégies de commande de l'onduleur

II.4.1.Définition

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquences, ils sont pilotés à pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur). A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode) [6] [8]. Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par différents auteurs. Nous étudierons les stratégies suivantes la (fig. II.9) :

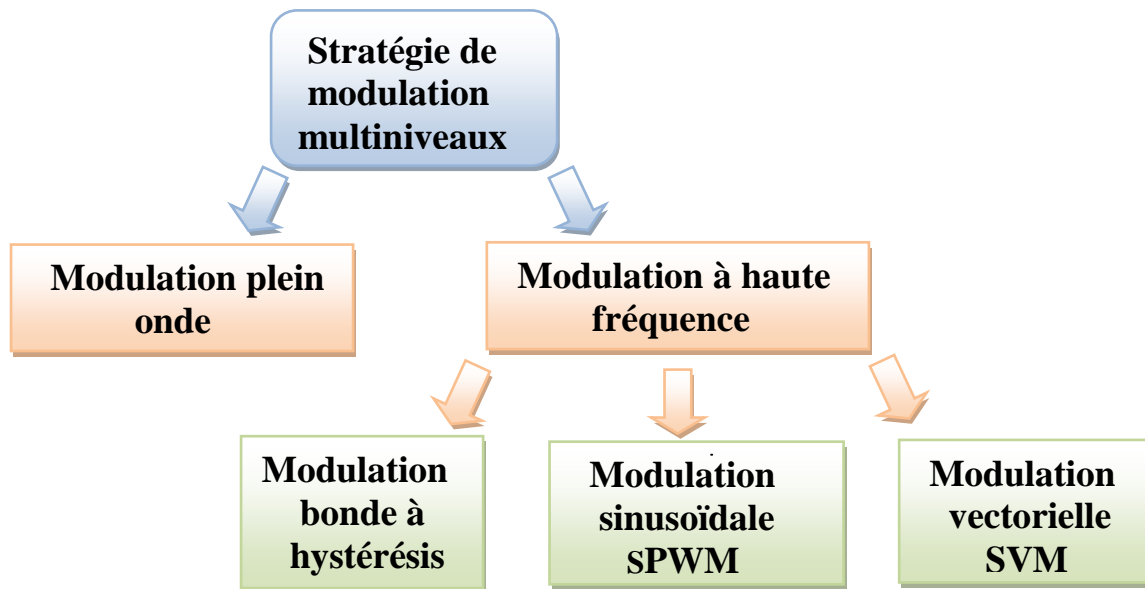


Fig. II.9: Classification des stratégies de modulation multiniveaux.

Des différentes stratégies seront basées sur la bande de réglage et le taux d’harmonique des tensions de sorties [7].

II.4.2. Commande pleine onde

Dans ce type de commande, la génération des signaux de commande de l’ondeur est effectuée en transformant un signal sinusoïdal en un signal carré pour chaque phase selon l’algorithme suivant [2] :

$$si \begin{cases} \sin(\omega t) > 0 & \Leftrightarrow S(t) = 1 \\ \sin(\omega t) < 0 & \Leftrightarrow S(t) = -1 \end{cases} \tag{II.1}$$

Où:

$\sin(\omega t)$: est le signal sinusoïdal.

$S(t)$: est le signal carré résultant de la commande.

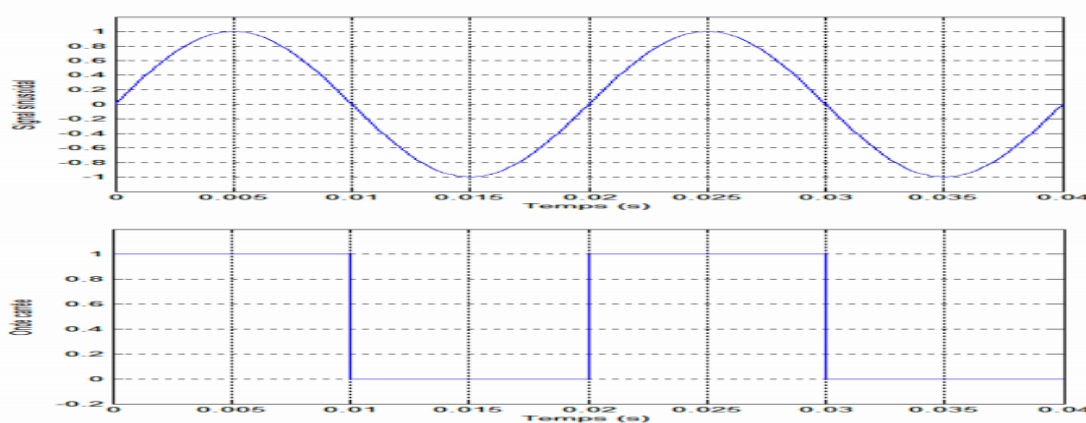


Fig. II.10: Signale sinusoïdal et onde carrée.

II.4.3. 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 [13].

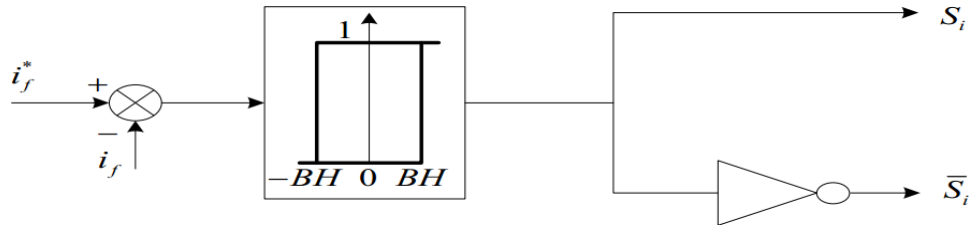


Fig. II.11: Schéma de commande par hystérésis.

II.4.4. 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 [39]. 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 [13] [40].

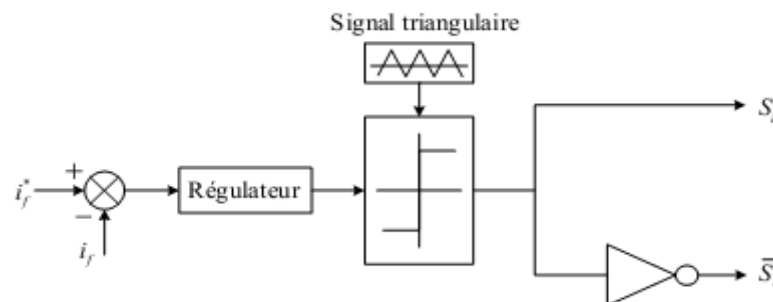


Fig. II.12: Principe de commande du courant par MLI.

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 [41].

II.4.5. Modulation vectorielle

Au milieu des années quatre-vingt, La modulation vectorielle (en anglais : Space Vector Modulation ou SVM) a été proposée par [4]. 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 [42]. 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 [8] :

- 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.

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 [2].

II.5. Conclusion

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs, dont chacun correspond à un type d'application déterminé où permettant d'atteindre des performances recherchées. Dans ce chapitre, on a présenté les différentes structures de base d'onduleurs de tension multiniveaux où nous avons donné leurs avantages et leurs inconvénients. On a aussi présenté les différentes techniques de modulation.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude des onduleurs de tension à diode flottantes, on va développer un algorithme de commande basé sur la modulation de vecteur de l'espace pour commander cet onduleur. Cet algorithme sera testé sur un moteur à cage pour vérifier son fonctionnement.

Chapitre III
MODULATION VECTORIELLE

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 [2].

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 [1].

Pour améliorer la tension de sortie d'un onduleur, on peut agir sur sa structure ou sur la méthode de sa commande. Plusieurs topologies d'onduleurs sont proposées dans la littérature telle que les onduleurs multiniveaux [6] [9]. Les onduleurs multiniveaux génèrent une tension de sortie à plusieurs niveaux de tension, en augmentant le nombre des interrupteurs de 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 [5] [31].

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'impulsion. On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangulons sinusoïdale, la modulation par hystérésis, et la modulation vectorielle. La modulation vectorielle est reconnue comme étant la plus performante et la plus utilisée. L'algorithme de cette modulation devient de plus en plus compliqué lors de son application sur les onduleurs multiniveaux [41] [42].

Dans ce chapitre, on applique la modulation vectorielle pour la commande de l'onduleur à deux, à trois, à cinq puis et à sept niveaux, en faisant une étude comparative.

III.1. Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux

III.1.1 Structure générale de l'onduleur à deux niveaux

La structure générale d'un onduleur de tension à deux niveaux est représentée dans la (Fig.III.1). 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. 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 [43] [44]. 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.

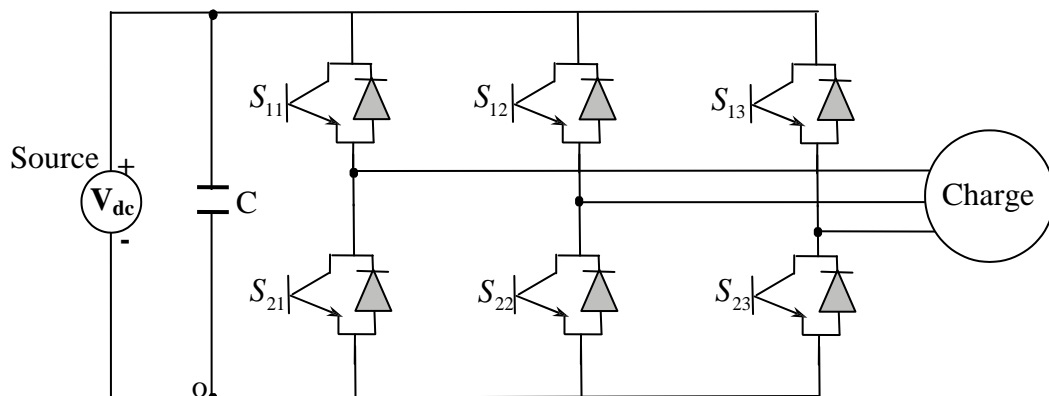


Fig. III.1: Structure de l'onduleur à deux niveaux.

III.1.2. 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 :

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

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

III.1.3. Commande complémentaire des interrupteurs

Sachant que la fermeture ou l'ouverture simultanée des deux interrupteurs du même bras conduit au risque de destruction du condensateur et des composants semi-conducteurs soit par surintensité soit par surtension, il est indispensable de réaliser une commande complémentaire entre les deux interrupteurs

S_{1j} et S_{2j} [4]. Ce qui conduit à la relation logique suivante :

$$F_{2j} = 1 - F_{1j}, j = \overline{1-3} \tag{III.2}$$

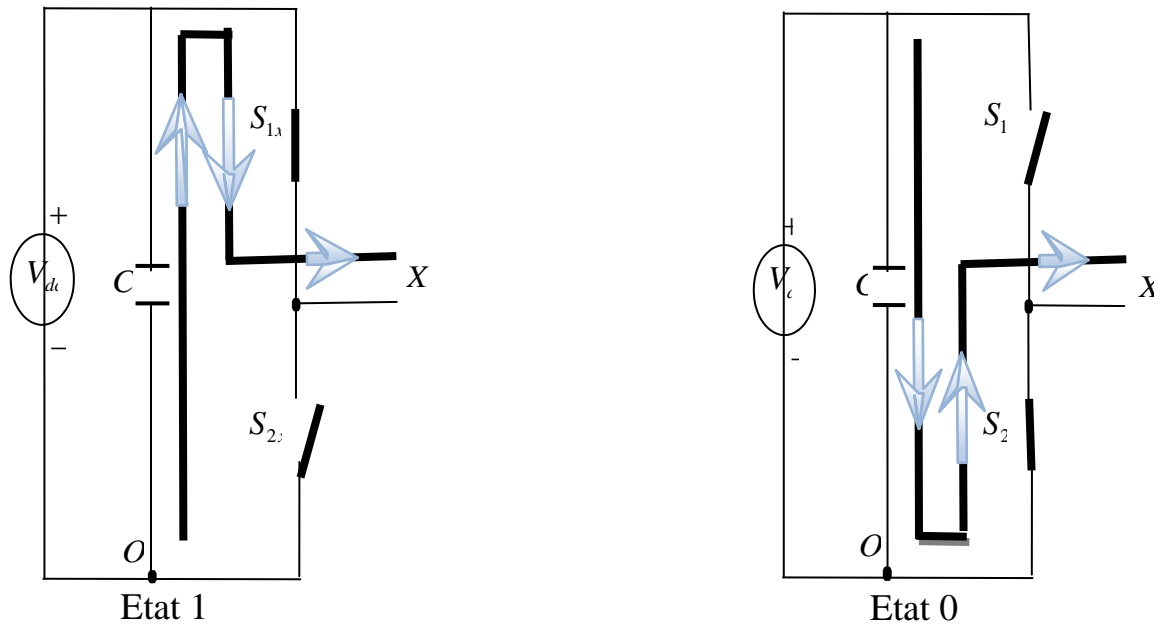


Fig. III.2: Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.

III.1.4. Etats d'un bras de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur a deux états possibles (Fig. III.2) :

Etat 1: 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 0: 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 $v_{xo} = 0$.

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}
1	1	0	1	0	1	0	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}
0	0	1	0	1	0	1	0	0	0

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

III.1.5. Etats de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède $2^3 = 8$ états [11] : $111, 110, 100, 101, 000, 001, 011$ et 010 . Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de

l'onduleur (état 1 ou état 0). Par exemple, l'état (100) indique que le premier bras est à l'état (1) ($v_{1o} = V_{dc} / 2$), le deuxième est à l'état (0) ($v_{2o} = 0$) et le troisième est à l'état (0) ($v_{3o} = 0$). La configuration de l'onduleur pour chacune de ces états est représentée à la (Fig. III.3).

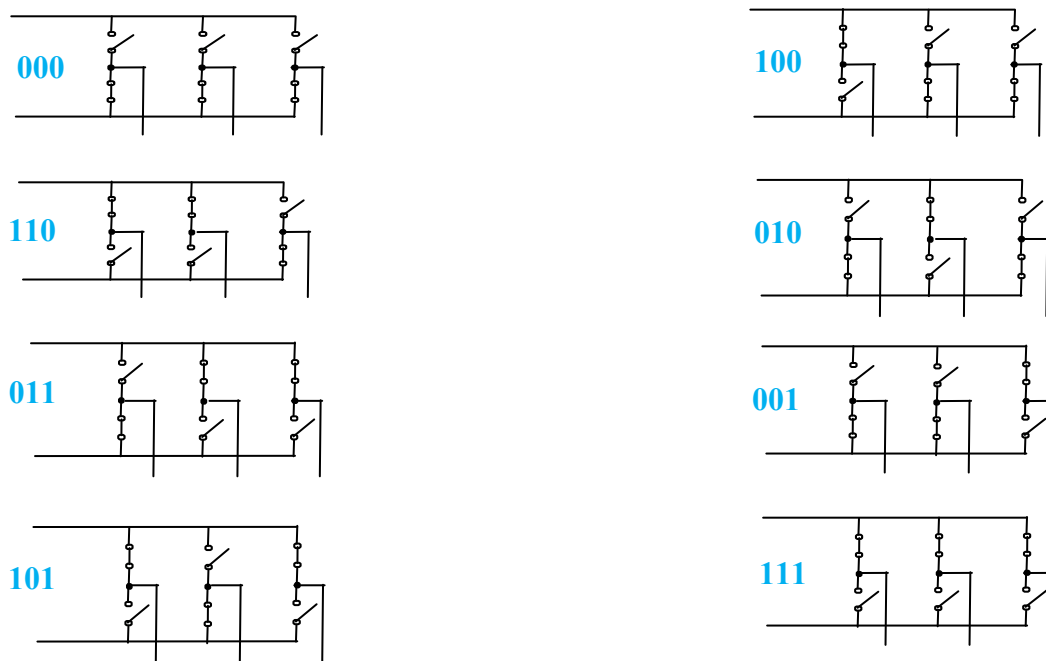


Fig. III.3: Les huit états de l'onduleur à deux niveaux.

III.1.6. 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 :

$$\begin{pmatrix} v_{1o} \\ v_{2o} \\ v_{3o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \end{pmatrix} \cdot V_{dc} \tag{III.3}$$

V_{dc} : Étant la tension continue d'alimentation de l'onduleur.

Les tensions composées entre les phases sont données par:

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{1o} - v_{2o} \\ v_{2o} - v_{3o} \\ v_{3o} - v_{1o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} - F_{12} \\ F_{12} - F_{13} \\ F_{13} - F_{11} \end{pmatrix} \cdot V_{dc} \tag{III.4}$$

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 [2] :

$$v_1 + v_2 + v_3 = 0 \tag{III.5}$$

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

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

A partir des équations (III.3),(III.4) et (III.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 $2/3V_{dc}$.

III.1.7. Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel

On définit la vectrice tension de sortie v_s par:

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

On effectue le passage du plan triphasé au plan biphasé stationnaire $d - q$ [02] :

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

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

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} \quad (\text{III.9})$$

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

$$v_s = v_d + jv_q \quad (\text{III.10})$$

Le tableau (III.2) représente les différents états de l'onduleur et les coordonnées du vecteur de tension de sortie v_s correspondant à chaque état.

Etat de l'onduleur	V_{di}	V_{qi}
000	0	0
100	V_{dc}	0
110	$1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
010	$-1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
011	V_{dc}	0
001	$-1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
101	$1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
111	0	0

Tableau. III.2: Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur v_s dans le plan $(d-q)$.

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 *100,110,010,011,001 et 101* et deux positions à tensions nulles correspondantes aux états *111 et 000* [46]. Les positions du vecteur v_s dans le plan $d-q$ sont représentées sur le diagramme vectoriel de la (Fig.III.4). Les six positions à tensions non nulles divisent le plan $d-q$ en six secteurs triangulaires égaux de largeur 60° .

III.1.8. 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 :

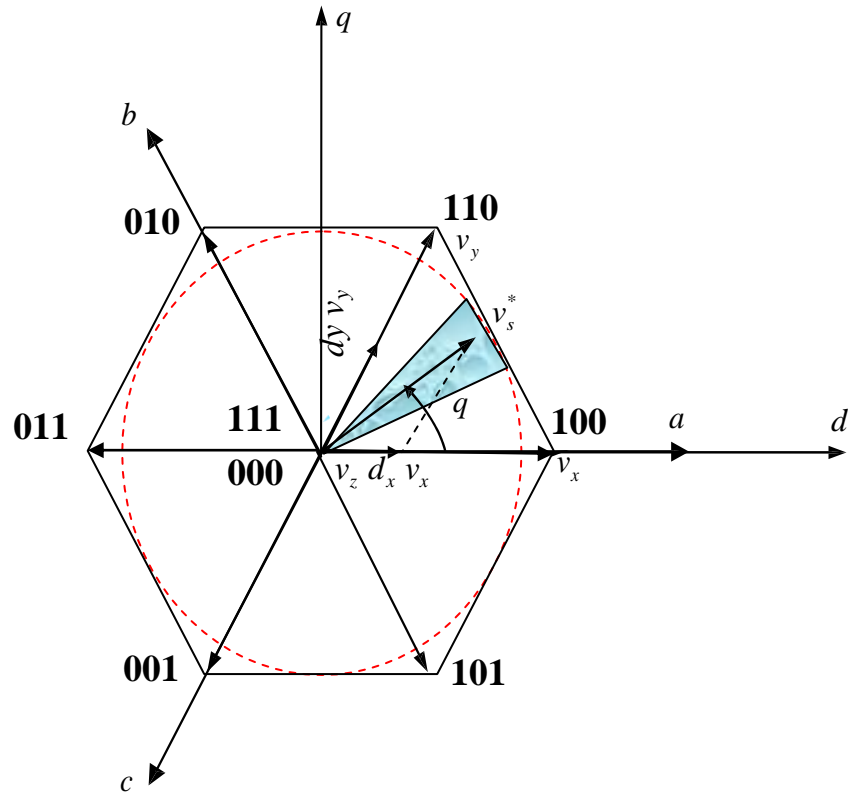


Fig.III.4: Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.

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

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 :

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

θ : Position angulaire du vecteur v_s^* .

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

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. III.4), on a représenté une position arbitraire du vecteur v_s^* et on a indiqué l'angle θ correspondant à cette position. A partir de l'angle θ , on déduit le secteur triangulaire contenant ce vecteur de la manière suivante :

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

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^* :

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

Avec :

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

$$dx = T_x/T_s, \quad dy = T_y/T_s, \quad dz = T_z/T_s.$$

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:

$$T_x + T_y + T_z = T_s \quad \text{et} \quad d_x + d_y + d_z = 1 \quad (\text{III.16})$$

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. III.4). 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 [4], comme indiqué sur la Fig. (III.4). Ainsi, le module maximal admissible du vecteur v_s^* est

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

III.1.9. Période d'échantillonnage

La période d'échantillonnage T_s représente une fraction minimale de la période T des tensions de référence v_1^*, v_2^* et v_3^* . Elle correspond à un intervalle de largeur $(T_s/T).2.\pi$ sur le diagramme

vectorel, appelé intervalle d'échantillonnage. Cet intervalle est représenté par la partie hachurée de la (Fig. III.4).

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 [47].

III.1.10.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.III.4), le vecteur v_s^* est contenu dans le premier secteur ($S = 1$ dans l'équation (III.14)), ce qui signifie que le vecteur v_x est celui généré par l'état 100 (appelé alors état X), le vecteur v_y est celui généré par l'état 110 (appelé état Y) et le vecteur v_z est celui généré par l'état 111 (appelé Z_1) ou l'état 000 (appelé Z_2). La (Fig. III.5) indique les états X, Y et Z pour chacun des six secteurs.

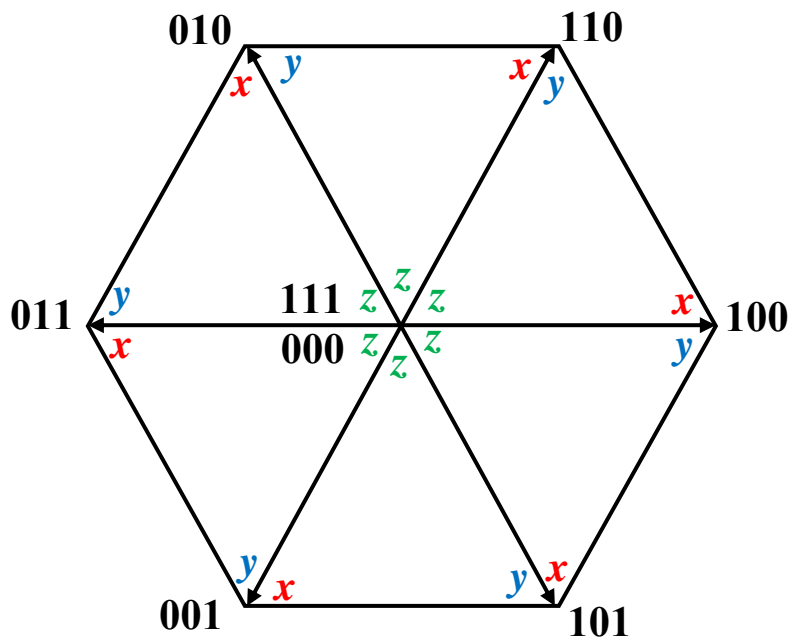


Fig.III.5: Etats X, Y et Z pour chaque secteur.

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

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

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

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

L'équation (III.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 : $Z_1=111$ ou $Z_2=000$. 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 [1] :

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

$$|Z_2 - Y - X - Z_1| |Z_1 - X - Y - Z_2| \quad \text{si } S = 2, 4 \text{ ou } 6$$

Cette succession des états consiste à [48] :

- 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.6). On remarque que chaque interrupteur change son état deux fois seulement par période d'échantillonnage.

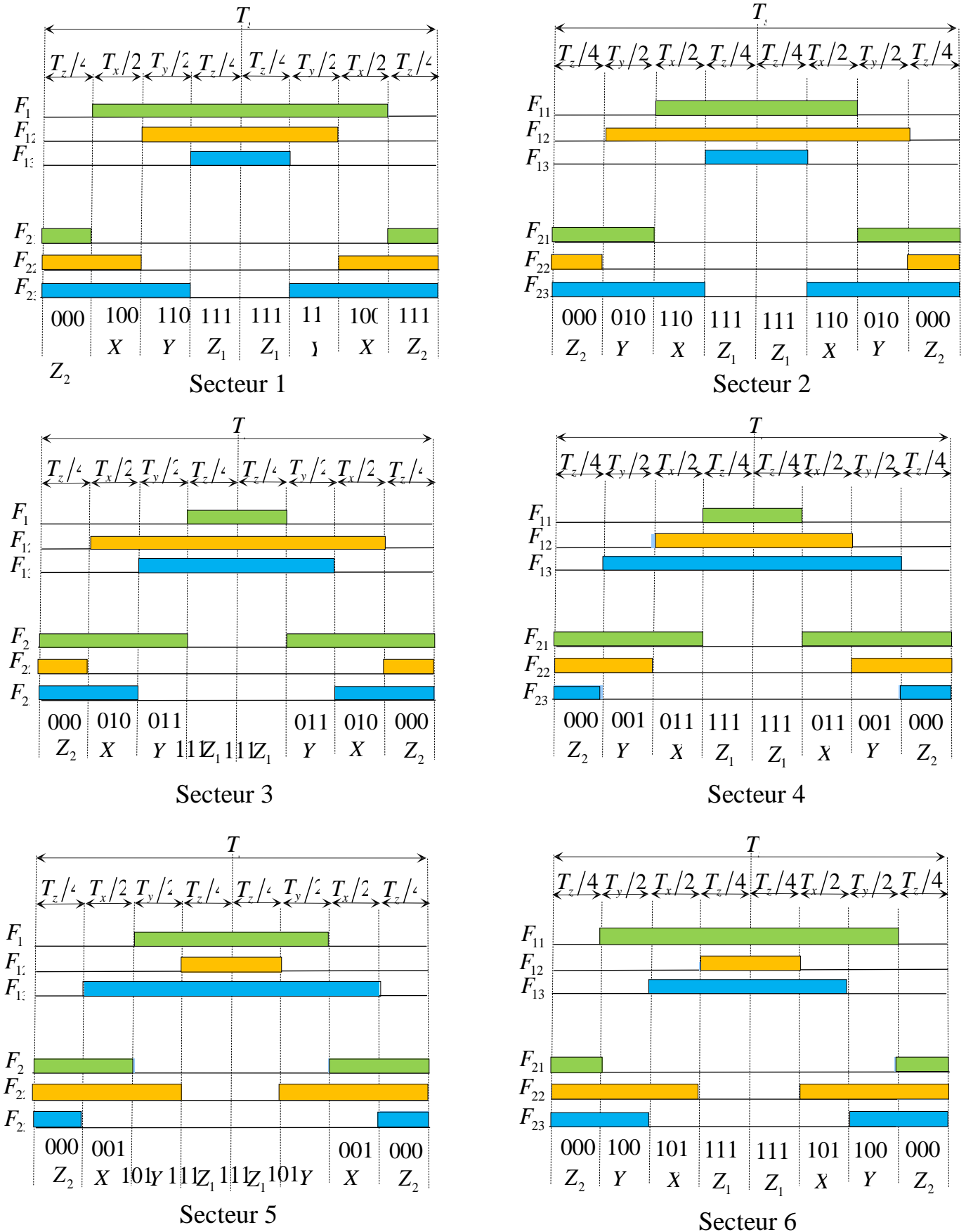


Fig. III.6: Forme des fonctions logiques F_{ij} pour les six secteurs.

A partir de la (Fig. III.6), 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 (III.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 .III.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. III.7). 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 θ dans le diagramme vectoriel (équation (III.11)). On déduit par la suite le secteur S contenant le vecteur de référence (équation (III.14)), et on déduit les états X, Y et Z à appliquer Tableau (III.1) et leur durées

d'application pendant la période d'échantillonnage (équation(III.19)). A partir des états à appliquer, on déduit les états ouvert ou fermé des interrupteurs de chaque bras (équation. III.1), ainsi que leurs durées de fermeture (tableau III.3).

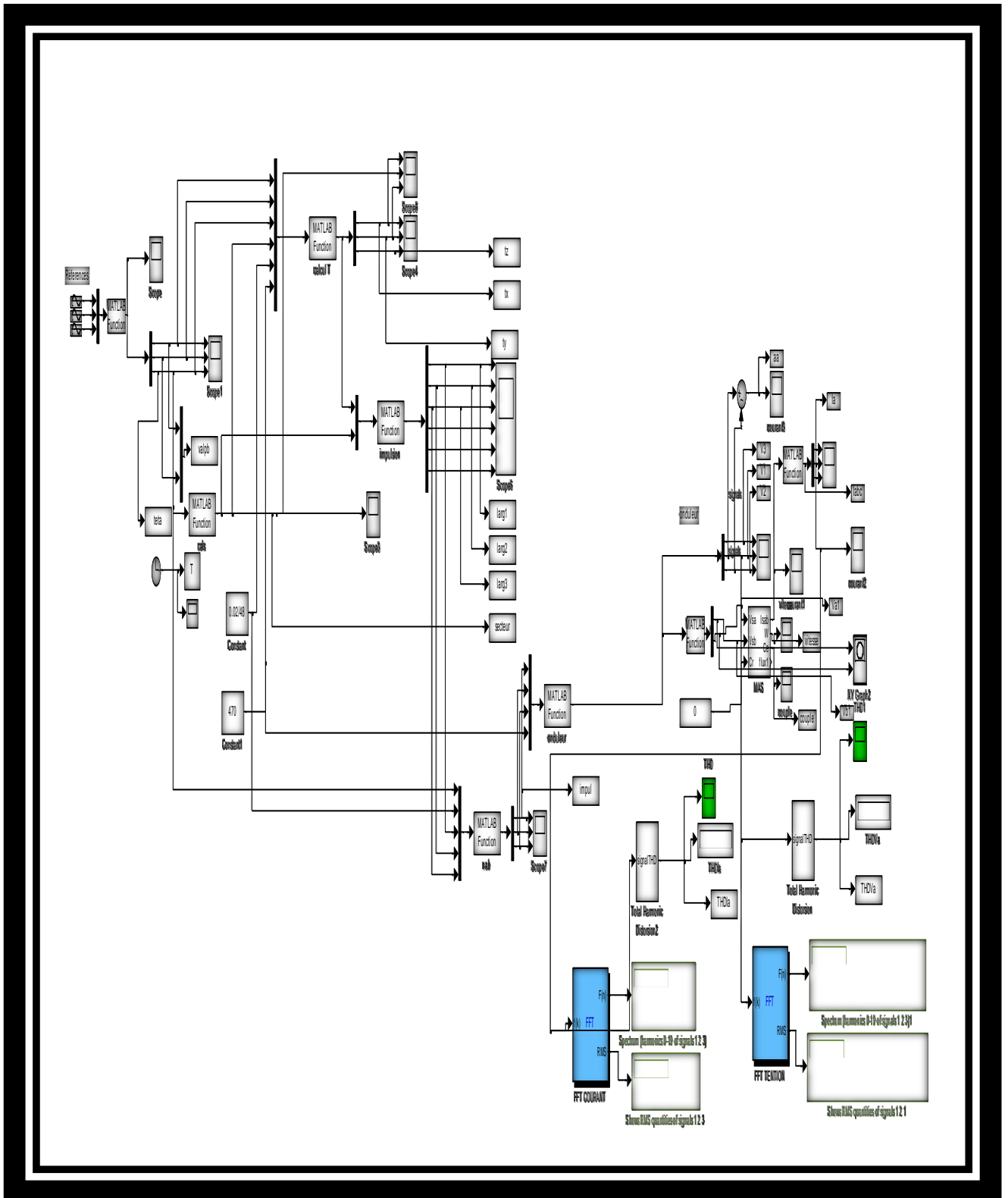


Fig.1.7: Schéma bloc de la modulation vectorielle.

III.1.11.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 $1.5kW$. 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 dépend 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 pour une valeurs du 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 θ 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 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.

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.

III.1.12 Résultats de simulation

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

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

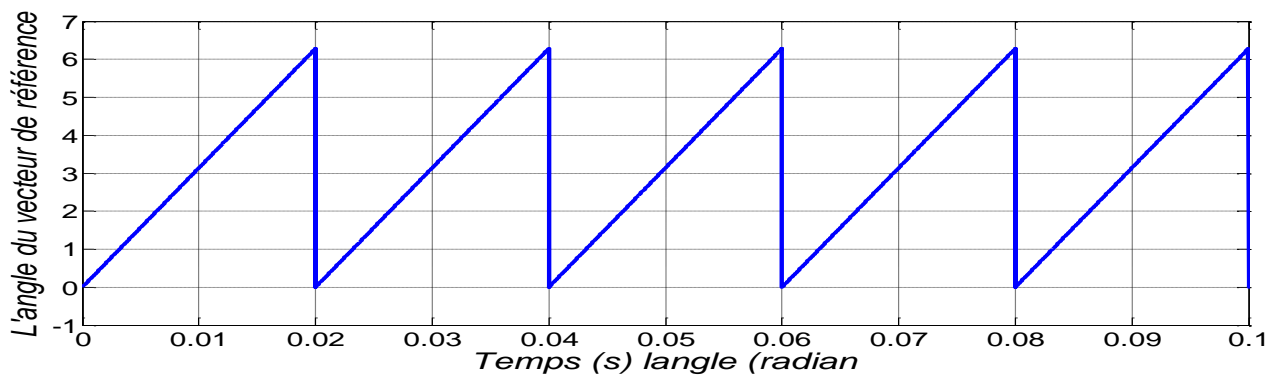


Fig. III.8: L'angle du vecteur de référence.

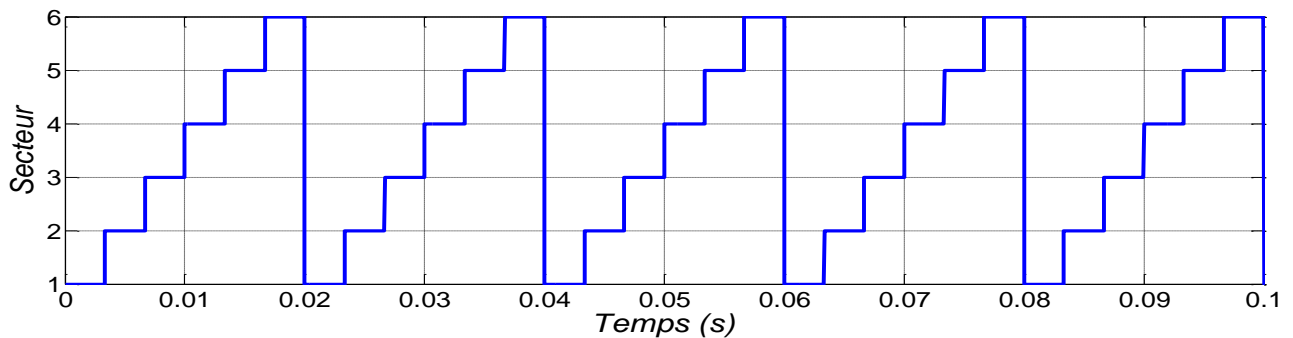


Fig.III.9: Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps.

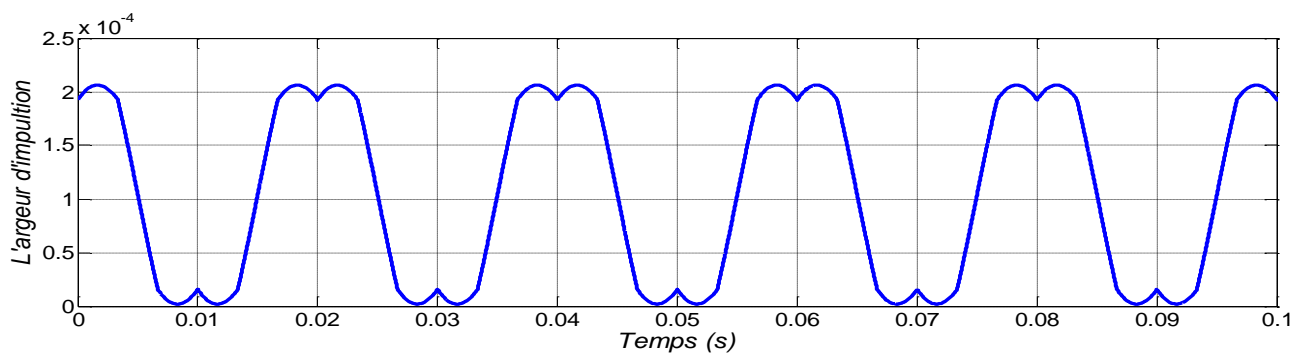


Fig. III.10: La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche I de l'onduleur.

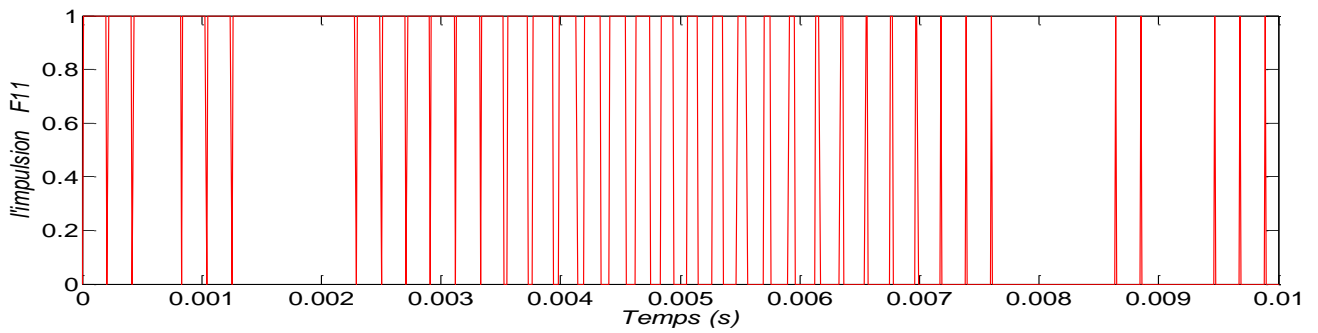
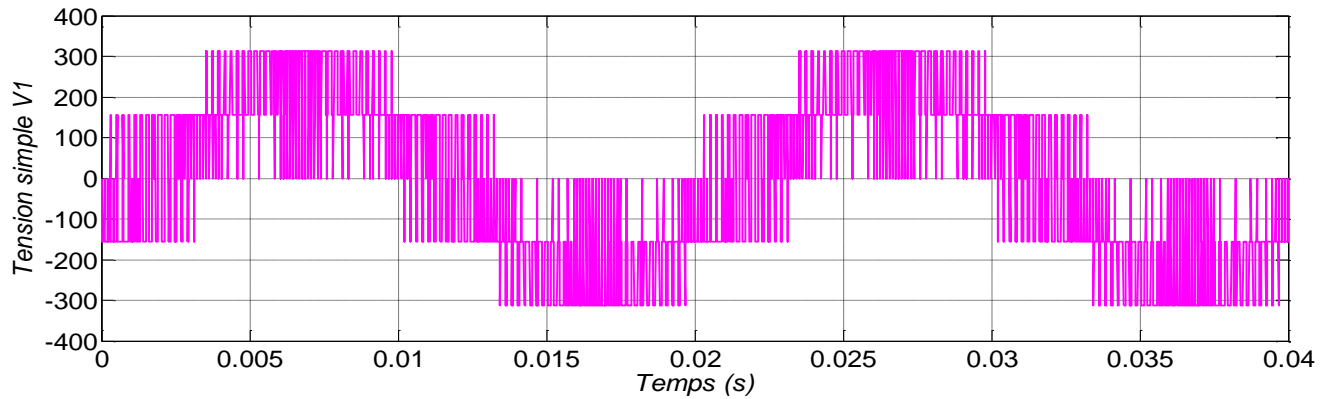
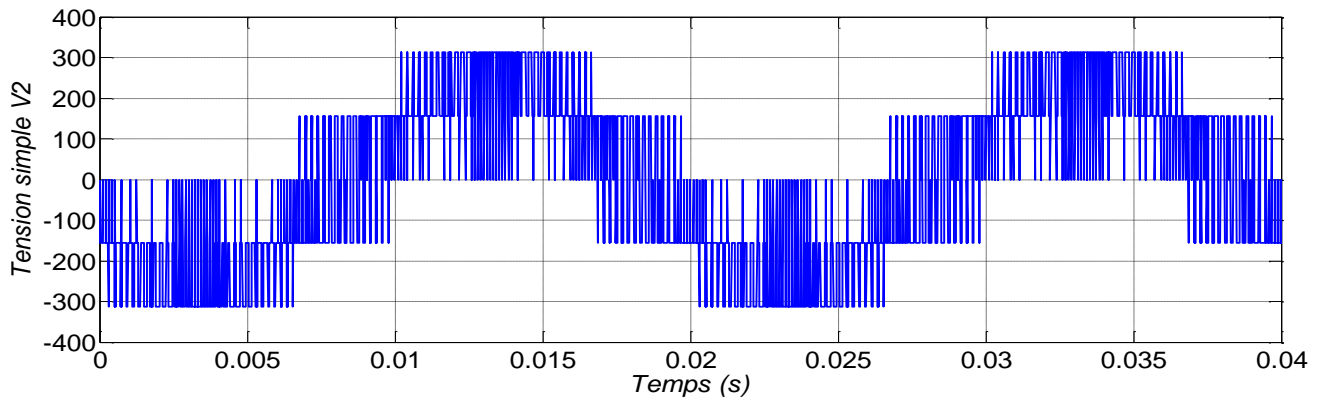


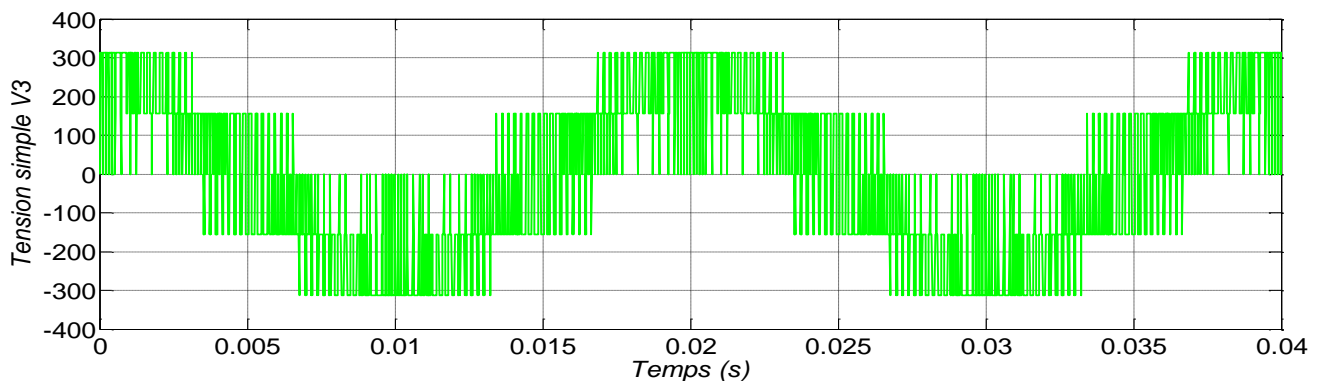
Fig. III.11: Le signale d'impulsions F_{11} de l'interrupteurs supérieurs S_{11} de l'onduleur.



