

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTRIQUE
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Thème

***COMMANDE PAR MLI VECTORIELLE D'UN
ONDULEUR A TROIS NIVEAUX ALIMENTANT
UN MOTEUR À CAGE***

Proposé et dirigé par :

Monsieur : BENDAIKHA A/Malik

présenté par :

ATTAR Samah
DJEGHAM Khaled

Année universitaire :2010/2011

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Année universitaire :2010/2011

Proposé et dirigé par : Monsieur BENDAIKHA A/ malik

présenté par : ATTAR Samah et DJEGHAM Khaled

Thème :

COMMANDE PAR MLI VECTORIELLE D'UN ONDULEUR A
TROIS NIVEAUX ALIMENTANT UN MOTEUR À CAGE

Résumé :

Dans ce travail un algorithme basé sur la commande par modulation vectorielle d'un onduleur de tension à trois niveaux est développé. Le schéma utilisé pour développer cet algorithme de commande est basé sur la séquence symétrique à cause de la symétrie de l'onde de commutation.

Un moteur à cage est utilisé pour tester cet algorithme. Les résultats de simulation montrent qu'à cause de la tension composée élevée, le couple généré par ce moteur est élevé. Cela donne une meilleure réponse dynamique du moteur et une moindre distorsion harmonique des tensions ou/et des courants.

Mots clés :

Onduleur deux niveaux ,onduleur trois niveaux , commande par MLI vectorielle ,moteur asynchrone à cage ,indice de modulation

Remerciements

Tout d'abord nous remercions le bon Dieu tout puissant de la bonne sante, de la volonté et de la patience qu'il nous a accordées tout au long de nos études.

Nous tenons en premier lieu a remercier cordialement, notre cher encadreur M. r BENDAIKHA Malik.

Les mêmes expressions de reconnaissance vont également au chef de département M.Benjaima Bachir pour les facilites qu'il les a mis a notre disposition. Ainsi que tous les enseignants.

Dédicace

- *A mes très chers parents pour les sacrifices et les encouragements qu'ils n'ont cessé de me Conférer. Que dieu les garder éternellement heureux.*
- *A mes frères, mes sœurs Mohamed, Karim ,abdelhafid ,faten et kheloud et surtout hodhaifa ,doaa et Khadîdja .*
- *A tous mes amis en particulier Ridha, Karim, Hichem, Mohamed, Belgacem , Issam , Imad , youcef, Djalal manchon et Fensika qui me pousse toujours*
- *A tout les personés qui me connais*
- *Khaled et toute la promo d'électrotechnique 2011.*
- *A tous mes voisins.*
- *A tous mes professeurs d'électromécanique qui ont contribués a ma formation d'ingénieur.*
- *A tous qui me sont chers.*

*A la fin je veux dit que je suis désolés si j'ai fais malle à
quelqu'un*

Sameh ATTAR

DEDICACE

Je dédie ce mémoire :

*A mes parents avec toute ma gratitude pour tous ces
années de sacrifices et de d'encouragement.*

*A tous mes profs qu'ils m'ont appris durant toutes mes
années d'étude a mes frères.*

*A tous mes amies que je ne vais pas nommer car il
Sant nombreux et je ne sais pas qui choisir.*

A tous mes collègues sans exception

A toutes les promos 2011 surtout électromécanique

DJEGHAM Khaled

	page
Sommaire.....
<input type="checkbox"/>	
Liste des symboles et abréviations.....
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Liste des	
figures <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>
Liste des Tableaux.....
<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Introduction générale1

CHAPITRE -I-

Principe de l'MLI vectorielle à deux niveaux

I .1. Introduction3
I .2. Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux4
I .3. Fonctions de commutation4
I .4. Etats d'un bras de l'onduleur5
I .5. Etats de l'onduleur.....6
I .6. Tensions de sortie de l'onduleur.....6
I .7. Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel.....7
I .8. Vecteur tension de référence.....8
I .9. Période d'échantillonnage.....10
I .10. Séquence des états de l'onduleur.....10
I .11. Conclusion15