La tension simple V_1 .



La tension simple V_2 .



La tension simple V_3 .

Fig. III.12: Les tensions simples V_1 , V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur.

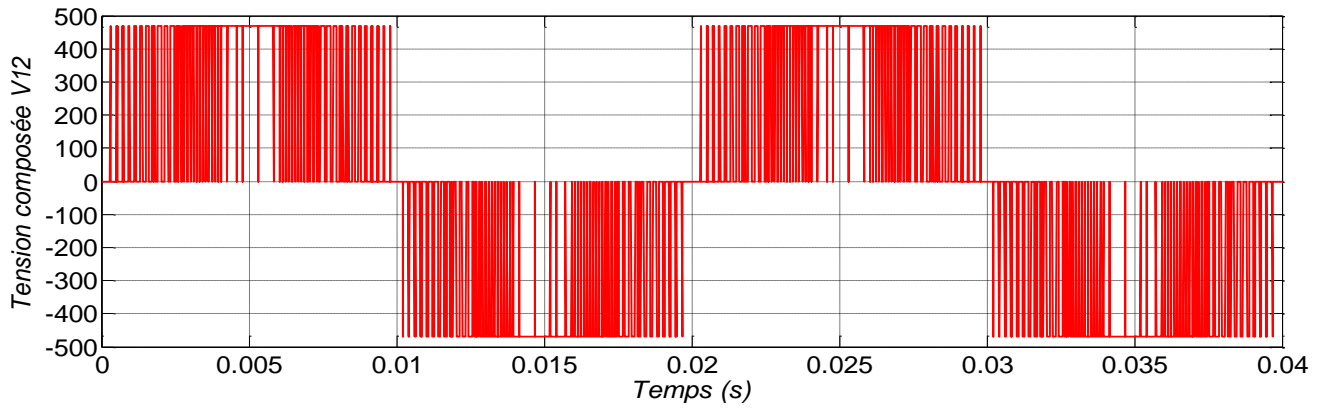


Fig.III.13: La tension composée V_{12} .

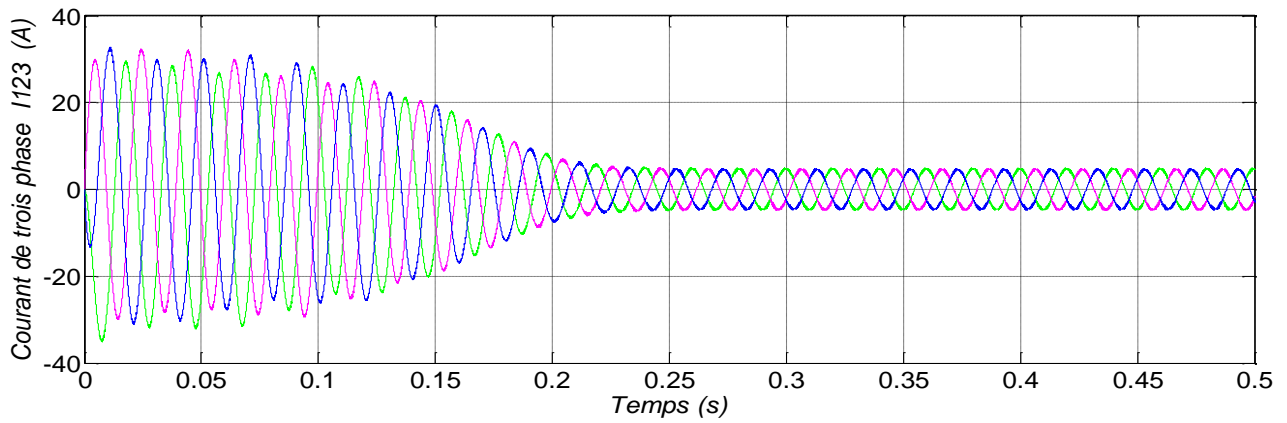


Fig. III.14: Les trois courant statoriques.

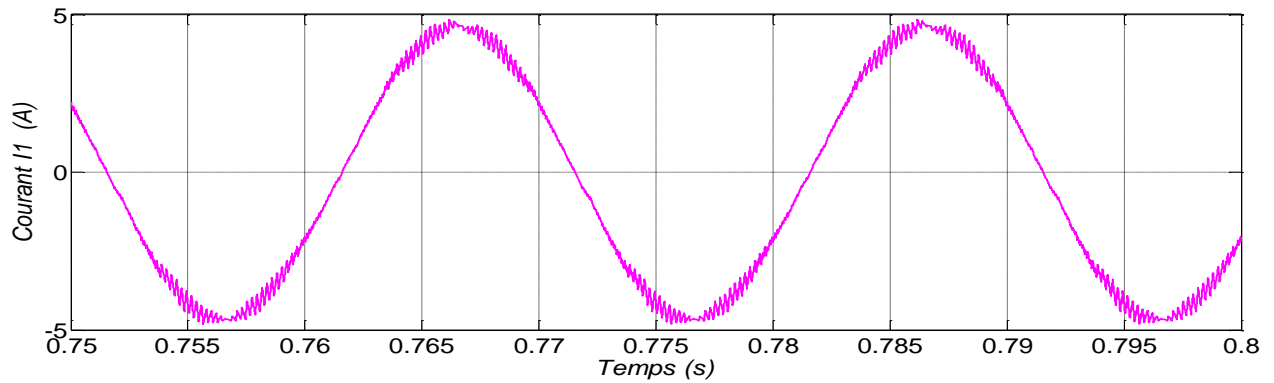


Fig.III.15: Le courant statorique I_1 de la phase I en régime permanent.

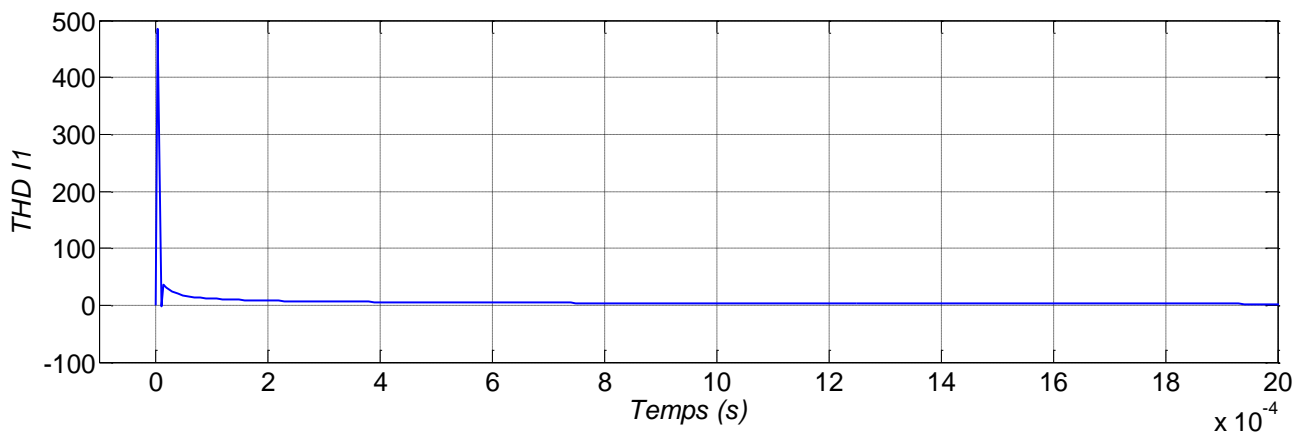


Fig. III.16: La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.0330=3.30\%$.

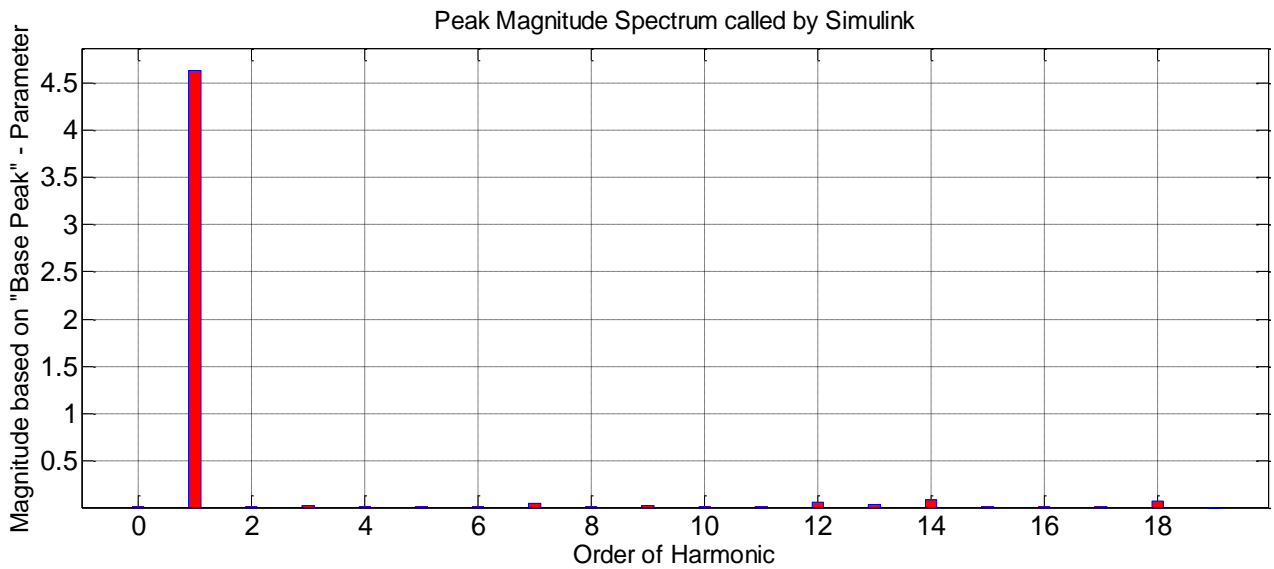


Fig.III.17 : Analyse spectrale du courant.

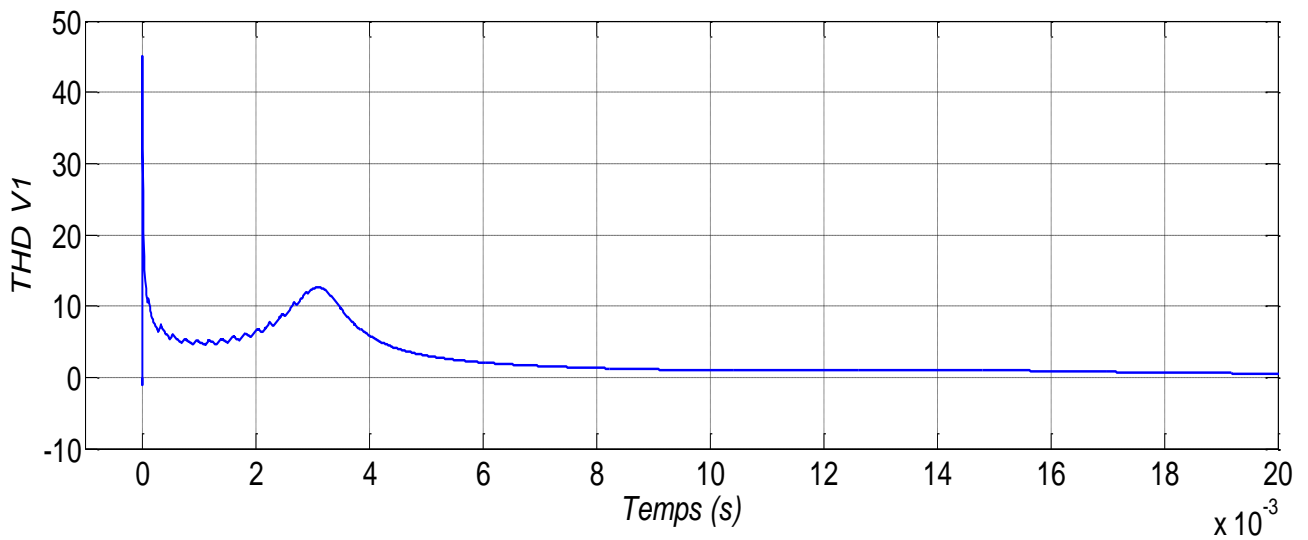


Fig.III.18 : La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1}=0.5438=54.38\%$.

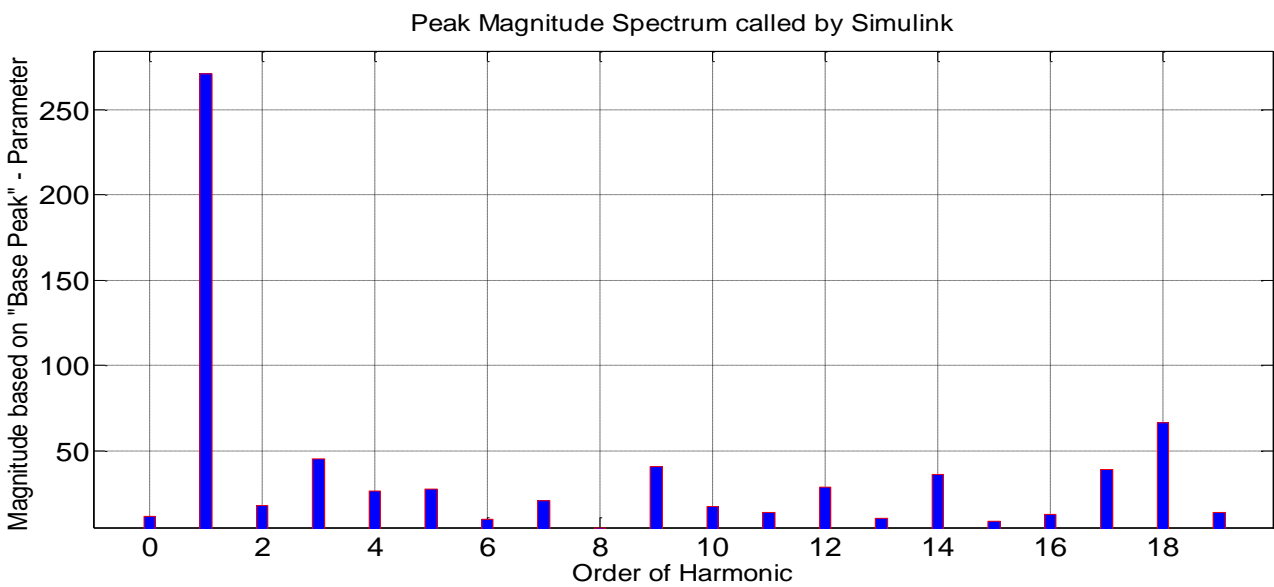


Fig. III.19: Analyse spectrale du tension.

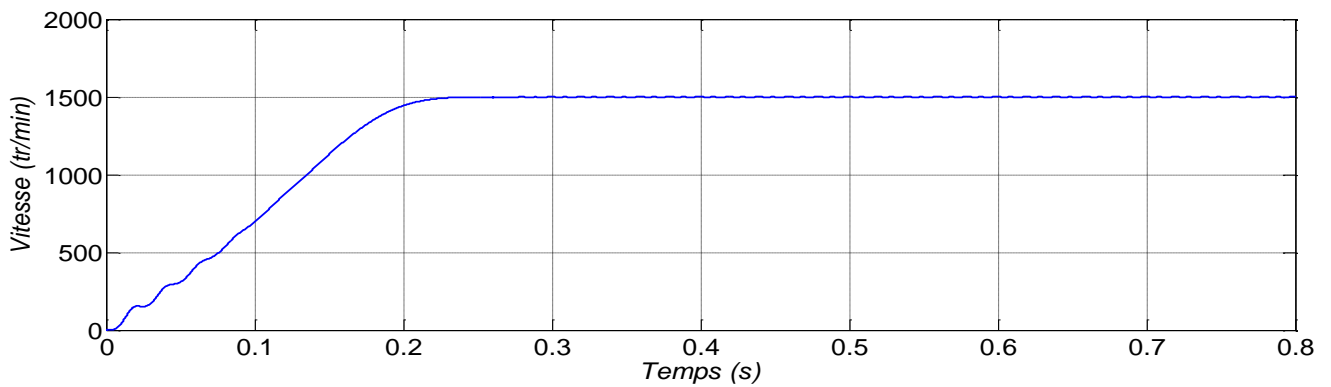


Fig. III.20: La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent N= 1500 tr/mn).

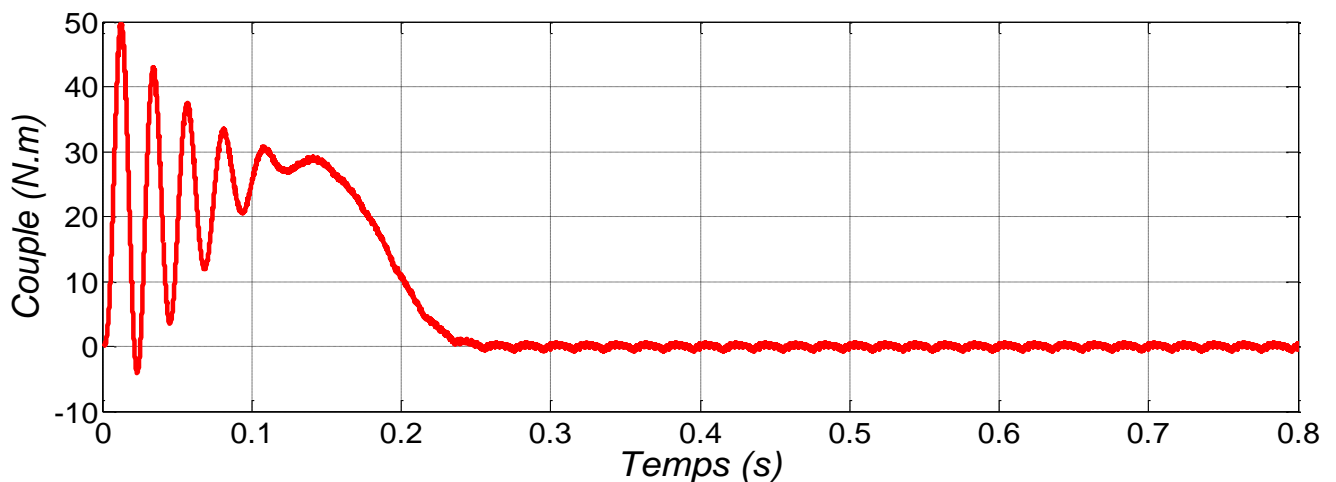


Fig.III.21: La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0Nm$).

III.1.13. Interprétation des résultats

Après ces essais de simulation, On remarque que :

- la valeur de THD pour la tension de la phase 1 est (54.38 %) 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 (3.30 %) 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 2paires de pôles.

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

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

La structure de l'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes est représentée sur la (Fig. III.22). Ce dernier se compose de trois bras symétriques constitué chacun de (4) interrupteurs bidirectionnels en série, 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. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur bicommandable S_{ij} ($i = 1, \dots, 4$ et $j = 1, 2$ ou 3) et d'une diode montée en antiparallèle. Le nombre des diodes flottantes est (2) par bras (D_{1j}, D_{2j}) assurent l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras [3]. Chaque bras est relié à une alimentation continue de force électromotrice ($2u_c$), ces deux générateurs sont égaux ($u_{c1} = u_{c2} = V_{dc} / 2$).

Cet onduleur est dit à trois niveaux car il délivre trois niveaux de tension par bras ($V_{dc} / 2, 0, -V_{dc} / 2$).

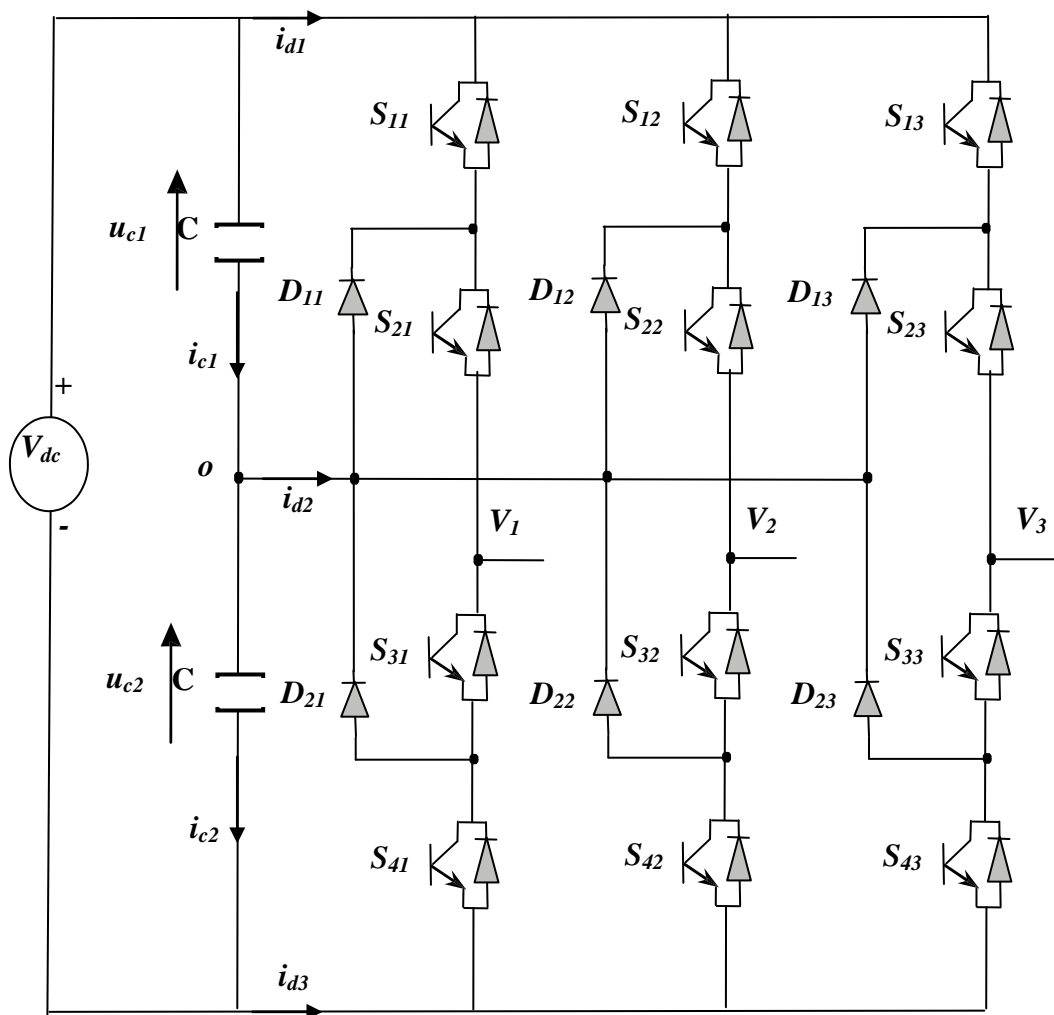


Fig.III.22: Onduleur à trois niveaux à diodes flottantes.

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:

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

III.2.3. Commande complémentaire des interrupteurs

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires deux à deux:

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-2)j} \quad i = 3, 4 \quad j = 1, 2, 3 \quad (\text{III.22})$$

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. Donc il reste trois états (Fig.III.23) utiles définis comme suit :

Etat 2: 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 1: 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 0: 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 [38] [4] :

- 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.4).

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

$$\begin{aligned}
 F_{c1j} &= F_{1j} \cdot F_{2j} \\
 F_{c2j} &= F_{2j} \cdot F_{3j} \\
 F_{c3j} &= F_{3j} \cdot F_{4j}
 \end{aligned}
 \quad j = 1, 2, 3 \quad (III.23)$$

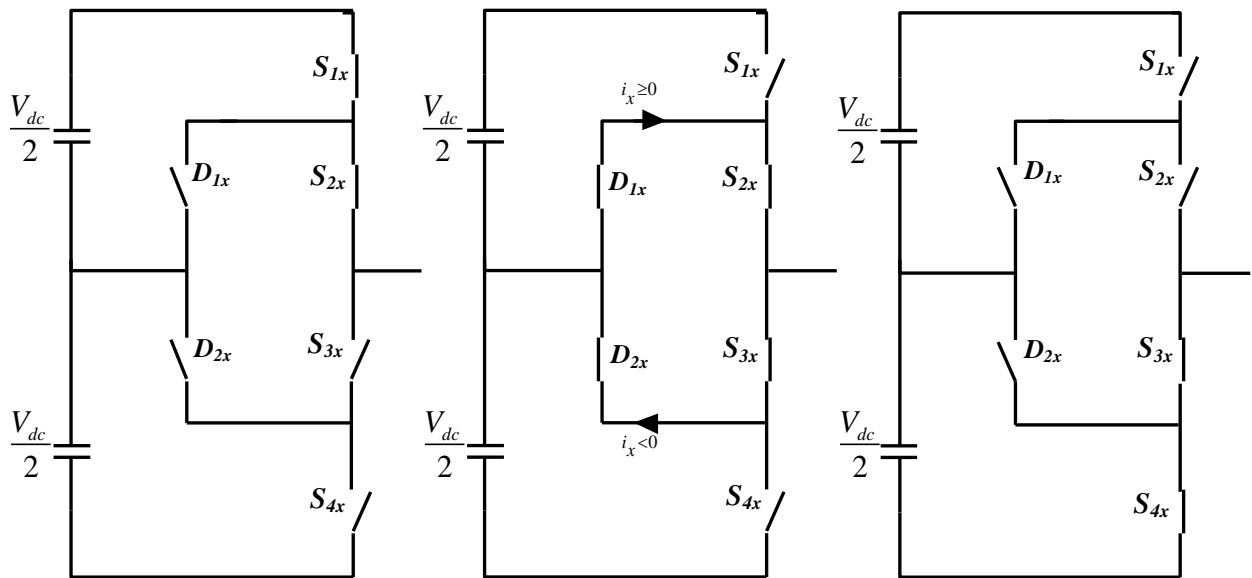


Fig. III.23: Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.

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

Tableau.III.4: Etats d'uns bras de l'onduleur ($x = 1, 2$ ou 3).

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 [45]. Ces états sont identifiés en indiquant les états des trois bras. Par exemple, l'état **(210)** indique que le premier bras est à l'état (2), le deuxième est à l'état (1), et le troisième est à l'état (0). La (Fig.III.24) résume les états de l'onduleur triphasé à trois niveaux :

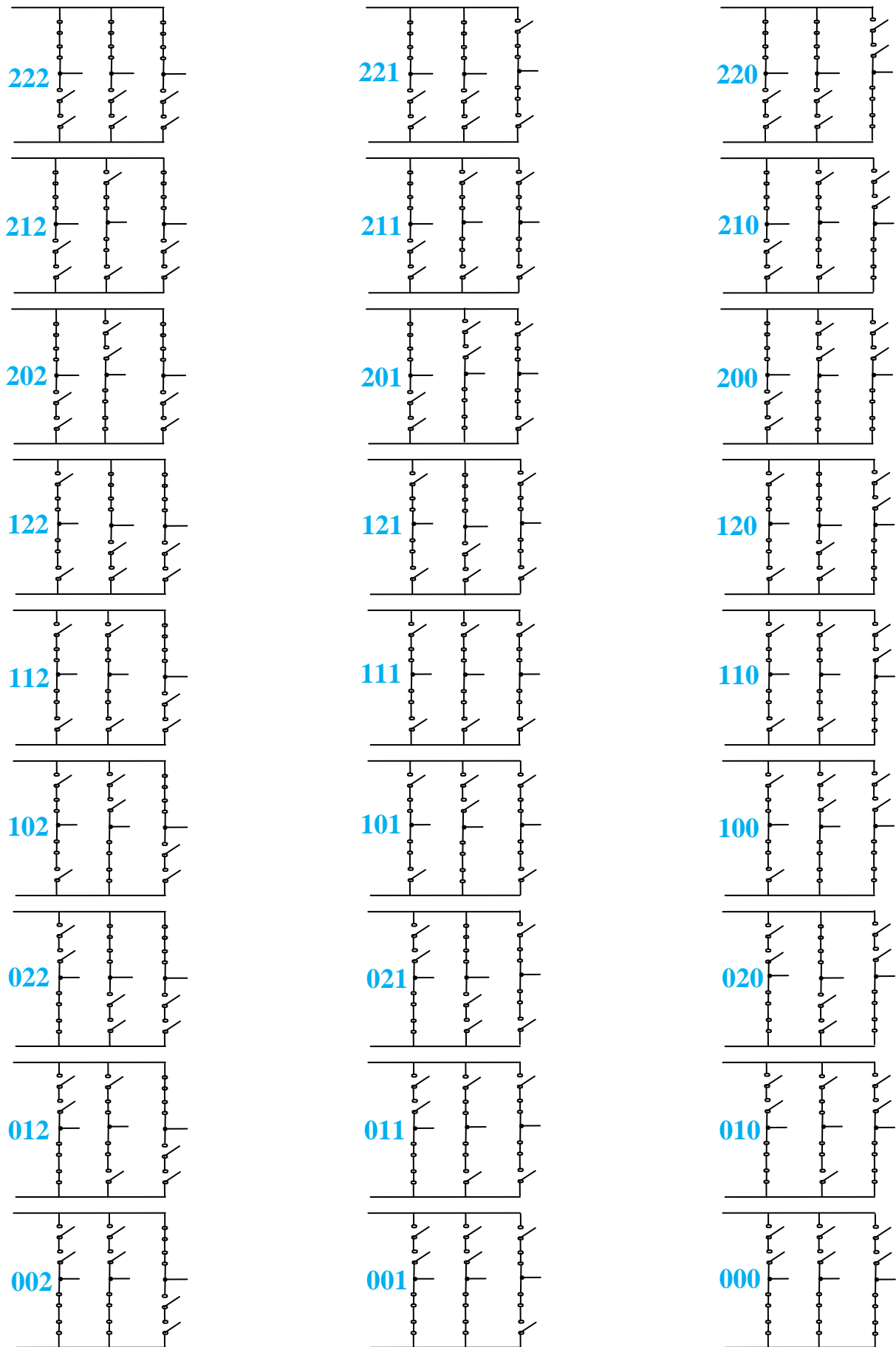


Fig. III.24: Etats de l'onduleur

III.2.6. Tensions de sortie

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

$$\begin{pmatrix} v_{1o} \\ v_{2o} \\ v_{3o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc} / 2 \\ 0 \\ -V_{dc} / 2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.24})$$

A un instant donné, une seule des trois fonctions de connexions des bras prend la valeur 1. Les autres fonctions sont à zéro. 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 :

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{1o} - v_{2o} \\ v_{2o} - v_{3o} \\ v_{3o} - v_{1o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c12} & F_{c21} - F_{c22} & F_{c31} - F_{c32} \\ F_{c12} - F_{c13} & F_{c22} - F_{c23} & F_{c32} - F_{c33} \\ F_{c13} - F_{c11} & F_{c23} - F_{c21} & F_{c33} - F_{c31} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc} / 2 \\ 0 \\ -V_{dc} / 2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.25})$$

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

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{c11} - F_{c12} - F_{c13} & 2F_{c21} - F_{c22} - F_{c23} & 2F_{c31} - F_{c32} - F_{c33} \\ 2F_{c12} - F_{c11} - F_{c13} & 2F_{c22} - F_{c21} - F_{c23} & 2F_{c32} - F_{c31} - F_{c33} \\ 2F_{c13} - F_{c11} - F_{c12} & 2F_{c23} - F_{c21} - F_{c22} & 2F_{c33} - F_{c31} - F_{c32} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc} / 2 \\ 0 \\ -V_{dc} / 2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.26})$$

III.2.7. Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel

On rappelle le vecteur tension de référence, défini par les équations (III.7) et (III.10) :

$$v_s = v_{1o} e^{j0} + v_{2o} e^{-j2\pi/3} + v_{3o} e^{j2\pi/3} = v_d + j.v_q \quad (\text{III.27})$$

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

Les deux composantes v_d et v_q sont données en fonction des fonctions de connexion par :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \sqrt{2/3} V_{dc} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c31} \\ F_{c12} - F_{c32} \\ F_{c13} - F_{c33} \end{pmatrix} \quad (\text{III.28})$$

Le tableau (III.5) représente les différents états de l'onduleur et les coordonnées du vecteur de tension de sortie v_s correspondant à chaque état.

Etat de l'onduleur	$v_{\alpha i}$	$v_{\beta i}$
222, 111,000	0	0
211,100	$1/2V_{dc}$	0
200	V_{dc}	0
210	$1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
221,110	$1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
220	$3/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
120	0	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
121 ,010	$-1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
020	$-1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
021	$-3/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
122,011	$-1/2V_{dc}$	0
022	$-V_{dc}$	0
012	$-3/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
112,001	$-1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
002	$-1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
102	0	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
212,101	$1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
202	$1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
201	$3/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$

Tableau.III.5: Etats de l'onduleur à trois niveaux et les coordonnées du vecteur v_s dans le plan $(d - q)$.

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.25). Ils sont rangées sur deux hexagones: douze positions sur l'hexagone externe (correspondantes aux états ((200,210,220,120,020,021,022,012,002,102,202 et 210)), six positions sur l'hexagone interne (correspondantes aux états ((211-100), (221-110), (121-010), (122-011), (112-001) et (212-101)), en plus d'une position à l'origine du diagramme, correspondante aux états 222,111 et 000. 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.26). On a ainsi 24 régions dans la totalité du diagramme vectoriel [49].

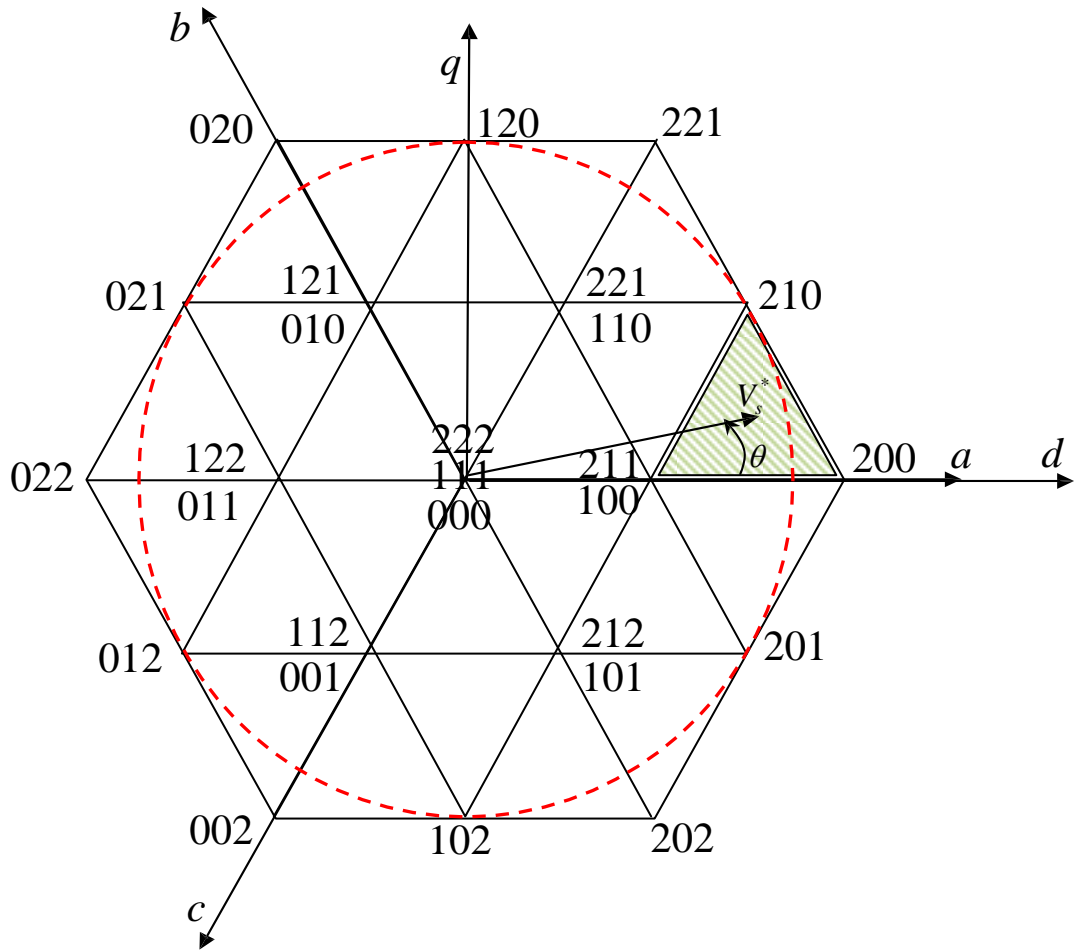


Fig. III.25: Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.

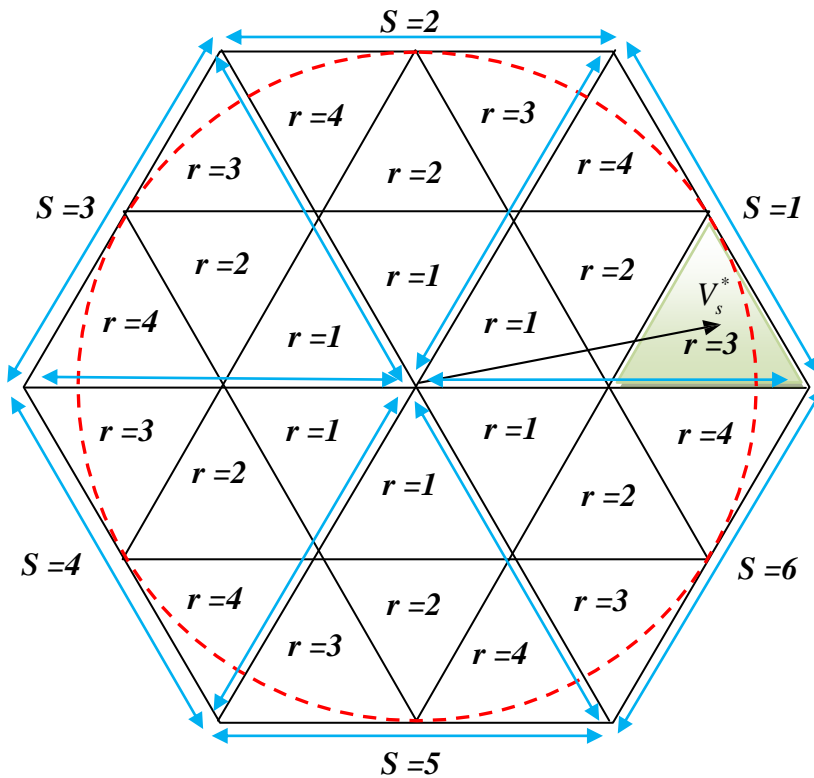


Fig. III.26: Secteurs et régions du diagramme vectoriel.

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 :

$$\begin{aligned} v_s^* &= v_1^* \cdot e^{j0} + v_2^* \cdot e^{-j2\pi/3} + v_3^* \cdot e^{j2\pi/3} \\ &= v_d^* + j \cdot v_q^* \\ &= m \cdot V_{\max} \cdot e^{j\theta} \end{aligned} \tag{III.29}$$

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

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

$$m = \frac{\sqrt{2} \cdot v_s}{V_{dc}} \tag{III.30}$$

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

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

A partir des coordonnées v_d^*, v_q^* et de la position angulaire θ , on déduit dans quel secteur (s), et dans quelle région (r) se situe le vecteur v_s^* dans le plan $d-q$ (Fig.III.26). Le secteur triangulaire s se déduit de la manière suivante :

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2 \cdot \pi/3 \\ 3 & \text{si } 2 \cdot \pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta \leq 4 \cdot \pi/3 \\ 5 & \text{si } 4 \cdot \pi/3 \leq \theta \leq 5 \cdot \pi/3 \\ 6 & \text{si } 5 \cdot \pi/3 \leq \theta \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \tag{III.31}$$

La région triangulaire à l'intérieur de chaque secteur se déduit en utilisant les équations de temps T_x, T_y et T_z . Par exemple, les quatre régions ($r = 1, 2, 3, 4$) à l'intérieur du secteur $s=1$, représenté dans la (fig. III.26).

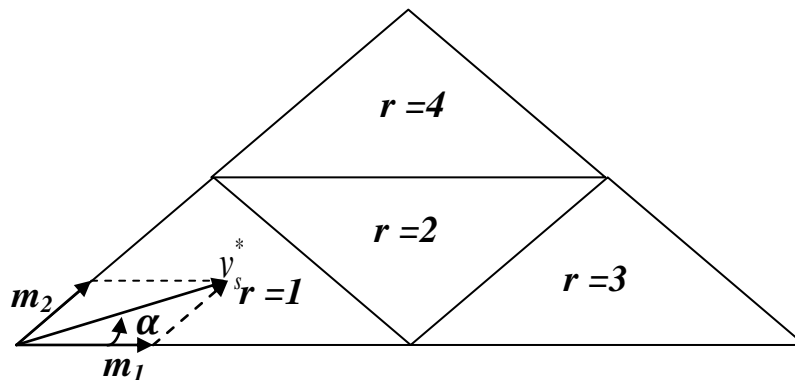


Fig. III.27: La position de v_s^* à les quatre régions de 1^{er} secteur.

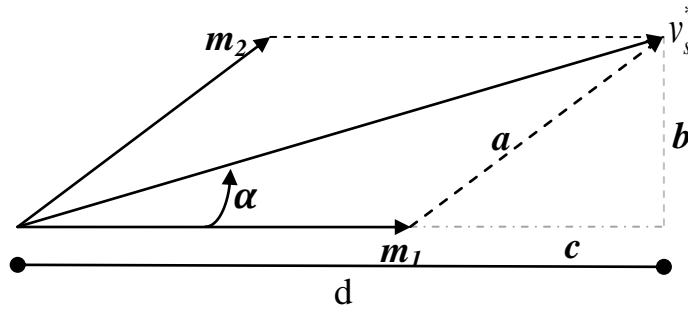


Fig. III.28: les compensant m_1 et m_2 de v_s^* .

De la (fig. III.28) on calcule m_1 et m_2 [50] :

$$\begin{cases} a = m_2 = \frac{b}{\sin(\pi/3)} = \frac{2}{\sqrt{3}}b = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_s^* \cdot \sin \alpha \\ m_1 = v_s^* \cdot \cos \alpha - \left(\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_s^* \cdot \sin \alpha \right) \cdot \cos(\pi/3) \\ m_1 = v_s^* \left(\cos \alpha - \frac{\sin \alpha}{\sqrt{3}} \right) \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Donc :

Si $m_2 < 0.5(\sqrt{2/3} \cdot V_{dc})$ et $m_1 < 0.5(\sqrt{2/3} \cdot V_{dc})$ et $(m_2 + m_1) < 0.5(\sqrt{2/3} \cdot V_{dc})$ alors v_s^* et dans la région 1.

Si $m_2 < 0.5(\sqrt{2/3} \cdot V_{dc})$ et $m_1 < 0.5(\sqrt{2/3} \cdot V_{dc})$ et $(m_2 + m_1) > 0.5(\sqrt{2/3} \cdot V_{dc})$ alors v_s^* et dans la région 2.

Si $m_1 > 0.5(\sqrt{2/3} \cdot V_{dc})$ alors v_s^* et dans la région 3.

Si $m_2 > 0.5(\sqrt{2/3} \cdot V_{dc})$ alors v_s^* et dans la région 4.

Afin de minimiser les harmoniques de 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 :

$$V_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \quad (\text{III.33})$$

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^* :

$$\overline{v_s} = v_s^* = m \cdot V_{\max} \cdot e^{j\alpha} = \frac{T_x \cdot v_x + T_y \cdot v_y + T_z \cdot v_z}{T_s} = d_x \cdot v_x + d_y \cdot v_y + d_z \cdot v_z \quad (\text{III.34})$$

α 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 :

$$T_x + T_y + T_z = T_s \quad \text{et} \quad d_x + d_y + d_z = 1 \tag{III.35}$$

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.25) se situe dans la région $r=3$ du secteur $S=1$. Ainsi, le vecteur v_x est celui généré par l'état 200 (appelé alors état X), le vecteur v_y est celui généré par l'état 210 (appelé état Y) et le vecteur v_z est celui généré par l'état 211 (appelé Z_1) ou l'état 100 (appelé Z_2). La (Fig. III.29) indique les états X, Y et Z pour les différentes régions du diagramme vectoriel.

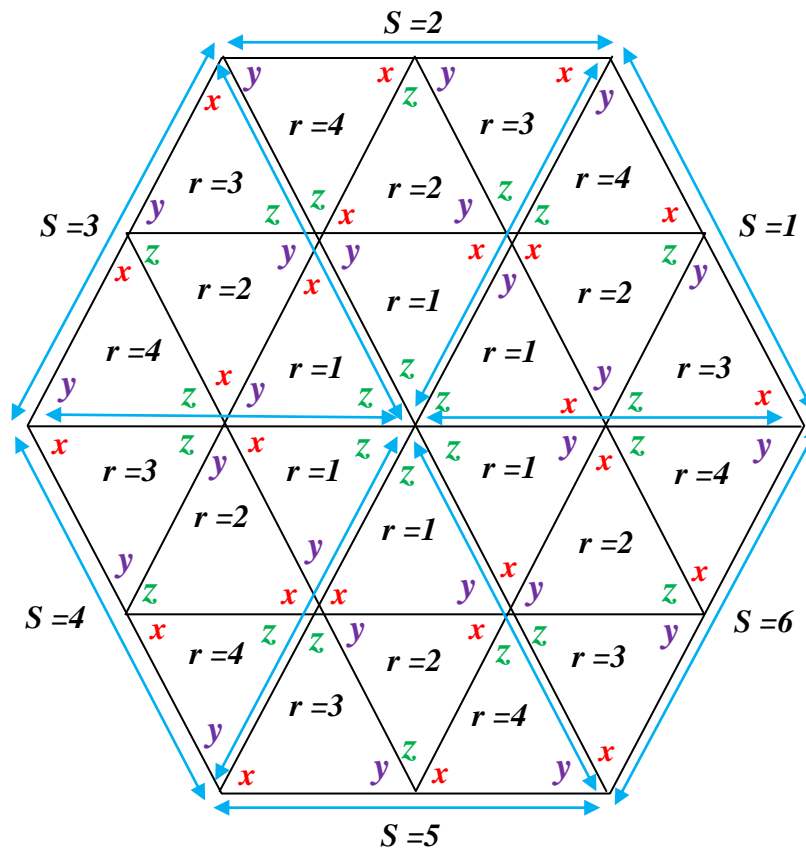


Fig. III.29: Etats X, Y et Z pour les différentes régions du diagramme vectoriel.

L'équation (III.35) et la décomposition de l'équation (III.34) 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 . Le tableau (III.6) donne la décomposition de l'équation (III.34) 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.6: Décomposition de l'équation (III.32).

La résolution du système formé par l'équation (III.35) et les deux équations issues de la décomposition de (III.34) donne les expressions de d_x, d_y et d_z indiquées dans le tableau (III.7).

	$r = 1$	$r = 2$	$r = 3$	$r = 4$
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.7: 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 [48] :

- 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.8) 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.30) 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 demi-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				Région 3			
1	0	1	1	1	2	2	2	1	1	2	2	2	1	2	2	2	1	2	2	2
	0	0	1	1	1	2	2	0	1	1	1	2	0	0	1	1	1	1	2	2
	0	1	0	1	1	1	2	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1
2	2	2	1	1	1	0	0	2	1	1	1	0	2	2	1	1	1	1	0	0
	2	2	2	1	1	1	0	2	2	2	1	1	2	2	2	1	2	2	2	1
	2	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0
3	0	0	0	1	1	1	2	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1
	0	1	1	1	2	2	2	1	1	2	2	2	1	2	2	2	1	2	2	2
	0	0	1	1	1	2	2	0	1	1	1	2	0	0	1	1	1	0	2	2
4	2	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0
	2	2	1	1	1	0	0	2	1	1	1	0	2	2	1	1	1	1	0	0
	2	2	2	1	1	1	0	2	2	2	1	1	2	2	2	1	2	2	2	1

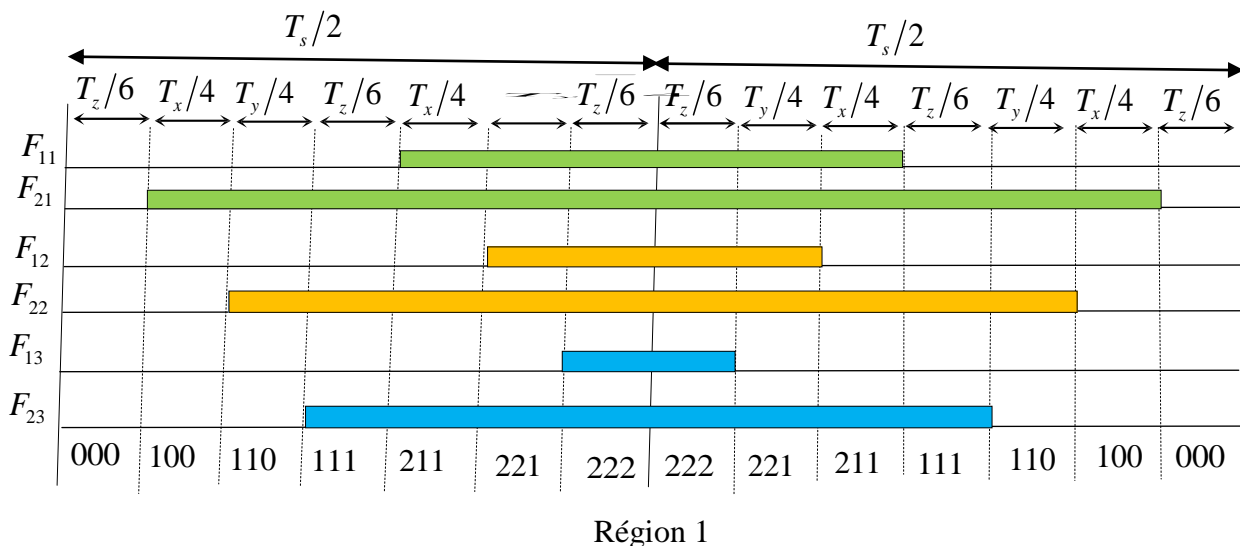
5	0	0	1	1	1	2	2	0	1	0	1	2	0	0	1	1	1	1	2	2
	0	0	0	1	1	1	2	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1
	0	1	1	1	2	2	2	1	1	2	0	2	1	2	2	2	1	2	2	2
6	2	2	2	1	1	1	0	2	2	2	1	1	2	2	2	1	2	2	2	1
	2	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0
	2	2	1	1	1	0	0	2	1	1	1	0	2	2	1	1	1	1	0	0

Tableau .III.8: Séquences des états dans les différentes régions du diagramme vectoriel.

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. 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.9). 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.9: Durées de fermeture des interrupteurs dans le cas du premier secteur.



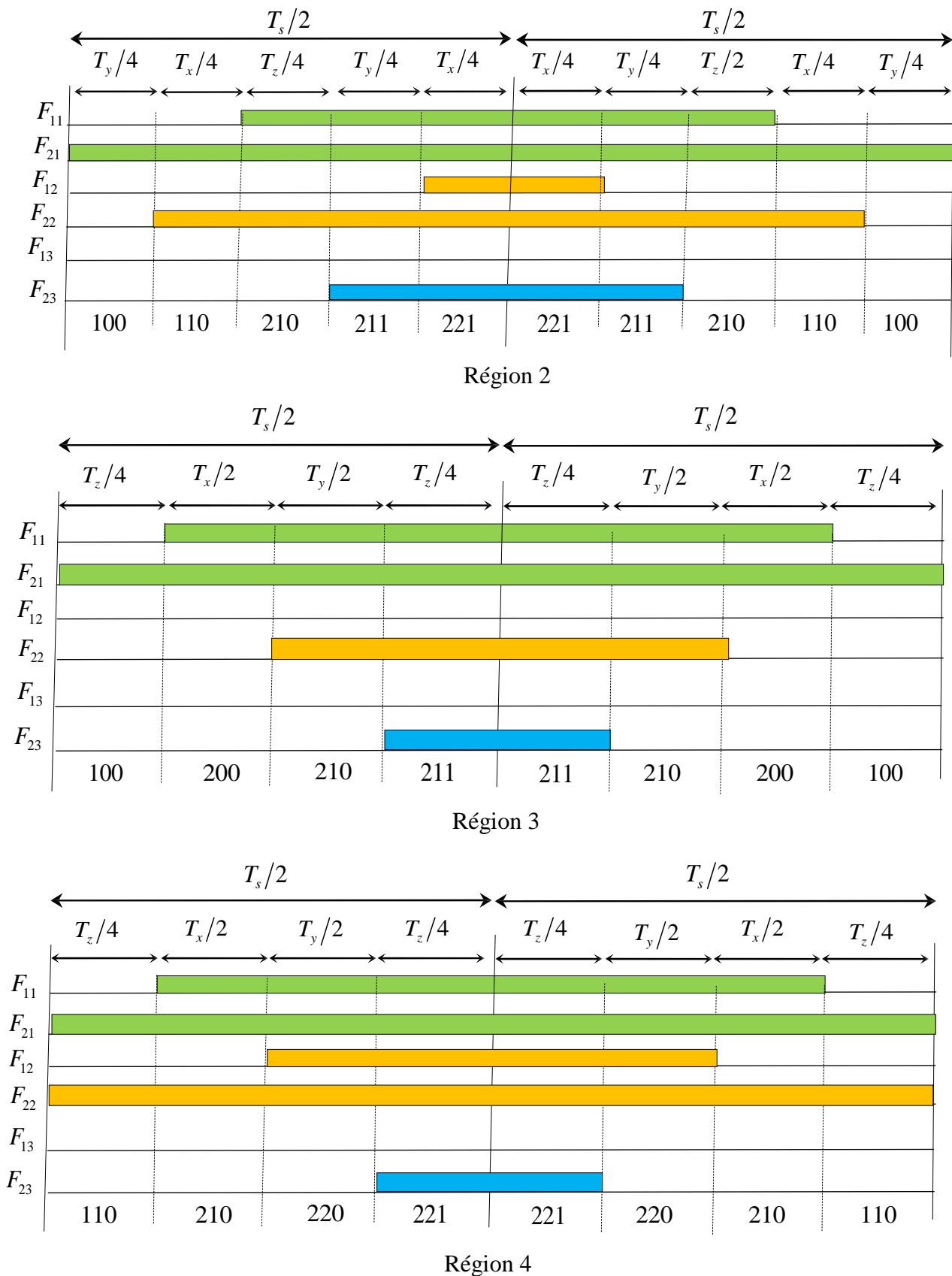


Fig.III.30: Fonctions logiques F_{ij} dans les quatre régions du premier secteur.

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 θ (équation (III.29)).
- A partir de m et θ on déduit le secteur s (équation (III.31)) et la région (équation (III.32)) 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.7) la durée d'application de chaque état.
- A partir du (tableau.III.8), 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.2.10.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 θ 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.31).

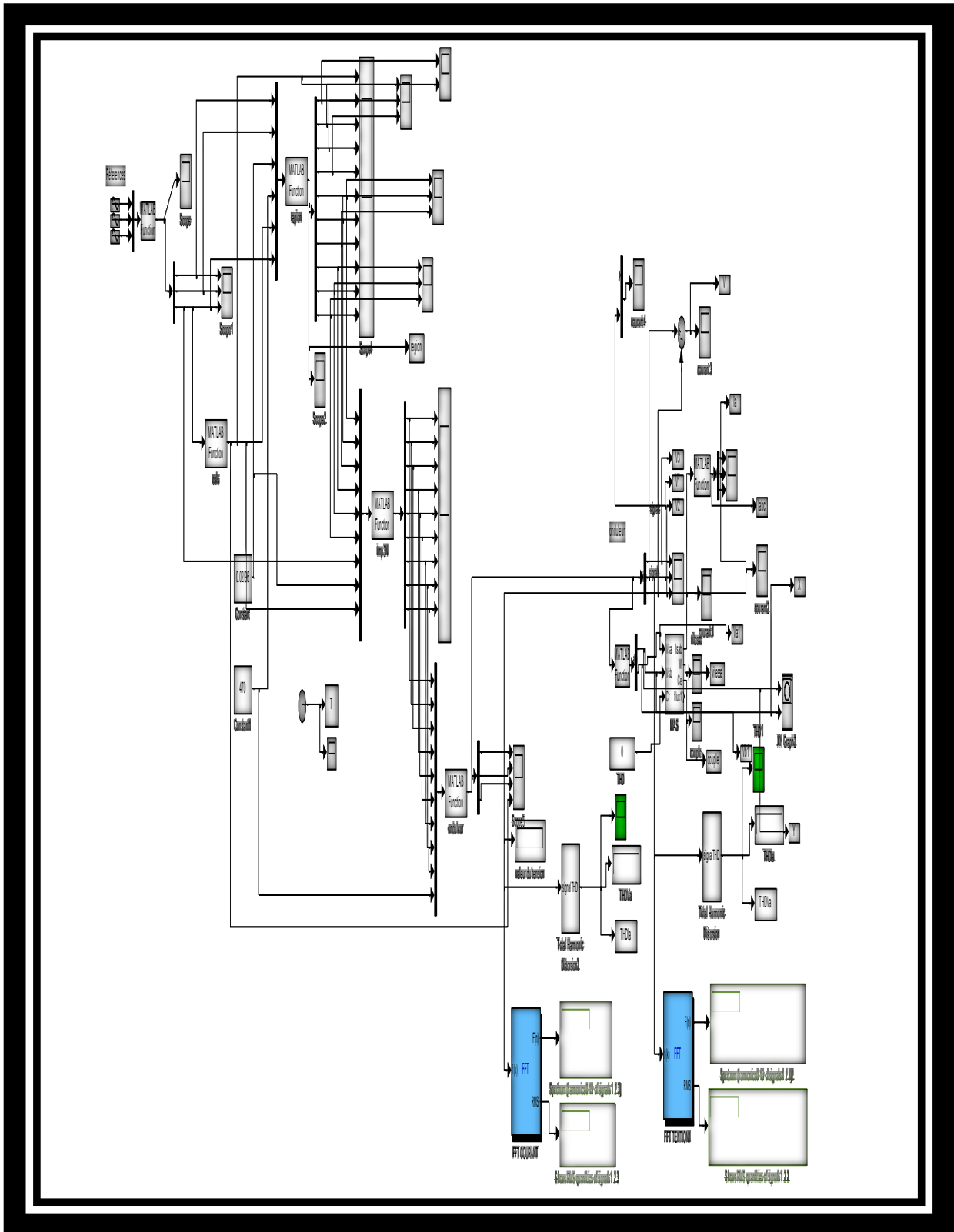


Fig. III.31: Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur commandé par MLI Vectorielle

III.2.11. Résultats de simulation

Pour : $m=0.8, N = 96$

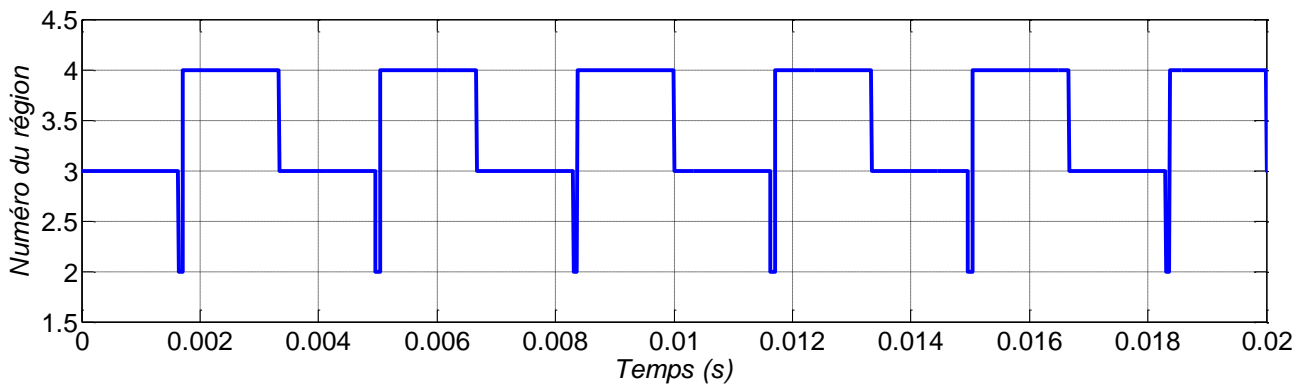
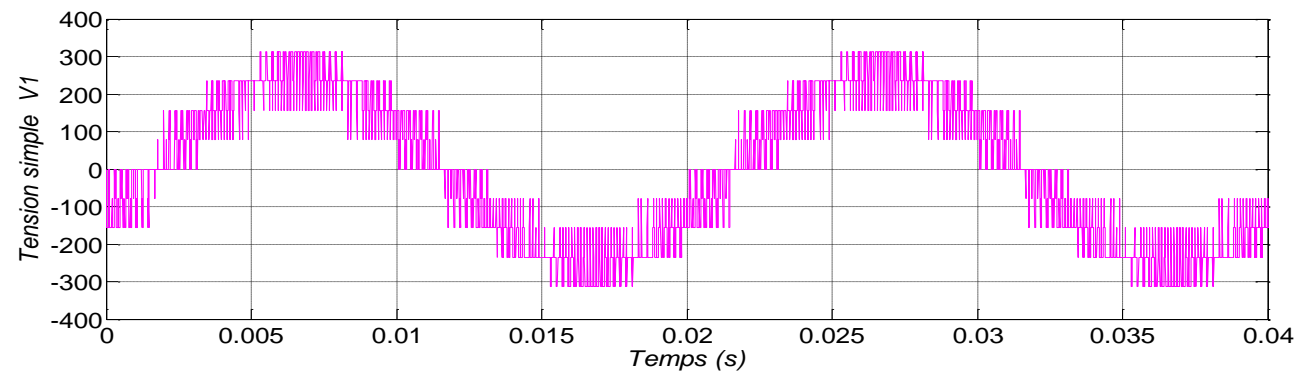
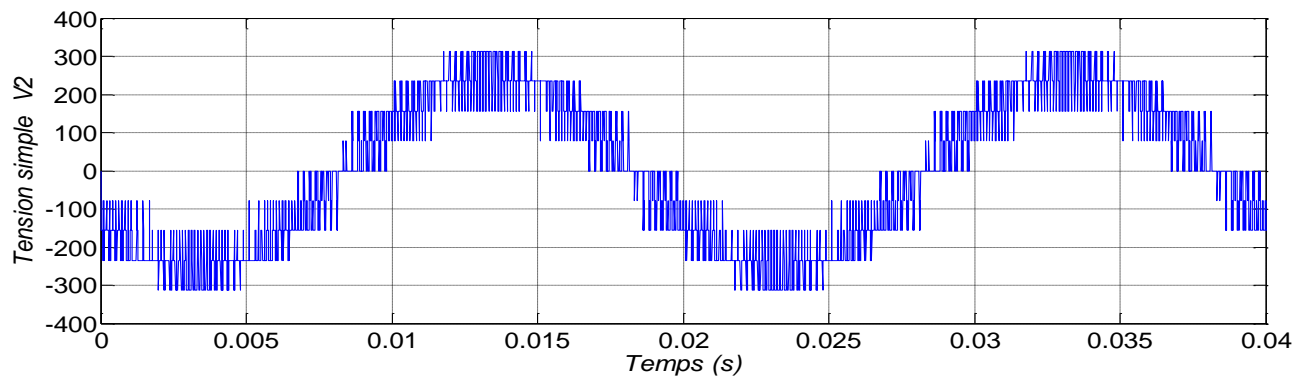


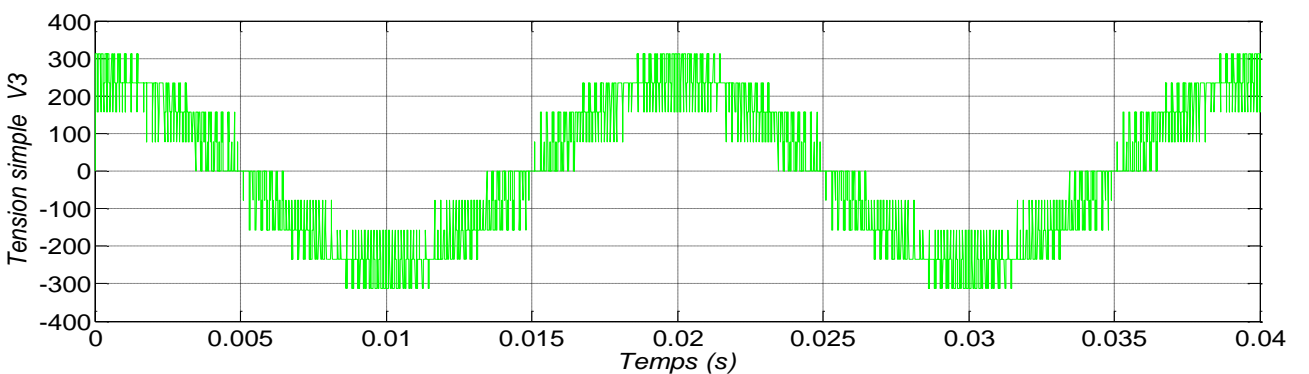
Fig.III.32: Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.



La tension simple V_1



La tension simple V_2



La tension simple V_3

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

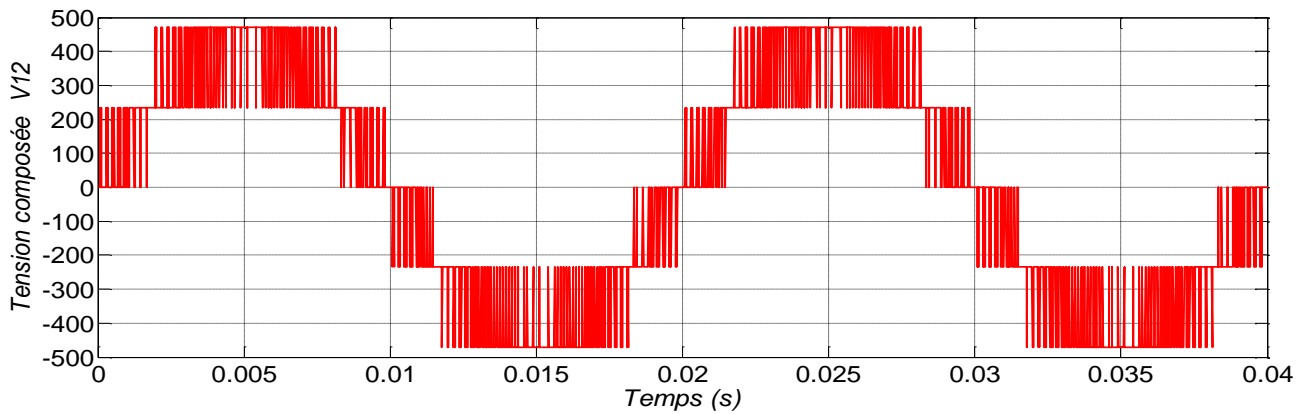


Fig.III.34: La tension composée V_{12} .

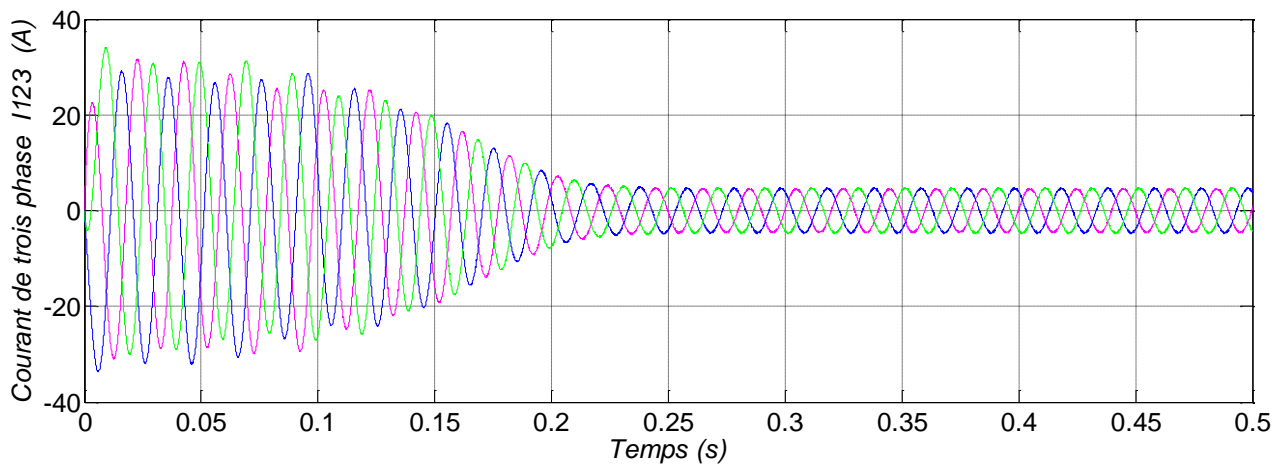


Fig.III.35: Les trois courant statoriques.

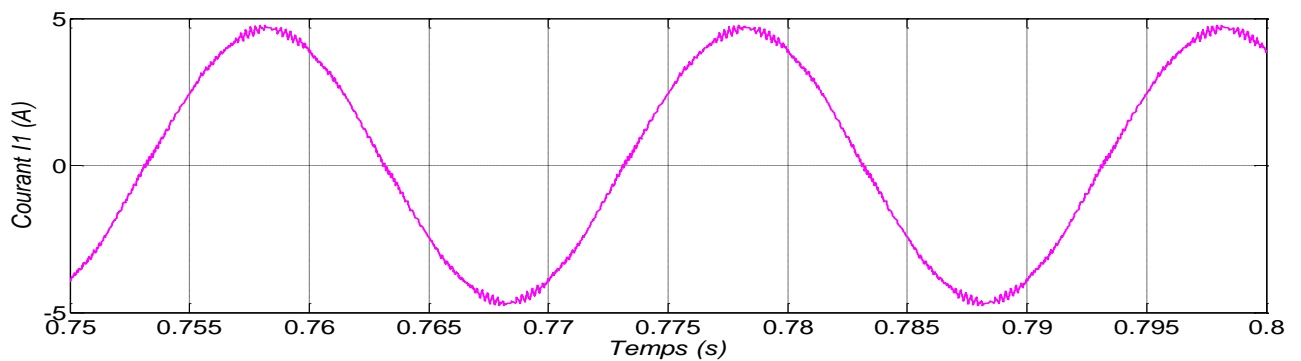


Fig.III.36: Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent.

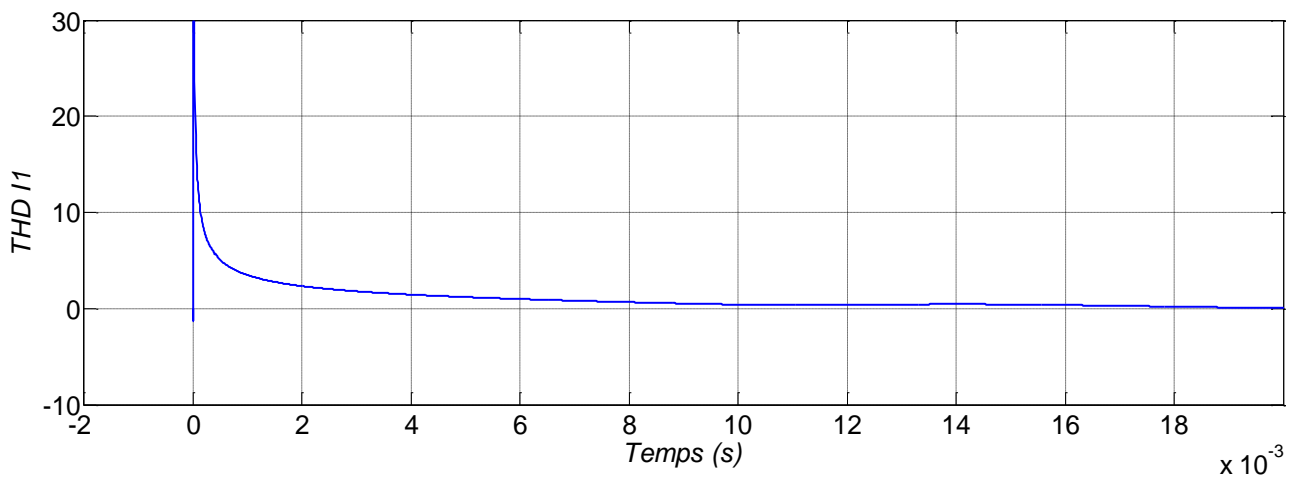


Fig.III.37: La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.01573=1.57\%$.

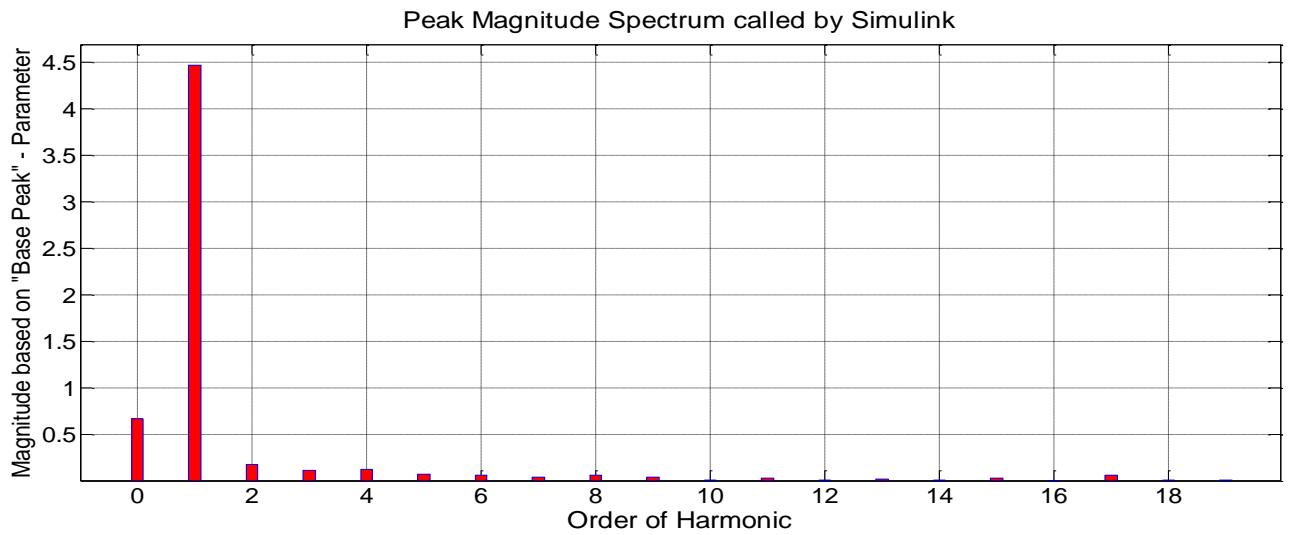


Fig. III.38: Analyse spectrale du courant.

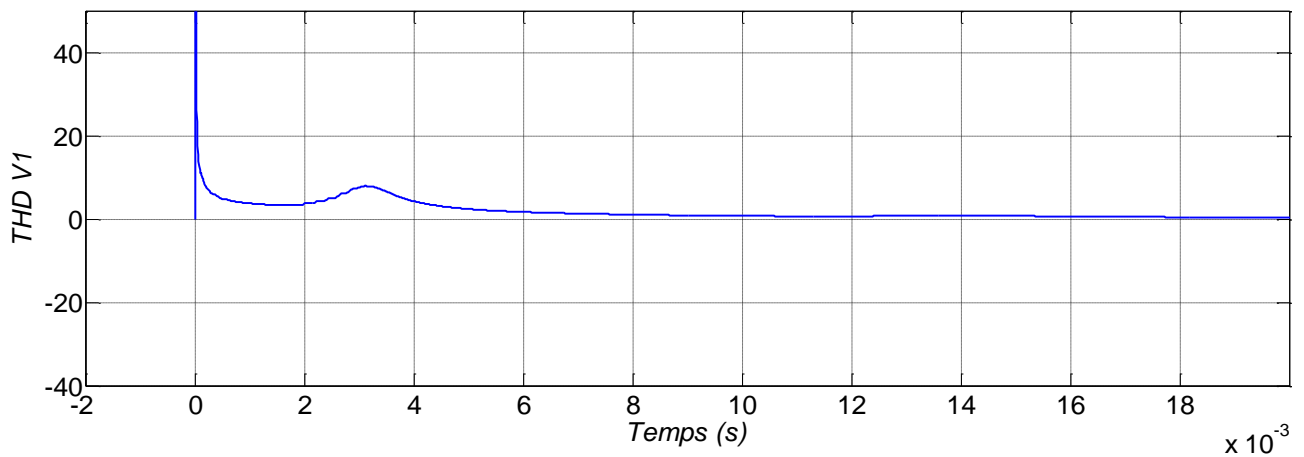


Fig. III.39: La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1}=0.2817=28.17\%$.

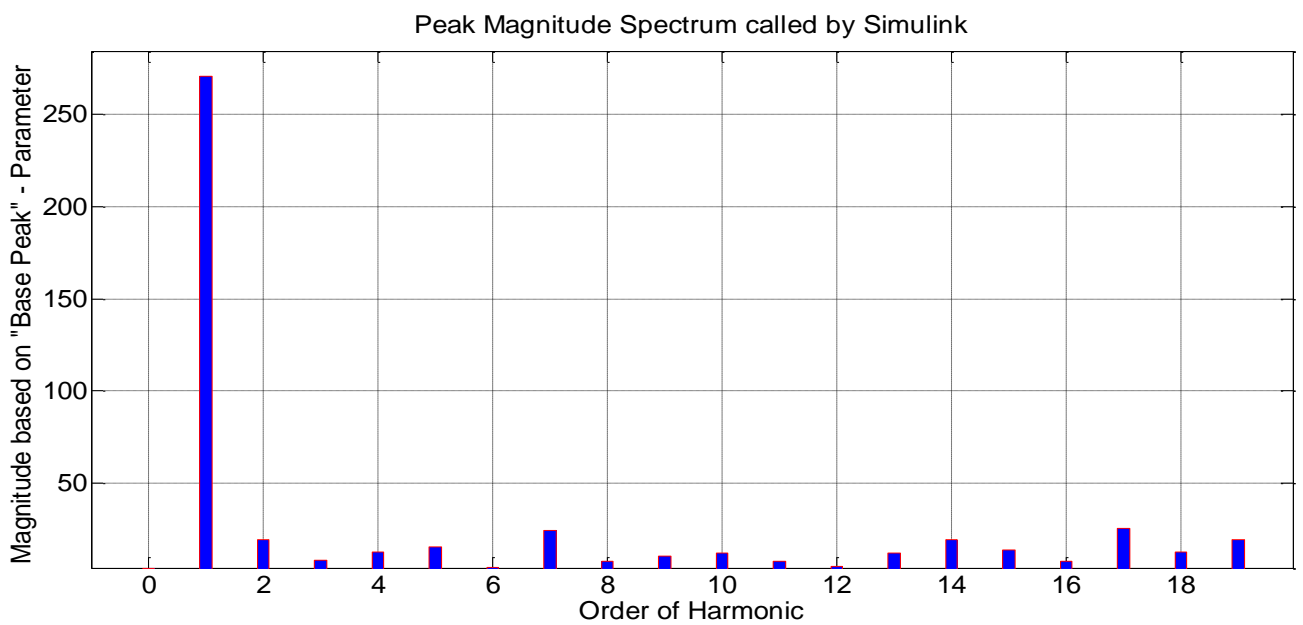


Fig. III.40 :Analyse spectrale du tension.

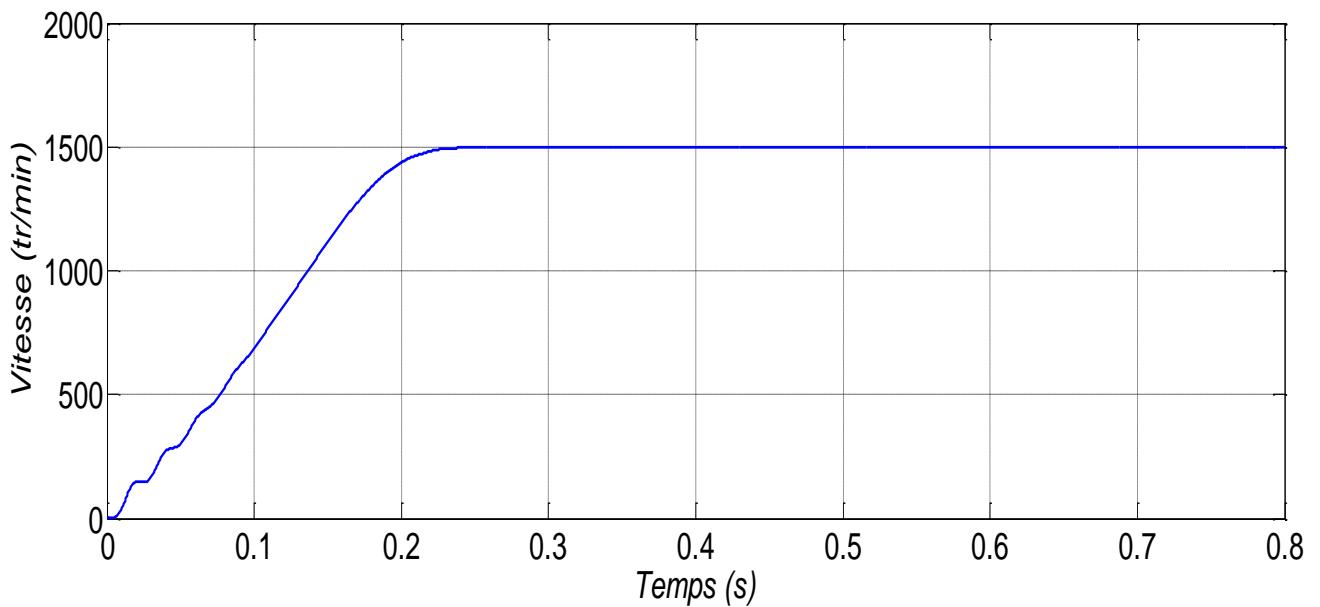


Fig.III.41: La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent $N= 1500$ tr/mn).