CHAPITRE-II-

Principe de l'MLI vectorielle à trois niveaux

II.1. Introduction.....16
II .2. Topologies des onduleurs multi niveaux16

II .2.1. Onduleur à sources séparées.....	16
II.2 .2. Onduleur à capacités flottantes.....	17
II.2.3. Onduleur à diodes flottantes.....	17
II.3. Description de l'onduleur à trois niveaux.....	18
II .4. Fonctions de commutation.....	19
II.5. Etats d'un bras de l'onduleur.....	19
II.6. Etats de l'onduleur.....	20
II.7. Tensions de sortie.....	20
II.8. Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel.....	22
II.9. Vecteur tension de référence.....	24
II.10. Séquence des états de l'onduleur.....	25
II .11.Conclusion.....	34

CHAPITRE-III-

Modélisation d'un moteur à cage et simulation de l'ensemble (onduleur moteur)

III.1. Introduction.....	35
III.2. Description du moteur asynchrone à cage.....	35
III.3. Problèmes posés par le moteur asynchrone.....	37
III.4. Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	37
III.4.1. Modèle électrique.....	37
III.4.2. Modèle dynamique.....	37
III.4.3. Equation de tension.....	38
III.4.4. Equation magnétique.....	38
III.4.5 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasee.....	39
III.5. Simulation numérique.....	41
III.5.1 Résultats de simulation	45
III.5.2. Interprétation des résultats	58
III.6.Conclusion	59
CONCLUSION GENERAL	60

BIBLIEUGRAPH

Liste des symboles et abréviations

S_{ij} interrupteur

F_{ij} une fonction de commutation

v_1^* , v_2^* et v_3^* les trois tensions de référence sinusoïdales

V_{dc} la tension continue d'alimentation de l'onduleur (V)

V_{ref} Tension référence (V)

v_d, v_q les composant de V_{ref} sur le plan p-q (V)

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

θ : position angulaire du vecteur v_{ref}

T_s La période d'échantillonnage (s)

T la période des tensions de référence (s)

α c'est la position angulaire du vecteur v_s^* à l'intérieur d'un secteur

V_s tension passe ou stator (V)

V_r tension passe ou retour (V)

I_s courant de stator (A)

I_r courant de rotor (A)

R_s résistance de stator (Ω)

R_r résistance de rotor (Ω)

Φ_s flux de sator

Φ_r flux de rotor

m l'indice de modulation

MLI modélisation de largeur d'implution

Mas moteur asynchrone a cage

GTO **thyristor** blocable par la gâchette (gate turnoff thyristor)

THD Total harmonic distortion

FFT Transformée de Fourier rapide (fast Fourier transform)

Liste des figures

CHAPITRE I

Figure I.1: Structure de l'onduleur à deux niveaux.....	4
Figure I.2: Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.....	5
Figure I.3: Les huit états de l'onduleur à deux niveaux.....	6
Figure I.4: Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.....	8
Figure I.5: Etats X, Y et Z pour chaque secteur	11
Figure I.6: Forme des fonctions logiques F_{ij} pour les six secteurs.....	13
Figure I.7: Schéma bloc de la modulation vectorielle.....	14

CHPITRE II

Figure II.1. Onduleur multiniveaux à sources séparées.....	17
Figure II.2: Onduleur multiniveaux à capacités flottantes.....	18
Figure II.3: Onduleur à trois niveaux à diodes flottantes.....	18
Figure II.4. Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.....	20
Figure II.5: Etats de l'onduleur.....	22
Figure II.6: Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux	24
Figure II.7: Secteurs et régions du diagramme vectoriel.....	24
Figure II.8: Etats X, Y et Z pour les différentes régions du diagramme vectoriel.....	26
Figure II.9 : La position de V_{ref} à les quatre région de 1 ^{er} secteur.....	27
Figure II.10 : les compesant a et b de V_{ref}	27
Figure II.11: Fonctions logiques F_{ij} dans les quatre régions du premier secteur.....	33