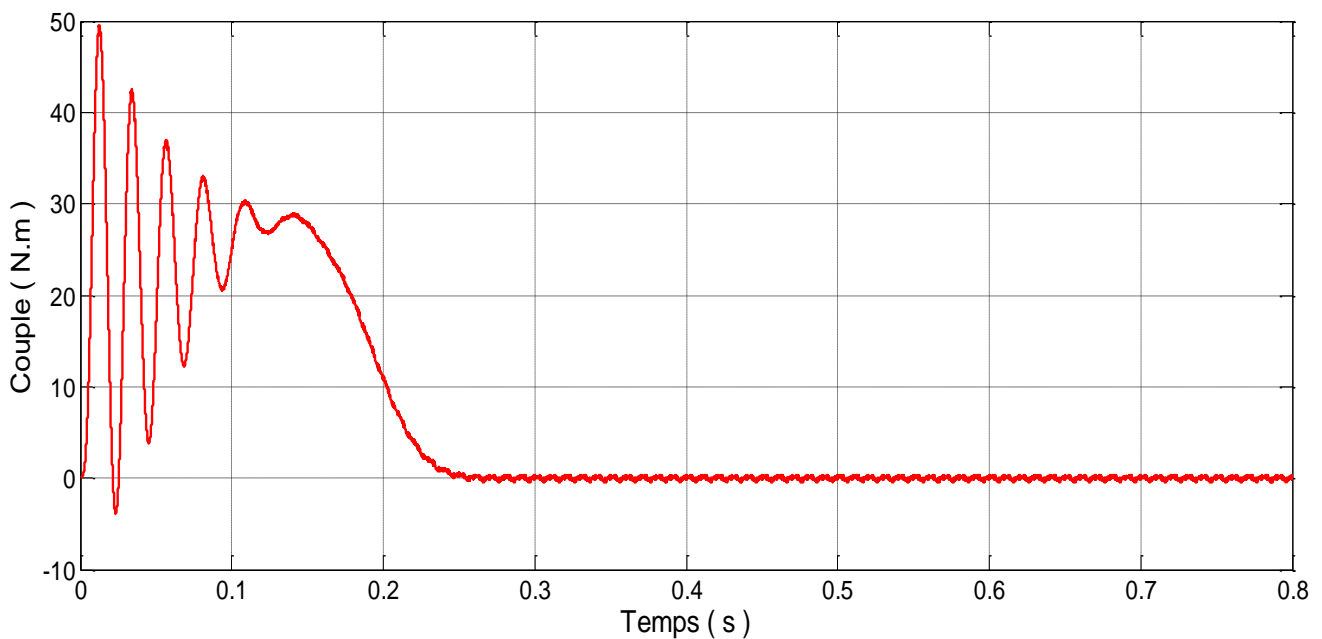


Fig.III.42: La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0$ Nm).

III.2.12. Interprétation des résultats :

après ces essais de simulation, On remarque que :

- la valeur de THD pour la tension de la phase I est (28.54%) 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 (7.25%) 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 composée possède cinq niveaux de tension.

III.3.Modulation vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux

III.3.1.Structure de l'onduleur à cinq niveaux

La structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes est représentée sur la (Fig. III.43). Ce dernier se compose de trois bras symétriques constitué chacun de (8) interrupteurs bidirectionnels en série, 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. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur bicommandable S_{ij} ($i=1, \dots, 8$ et $j=1, 2$ ou 3) et d'une diode montée en antiparallèle. Le nombre des diodes flottantes est (6) par bras (D_{kj} , $k=1, \dots, 6$) assurent l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras [51]. Chaque bras est relié à une alimentation continue de force électromotrice ($4u_c$), ces quatre générateurs sont égaux ($u_{c1} = u_{c2} = u_{c3} = u_{c4} = V_{dc} / 2$).

Cet onduleur est dit à cinq niveaux car il délivre cinq niveaux de tension par bras ($V_{dc} / 2$, $V_{dc} / 4$, 0 , $-V_{dc} / 4$, $-V_{dc} / 2$).

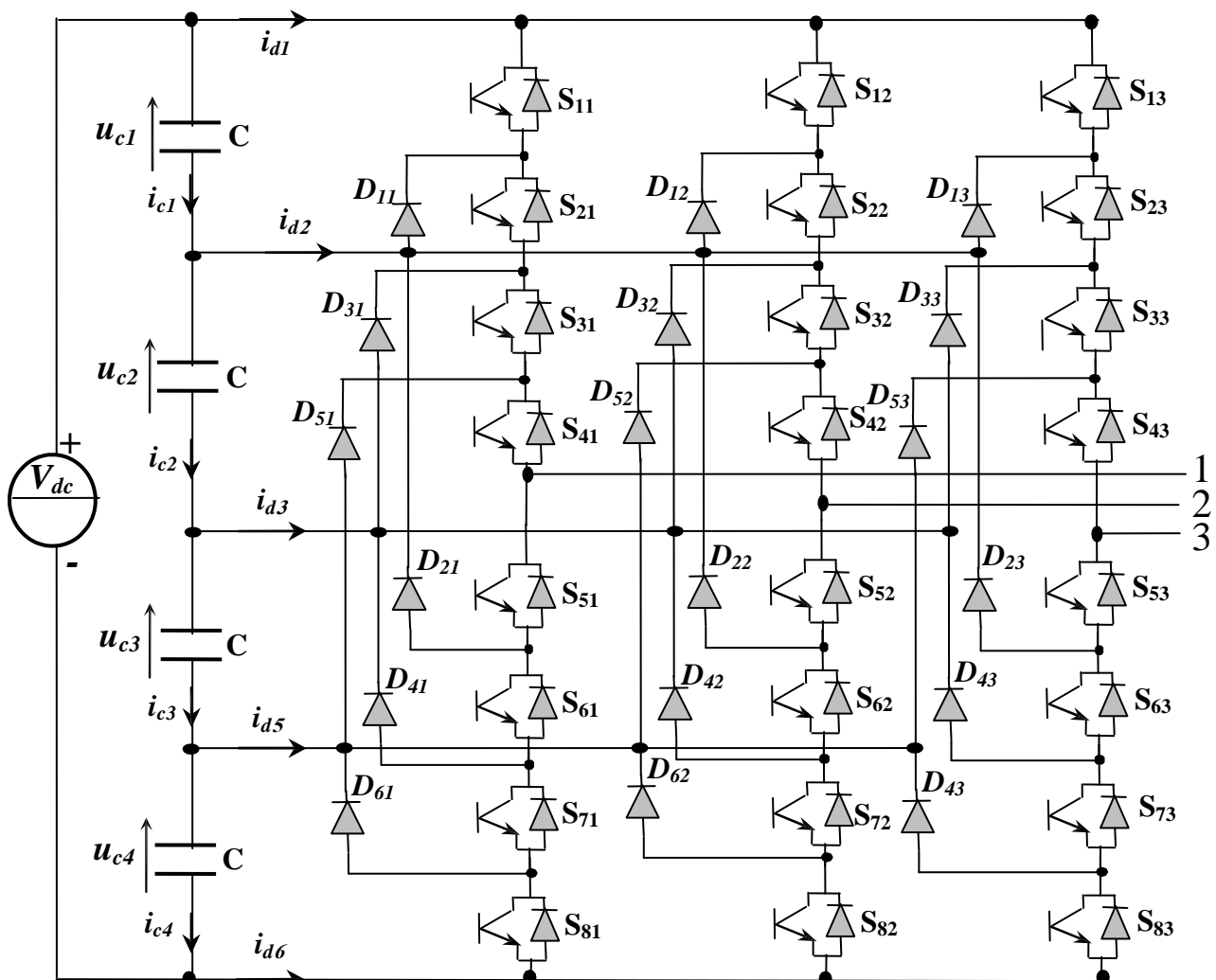


Fig.III.43: Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottante.

III.3.2.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 :

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

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

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-4)j} \quad i = \overline{5-8} \quad j = \overline{1-3} \quad (\text{III.37})$$

III.3.3.Etats des bras et de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur peut avoir un des cinq états possibles suivants (Fig.III.44) :

Etat 4: Les quatre interrupteurs du demi bras supérieur S_{1x} , S_{2x} , S_{3x} et S_{4x} ($x = 1, 2$ ou 3) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs du demi bras inférieur S_{5x} , 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 $v_{xo} = V_{dc} / 2$. Si le courant de charge i_x est positif, il passera par les transistors, ou par les diodes antiparallèles s'il est négatif.

Etat 3: 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 2: 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 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 0: 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.

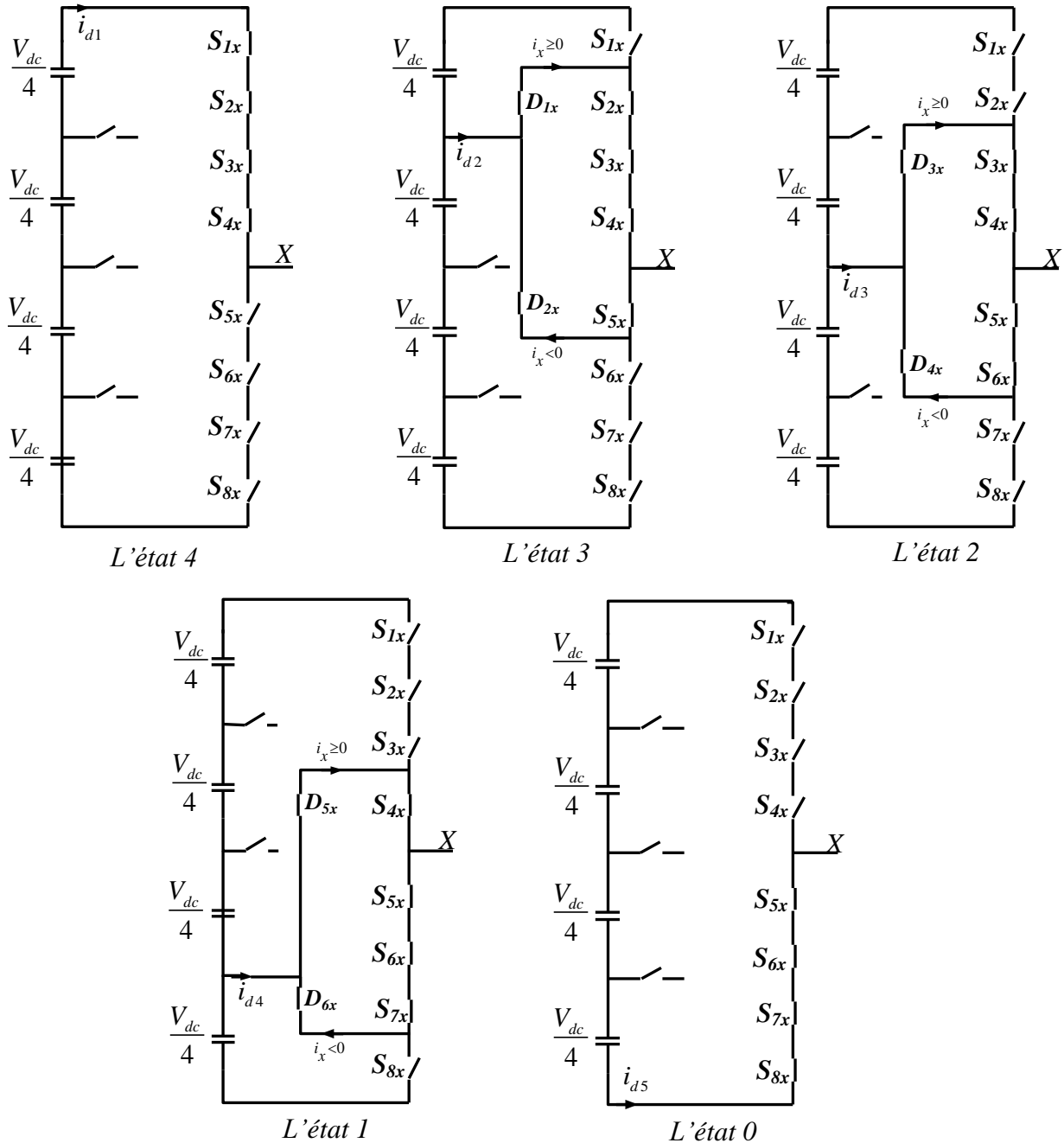


Fig.III.44: Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux.

Le tableau (III.10) 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 connexions, chacune associée à un des cinq états du bras:

$$\begin{cases} F_{c1j} = F_{1j} F_{2j} F_{3j} F_{4j} \\ F_{c2j} = F_{2j} F_{3j} F_{4j} F_{5j} \\ F_{c3j} = F_{3j} F_{4j} F_{5j} F_{6j} \\ F_{c4j} = F_{4j} F_{5j} F_{6j} F_{7j} \\ F_{c5j} = F_{5j} F_{6j} F_{7j} F_{8j} \end{cases} \quad j = 1, 2 \text{ ou } 3 \quad \text{(III.38)}$$

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

Tableau.III.10: Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux ($x = 1, 2$ ou 3).

Chacun des trois bras de l'onduleur pouvant prendre indépendamment les cinq états 4, 3, 2, 1 ou 0, l'ensemble des possibilités pour l'onduleur complet s'élève à 5^3 , soit 125 états. Ceux-ci sont répertoriés dans le tableau (III.11). A titre d'exemple les états 421 et 213 sont représentés par la (fig.III.45).

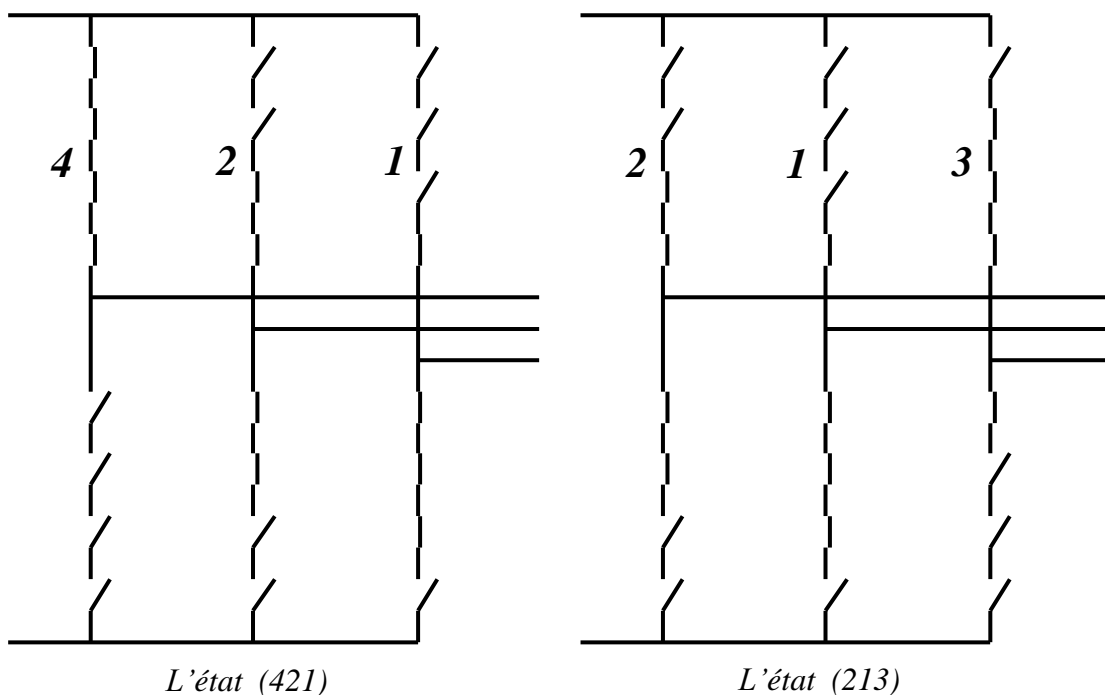


Fig.III.45.Exemples d'états de l'onduleur à 5 niveaux.

III.3.4 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 :

$$\begin{pmatrix} v_{1o} \\ v_{2o} \\ v_{3o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} & F_{c41} & F_{c51} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} & F_{c42} & F_{c52} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} & F_{c43} & F_{c53} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ V_{dc}/4 \\ 0 \\ -V_{dc}/4 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.39})$$

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 :

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{1o} - v_{2o} \\ v_{2o} - v_{3o} \\ v_{3o} - v_{1o} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c12} & F_{c21} - F_{c22} & F_{c31} - F_{c32} & F_{c41} - F_{c42} & F_{c51} - F_{c52} \\ F_{c12} - F_{c13} & F_{c22} - F_{c23} & F_{c32} - F_{c33} & F_{c42} - F_{c43} & F_{c52} - F_{c53} \\ F_{c13} - F_{c11} & F_{c23} - F_{c21} & F_{c33} - F_{c31} & F_{c43} - F_{c41} & F_{c53} - F_{c52} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ V_{dc}/4 \\ 0 \\ -V_{dc}/4 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.40})$$

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

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{13} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{1o} \\ v_{2o} \\ v_{3o} \end{pmatrix} \quad (\text{III.41})$$

A partir des relations (III.39) et (III.41), nous obtenons le système matriciel donnant l'expression des tensions simples aux bornes de la charge en fonction des fonctions de connexions :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{c11} - F_{c12} - F_{c13} & 2F_{c21} - F_{c22} - F_{c23} & 2F_{c31} - F_{c32} - F_{c33} & 2F_{c41} - F_{c42} - F_{c43} & 2F_{c51} - F_{c52} - F_{c53} \\ 2F_{c12} - F_{c11} - F_{c13} & 2F_{c22} - F_{c21} - F_{c23} & 2F_{c32} - F_{c31} - F_{c33} & 2F_{c42} - F_{c41} - F_{c43} & 2F_{c52} - F_{c51} - F_{c53} \\ 2F_{c13} - F_{c11} - F_{c12} & 2F_{c23} - F_{c21} - F_{c22} & 2F_{c33} - F_{c31} - F_{c32} & 2F_{c43} - F_{c41} - F_{c42} & 2F_{c53} - F_{c51} - F_{c52} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ V_{dc}/4 \\ 0 \\ -V_{dc}/4 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.42})$$

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 la matrice de Concordia, telle que :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} \tag{III.43}$$

III.3.5. Vecteur 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 :

$$v_s = v_{1o}.e^{j0} + v_{2o}.e^{-j2\pi/3} + v_{3o}.e^{j2\pi/3} = v_d + j.v_q \tag{III.44}$$

Le tableau (III.11) représente les différents états de l'ondeur et les coordonnées du vecteur de tension de sortie v_s correspondant à chaque état.

Etat de l'ondeur	V_{di}	V_{qi}	Etat de l'ondeur	V_{di}	V_{qi}
444, 333, 222, 111,000	0	0	324, 213,102	0	$-\sqrt{3} / 4V_{dc}$
443, 332, 221,110	$1 / 8V_{dc}$	$\sqrt{3} / 8V_{dc}$	314,203	$1 / 8V_{dc}$	$-3\sqrt{3} / 8V_{dc}$
442, 331,220	$1 / 4V_{dc}$	$\sqrt{3} / 4V_{dc}$	304	$1 / 4V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 2V_{dc}$
441,330	$3 / 8V_{dc}$	$3\sqrt{3} / 8V_{dc}$	244, 133,022	$-1 / 2V_{dc}$	0
440	$1 / 2V_{dc}$	$\sqrt{3} / 2V_{dc}$	243, 132,021	$-3 / 8V_{dc}$	$\sqrt{3} / 8V_{dc}$
434, 323, 212,101	$1 / 8V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 8V_{dc}$	242, 131,020	$-1 / 4V_{dc}$	$\sqrt{3} / 4V_{dc}$
433, 322, 211,100	$1 / 4V_{dc}$	0	241,130	$-1 / 8V_{dc}$	$3\sqrt{3} / 8V_{dc}$
432, 321,210	$3 / 8V_{dc}$	$\sqrt{3} / 8V_{dc}$	240	0	$\sqrt{3} / 2V_{dc}$
431,320	$1 / 2V_{dc}$	$\sqrt{3} / 4V_{dc}$	234, 123,012	$-3 / 8V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 8V_{dc}$
430	$5 / 8V_{dc}$	$3\sqrt{3} / 8V_{dc}$	224, 113,002	$-1 / 4V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 4V_{dc}$
424, 313,202	$1 / 4V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 4V_{dc}$	214,103	$-1 / 8V_{dc}$	$-3\sqrt{3} / 8V_{dc}$
423, 313,202	$3 / 8V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 8V_{dc}$	204	0	$-\sqrt{3} / 2V_{dc}$
422, 311,200	$1 / 2V_{dc}$	0	144,033	$-3 / 4V_{dc}$	0
421,310	$5 / 8V_{dc}$	$\sqrt{3} / 8V_{dc}$	143,032	$-5 / 8V_{dc}$	$\sqrt{3} / 8V_{dc}$
420	$3 / 4V_{dc}$	$\sqrt{3} / 4V_{dc}$	142,031	$-1 / 2V_{dc}$	$\sqrt{3} / 4V_{dc}$
414,303	$3 / 8V_{dc}$	$-3\sqrt{3} / 8V_{dc}$	141,030	$-3 / 8V_{dc}$	$3\sqrt{3} / 8V_{dc}$
413,302	$1 / 2V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 4V_{dc}$	140	$-1 / 4V_{dc}$	$\sqrt{3} / 2V_{dc}$
412,301	$5 / 8V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 8V_{dc}$	134,023	$-5 / 8V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 8V_{dc}$

411,300	$3/4V_{dc}$	0	124,013	$-1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
410	$7/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	114,003	$-3/8V_{dc}$	$-3\sqrt{3}/8V_{dc}$
404	$1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$	104	$-1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
403	$5/8V_{dc}$	$-3\sqrt{3}/8V_{dc}$	044	$-V_{dc}$	0
402	$3/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	043	$-7/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
401	$7/8V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$	042	$-3/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
400	V_{dc}	0	041	$-5/8V_{dc}$	$3\sqrt{3}/8V_{dc}$
344, 233, 122,011	$-1/4V_{dc}$	0	040	$-1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
343, 232, 121,010	$-1/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	034	$-7/8V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$
342, 231,120	0	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	024	$-3/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
341,230	$1/8V_{dc}$	$3\sqrt{3}/8V_{dc}$	014	$-5/8V_{dc}$	$-3\sqrt{3}/8V_{dc}$
340	$1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$	004	$-1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
334, 223, 112,001	$-1/8V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$			

Tableau.III.11 : Etats de l'onduleur à cinq niveaux et les coordonnées du vecteur v_s dans le plan $(d - q)$

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.46). On distingue 60 positions discrètes, distribuées sur quatre hexagones, en plus d'une position au centre de l'hexagone. Certaines positions sont créées par plusieurs états redondants. De l'hexagone externe vers l'hexagone interne, les positions du vecteur v_s sont créées 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.

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.47). On a ainsi 96 régions triangulaires dans le diagramme vectoriel complet [52].

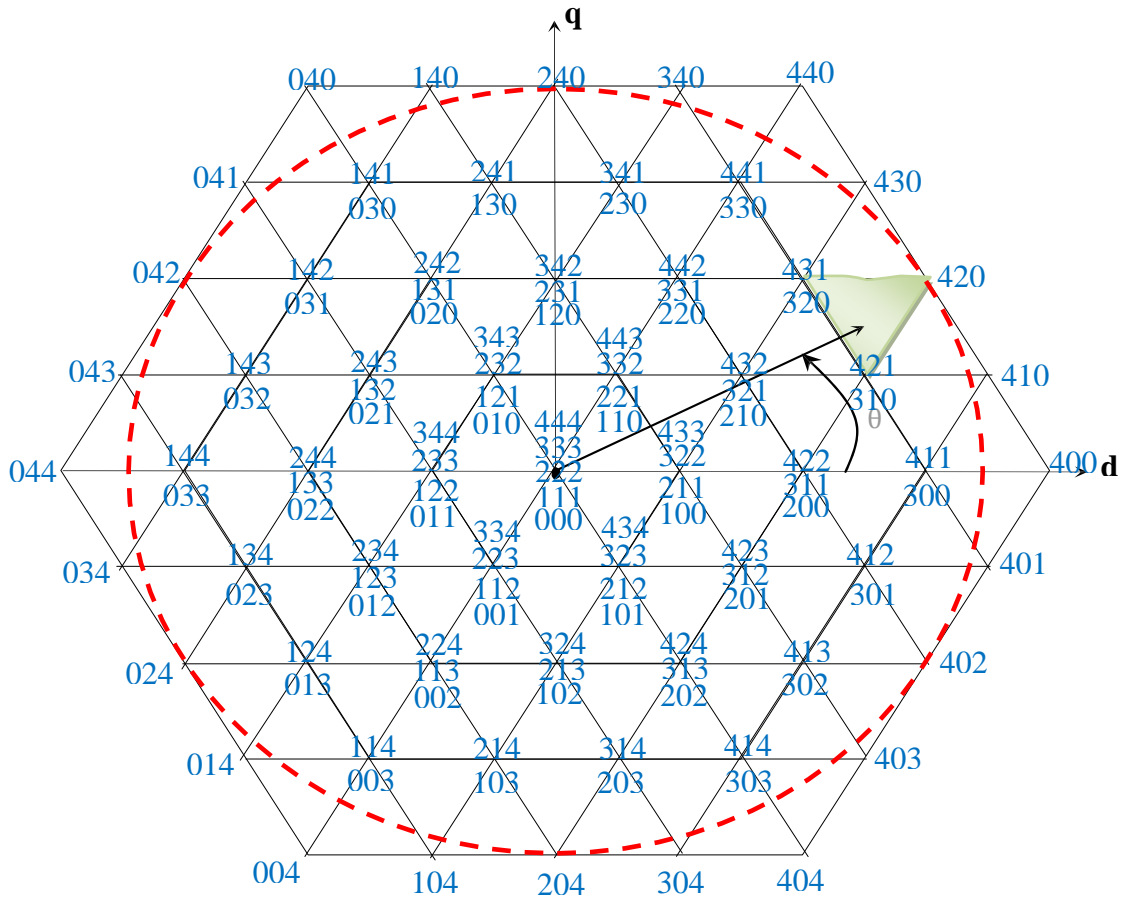


Fig.III.46: Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux.

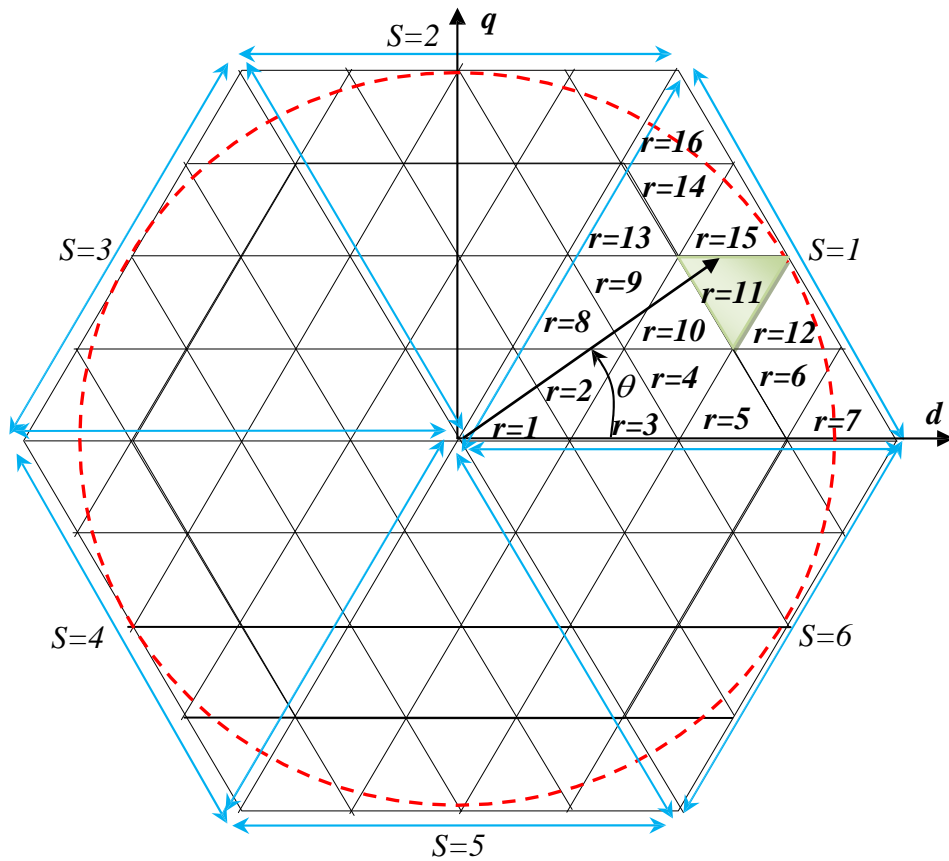


Fig.III.47: Secteurs et régions du diagramme vectoriel.

III.3.6. Vecteur tension de référence

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

$$\begin{aligned} v_s^* &= v_1^* e^{j0} + v_2^* e^{-j2\pi/3} + v_3^* e^{j2\pi/3} \\ &= v_d^* + j.v_q^* \\ &= m \cdot V_{\max} e^{j\theta} \end{aligned} \tag{III.45}$$

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 :

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2.\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2.\pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta \leq 4.\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4.\pi/3 \leq \theta \leq 5.\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5.\pi/3 \leq \theta \leq 2.\pi \end{cases} \tag{III.46}$$

A l'intérieur de chaque secteur, la région r contenant le vecteur v_s^* se déduit en utilisant les équations de temps T_x, T_y et T_z . Par exemple, l'équation de la région hachurée de la (Fig.III.47) (région $r = 11$ du secteur $s = 1$).

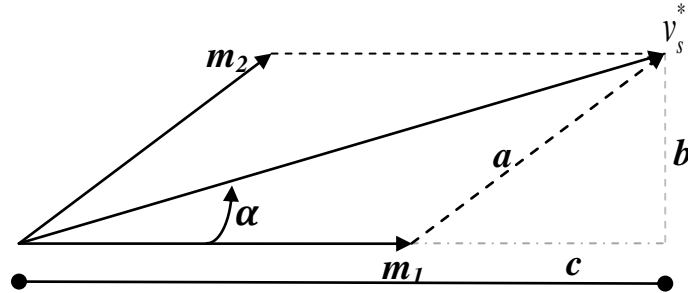


Fig. III.48: les compensant m_1 et m_2 de v_s^*

De la (fig. III.48) on calcule m_1 et m_2 [50] :

$$\begin{cases} a = m_2 = \frac{b}{\sin(\pi/3)} = \frac{2}{\sqrt{3}}b = \frac{2}{\sqrt{3}}.v_s^*.\sin \alpha \\ m_1 = v_s^*.\cos \alpha - \left(\frac{2}{\sqrt{3}}.v_s^*.\sin \alpha\right).\cos(\pi/3) \\ m_1 = v_s^* \left(\cos \alpha - \frac{\sin \alpha}{\sqrt{3}}\right) \end{cases} \tag{III.47}$$

Donc :

Si : $m_2 > (1/4).(\sqrt{2/3}.V_{dc})$ et $m_2 \leq (2/4).(\sqrt{2/3}.V_{dc})$ et $m_1 > (1/4).(\sqrt{2/3}.V_{dc})$ et $m_1 \leq (2/4).(\sqrt{2/3}.V_{dc})$ et $(m_2 - (1/4).(\sqrt{2/3}.V_{dc})) + m_1 - (1/4).(\sqrt{2/3}.V_{dc}) > (1/4).(\sqrt{2/3}.V_{dc})$.

Alors v_s^* est dans la région 11.

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 :

$$V_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \quad (\text{III.48})$$

III.3.7. 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.

$$\overline{v_s} = v_s^* = m V_{\max} e^{j\alpha} = \frac{v_x T_x + v_y T_y + v_z T_z}{T_s} = d_x v_x + d_y v_y + d_z v_z \quad (\text{III.49})$$

Avec

α : 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 :

$$d_x = \frac{T_x}{T_s} ; d_y = \frac{T_y}{T_s} ; d_z = \frac{T_z}{T_s} \quad (\text{III.50})$$

T_x, T_y et T_z Sont reliées par l'équation :

$$T_x + T_y + T_z = T_s \text{ ou} \quad (\text{III.51})$$

$$d_x + d_y + d_z = 1$$

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.46), (ou la Fig.III.47) se situ dans la région $r = 11$ du secteur $s = 1$. Ainsi, le vecteur v_x est généré par un des deux états redondants 431 ou 320 (appelé état X), le vecteur v_y est généré par un des deux états redondants 421 ou 310 (appelé état Y), et le vecteur v_z est généré par l'état 420 (appelé état Z). La désignation des états X, Y et Z pour les différentes régions du secteur 1 est indiquée sur la (Fig.III.49). On désigne les états des cinq autres secteurs de la même façon.

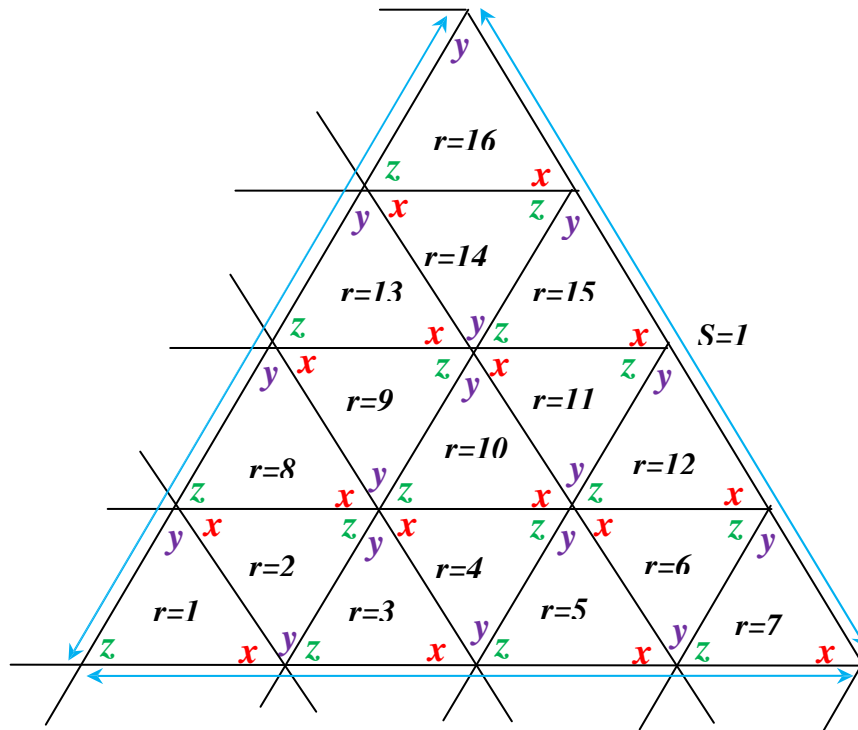


Fig.III.49: Désignation des états X, Y et Z pour les différentes régions du premier secteur.

Pour calculer les durées relatives d_x, d_y et d_z correspondantes à chaque région, on décompose l'équation (III.49) suivant les deux axes v_d et v_q , et on utilise l'équation (III.51). On obtient ainsi un système de trois équations à trois inconnus. La résolution de ce système donne d_x, d_y et d_z et par conséquent T_x, T_y et T_z en utilisant l'équation (III.50). Par exemple pour la région $r = 11$ du secteur $s=1$, la décomposition de l'équation (III.49) donne :

$$\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} .m.\cos \theta = \frac{1}{2} d_x + \frac{5}{8} d_y + \frac{3}{4} d_z \\ \frac{\sqrt{3}}{2} .m.\sin \theta = \frac{\sqrt{3}}{4} (d_x + d_z) + \frac{\sqrt{3}}{8} d_y \end{cases} \quad (III.52)$$

La résolution donne :

$$\begin{cases} d_x = 2 - 4.m.\sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ d_y = 2 - 4.m.\sin \theta \\ d_z = 1 - (d_x + d_y) \end{cases} \quad (III.53)$$

Les expressions analytiques de d_x, d_y et d_z pour les différentes régions sont résumées dans le tableau(III.12) Ces expressions sont valables quelque 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 d_z tous les régions : $d_z = 1 - d_x - d_y$			

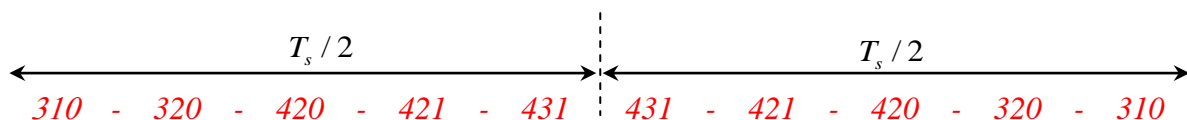
Tableau.III.12: Durées relatives d'applications des états.

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 [1] [4] :

- 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.
- 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, 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.50) Les fonctions logiques des interrupteurs des demi-bras inférieurs se déduisent par complémentation. Il est clair que chaque interrupteur change son état deux fois seulement durant la période d'échantillonnage.

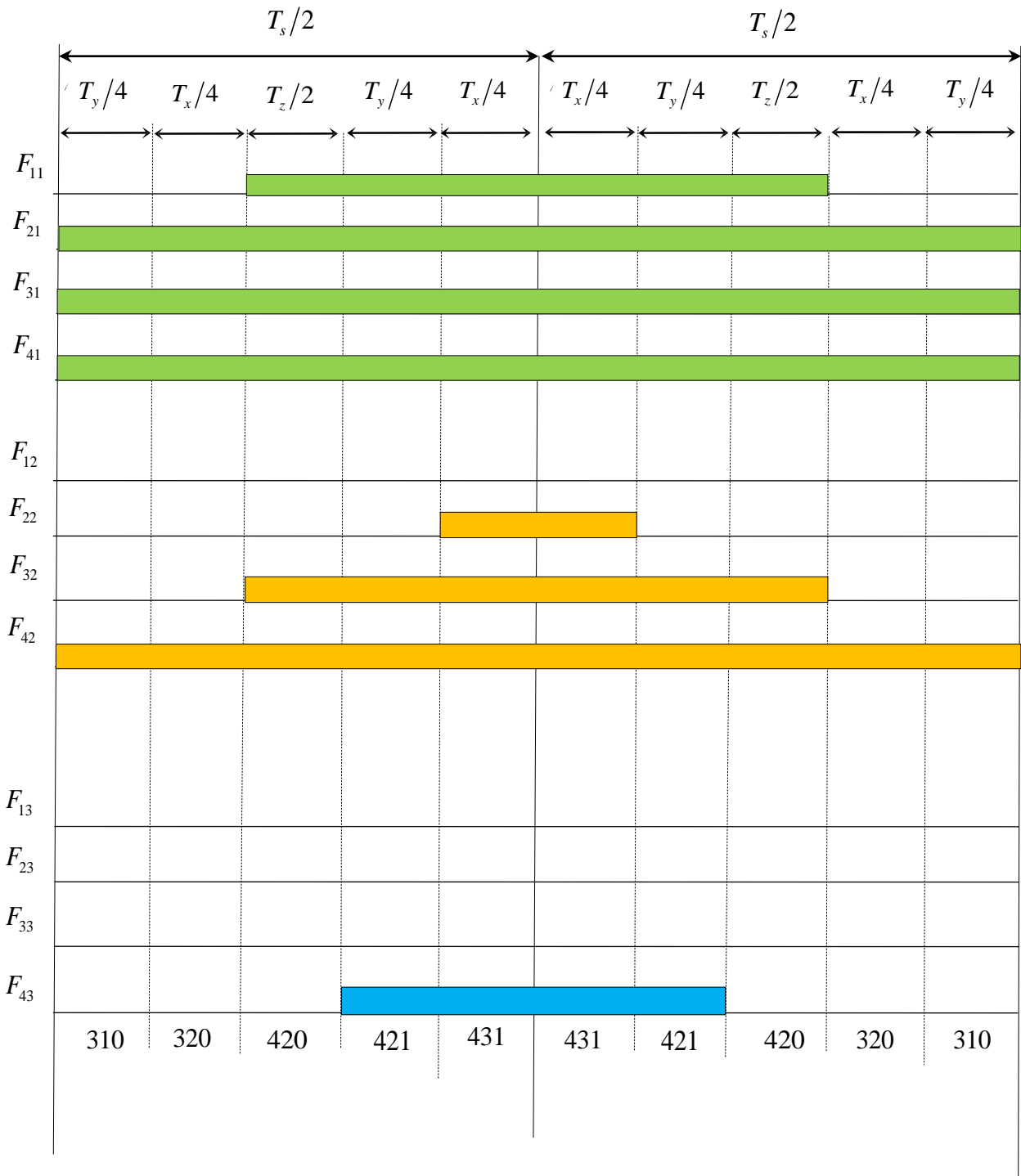


Fig.III. 50: Fonctions logique F_{ij} dans le cas de la région $r = 11$ du premier secteur.

A partir de la (Fig.III.50), 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.13). 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.13: 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 θ (équation (III.45)).
- A partir de m et θ on déduit le secteur s (équation (III.46)) et la région (équation (III.47)) du diagramme vectoriel contenant le vecteur v_s^* .
- On déduit (Fig.III.49) les états X, Y et Z qu'on doit appliquer pour générer les tensions de sortie.
- On déduit (tableau.III.12) 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.24).

III.3.8.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.

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

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.51).

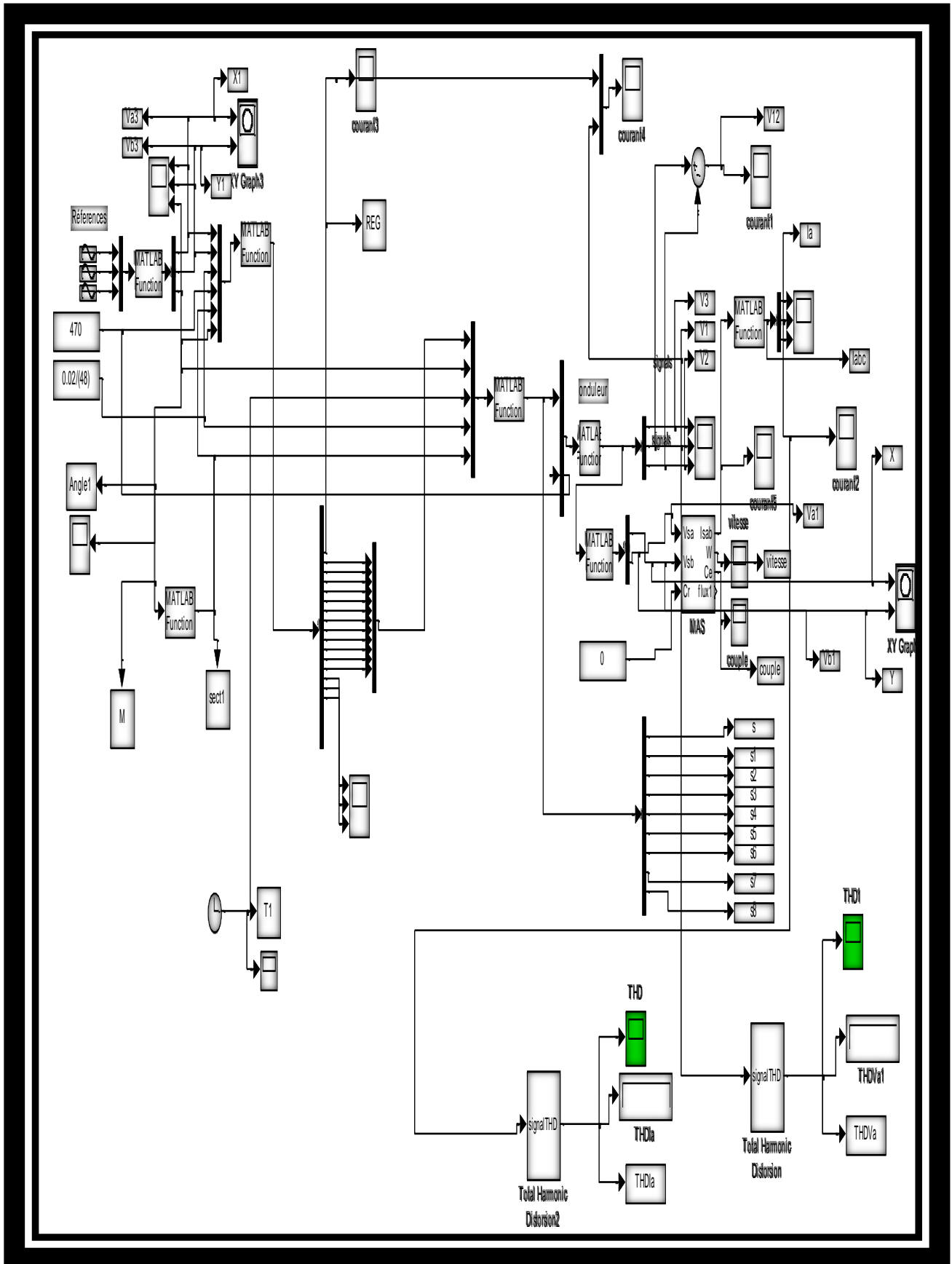


Fig. III.51: Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur commandé par MLI Vectorielle

III.3.9. Résultats de simulation

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

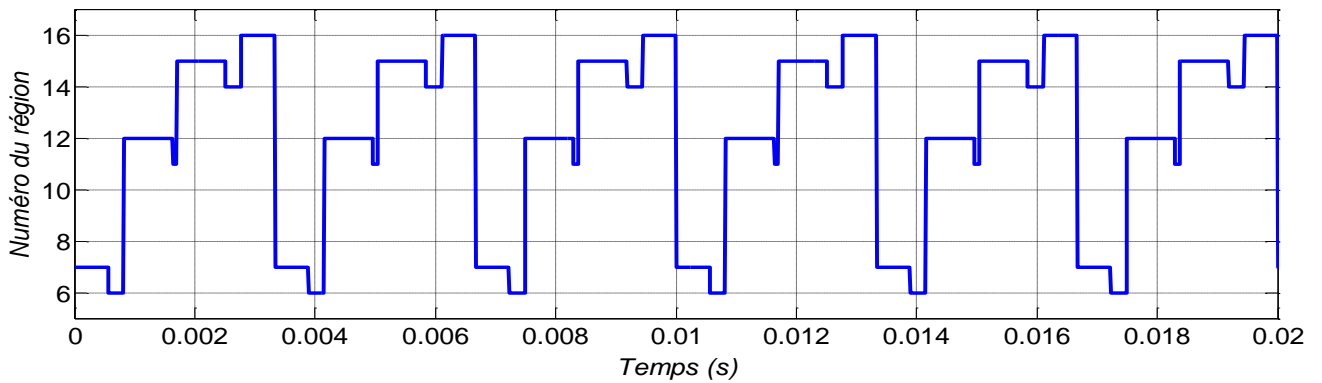
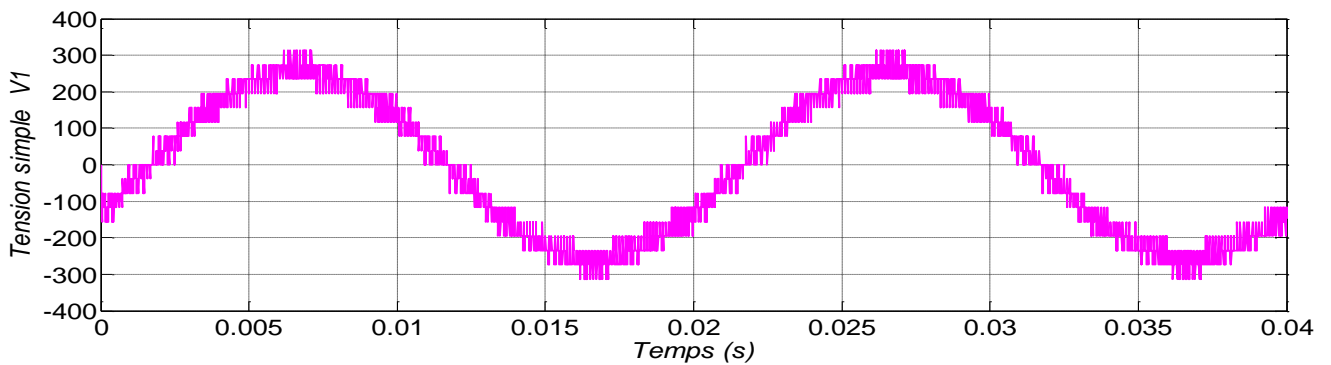
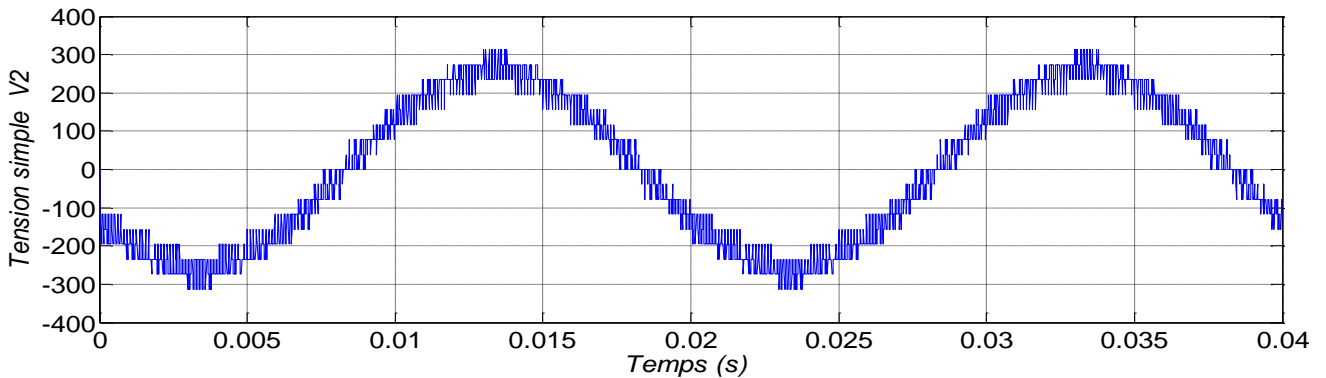


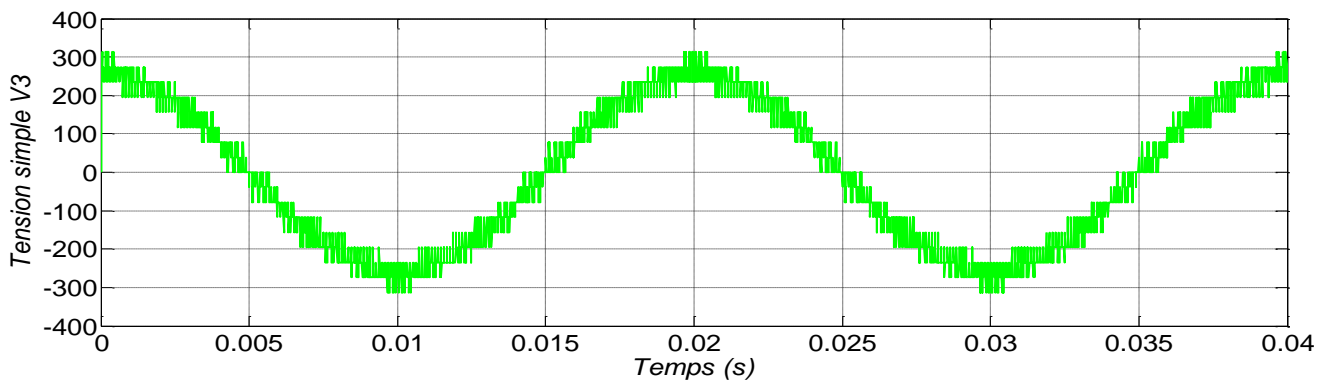
Fig.III.52: Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.



La tension simple V_1 .



La tension simple V_2 .



La tension simple V_3 .

Fig.III.53: Les tensions simples V_1, V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur.

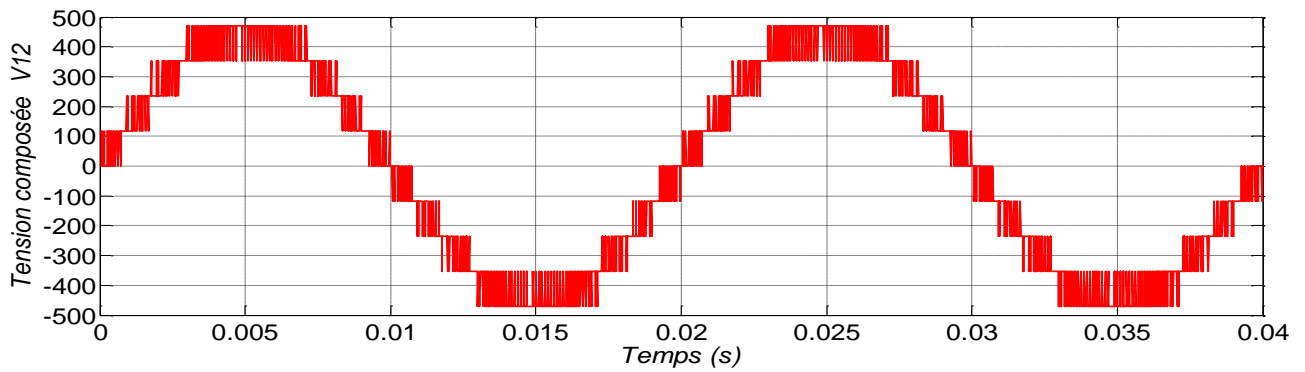


Fig.III.54: La tension composée V_{12}

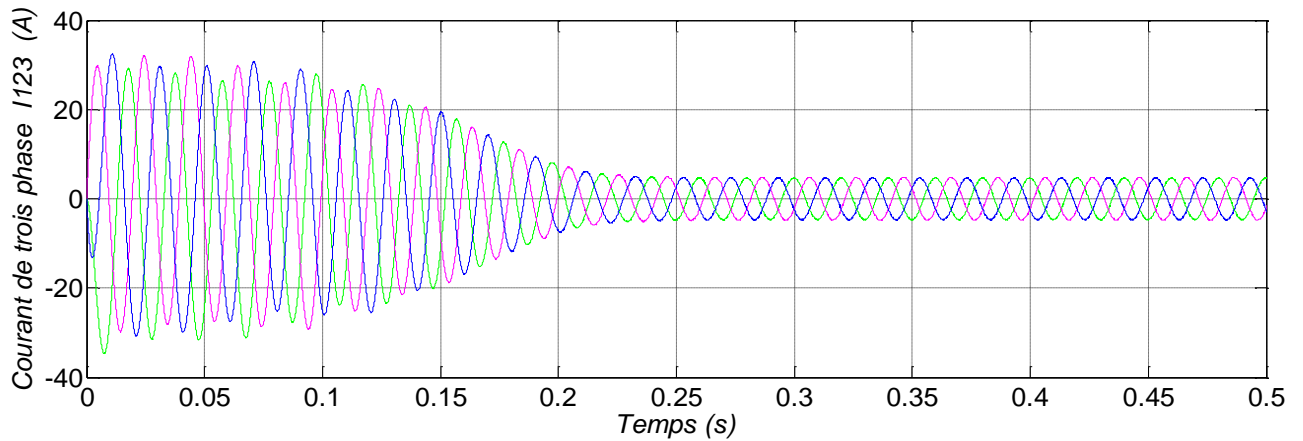


Fig. III.55: Les trois courant statoriques

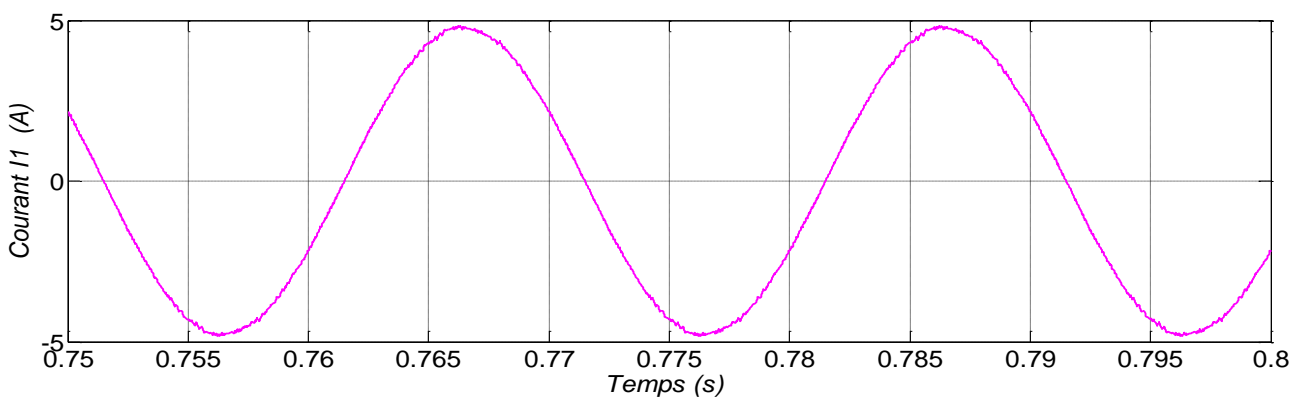


Fig. III.56: Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent

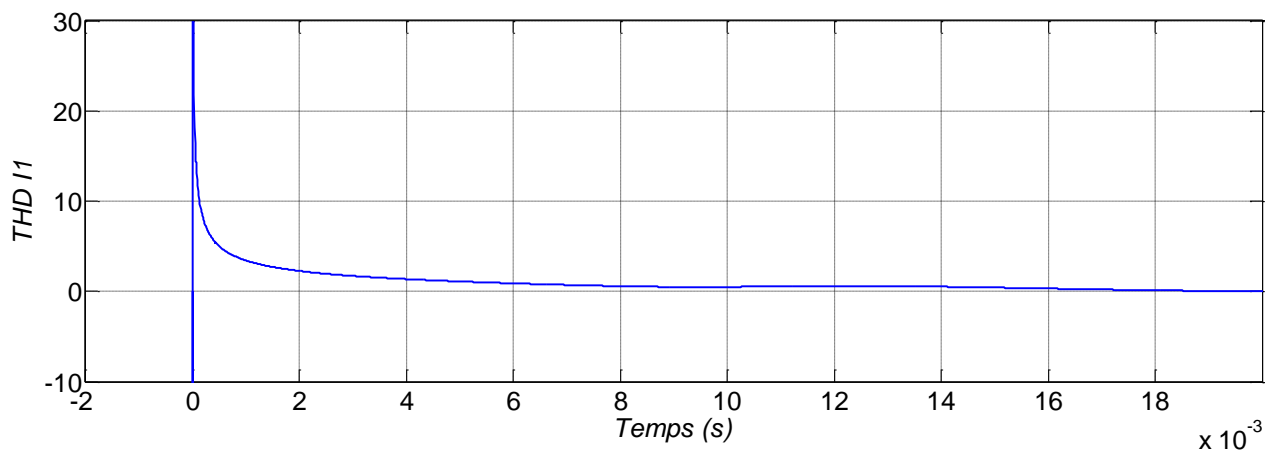


Fig. III.57: La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.0109=1.09\%$

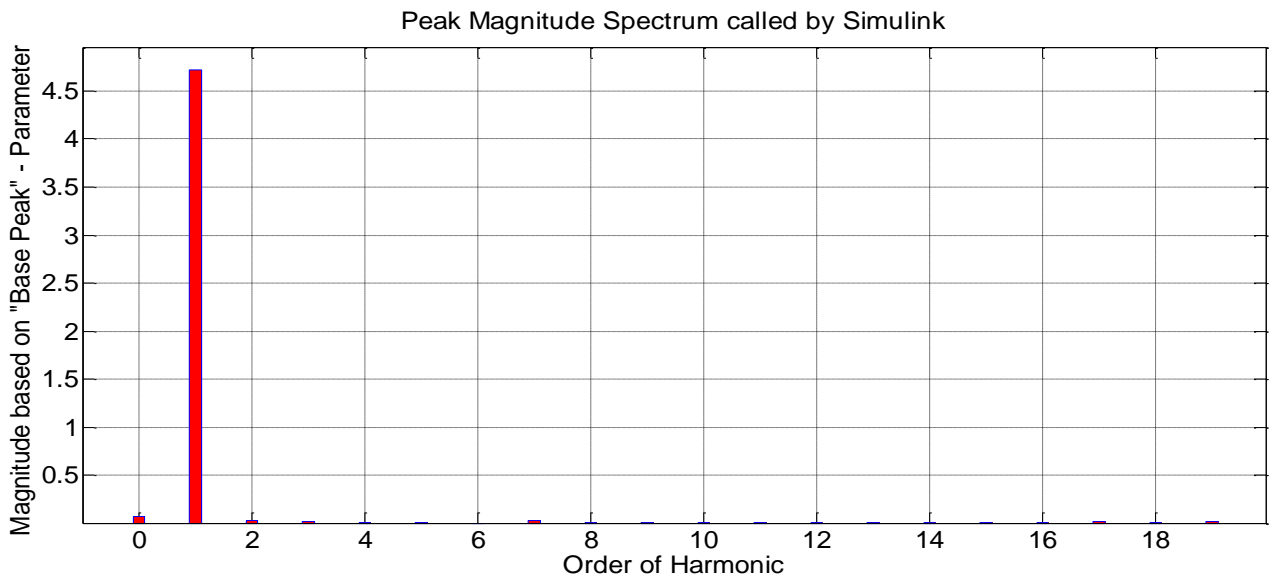


Fig. III.58: Analyse spectrale du courant

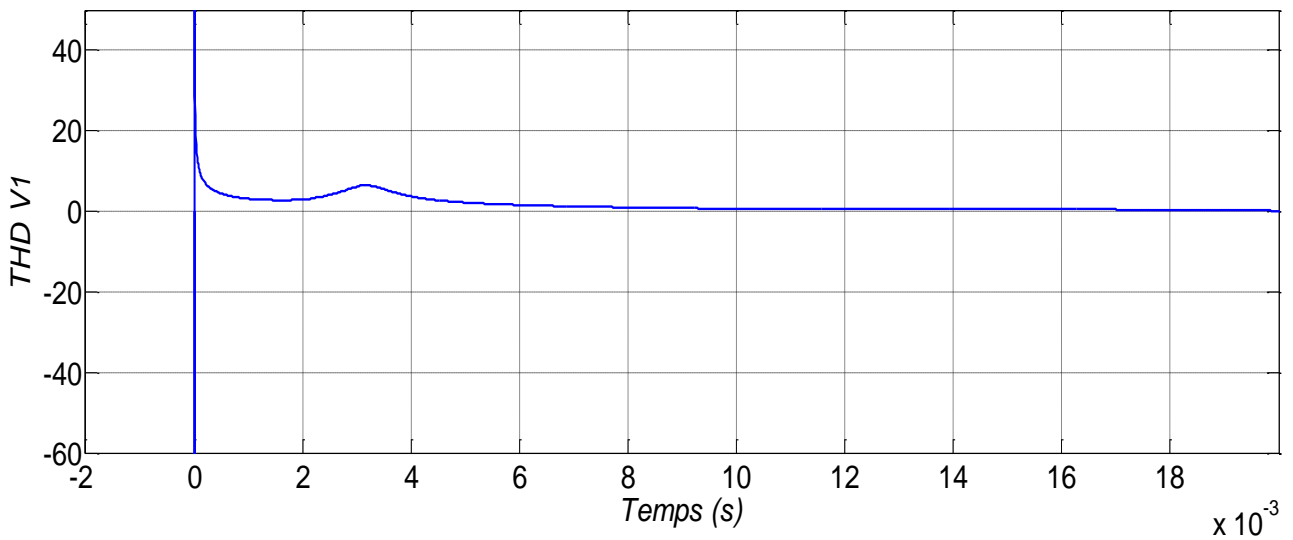


Fig.III.59: La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1}=0.1476=14.76\%$

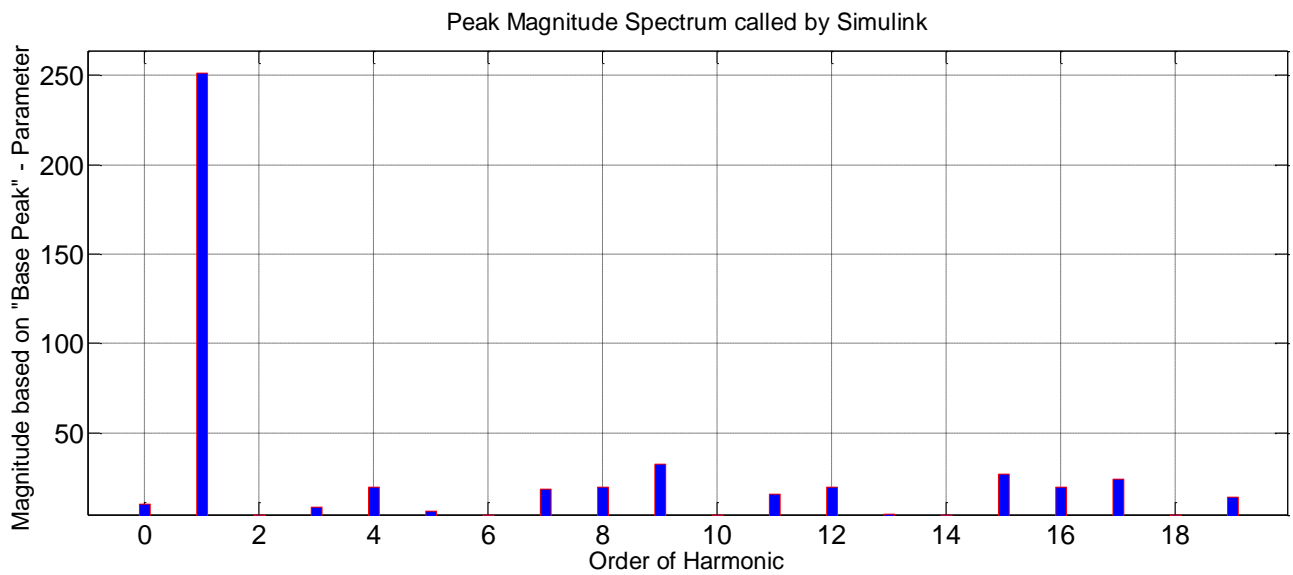


Fig. III.60: Analyse spectrale du tension

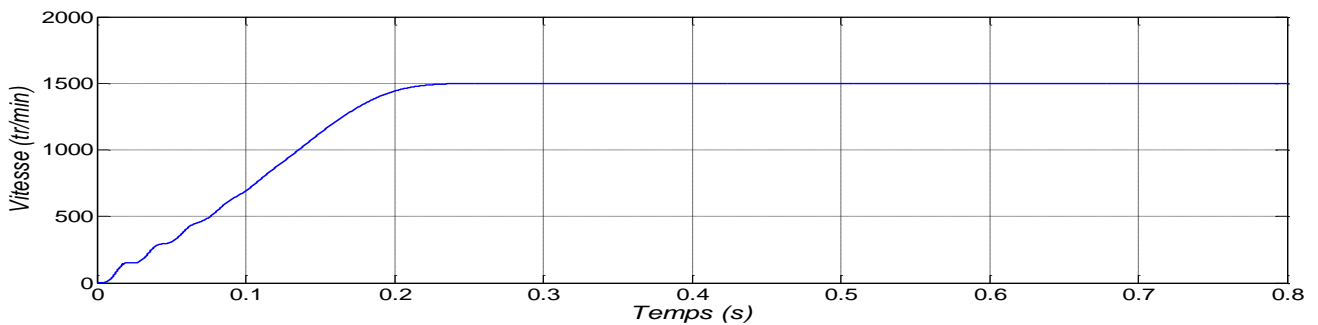


Fig. III.61: La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en régime permanent $N= 1500$ tr/mn)

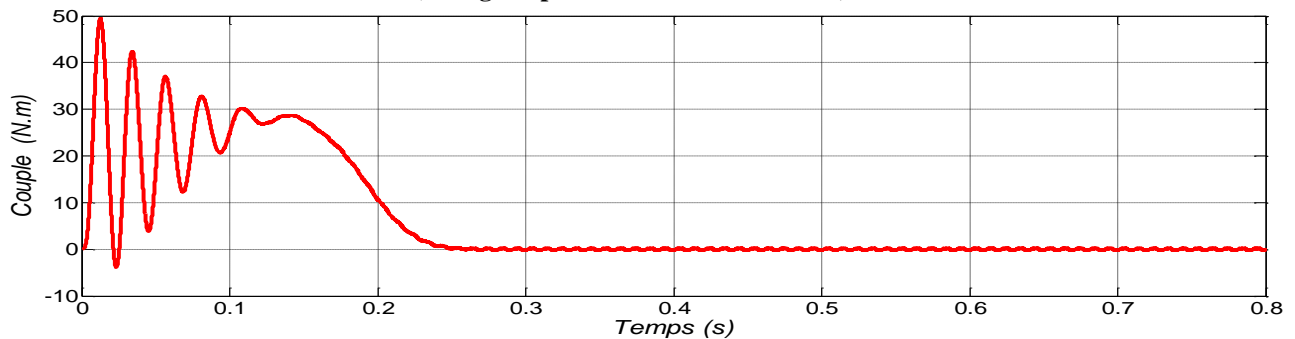


Fig.III.62: La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0$ Nm)

III.3.10. Interprétation des résultats

Après ces essais de simulation, On remarque que :

- la valeur de THD pour la tension de la phase I est (14.76%) 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 (1.09%) correspond à l'indice de modulation $N = 96$ et le taux de modulation $m = 0.8$.
- la tension simple possède dix-sept niveaux et la tension composée possède neuf niveaux de tension.

III.4. Modulation vectorielle de l'onduleur à sept niveaux

Cette partie va nous aboutir à l'étude et modélisation d'un onduleur triphasé à sept niveaux à diodes flottantes. Notre travail sera basé sur des travaux déjà fait sur un onduleur de tension à cinq niveaux à diodes flottantes.

III.4.1. Structure de l'onduleur à sept niveaux

La structure de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes est représentée sur la (Fig.III.63). Ce dernier se compose de trois bras symétriques constitué chacun de (12) interrupteurs bidirectionnels en série, 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. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur bicommandable S_{ij} ($i = 1, \dots, 12$ et $j = 1, 2$ ou 3) et

d'une diode montée en antiparallèle. Le nombre des diodes flottantes est (10) par bras ($D_{kj}, k=1, \dots, 10$) assurent l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras. Chaque bras est relié à une alimentation continue de force électromotrice ($6u_c$), ces six générateurs sont égaux ($u_{c1} = u_{c2} = u_{c3} = u_{c4} = u_{c5} = u_{c6} = V_{dc} / 2$).

Cet onduleur est dit à sept niveaux car il délivre sept niveaux de tension par bras ($V_{dc} / 2, V_{dc} / 4, V_{dc} / 6, 0, -V_{dc} / 6, -V_{dc} / 4, -V_{dc} / 2$).

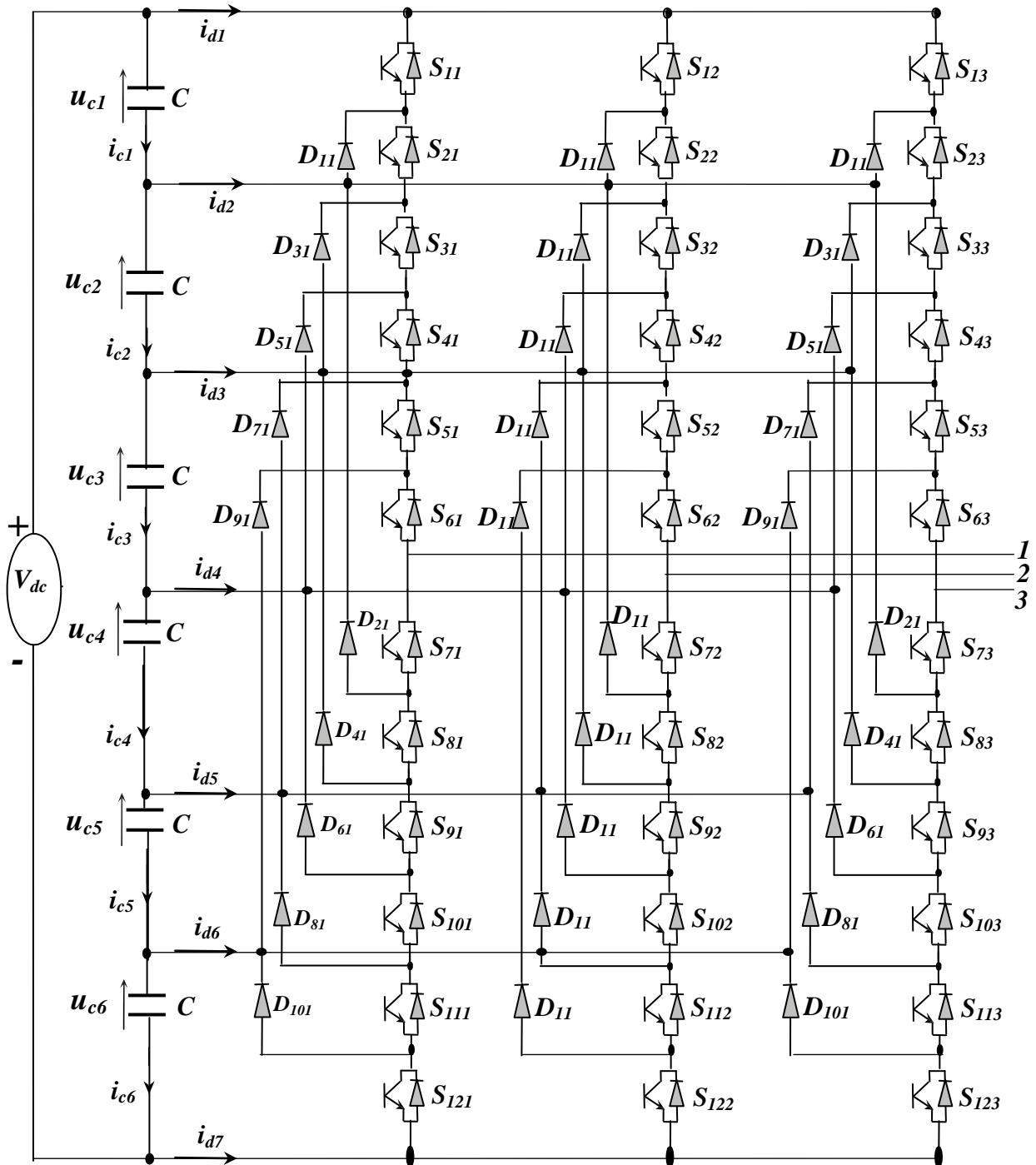


Fig.III.63: Structure de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottante.

III.4.2.Fonctions de commutation

Pour chaque interrupteur S_{ij} ($i = \overline{1-12}$, $j = \overline{1-3}$), on définit une fonction de commutation F_{ij} de la manière suivante :

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.54})$$

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

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-6)j} \quad i = \overline{7-12} \quad j = \overline{1-3} \quad (\text{III.55})$$

III.4.3.Etats des bras et de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur peut avoir un des sept états possibles suivants (Fig.III.64):

Etat 6: Les six interrupteurs du demi-bras supérieur $S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}, S_{5x}$ et S_{6x} ($x = 1, 2$ ou 3) sont fermés, tandis que les six interrupteurs du demi-bras inférieur $S_{7x}, S_{8x}, S_{9x}, S_{10x}, S_{11x}$ et S_{12x} ($x = 1, 2$ 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 positif, il passera par les transistors, ou par les diodes antiparallèles s'il est négatif.

Etat 5: Les six interrupteurs $S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}, S_{5x}, S_{6x}$ et S_{7x} ($x = 1, 2$ ou 3) sont fermés, tandis que les six interrupteurs $S_{1x}, S_{8x}, S_{9x}, S_{10x}, S_{11x}$ et S_{12x} ($x = 1, 2$ 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 $S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}, S_{5x}$ et S_{6x} et la diode de clamp D_{1x} ou par le transistor S_{7x} et la diode de clamp D_{2x} s'il est négatif.

Etat 4: Les six interrupteurs $S_{3x}, S_{4x}, S_{5x}, S_{6x}, S_{7x}$ et S_{8x} ($x = 1, 2$ ou 3) sont fermés, tandis que les six interrupteurs $S_{1x}, S_{2x}, S_{9x}, S_{10x}, S_{11x}$ et S_{12x} ($x = 1, 2$ ou 3) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors $v_{xo} = V_{dc} / 6$. Si le courant de charge i_x est positif, il passera par les transistors S_{3x}, S_{4x}, S_{5x} et S_{6x} et la diode de clamp D_{3x} ou par les transistors S_{7x} et S_{8x} et la diode de clamp D_{4x} s'il est négatif.

Etat 3: Les six interrupteurs $S_{4x}, S_{5x}, S_{6x}, S_{7x}, S_{8x}$ et S_{9x} ($x = 1, 2$ ou 3) sont fermés, tandis que les six interrupteurs $S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{10x}, S_{11x}$ et S_{12x} ($x = 1, 2$ ou 3) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est $v_{xo} = 0$. Si le courant de charge i_x est positif, il passera par les transistors

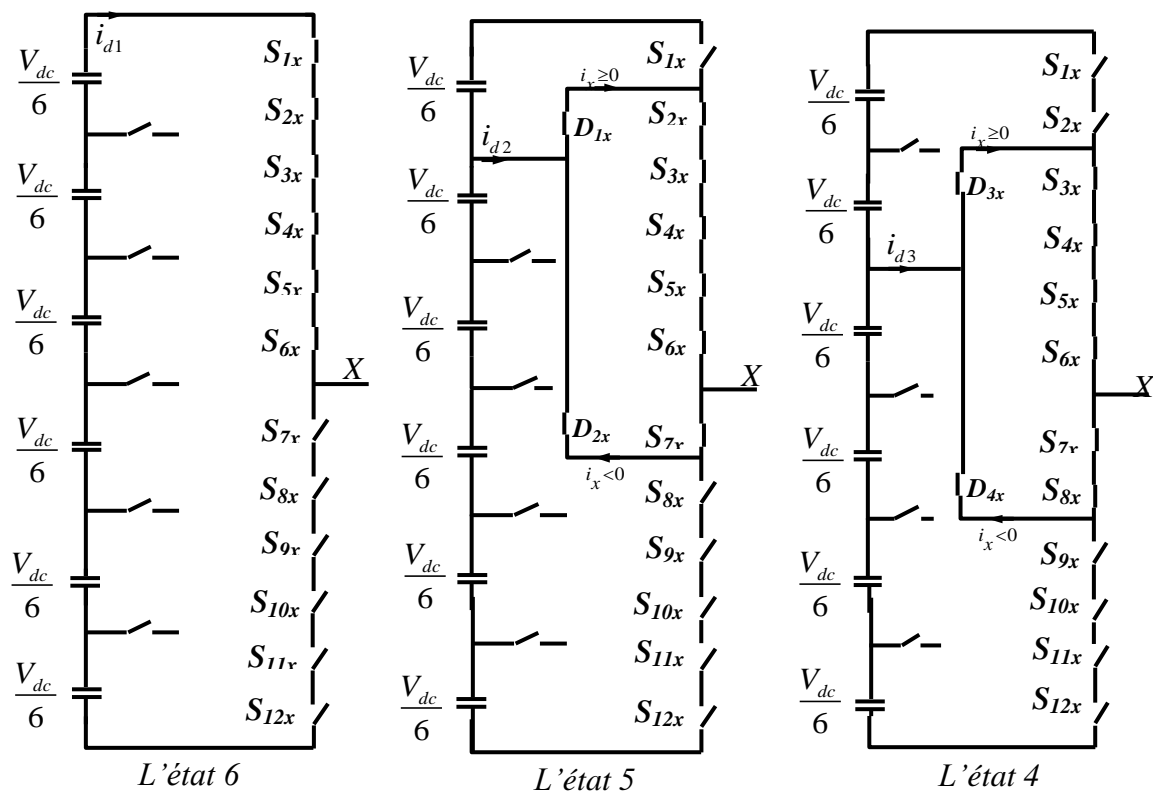
S_{4x}, S_{5x} et S_{6x} la diode de clamp D_{5x} ou par les transistors S_{7x}, S_{8x} et S_{9x} et la diode de clamp D_{6x} s'il est négatif.

Etat 2: Les six interrupteurs $S_{5x}, S_{6x}, S_{7x}, S_{8x}, S_{9x}$ et S_{10x} ($x=1, 2$ ou 3) sont fermés, tandis que les six interrupteurs $S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}, S_{11x}$ et S_{12x} ($x=1, 2$ ou 3) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est $v_{xo} = -V_{dc} / 6$. Si le courant de charge i_x est positif, il passera par les transistors S_{5x} et S_{6x} la diode de clamp D_{7x} ou par les transistors S_{7x}, S_{8x}, S_{9x} et S_{10x} et la diode de clamp D_{8x} s'il est négatif.

Etat 1: Les six interrupteurs $S_{6x}, S_{7x}, S_{8x}, S_{9x}, S_{10x}$ et S_{11x} ($x=1, 2$ ou 3) sont fermés, tandis que les six interrupteurs $S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}, S_{5x}$ et S_{12x} ($x=1, 2$ 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_{6x} la diode de clamp D_{9x} ou par les transistors $S_{7x}, S_{8x}, S_{9x}, S_{10x}$ et S_{11x} et la diode de clamp D_{10x} s'il est négatif.

Etat 0: Les six interrupteurs du demi-bras inférieur $S_{7x}, S_{8x}, S_{9x}, S_{10x}, S_{11x}$ et S_{12x} ($x=1, 2$ ou 3) sont fermés, tandis que les six interrupteurs du demi-bras supérieur $S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}, S_{5x}$ et S_{6x} ($x=1, 2$ 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.



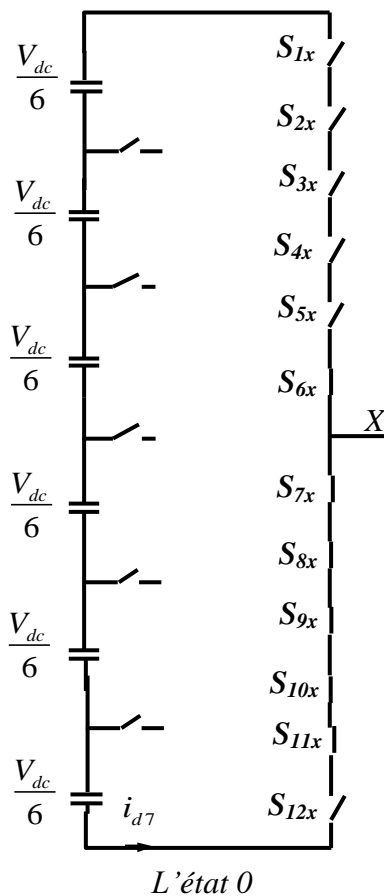
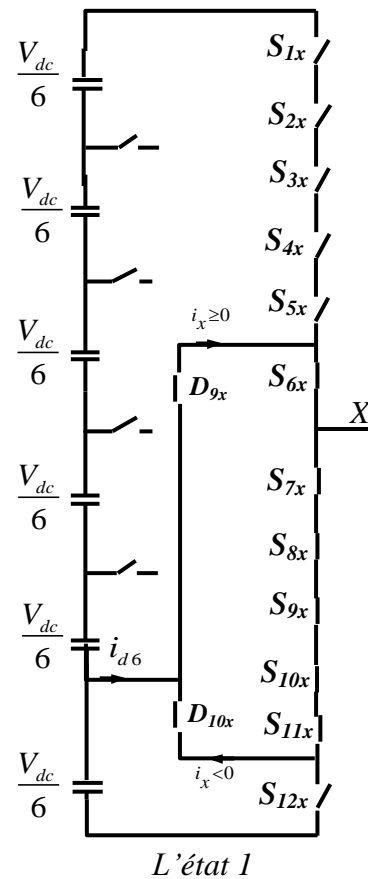
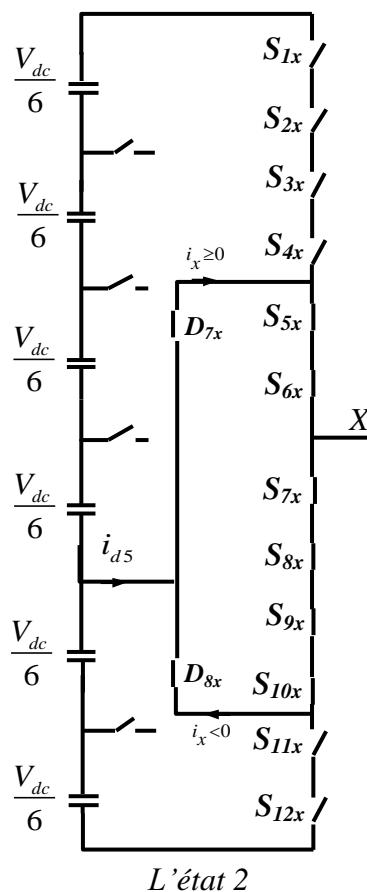
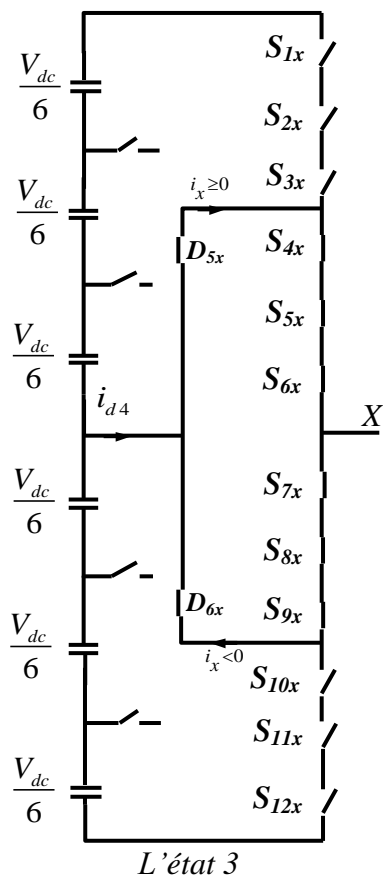


Fig.III.64: Etats d'un bras de l'onduleur à sept niveaux

Le tableau(III.14) 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 sept fonctions de connections, chacune associée à un des sept états du bras :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{c1j} = F_{1j} \cdot F_{2j} \cdot F_{3j} \cdot F_{4j} \cdot F_{5j} \cdot F_{6j} \\ F_{c2j} = F_{2j} \cdot F_{3j} \cdot F_{4j} \cdot F_{5j} \cdot F_{6j} \cdot F_{7j} \\ F_{c3j} = F_{3j} \cdot F_{4j} \cdot F_{5j} \cdot F_{6j} \cdot F_{7j} \cdot F_{8j} \\ F_{c4j} = F_{4j} \cdot F_{5j} \cdot F_{6j} \cdot F_{7j} \cdot F_{8j} \cdot F_{9j} \\ F_{c5j} = F_{5j} \cdot F_{6j} \cdot F_{7j} \cdot F_{8j} \cdot F_{9j} \cdot F_{10j} \\ F_{c6j} = F_{6j} \cdot F_{7j} \cdot F_{8j} \cdot F_{9j} \cdot F_{10j} \cdot F_{11j} \\ F_{c7j} = F_{7j} \cdot F_{8j} \cdot F_{9j} \cdot F_{10j} \cdot F_{11j} \cdot F_{12j} \end{array} \right. \quad j = 1, 2 \text{ ou } 3 \quad \text{(III.56)}$$

Etat	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	S_{5x}	S_{6x}	S_{7x}	S_{8x}	S_{9x}	S_{10x}	S_{11x}	S_{12x}	v_{xo}
6	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	$V_{dc} / 2$
5	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	$V_{dc} / 4$
4	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	$V_{dc} / 6$
3	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
2	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	$-V_{dc} / 6$
1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	$-V_{dc} / 4$
0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	$-V_{dc} / 2$

Tableau.III.14: Etats d'un bras de l'onduleur à sept niveaux (x =1,2 ou 3).

Chacun des trois bras de l'onduleur pouvant prendre indépendamment les sept états 6, 5,4, 3, 2,1 ou 0, l'ensemble des possibilités pour l'onduleur complet s'élève à 7^3 , soit 343 états. Ceux-ci sont répertoriés dans le tableau (III.15). A titre d'exemple les états 621 et 432 sont représentés par la (fig.III.65).

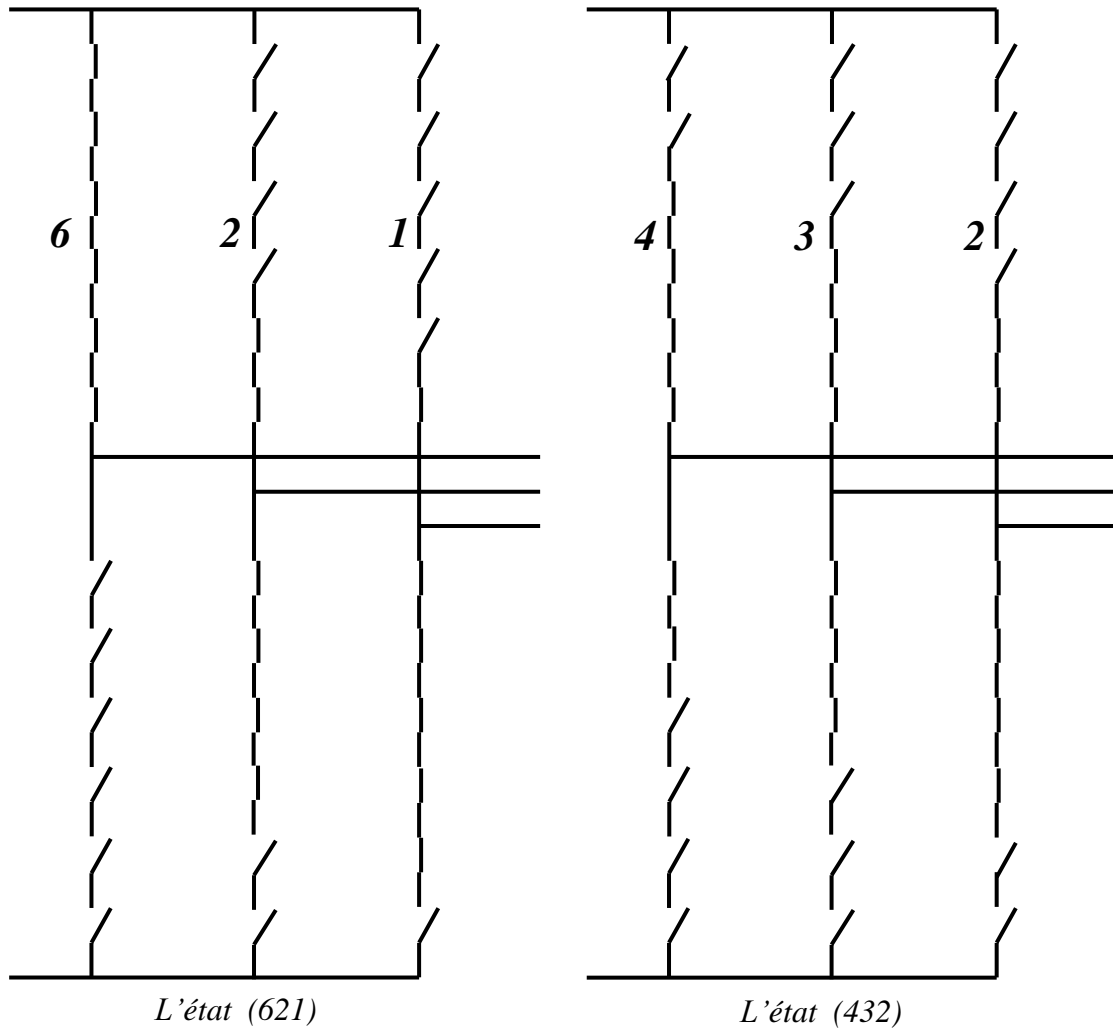


Fig.III.65: Exemples d'états de l'onduleur à sept niveaux

III.4.4.Tension de sortie

Les tensions triphasées de sortie de l'onduleur à sept niveau par rapport au point neutre de la source

(o) sont exprimées par :

$$\begin{pmatrix} v_{1o} \\ v_{2o} \\ v_{3o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} & F_{c41} & F_{c51} & F_{c61} & F_{c71} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} & F_{c42} & F_{c52} & F_{c62} & F_{c72} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} & F_{c43} & F_{c53} & F_{c63} & F_{c73} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ V_{dc}/4 \\ V_{dc}/6 \\ 0 \\ -V_{dc}/6 \\ -V_{dc}/4 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \tag{III.57}$$

Chacune de ces tensions peut avoir sept niveaux de tension : $V_{dc}/2, V_{dc}/4, V_{dc}/6, 0, -V_{dc}/6, -V_{dc}/4$ ou $-V_{dc}/2$ ce qui est à l'origine de l'appellation : *onduleur à sept niveaux*.

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

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{1o} - v_{2o} \\ v_{2o} - v_{3o} \\ v_{3o} - v_{1o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c12} & F_{c21} - F_{c22} & F_{c31} - F_{c32} & F_{c41} - F_{c42} & F_{c51} - F_{c52} & F_{c61} - F_{c62} & F_{c71} - F_{c72} \\ F_{c12} - F_{c13} & F_{c22} - F_{c23} & F_{c32} - F_{c33} & F_{c42} - F_{c43} & F_{c52} - F_{c53} & F_{c62} - F_{c63} & F_{c72} - F_{c73} \\ F_{c13} - F_{c11} & F_{c23} - F_{c21} & F_{c33} - F_{c31} & F_{c43} - F_{c41} & F_{c53} - F_{c51} & F_{c63} - F_{c61} & F_{c73} - F_{c71} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc} / 2 \\ V_{dc} / 3 \\ V_{dc} / 6 \\ 0 \\ -V_{dc} / 6 \\ -V_{dc} / 3 \\ -V_{dc} / 2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.58})$$

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

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{13} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{1o} \\ v_{2o} \\ v_{3o} \end{pmatrix} \quad (\text{III.59})$$

A partir des relations (III.57) et (III.59), nous obtenons le système matriciel donnant l'expression des tensions simples aux bornes de la charge en fonction des fonctions de connexions :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2F_{c11} - F_{c12} - F_{c13} & 2F_{c21} - F_{c22} - F_{c23} & 2F_{c31} - F_{c32} - F_{c33} & 2F_{c41} - F_{c42} - F_{c43} \\ 2F_{c12} - F_{c11} - F_{c13} & 2F_{c22} - F_{c21} - F_{c23} & 2F_{c32} - F_{c31} - F_{c33} & 2F_{c42} - F_{c41} - F_{c43} \\ 2F_{c13} - F_{c11} - F_{c12} & 2F_{c23} - F_{c21} - F_{c22} & 2F_{c33} - F_{c31} - F_{c32} & 2F_{c43} - F_{c41} - F_{c42} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc} / 2 \\ V_{dc} / 3 \\ V_{dc} / 6 \\ 0 \\ -V_{dc} / 6 \\ -V_{dc} / 3 \\ -V_{dc} / 2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.60})$$

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 la matrice de Concordia, telle que :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} \quad (\text{III.61})$$

III.4.5. Vecteurs de tension sortie et diagramme vectoriel

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

$$v_s = v_{1o}.e^{j0} + v_{2o}.e^{-j2\pi/3} + v_{3o}.e^{j2\pi/3} = v_d + j.v_q \tag{III.62}$$

Le tableau (III.15) représente les différents états de l'onduleur et les coordonnées du vecteur de tension de sortie v_s correspondant à chaque état.

Etat de l'onduleur	V_{di}	V_{qi}	Etat de l'onduleur	V_{di}	V_{qi}
000,111,222,333,444,555,666	0	0	464,353,242,131,020	$-1/6V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$
665,554,443,332,221,110	$1/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$	463,352,241,130	$-1/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
664,553,442,331,220	$1/6V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$	462,351,240	0	$\sqrt{3}/6V_{dc}$
663,552,441,330	$1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	461,350	$1/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
662,551,440	$1/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/6V_{dc}$	460	$1/6V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
661,550	$5/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	456,345,234,123,012	$-3/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$
660	$1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$	446,335,224,113,002	$-1/6V_{dc}$	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$
656,545,434,323,212,101	$1/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$	436,325,214,103	$-1/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$
655,544,433,322,211,100	$1/6V_{dc}$	0	426,315,204	0	$-\sqrt{3}/6V_{dc}$
654,543,432,321,210	$1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$	416,305	$1/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
653,542,431,320	$1/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$	406	$1/6V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
652,541,430	$5/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	366,255,144,033	$-1/2V_{dc}$	0
651,540	$1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/6V_{dc}$	365,254,143,032	$-5/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$
650	$7/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	364,253,142,031	$-1/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$
646,535,424,313,202	$1/6V_{dc}$	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$	363,252,141,030	$-1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
654,534,423,312,,201	$1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$	362,251,140	$-1/6V_{dc}$	$\sqrt{3}/6V_{dc}$
644,533,422,311,200	$1/3V_{dc}$	0	361,250	$-1/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
643,532,421,310	$5/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$	360	0	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
642,531,420	$1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$	356,245,134,023	$-5/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$
641,530	$7/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	346,235,124,013	$-1/3V_{dc}$	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$
640	$2/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/6V_{dc}$	336,225,114,003	$-1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$

636,525,414,303	$1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$	326,215,104	$-1/6V_{dc}$	$-\sqrt{3}/6V_{dc}$
635,524,413,302	$1/3V_{dc}$	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$	316,205	$-1/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
634,523412,301	$5/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$	306	0	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
633,522,411,300	$1/2V_{dc}$	0	266,155,044	$-2/3V_{dc}$	0
632,521,410	$7/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$	265,154,043	$-7/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$
631,520	$2/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$	264,153,042	$-1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$
630	$3/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	263,152,041	$-5/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
626,515,404	$1/3V_{dc}$	$-\sqrt{3}/6V_{dc}$	262,151,040	$-1/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/6V_{dc}$
626,514,403	$5/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$	261,150	$-1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
624,513,402	$1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$	260	$-1/6V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
623,512,401	$7/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$	256,145,034	$-7/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$
622,511,400	$2/3V_{dc}$	0	246,135,024	$-1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$
621,510	$3/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$	236,125,014	$-5/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$
620	$5/6V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$	226,115,004	$-1/3V_{dc}$	$-\sqrt{3}/6V_{dc}$
616,505	$5/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	216,105	$-1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
615,504	$1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/6V_{dc}$	206	$-1/6V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
614,503	$7/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$	166,055	$-5/6V_{dc}$	0
613,502	$2/3V_{dc}$	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$	165,054	$-3/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$
612,501	$3/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$	164,053	$-2/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$
611,500	$5/6V_{dc}$	0	163,052	$-7/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
610	$11/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$	162,051	$-1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/6V_{dc}$
606	$1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$	161,050	$-5/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
605	$7/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	160	$-1/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
604	$2/3V_{dc}$	$-\sqrt{3}/6V_{dc}$	156,045	$-3/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$
603	$3/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$	146,035	$-2/3V_{dc}$	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$
602	$5/6V_{dc}$	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$	136,025	$-7/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$
601	$11/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$	126,015	$-1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/6V_{dc}$

600	V_{dc}	0	116,005	$-5/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
566,455,344,233,122,011	$-1/6V_{dc}$	0	106	$-1/3V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
565,454,343,232,121,010	$-1/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$	066	$-V_{dc}$	0
564,453,342,231,120	0	$\sqrt{3}/10V_{dc}$	065	$-11/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$
563,452,341,230	$1/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	064	$-5/6V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$
562,451,340	$1/6V_{dc}$	$\sqrt{3}/6V_{dc}$	063	$-3/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
561,450	$1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	062	$-2/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/6V_{dc}$
560	$1/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$	061	$-7/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
556,445,334,223,112,001	$-1/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$	060	$-1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
546,435,324,213,102	0	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$	056	$-11/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$
536,425,314,203	$1/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$	046	$-5/6V_{dc}$	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$
526,415,304	$1/6V_{dc}$	$-\sqrt{3}/6V_{dc}$	036	$-3/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$
516,405	$1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	026	$-2/3V_{dc}$	$-\sqrt{3}/6V_{dc}$
506	$1/3V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$	016	$-7/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
466,355,244,133,022	$-1/3V_{dc}$	0	006	$-1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
465,354,243,132,021	$-1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$			

Tableau .III.15: Etats de l'onduleur à sept niveaux et les coordonnées du vecteur v_s dans le plan ($d - q$)

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.66) [53]. On distingue 126 positions discrètes, distribuées sur six hexagones, en plus d'une position au centre de l'hexagone. Certaines positions sont créées par plusieurs états redondants. De l'hexagone externe vers l'hexagone interne, les positions du vecteur v_s sont créées respectivement par un, deux, trois, quatre, cinq ou six états redondants. La position du centre de l'hexagone, qui correspond à une tension de sortie nulle, est générée par sept états redondants. On distingue ainsi 36 positions à une seule redondance, 30 positions à deux redondances, 24 positions à trois redondances, 18 positions à quatre redondances, 12 positions à cinq redondances et 6 positions à six redondances.

Les 127 positions du vecteur tension de sortie divisent le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires. Chaque secteur est composé de 36 régions triangulaires (Fig.III.67). On a ainsi 216 régions triangulaires dans le diagramme vectoriel complet.

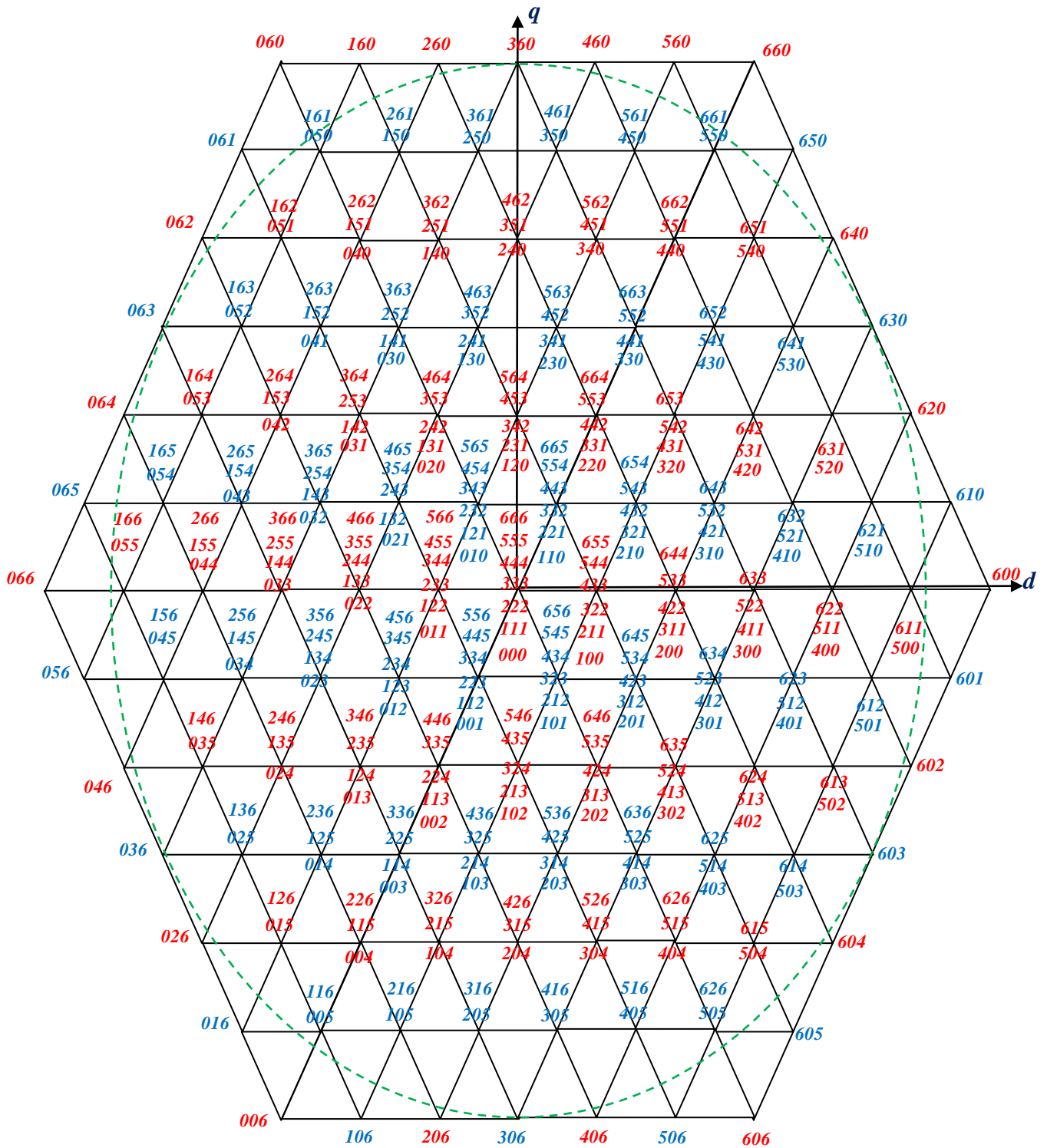


Fig.III.66: Diagramme vectoriel de l'onduleur à sept niveaux.

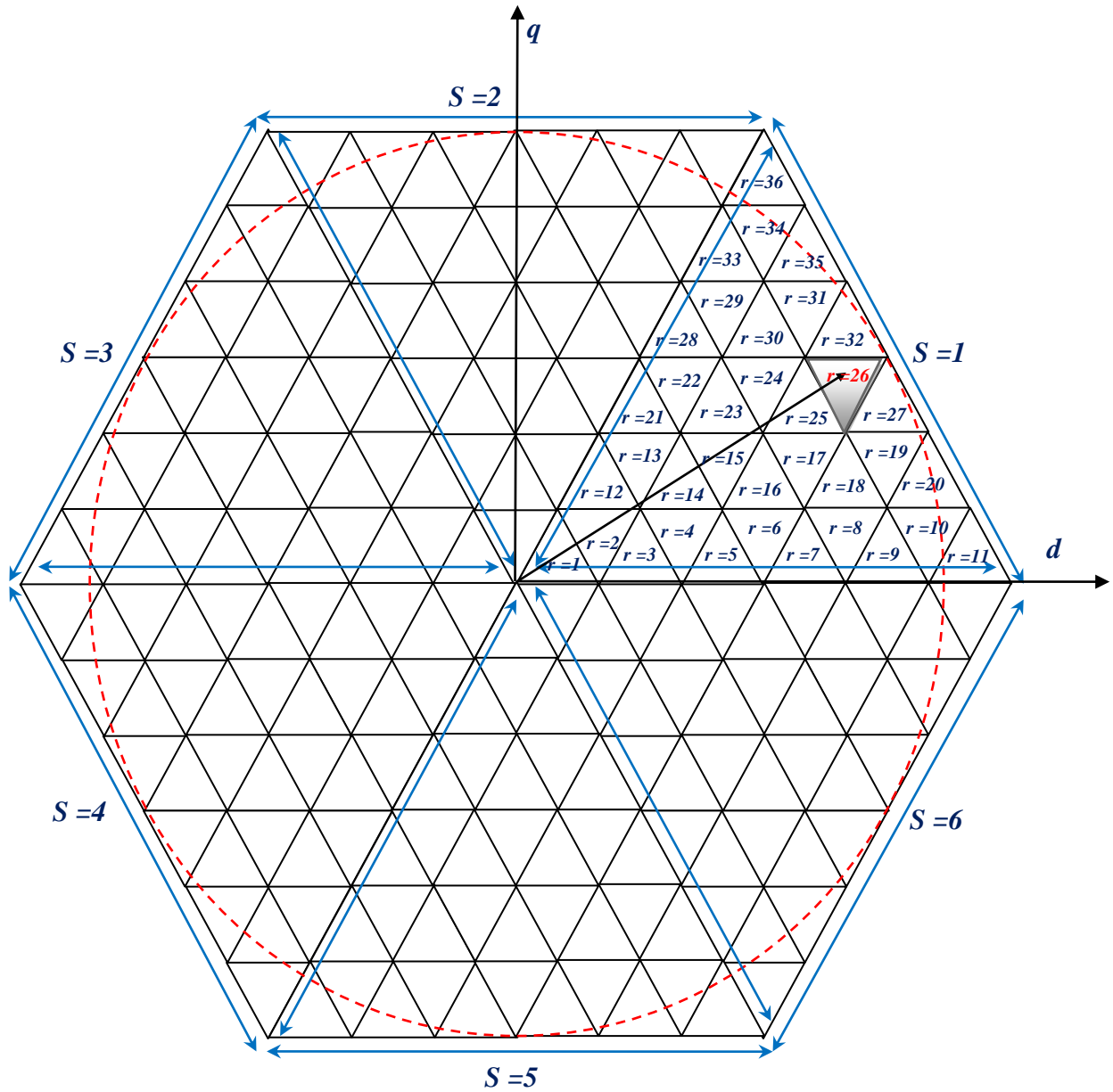


Fig.III.67: Secteurs et régions du diagramme vectoriel.

III.4.6. Vecteur tension de référence

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

$$\begin{aligned}
 v_s^* &= v_1^* e^{j0} + v_2^* e^{-j2\pi/3} + v_3^* e^{j2\pi/3} \\
 &= v_d^* + j \cdot v_q^* \\
 &= m \cdot V_{\max} e^{j\theta}
 \end{aligned}
 \tag{III.63}$$

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 :

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2.\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2.\pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta \leq 4.\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4.\pi/3 \leq \theta \leq 5.\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5.\pi/3 \leq \theta \leq 2.\pi \end{cases} \quad (\text{III.64})$$

A l'intérieur de chaque secteur, la région r contenant le vecteur v_s^* se déduit en utilisant les équations de temps T_x, T_y et T_z . Par exemple, l'équation de la région hachurée de la (Fig.III.67) (région $r = 26$ du secteur $s = 1$)

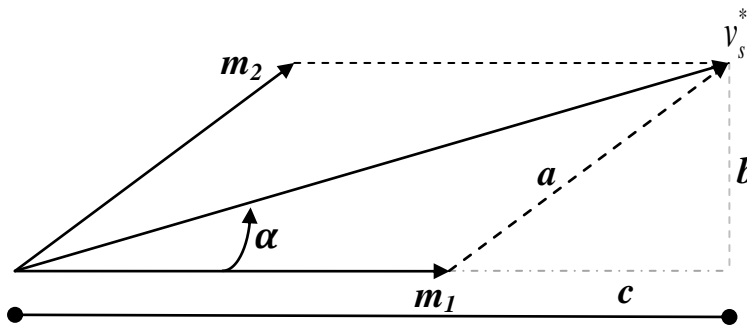


Fig. III.68: les compensant m_1 et m_2 de v_s^*

De la (fig. III.68) on calcule m_1 et m_2 :

$$\begin{cases} a = m_2 = \frac{b}{\sin(\pi/3)} = \frac{2}{\sqrt{3}}b = \frac{2}{\sqrt{3}}.v_s^*.\sin \alpha \\ m_1 = v_s^*.\cos \alpha - \left(\frac{2}{\sqrt{3}}.v_s^*.\sin \alpha \right).\cos(\pi/3) \\ m_1 = v_s^* \left(\cos \alpha - \frac{\sin \alpha}{\sqrt{3}} \right) \end{cases} \quad (\text{III.65})$$

Donc :

$$\text{Si } m_2 > (1/3).(\sqrt{2/3}.V_{dc}) \quad \text{et} \quad m_2 \leq (1/2).(\sqrt{2/3}.V_{dc}) \quad \text{et} \quad m_1 > (1/3).(\sqrt{2/3}.V_{dc}) \quad \text{et}$$

$$m_1 \leq (1/2).(\sqrt{2/3}.V_{dc}) \quad \text{et} \quad (m_2 - (1/6).(\sqrt{2/3}.V_{dc}) + m_1 - (1/3).(\sqrt{2/3}.V_{dc})) > (1/6).(\sqrt{2/3}.V_{dc}).$$

alors v_s^* et dans la région 26

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:

$$V_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \tag{III.66}$$

III.4.7.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.

$$\overline{v_s} = v_s^* = m V_{\max} e^{j\alpha} = \frac{v_x T_x + v_y T_y + v_z T_z}{T_s} = d_x v_x + d_y v_y + d_z v_z \tag{III.67}$$

Avec

α : 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 relatifs :

$$d_x = \frac{T_x}{T_s} ; d_y = \frac{T_y}{T_s} ; d_z = \frac{T_z}{T_s} \tag{III.68}$$

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

$$T_x + T_y + T_z = T_s \text{ ou} \tag{III.69}$$

$$d_x + d_y + d_z = 1$$

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.66) (ou la Fig.III.67) se situ dans la région $r = 26$ du secteur $s = 1$. Ainsi, le vecteur v_x est généré par un des deux états redondants 641 ou 530 (appelé état X), le vecteur v_y est généré par un des deux états redondants 631 ou 520 (appelé état Y), et le vecteur v_z est généré par l'état 630 (appelé état Z) La désignation des états X, Y et Z pour les différentes régions du secteur 1 est indiquée sur la (Fig.III.69) On désigne les états des sept autres secteurs de la même façon.

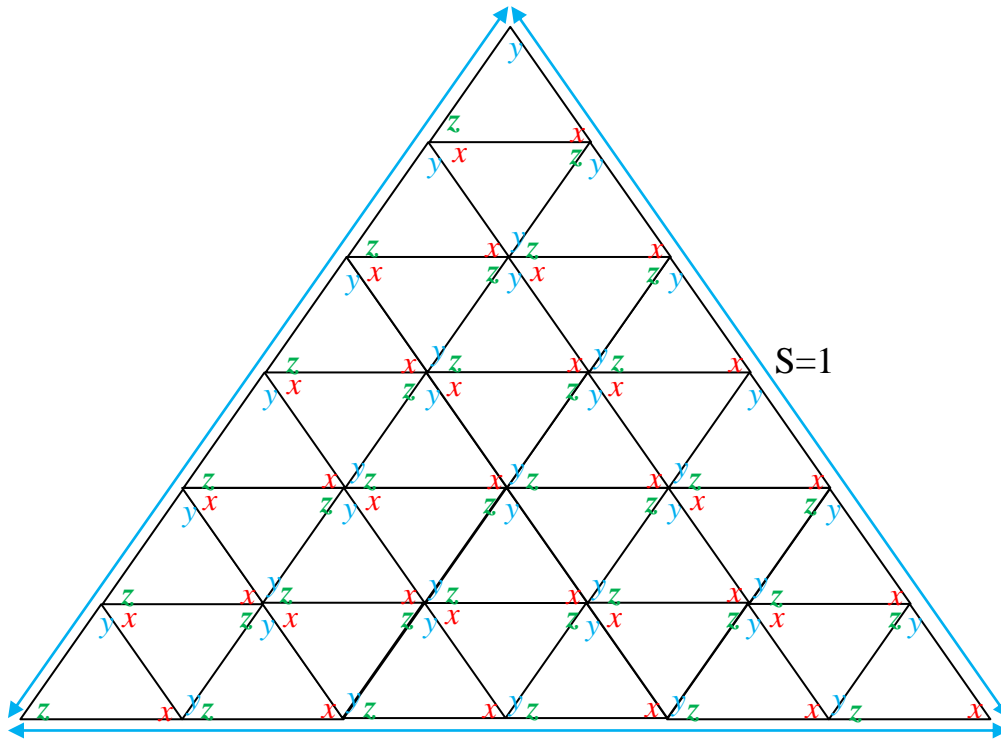


Fig.III.69: Désignation des états X, Y et Z pour les différentes régions du premier secteur.

Pour calculer les durées relatives d_x, d_y et d_z correspondantes à chaque région, on décompose l'équation (III.67) suivant les deux axes v_d et v_q , et on utilise l'équation (III.69). On obtient ainsi un système de trois équations à trois inconnus. La résolution de ce système donne d_x, d_y et d_z et par conséquence T_x, T_y et T_z en utilisant l'équation (III.68). Par exemple pour la région $r = 26$ du secteur $s = 1$, la décomposition de l'équation (III.67) donne:

$$\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} .m.\cos\theta = \frac{7}{12} d_x + \frac{2}{3} d_y + \frac{3}{4} d_z \\ \frac{\sqrt{3}}{2} .m.\sin\theta = \frac{\sqrt{3}}{8} (d_x + d_z) + \frac{\sqrt{3}}{10} d_z \end{cases} \quad (III.70)$$

La résolution donne :

$$\begin{cases} d_x = 3 - 6.m.\sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ d_y = 3 - 6.m.\sin\theta \\ d_z = 1 - (d_x + d_y) \end{cases} \quad (III.71)$$

Les expressions analytiques de d_x, d_y et d_z pour les différentes régions sont résumées dans le tableau(III.16) Ces expressions sont valables quelque 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'import quel secteur.

	Région 1	Région 2	Région 3	Région 4
d_x	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)$	$1-6.m.\sin(\pi/3-\theta)$	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)-1$	$2-6.m.\sin(\pi/3-\theta)$
d_y	$6.m.\sin\theta$	$1-6.m.\sin\theta$	$6.m.\sin\theta$	$1-6.m.\sin\theta$
	Région 5	Région 6	Région 7	Région 8
d_x	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)-2$	$3-6.m.\sin(\pi/3-\theta)$	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)-3$	$4-6.m.\sin(\pi/3-\theta)$
d_y	$6.m.\sin\theta$	$1-6.m.\sin\theta$	$6.m.\sin\theta$	$1-6.m.\sin\theta$
	Région 9	Région 10	Région 11	Région 12
d_x	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)-4$	$5-6.m.\sin(\pi/3-\theta)$	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)-5$	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)$
d_y	$6.m.\sin\theta$	$1-6.m.\sin\theta$	$6.m.\sin\theta$	$6.m.\sin\theta-1$
	Région 13	Région 14	Région 15	Région 16
d_x	$1-6.m.\sin(\pi/3-\theta)$	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)-1$	$2-6.m.\sin(\pi/3-\theta)$	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)-2$
d_y	$2-6.m.\sin\theta$	$6.m.\sin\theta-1$	$2-6.m.\sin\theta$	$6.m.\sin\theta-1$
	Région 17	Région 18	Région 19	Région 20
d_x	$3-6.m.\sin(\pi/3-\theta)$	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)-3$	$4-6.m.\sin(\pi/3-\theta)$	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)-4$
d_y	$2-6.m.\sin\theta$	$6.m.\sin\theta-1$	$2-6.m.\sin\theta$	$6.m.\sin\theta-1$
	Région 21	Région 22	Région 23	Région 24
d_x	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)$	$1-6.m.\sin(\pi/3-\theta)$	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)-1$	$2-6.m.\sin(\pi/3-\theta)$
d_y	$6.m.\sin\theta-2$	$3-6.m.\sin\theta$	$6.m.\sin\theta-2$	$3-6.m.\sin\theta$
	Région 25	Région 26	Région 27	Région 28
d_x	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)-2$	$3-6.m.\sin(\pi/3-\theta)$	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)-3$	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)$
d_y	$6.m.\sin\theta-2$	$3-6.m.\sin\theta$	$6.m.\sin\theta-2$	$6.m.\sin\theta-3$
	Région 29	Région 30	Région 31	Région 32
d_x	$1-6.m.\sin(\pi/3-\theta)$	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)-1$	$2-6.m.\sin(\pi/3-\theta)$	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)-2$
d_y	$4-6.m.\sin\theta$	$6.m.\sin\theta-3$	$4-6.m.\sin\theta$	$6.m.\sin\theta-3$
	Région 33	Région 34	Région 35	Région 36
d_x	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)$	$1-6.m.\sin(\pi/3-\theta)$	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)-1$	$6.m.\sin(\pi/3-\theta)$
d_y	$4-6.m.\sin\theta$	$5-6.m.\sin\theta$	$6.m.\sin\theta-4$	$6.m.\sin\theta-5$
d_z	Pour tous les régions : $d_z = 1- d_x - d_y$			

Tableau.III.16: Durées relatives d'applications des états.

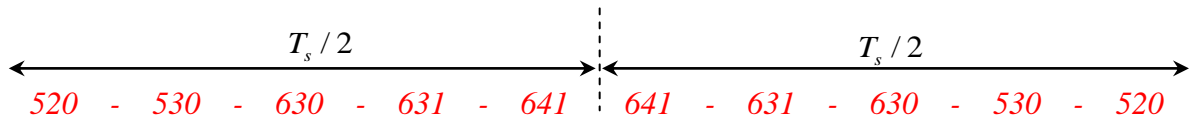
Ainsi, pendant chaque période d'échantillonnage T_s , et dans chaque région du diagramme vectoriel, les états X , Y et Z seront appliqués durant les fractions $d_x T_s$, $d_y T_s$ et $d_z T_s$, respectivement. La séquence des états et le choix entre les redondances de chaque état peuvent être effectués 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 :

- 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.
- et d'inverser l'ordre de succession des états par alternance entre les six secteurs.

Par exemple, si le vecteur de référence se situ dans la région $r = 26$ du secteur, 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.70). Les fonctions logiques des interrupteurs des demi-bras inférieurs se déduisent par complémentation. Il est clair que chaque interrupteur change son état deux fois seulement durant la période d'échantillonnage.

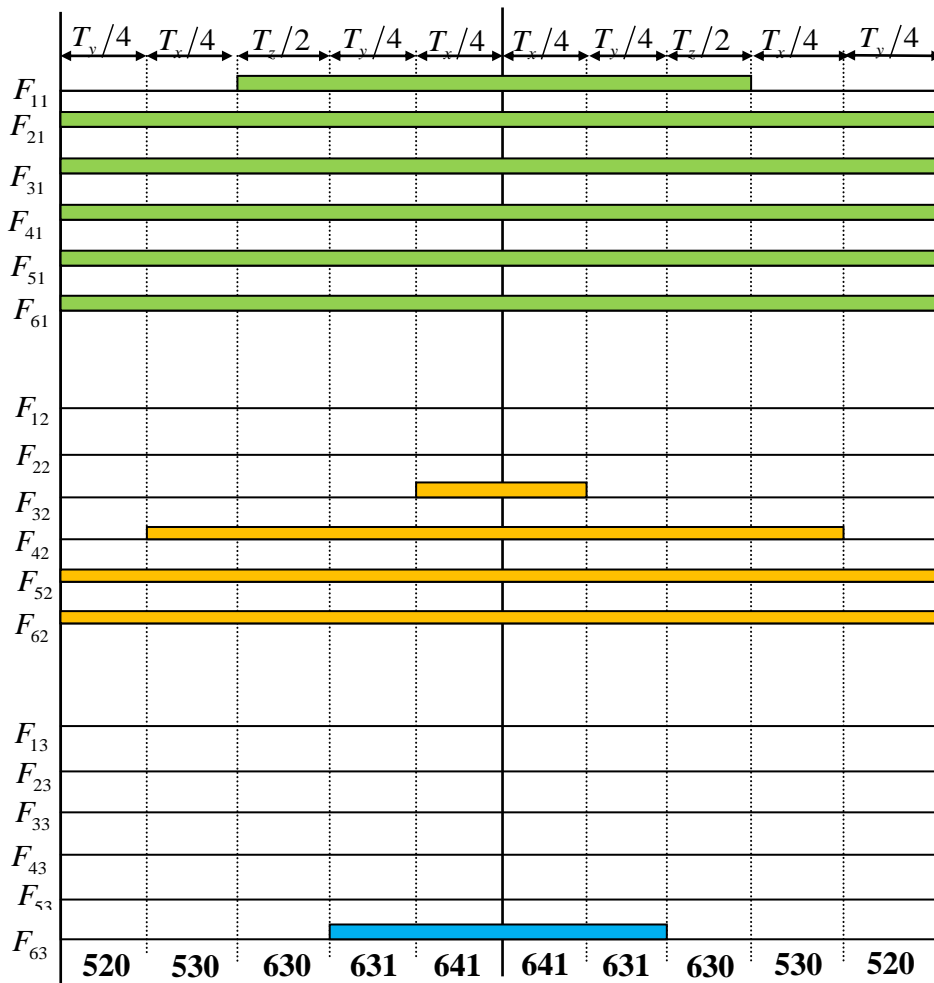


Fig.III.70: Fonctions logique F_{ij} dans le cas de la région $r = 26$ du premier secteur.

A partir de la (Fig.III.70), on déduit les durées de fermeture des interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_s , dans chaque région. Dans notre exemple (région $r = 26$ du secteur $s = 1$), les

durées de fermeture des interrupteurs des demi-bras supérieurs sont résumées dans le tableau (III.17). Les durées de fermeture des autres interrupteurs se déduisent par complémentation.

Demi bras 1	Demi bras 2	Demi bras 3
$S_{11} : 0$	$S_{11} : T_x / 2 + T_y / 2 + T_z$	$S_{11} : 0$
$S_{12} : T_y / 2$	$S_{12} : T_x + T_y + T_z$	$S_{12} : 0$
$S_{13} : T_x / 2 + T_y + T_z$	$S_{13} : T_x + T_y + T_z$	$S_{13} : 0$
$S_{14} : T_x + T_y + T_z$	$S_{14} : T_x + T_y + T_z$	$S_{14} : 0$
$S_{15} : T_x + T_y + T_z$	$S_{15} : T_x + T_y + T_z$	$S_{15} : 0$
$S_{16} : T_x + T_y + T_z$	$S_{16} : T_x + T_y + T_z$	$S_{16} : T_x / 2 + T_y / 2$

Tableau. III.17: Durées de fermeture des interrupteurs dans le cas de la région $r = 26$ du premier secteur.

L'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur à sept 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 θ (équation (III.63)).
- A partir de m et θ on déduit le secteur s (équation (III.64) et la région (équation (III.65)) du diagramme vectoriel contenant le vecteur v_s^* .
- On déduit (Fig.III.69) les états X, Y et Z qu'on doit appliquer pour générer les tensions de sortie.
- On déduit (tableau.III.16) 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.70).

III.4.8.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 différents de l'indice de modulation $N = 96$ et $N = 48$. Et pour ($m = 0.5, N = 96$).

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.71).

III.4.9. Résultats de simulation

a) Pour : $m=0.8$, $N = 96$

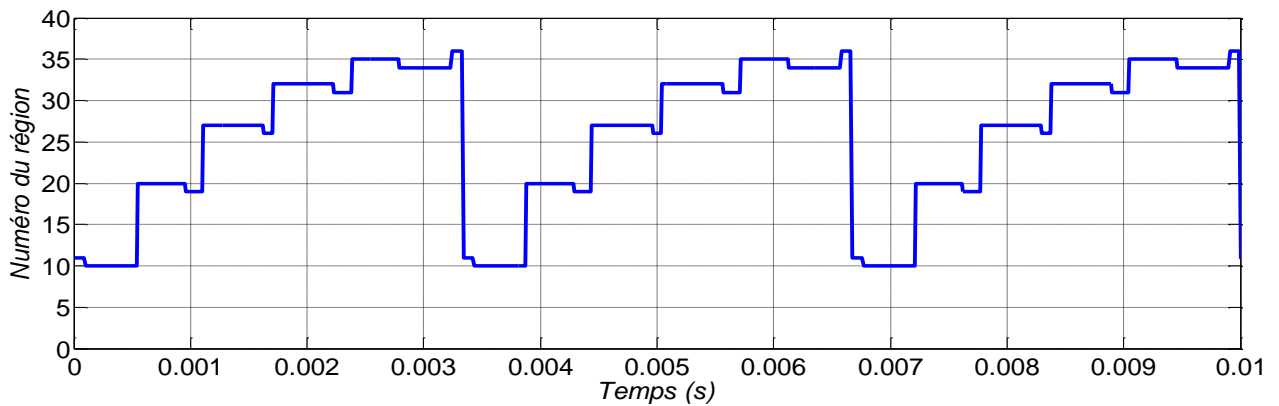
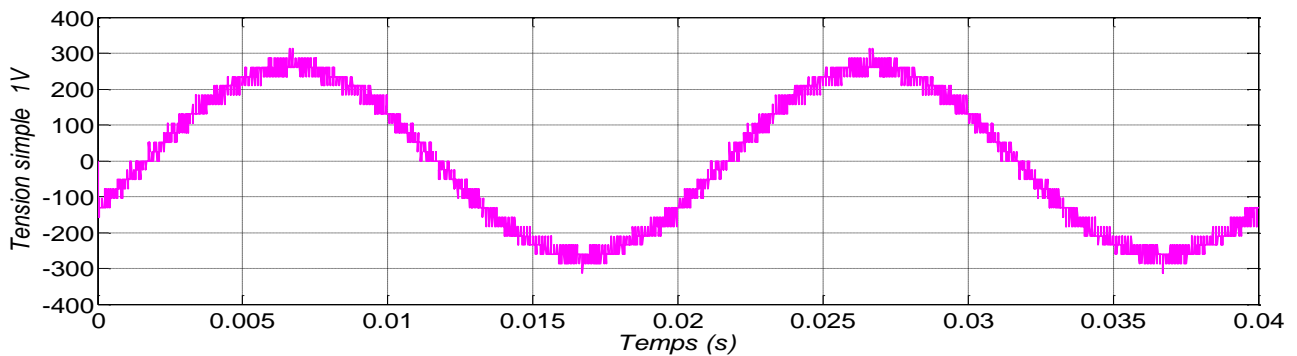
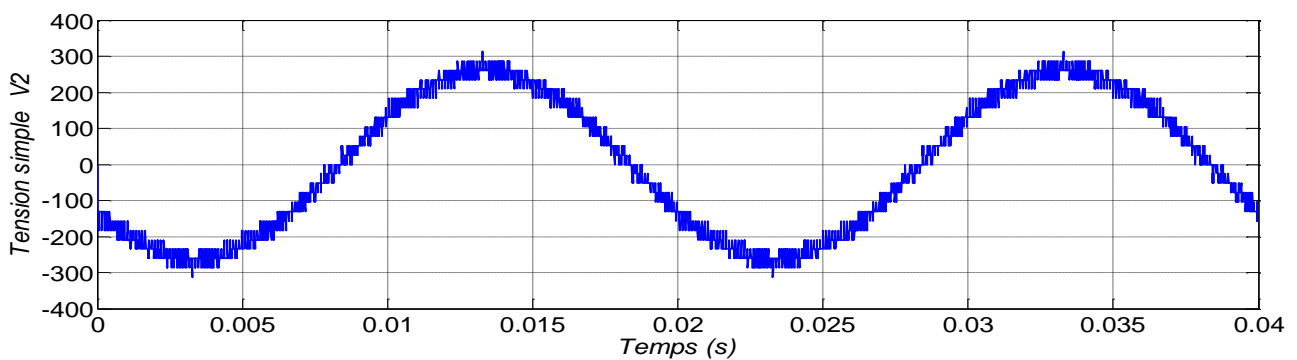


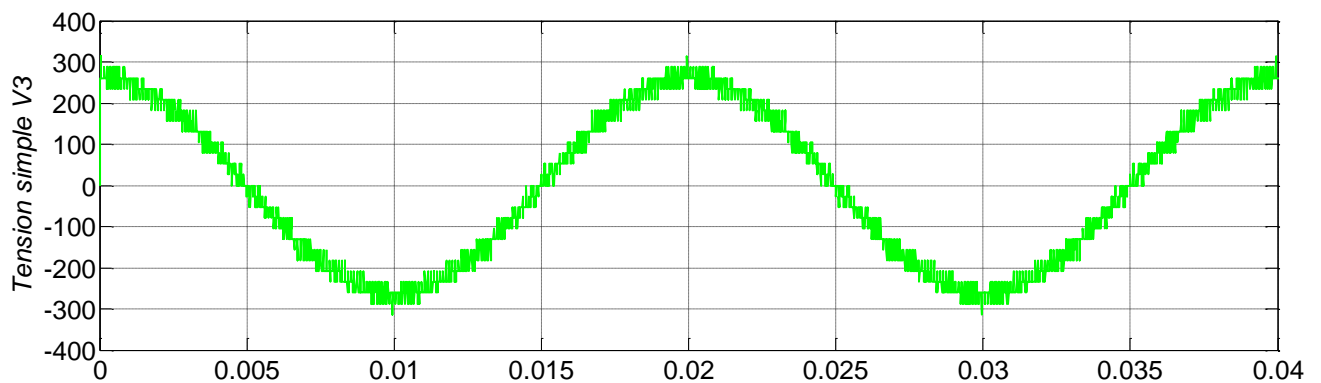
Fig. III.72 : Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.



La tension simple V_1



La tension simple V_2



La tension simple V_3

Fig.III.73: Les tensions simples V_1, V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur.

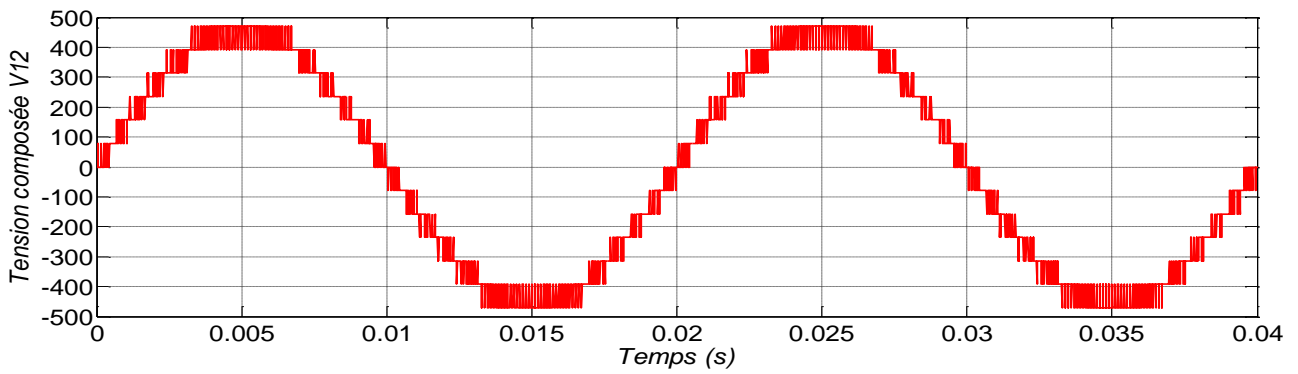


Fig. III.74: La tension composée V_{12}

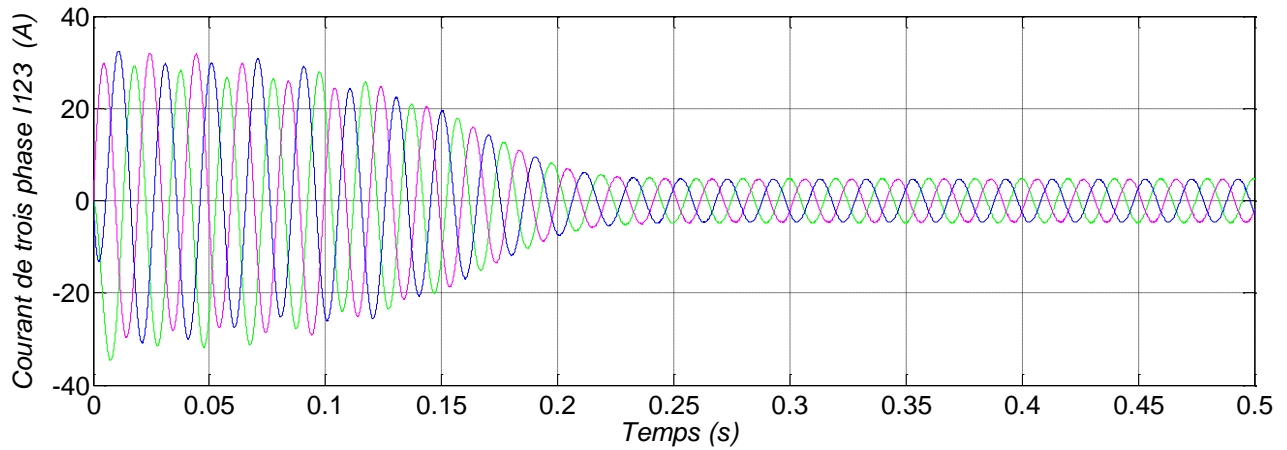


Fig.III.75: Les trois courant statoriques

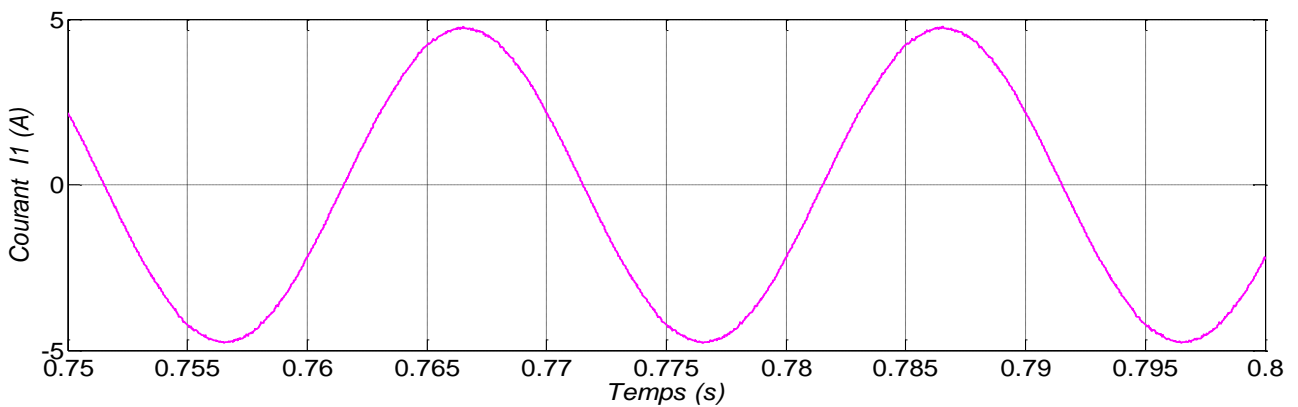


Fig.III.76: Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent

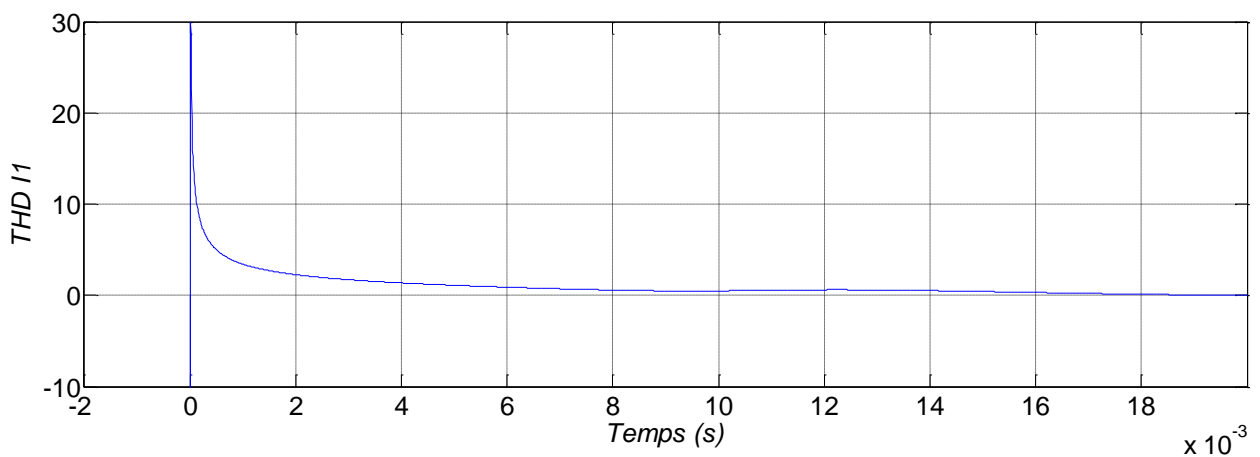


Fig.III.77: La distorsion totale des harmoniques $THD_{Ia}=0.0087=0.87\%$

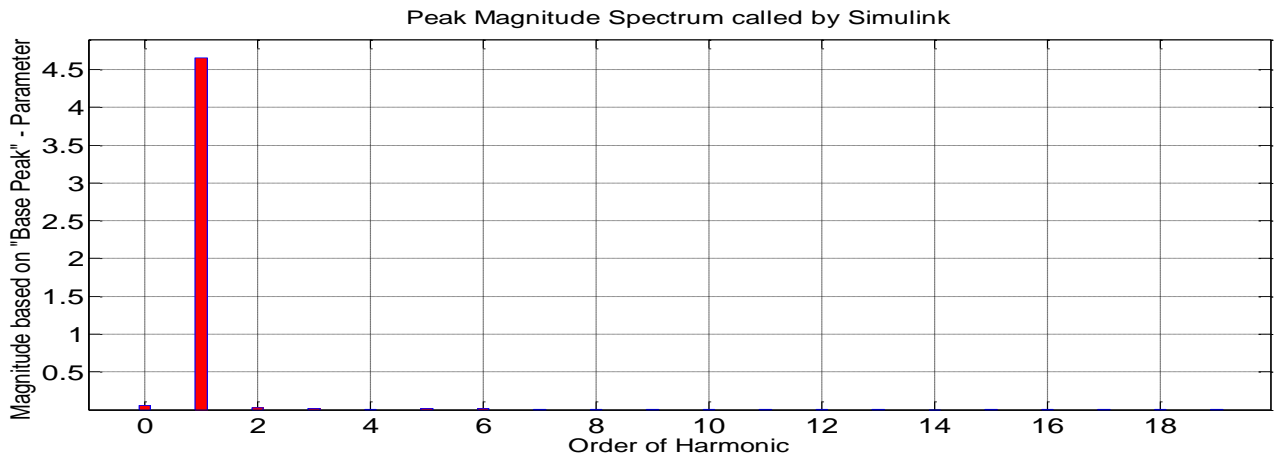


Fig. III.78: Analyse spectrale du courant

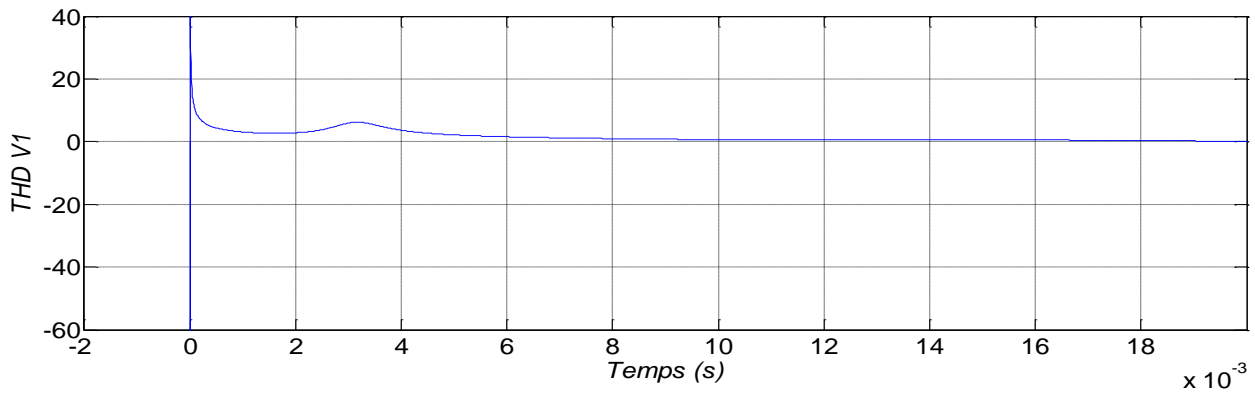


Fig.III.79: La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1}=0.0983=9.83\%$

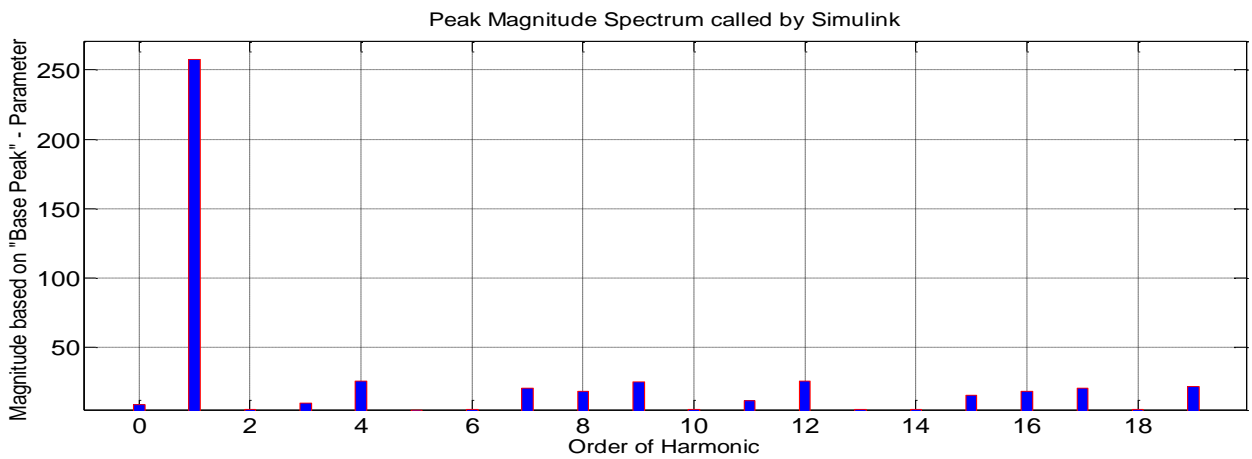


Fig. III.80: Analyse spectrale du tension

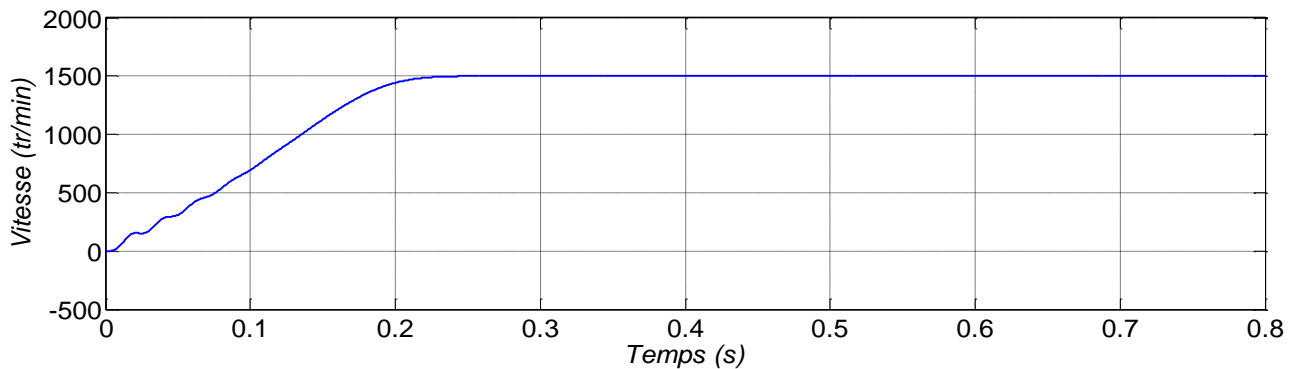


Fig. III.81: La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent $N= 1500$ tr/mn)

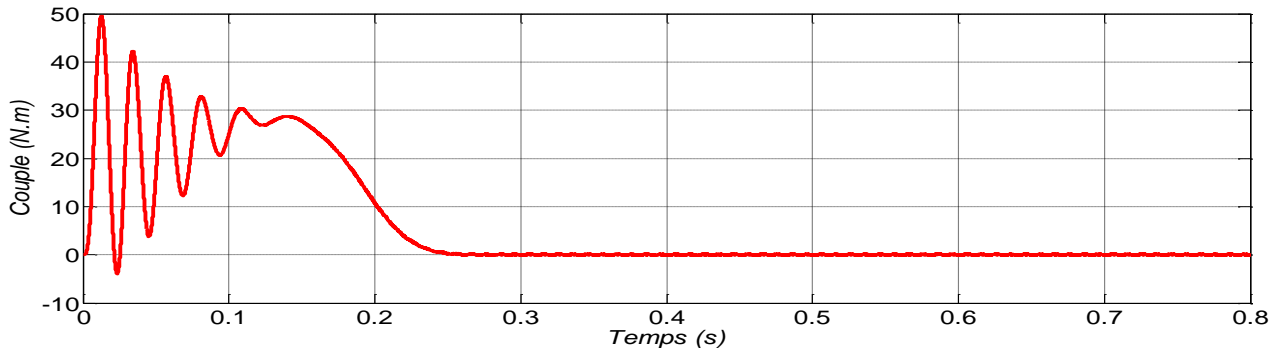


Fig.III.82: La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0Nm$)

a) Pour : $m=0.5$, $N = 96$

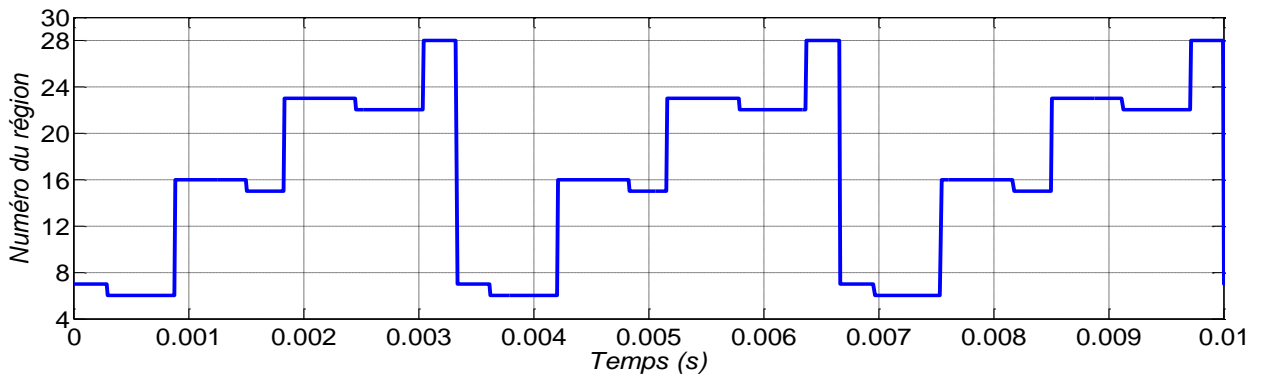
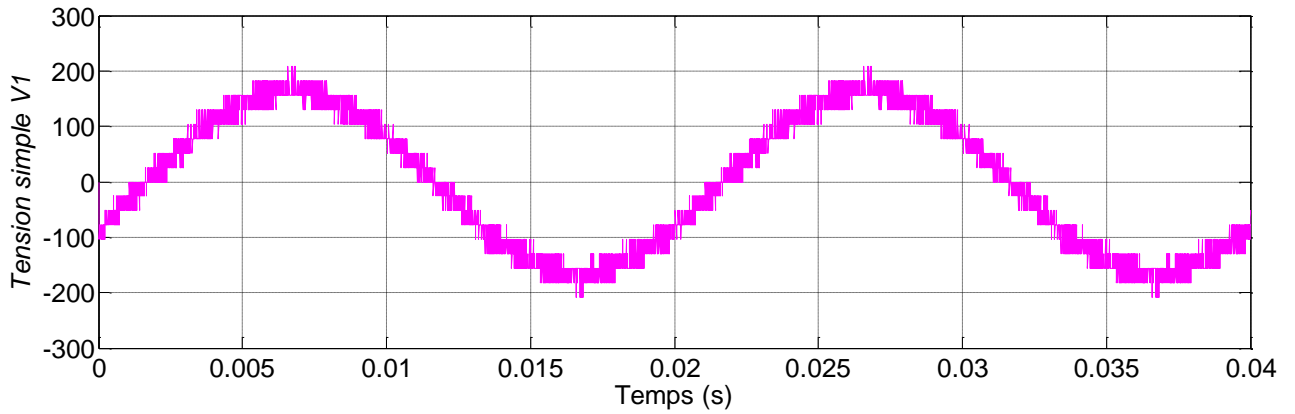
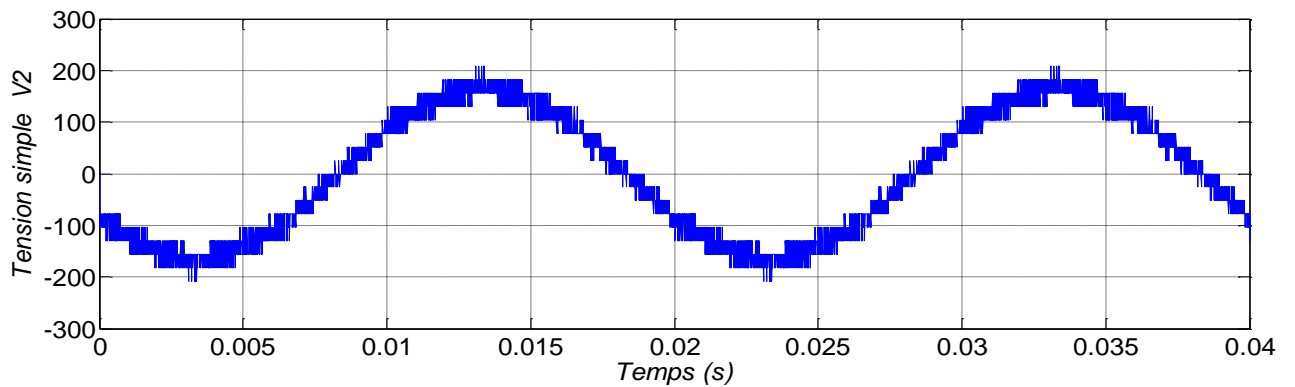


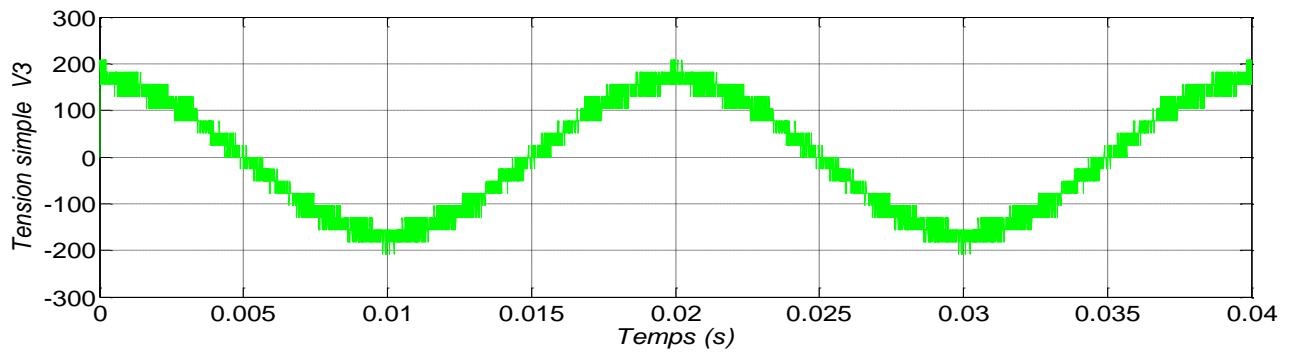
Fig.III.83: Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.



La tension simple V_1



La tension simple V_2



La tension simple V_3

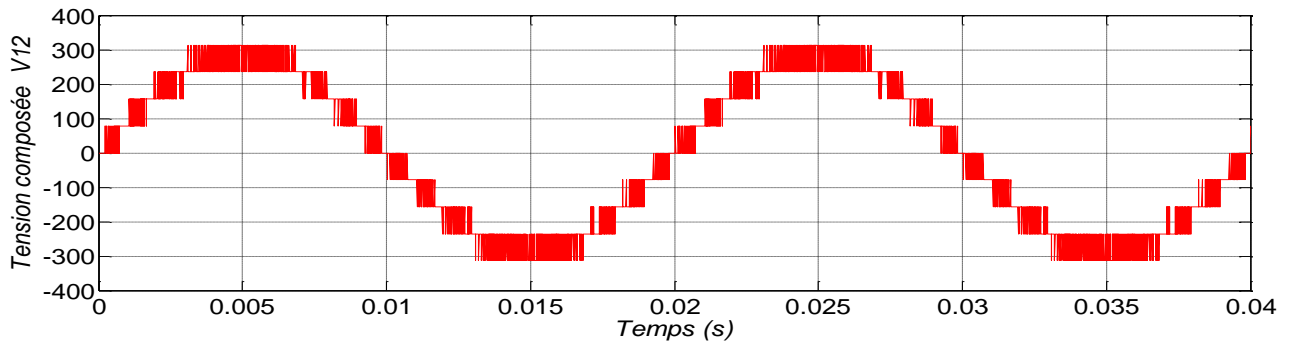


Fig. III.84: La tension composée V_{12}

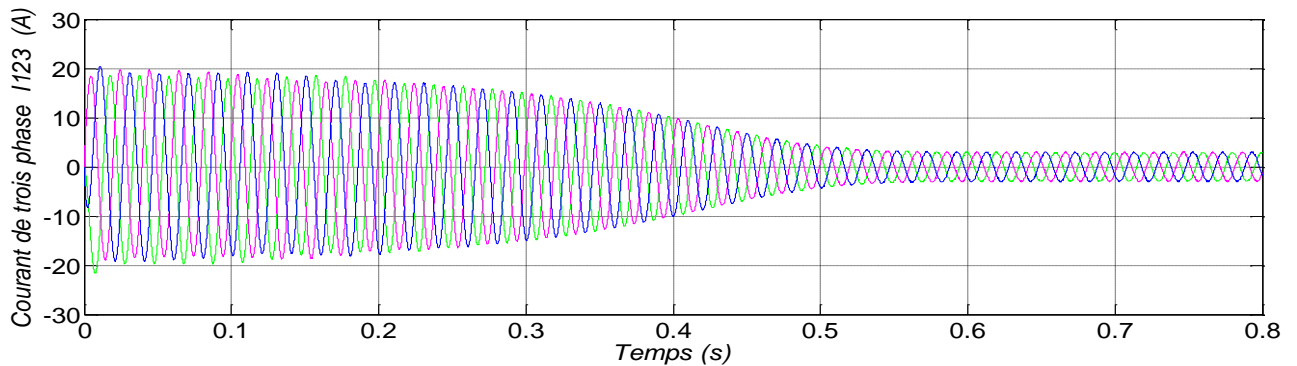


Fig. III.85: Les trois courant statoriques

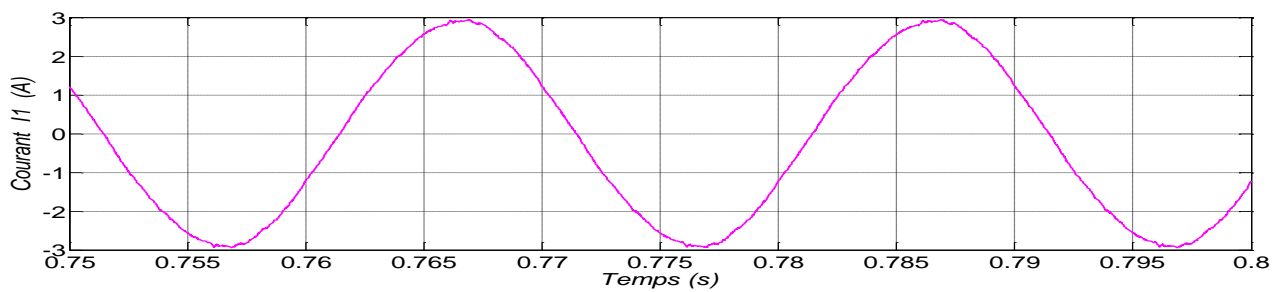


Fig. III.86: Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent

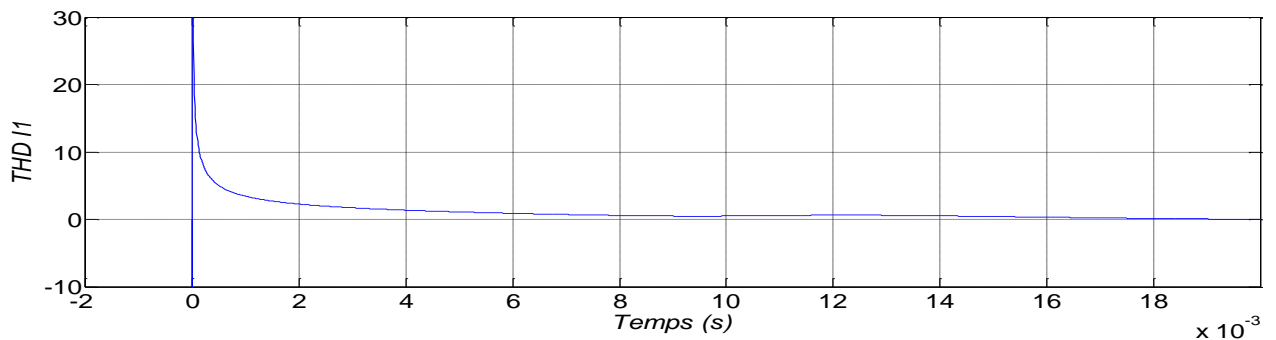


Fig. III.87: La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.0223=2.23\%$

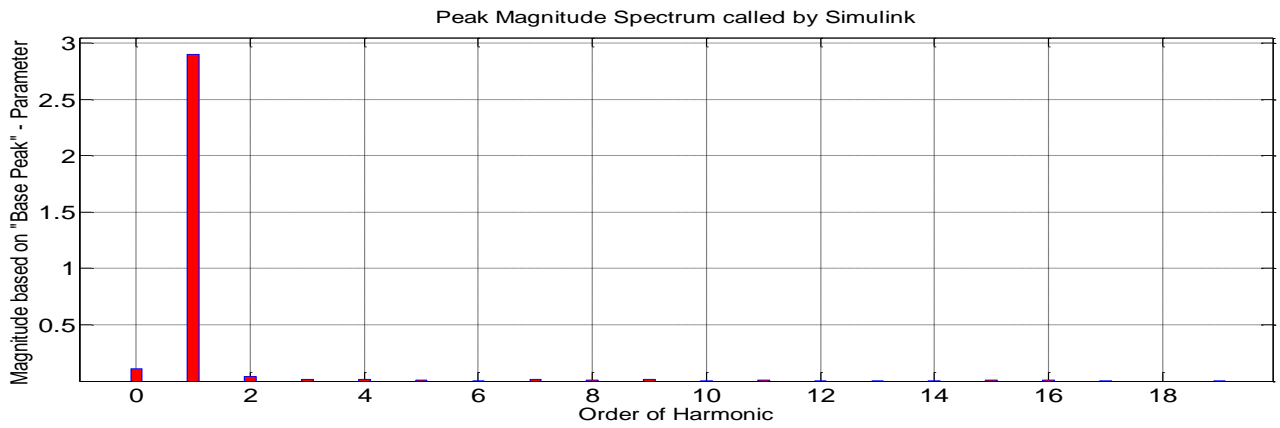


Fig. III.88: Analyse spectrale du courant

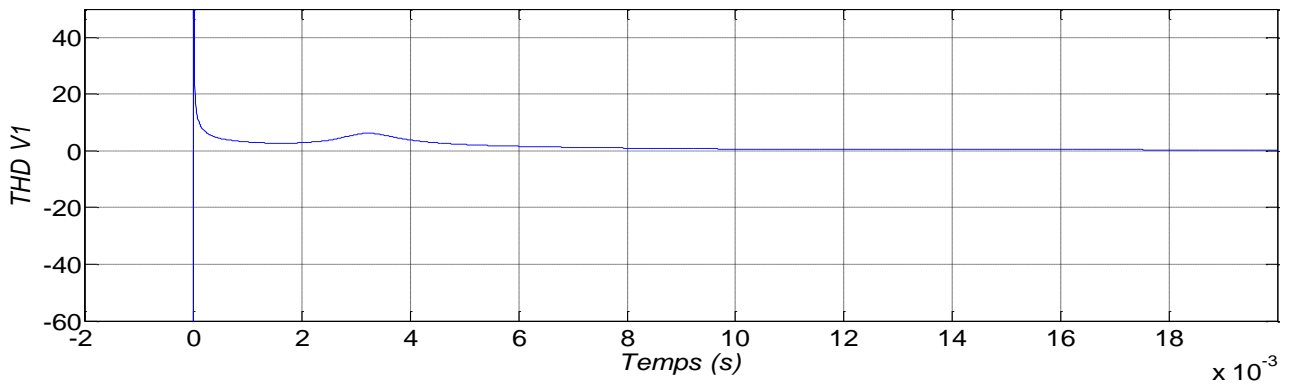


Fig. III.89: La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1}=0.1613=16.13\%$

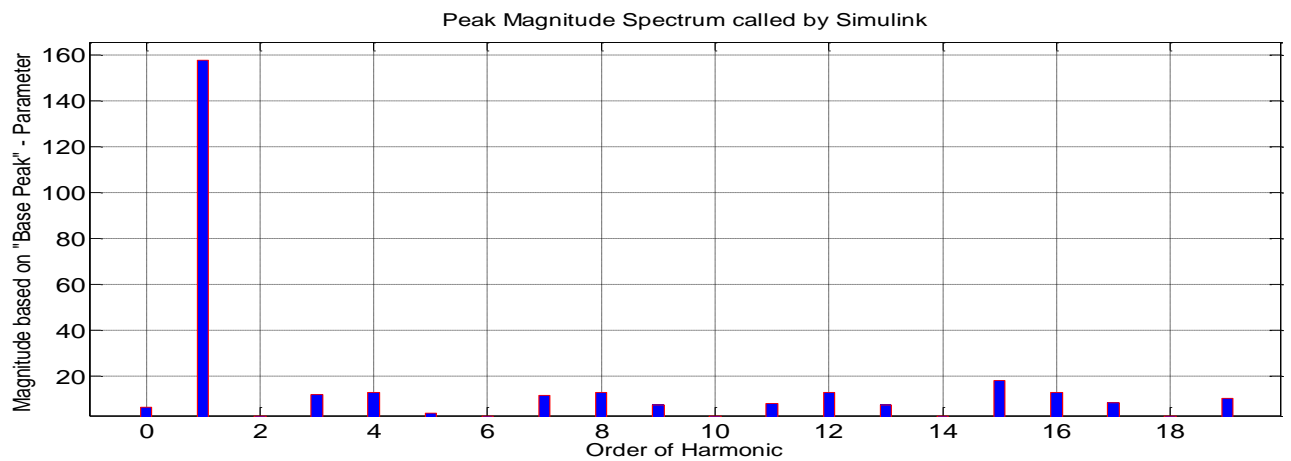


Fig. III.90: Analyse spectrale du tension

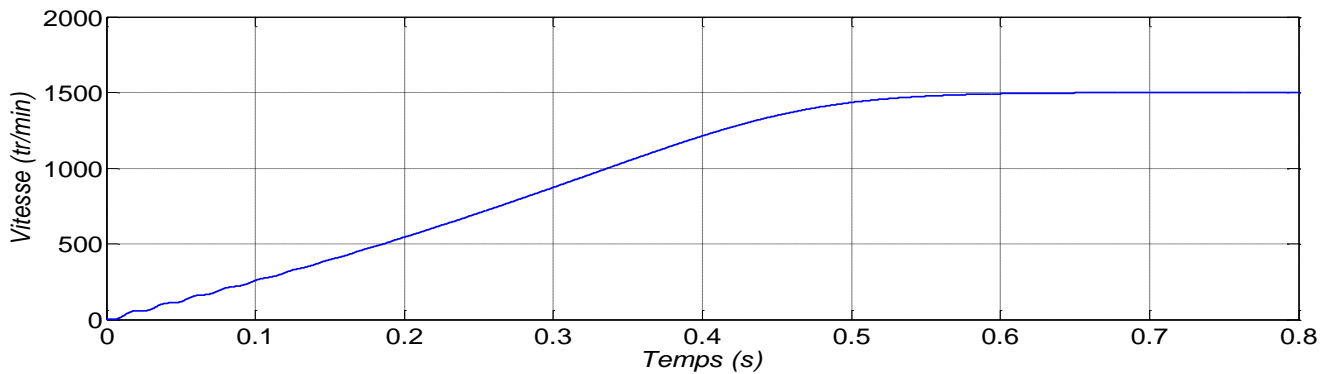


Fig. III.91: La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent $N= 1500$ tr/mn)

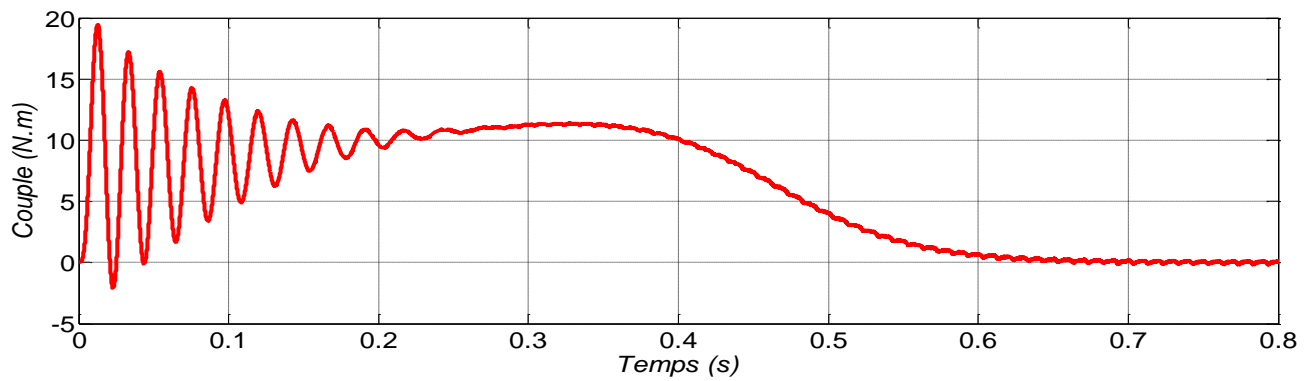


Fig. III.92: La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0Nm$)

a) **Pour : $m=0.8$, $N = 48$**

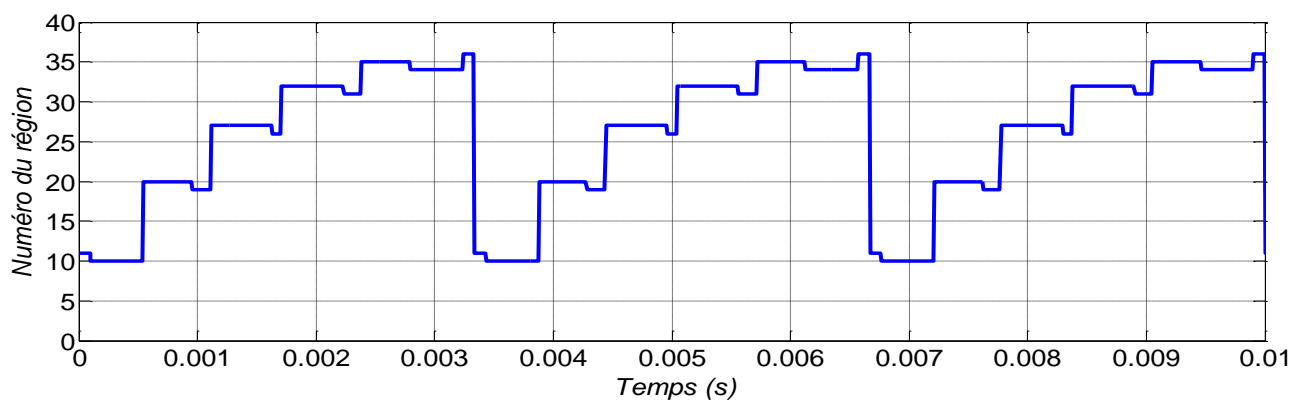
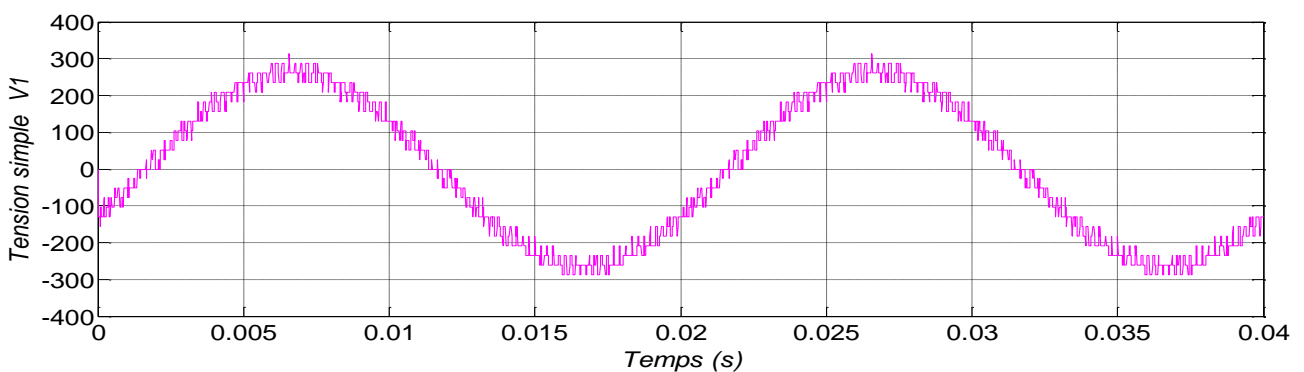
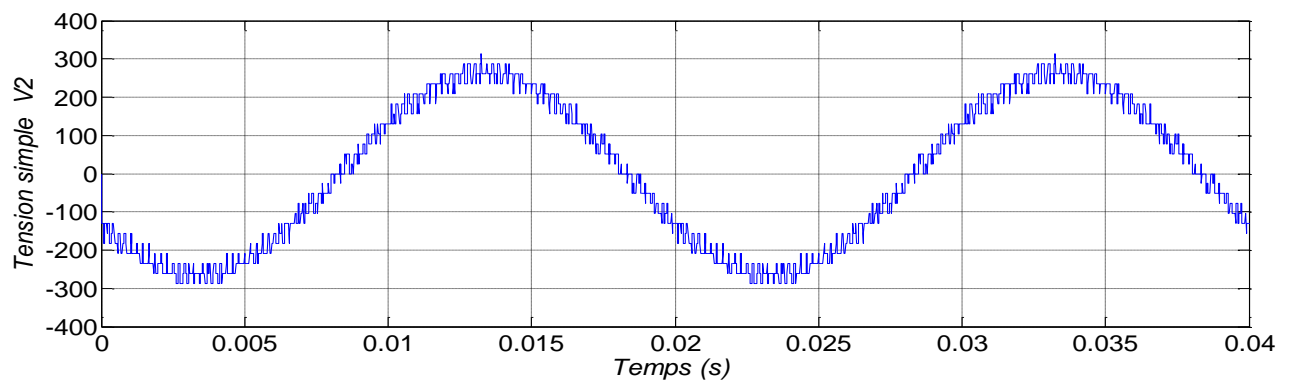


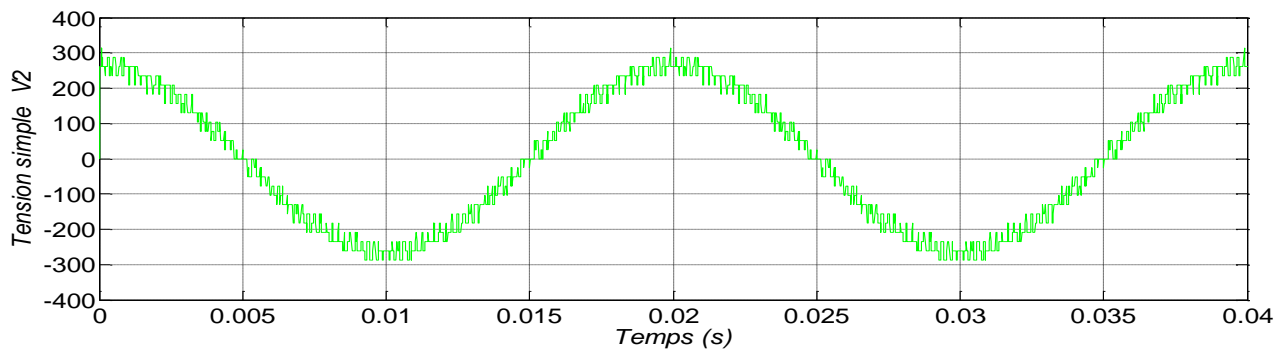
Fig.III.93: Le déplacement du vecteur de référence entre les régions avec le temps.



La tension simple V_1



La tension simple V_2



La tension simple V_3

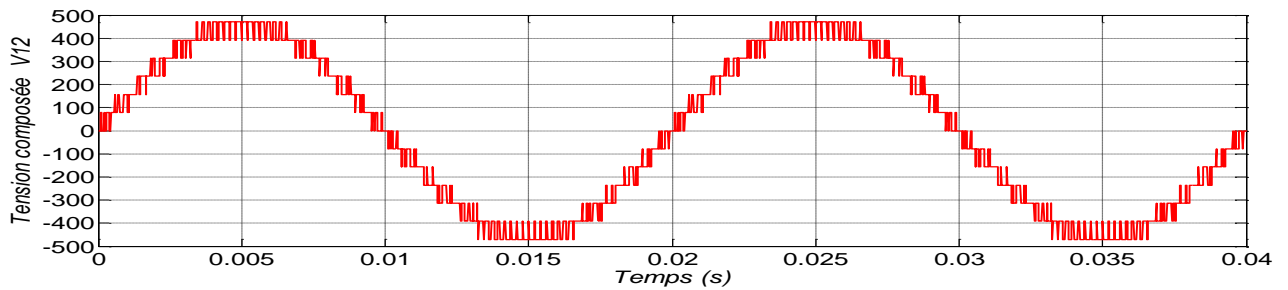


Fig. III.94: La tension composée V_{12}

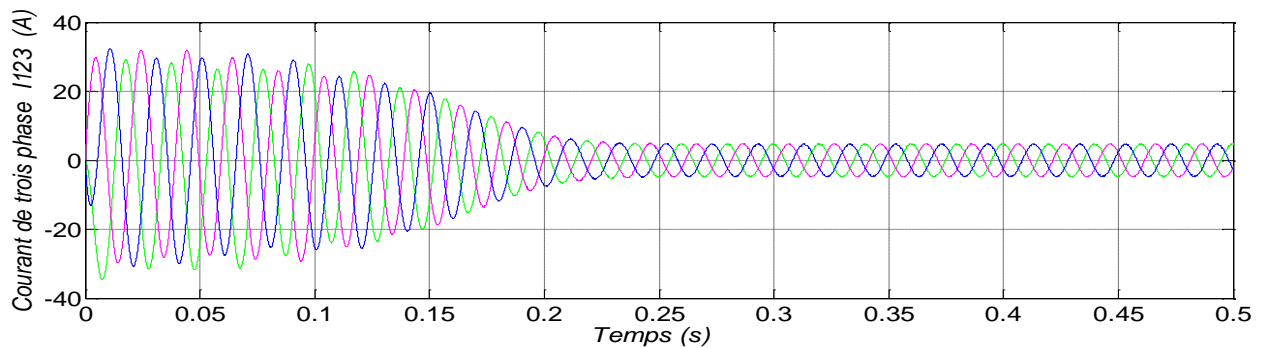


Fig. III.95: Les trois courant statoriques

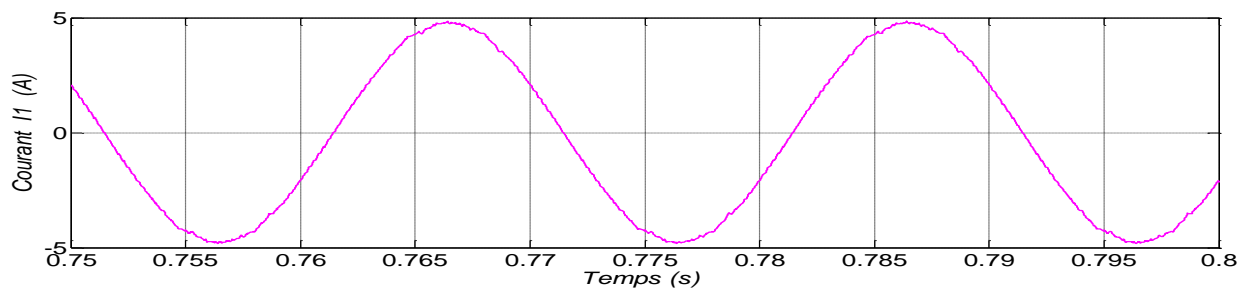


Fig. III.96: Le courant statorique I_1 de la phase 1 en régime permanent

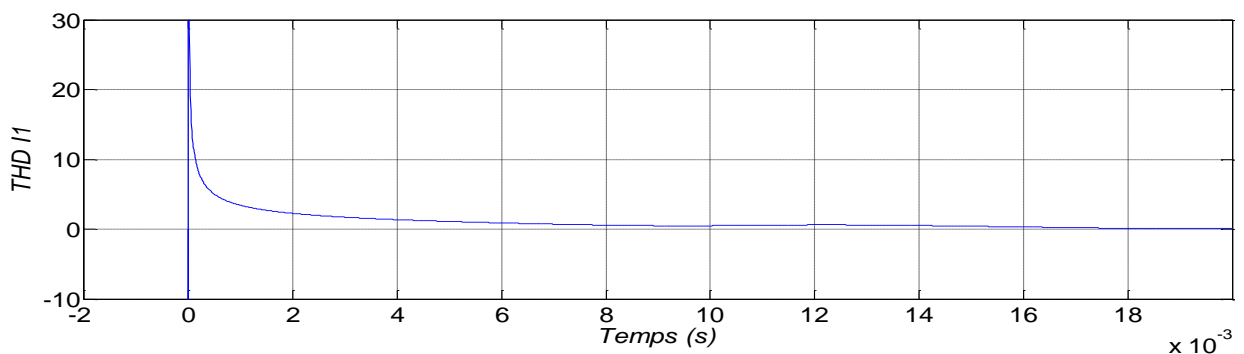


Fig. III.97: La distorsion totale des harmoniques $THD_{I1}=0.0128=1.28\%$

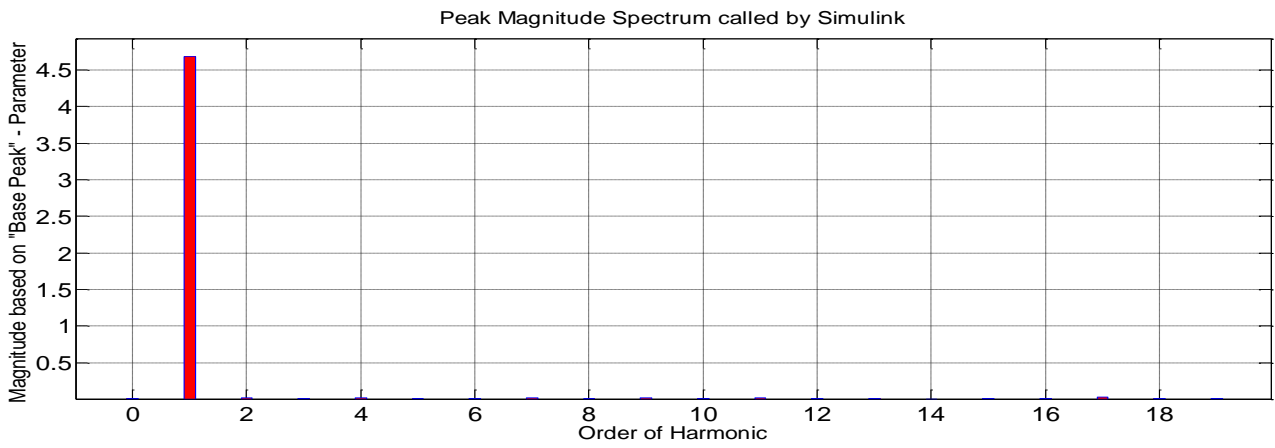


Fig. III.98: Analyse spectrale du courant

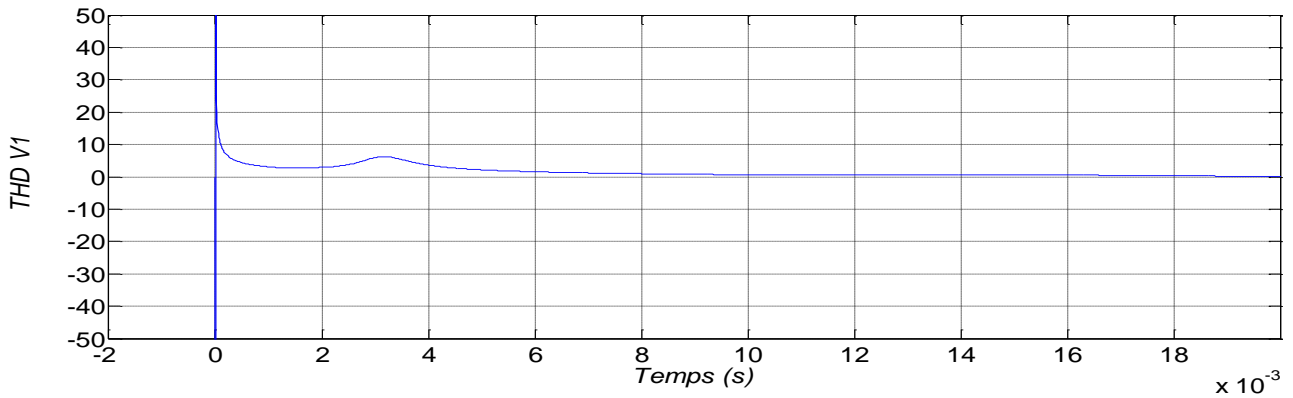


Fig.III.99: La distorsion totale des harmoniques $THD_{V1}=0.0996=9.96\%$

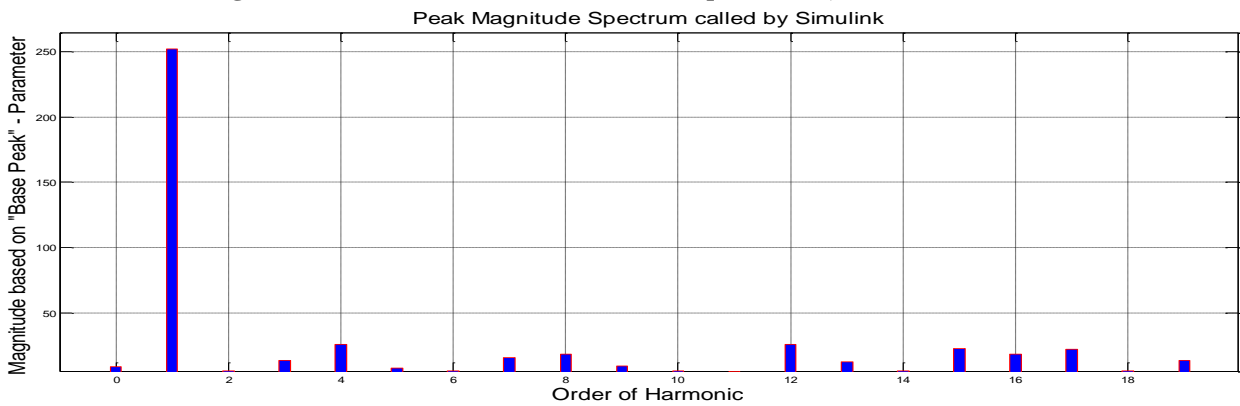


Fig. III.100: Analyse spectrale du tension

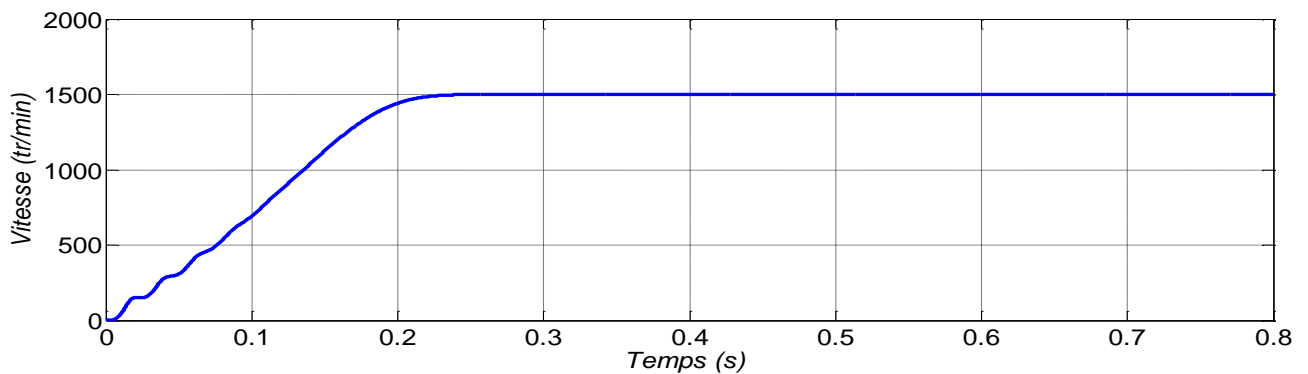


Fig. III.101: La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent $N= 1500$ tr/mn)

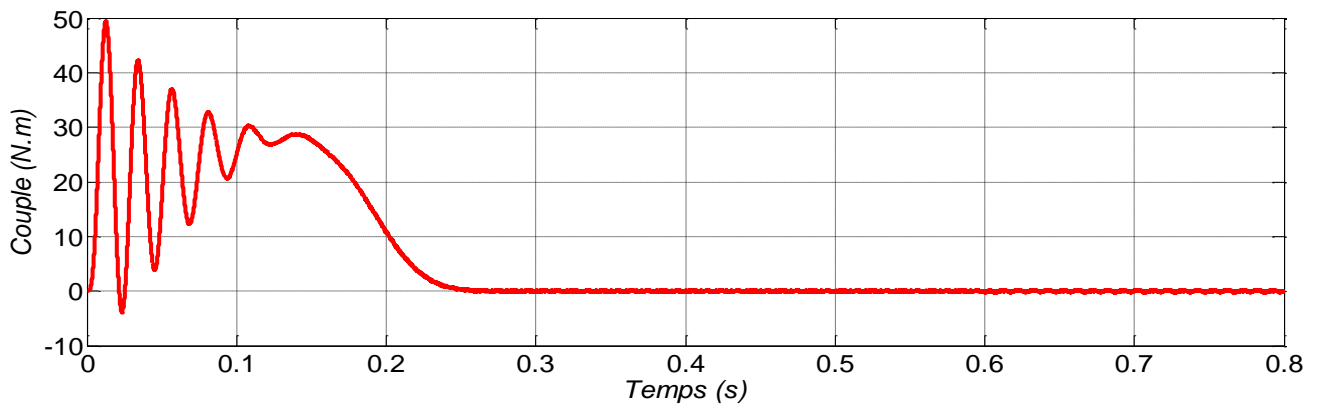


Fig. III.102: La variation de couple du moteur asynchrone ($C_r=0\text{Nm}$)

III.4.10. Interprétation des résultats

après ces essais de simulation, On remarque que :

- A chaque fois en varie les valeurs de l'indice et le temps de modulation nous trouve que :
- Le signal du courant de phase statorique I est presque sinusoïdale.
- Pour les faibles valeurs de m leur allure n'est pas parfaitement sinusoïdale, mais avec l'augmentation de m , on commence à avoir un signal plus proche du signal sinusoïdale.
- Le meilleur résultat obtenu avec $N=96$ et $m=0.8$, où le signal du courant contient moins d'harmoniques, et la valeur de distorsion totale des harmoniques du courant est $\text{THD}\%=0,87\%$ et la valeur de distorsion totale des harmoniques du tension est $\text{THD}\%=9,83\%$ avec temp de stabilité est tres prouche à 0 .
- Le spectre harmonique de la tension simple montre que l'onduleur à sept niveaux produit une tension de sortie avec le plus faible THD par à rapport l'onduleur à deux à trois et à cinq niveaux.
- la tension simple possède (25) niveaux et la tension composée possède (13) niveaux de tension.

En comparant les performances obtenues dans le cas de l'onduleur à sept niveaux avec celles de l'onduleur à deux à trois et à cinq niveaux, on constate que sous les mêmes conditions de fonctionnement (même indice de modulation et même taux de modulation), l'onduleur à sept niveaux produit une tension de sortie contenant moins d'harmoniques. Les variables de sorties de la machine (vitesse et couple) ont effectivement la forme reconnue des variables d'une machine asynchrone.

III.4.11. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons appliqué la modulation vectorielle sur les onduleurs à deux, à trois à cinq et à sept niveaux. Nous avons remarqué que la qualité du signal de sortie de l'onduleur s'améliore dans le cas des onduleurs multiniveaux par rapport à l'onduleur à deux niveaux. Néanmoins, l'algorithme de la modulation vectorielle se complique de plus en plus pour les onduleurs de niveaux plus élevés. cet algorithme sera testé sur un moteur à cage pour vérifier son fonctionnement.

Conclusion générale

Dans l'objectif d'améliorer la tension de sortie d'un onduleur alimentant un moteur asynchrone à cage, dans le travail présenté dans ce mémoire, nous avons réalisé quatre algorithmes de commande par MLI vectorielle pour un onduleur à deux niveaux, onduleur à trois niveaux, onduleur à cinq niveaux et un onduleur à sept niveaux.

Nous avons constaté que la qualité de la tension de sortie s'améliore en passant d'un onduleur à faible niveau à un onduleur de niveau plus élevé, ainsi le régime transitoire de toutes les réponses du moteur étudié tel que le courant, le couple et la vitesse.

L'utilisation de l'onduleur classique à deux niveaux dans le domaine des applications de forte puissance ne convient pas, car elle exige plusieurs limites, Pour contourner ces limites, on a proposé dans la littérature, les onduleurs multiniveaux qui permettent de générer une tension de sortie plus proche à la sinusoïdale. Les topologies utilisés d'onduleurs multiniveaux c'est celles à diodes flottantes, vue sa structure plus simple.

La forme de la tension de sortie dépend également de la méthode utilisée pour la commande de l'onduleur. Dans le but de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, et d'assurer une commande précise, la commande utilisée dans ce travail, c'est la modulation vectorielle.

Après simulation, on constate que l'onduleur à sept niveaux à diode flottante, est celui qui attire le plus d'attention, vue ses meilleurs résultats par rapport aux autres types d'onduleurs (qui ont un nombre de niveaux inférieur).

- Comme perspectives, on va essayer dans les futures travaux d'incarner ces résultats expérimentalement à travers la réalisation des différents types d'onduleurs ainsi l'intégration de leurs algorithmes de commande dans DSP.

Bibliographie

- [1] **Djaafer Lalili**, « *MLI Vectorielle et Commande non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs multiniveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone* », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, Avril, 2009.
- [2] **Bezzalla Amel, Mohamdi Souad**, « *Commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimenté un moteur à cage (étude de comparative entre la modulation à séquence Alignée à droit et celle à séquence symétrique)* », Mémoire de Fin d'Etudes, Université de M'sila, 2009.
- [3] **T. Abdelkrim, E.M. Berkouk, K. Aliouane, K. Benamrane et T. Benslimane**, « *Etude et réalisation d'un onduleur à trois niveaux commandé par MLI vectorielle* », Revue des Energies Renouvelables Vol. 14 N°2 (2011) 211 – 217, 2011.
- [4] **Bouzidi Ali, Bouchareb Mohammed**, « *commande par mode glissant floue d'un D-statcom multiniveaux* », Mémoire de Fin d'Etudes, Université de M'sila, 2011.
- [5] **Hind DJeghloud**, « *filtrage actif de puissance* », Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2007.
- [6] **Ayad Boubakeur, Benkhaouda Soufyane**, « *étude et implémentation des techniques mil appliquées aux onduleurs multiniveaux hybrides* », Mémoire de fin d'études, école militaire polytechnique, 2009.
- [7] **KHoudiri Abdelkader**, « *Fonctionnement en mode dégradé d'un Onduleur Multiniveaux en Cascade* », Mémoire de Magistère, école militaire polytechnique, 2009.
- [8] **Amaia Lopez DE HEREDIA BERMEO**, « *commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension* », Thèse de Doctorat, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble Cidae (Mondragón, Espagne), 2000.
- [9] **Yakoub KHadidja**, « *réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multiniveaux moteur à induction* », Mémoire de Magistère, Université de batna, 2005.
- [10] **Salah Salaheddine, Souikeur mokhtar**, « *contribution à l'étude d'un convertisseur multiniveaux à diodes flottantes* », Mémoire de fin d'études, Université de M'sila, 2007.
- [11] **CHerif Aissa, Bouziane Ahmed**, « *étude simulation des (api) en vue de leurs applications dans le domaine de démarrage des moteurs asynchrone triphasés* », Mémoire de Fin d'Etudes, Université de M'sila, 2007.
- [12] **Gabriel Buche**, « *commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel matlab/simulink* » mémoire de fin d'études conservatoire national des arts et mitres centre régional associe de grenoble (c.u.e.f.a.), 2001.
- [13] **Benhamimid radhwane, Brahimi Nadjib**, « *commande vectorielle d'un système mono-onduleur bi-machines asynchrones* », Mémoire de Fin d'Etudes, Université de M'sila, 2006.

- [14] **Merabet Saddek, Houassine DJaafar**, « Diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage d'écureuil par la méthode de reconnaissance des formes », Mémoire de Fin d'Etudes, Ecole Nationale Polytechnique -ENP-, 2007.
- [15] **Attar Samah, Djegham Khaled**, « *commande par MLI vectorielle d'un onduleur à trois niveaux alimentant un moteur à cage* », Mémoire de Fin d'Etudes, Université de M'sila, 2011.
- [16] **Philippe LE BRUN, Lycée Louis Armand**, « *Variation de vitesse des machines asynchrones* », 173 Bd de Strasbourg 94736 NOGENT sur Marne.
- [17] **Belkhiri Ammar, Tounsi Bilal, Dahmani Abbas**, « *detection des defauts par les reseaux de neurones artificiels de la machine asynchrone contrôlée par la technique du flux oriente* », Mémoire de Fin d'Etudes, Université de M'sila, 2007.
- [18] **Ladghem Chicouche Brahim, Mokhtari Raouf**, « *étude et simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension multi-niveaux* », Mémoire de Fin d'Etudes, Université de M'sila, 2005.
- [19] **Rafik Merad**, « *outils de diagnostic appliques a la machine asynchrone triphasée a cage d'écureuil* », Université Mentouri de Constantine, 2006.
- [20] **Zahir Ait Ouali**, « *Application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone* », Mémoire de Magistère, université mouloud mammeri de tizi-ouzou, 2008.
- [21] **Sehili Miloud, Gueddoud Ettayeb**, « *conception assistée par ordinateur des machines asynchrones a rotor en court circuit* », Mémoire de Fin d'Études, Université de M'sila, 2005.
- [22] **Toufouti Riad**, « *contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone* », Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2008.
- [23] **Ali nesba**, « *Caractérisation du phénomène de la saturation magnétique de la machine asynchrone* », Thèse de Doctorat, École Nationale Polytechnique, 16 janvier 2007.
- [24] **BOUSSIALA Boubakr**, « *Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux «Application sur la Machine Heptaphasée»* », Mémoire de Magistère, école national polytechnique d'alger, 2009.
- [25] **Bouchelaghem Walid, Hadjidj Lamnaouar, Hammoudi Houari**, « *commande de la machine a induction par la technique mars* », Mémoire de fin d'études, Université de M'sila2007.
- [26] **Nasri Farid, Ayche Mohamed**, « *étude des procédés des freinages des moteurs asynchrones triphasés par les automates programmables industriels (A.P.I.)*, Mémoire de fin d'études, Université de M'sila2007.
- [27] **Haddad Salah, Charif Mourad**, « *étude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone* », Mémoire de fin d'études, Université de M'sila2006.

- [28] **Ziane Fateh, ZOuaou Farid**, « *modélisation et identification des machines asynchrones a haut rendement par l'exploitation des algorithmes génétiques* », Mémoire de fin d'études, Université de M'sila 2006.
- [29] **Saadi Nour el houda ,BakhtiIbtissam**, « *conception d'un observateur par modélisant d'une machine a induction* », Mémoire de Fin d'Etudes, Université de M'sila, 2007.
- [30] **Nikola Celanovic**, « *spacevector modulation and control of multilevel converters* », Thèse de Doctorat, SuperconductiveMagneticEnergy Storage, Neutra Point Balancing Problem, Feed-Forward Control, Copyright 2000.
- [31] **Rezgui Salah eddine**, « *commande de machine électrique en environnement matlab/simulink et temps reel application a la machine asynchrone: commande vectorielle sans capteurs mécaniques Sypwm, Mode Glissant, Mras* », Mémoire de Magistère, Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [32] **Berroubi fateh,kharchi ouilid**, « *technique de commande d'un onduleur à MLI associe à une machine à induction* », Mémoire de Fin d'Etudes, Université de M'sila, 2006.
- [33] **Khelifa Benmansour**, « *Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série: Approche Hybride* », Thèse de Doctorat, Université de sergy-pontoise ,2009.
- [34] **DJebbar Mohamed Salah**, « *etude comparative des redresseurs cascades et multiniveaux a commande MLI* », Mémoire de Magistère, université mentouri – Constantine, 2005.
- [35] **María de los Ángeles Martín Prats, Juan Manuel Carrasco Solís, and Leopoldo García Franquelo**, « *New space vector modulation algorithms applied to multilevel converters with balanced DC-link voltage* », HAIT Journal of Science and Engineering B, Volume 2, Issues 5-6, pp. 690-714 Copyright C° 2005 Holon Academic Institute of Technology.
- [36] **Benadel Messaoud**, « *modelisation et simulation des convertisseurs statiques (application a la structure multicellulaire serie)*, Mémoire de Magistère, université m'hamed bougara – boumerdes, 2009.
- [37] **Jean-Sébastien Mariéthoz**, « *étude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques: topologies, modulation et commande* », Thèse de Doctorat N° 3188 (2005), école polytechnique fédérale de Lausanne, 2005.
- [38] **Bouakaz Ouahid**, « *contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux fonctionnent symétrique et asymétrique* », Mémoire de Magistère, Université de batna, 2005.
- [39] **Messguem Walid, MERzougui Walid**, « *commande vectorielle de la machine a synchrone avec asservissement du redresseur MLI multiniveaux* », Mémoire de fin d'études, Université de M'sila 2009.
- [40] **Ali DJerioui, Faris KHelifi**, « *commande et observation par mode glissant des convertisseurs multicellulaires series* », Mémoire de Fin d'Etudes, Université de M'sila, 2009.

- [41] **Kamil Mohammed, NouriSalih**, « *commandes non linéaires d'un filtre actif parallèle* », Mémoire de fin d'études, Université de M'sila 2010.
- [42] **Abdelmalek Boulahia**, « *Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique* », Mémoire de Magistère, Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [43] **Bouakaz Ouahid**, « *contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux fonctionnent symétrique et asymétrique* », Mémoire de Magistère, Université de batna, 2005.
- [44] **Wu Hongxia, Hu Xuezhi**, « *Reserch of SVPWM Variable Frequency Speed Regulation System Based on TMS320LF2407A* », Huangshi Institute of Technology, Huangshi, Hubei 435003, China, 978-0-7695-3505-0/08 \$25.00 © 2008 IEEE.
- [45] **Jian-Yong Zheng, Zhang-LiangShen, Jun Mei, Li-Feng Wang** « *An Improved Neutral-Point Voltage Balancing Algorithm for the NPC Three-Level Inverter Based on Virtual Space Vector PWM* », School of Electrical Engineering Southeast University Nanjing, China, 2010 International Conference on Electrical and Control Engineering.
- [46] **Ch. Charumit, V. Kinnares**, « *Carrier-based unbalanced phase voltage space vector PWM strategy for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives* » Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10250, Thailand. Electric Power Systems Research 79 (2009) 1127–1135.
- [47] **Alain Donzel**, « *Analyse géométrique et commande active sous observateur d'un onduleur triphasé à structure multicellulaire série* », Thèse de Doctorat, Laboratoire d'Automatique de Grenoble, 27 Septembre 2000.
- [48] **S.Rafa, H.Zeroug, L.Hocine, K.Boudjit**, « *Simulation sur Matlab/Simulink et implémentation sur DSP/FPGA de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (PMSM) alimenté par un onduleur de tension à Modulation vectorielle (SVM)* », Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumedienne. BP N°32 El Alia, Alger, Algérie.
- [49] **P. Purkait and R. S. Sriramakavacham**, « *A New Generalized Space Vector Modulation Algorithm for Neutral-point-clamped Multilevel Converters* » Birla Institute of Technology, India, progress In Electromagnetics Research Symposium 2006, Cambridge, USA, March 26-29.
- [50] **Lotfi BENGHERAB, Ahmed SIOUANI**, « *Observabilité Des Tensions Intermédiaires d'un Convertisseur Multicellulaire : Théorie et Expérimentation* », Mémoire de fin d'études, Laboratoire de Commande des Processus Ecole Nationale Polytechnique, 10, AV. Hassen Badi, El-Harrach, Algérie, 2009.
- [51] **P. Satish Kumar, J. Amarnath, S.V.L. Narasimham**, « *A Qualitative Space Vector PWM Algorithm for a Five-level Neutral Point Clamped Inverter* », ICGST-ACSE Journal, ISSN 1687-4811, Volume 9, Issue I, June 2009.

- [52] **D.Lalili, N.Lourci, E. M. Berkouk et F. Boudjema**, « Méthode simplifiée de la modulation vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux », 3rd International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Télécommunications March 27-31, 2005 – TUNISIA.
- [53] **Said Barkati, Lotfi Baghlib, El Madjid Berkouk, Mohamed-Seghir Boucherit**,« *Harmonic elimination in diode-clamped multilevel inverter using evolutionary algorithms*», Electric Power Systems Research 78 (2008) 1736–1746.