CHPITRE III

Figure III.1 : Moteur asynchrone (catalogue Leroy-Somer).....	36
Figure III.2 : Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire.....	37
Figure III.3: Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente	40
Figure III.4 Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur à trois niveaux commandé par MLIVectorielle	44
Figure III.5 : L'angle du vecteur de référence.....	45
Figure III.6 : Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps.....	45
Figure III .7 : Trajectoire du vecteur de référence avec le vecteur de la tension de sortie.....	45
Figure III.8: Les tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur.....	46
Figure III.9: La tension composée V_{ab}	46
Figure III.10: Les trois courant statoriques.....	47
Figure III.11 Le courant statorique I_a de la phase A en régime permanent.....	47
Figure III.12 La distorsion totale des harmoniques $THD_{Ia}=10.39\%$	47

Figure III.13 Analyse spectrale du courant.....	47
Figure III.14 La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent N= 1000,50tr/mn)	48
Figure III.15 La variation de couple du moteur asynchrone (cr=0Nm).....	48
Figure III.16: Les tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur.....	49
Figure III.17: La tension composée V_{ab}	49
Figure III.18: Les trois courant statoriques.....	49
Figure III.19: Le courant statorique I_a en régime permanent	49
Figure III.20: La distorsion totale des harmoniques $THD_{Ia}=3.623\%$	50
Figure III.21: Analyse spectrale du courant.....	50
Figure III.22 La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent N= 1000,50tr/mn).....	50
Figure III.23 La variation de couple du moteur asynchrone (cr=0Nm).....	50
Figure III.24: Les tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur.....	51
Figure III.25: La tension composée V_{ab}	51
Figure III.26: Les trois courant statoriques.....	52
Figure III.27 Le courant statorique I_a de la phase A en régime permanent	52
Figure III.28 La distorsion totale des harmoniques $THD_{Ia}=2.862\%$	52
Figure III.29 Analyse spectrale du courant	52
Figure III.30 La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent N= 1000,50tr/mn)	53
Figure III.31 La variation de couple du moteur asynchrone (cr=0Nm).....	53
Figure III.32: Les tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur.....	54
Figure III.33: La tension composée V_{ab}	54
Figure III.34: Les trois courant statoriques	54
Figure III.35 : Le courant statorique I_a de la phase A en régime permanent	54
Figure III.36 La distorsion totale des harmoniques $THD_{Ia}=2,386\%$	55
Figure III.37 Analyse spectrale du courant	55
Figure III.38 La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent N= 1000,50tr/mn).....	55
Figure III.39 La variation de couple du moteur asynchrone (cr=0Nm).....	55
Figure III.40: Les tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur.....	56
Figure III.41: La tension composée V_{ab}	56
Figure III.42: Les trois courant statoriques.....	57
Figure III.43 Le courant statorique I_a de la phase A en régime permanent	57
Figure III.44 La distorsion totale des harmoniques $THD_{Ia}=1,524$	57
Figure III.45 Analyse spectrale du courant	57
Figure III.46 La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent N= 1000,50tr/mn)	58
Figure III.47 La variation de couple du moteur asynchrone (cr=0Nm).....	58

Liste des Tableaux

CHAPITRE I

Tableau I.1: Etats d'un bras de l'onduleur ($x = 1, 2$ ou 3)	5
Tableau I.2: Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.....	14

CHAPITRE II

Tableau II .1: Etats d'uns bras de l'onduleur ($x = 1, 2$ ou 3).....	18
Tableau II.2: Décomposition de les équation de temps.....	25
Tableau II.3 : Les expressions de les équations de temps pour chaque région.....	26
Tableau II.4: Séquences des états dans les différentes régions du diagramme vectoriel..	28
Tableau II.5: Durées de fermeture des interrupteurs dans le cas du premier secteur....	29

CHAPITRE III

Tableau III.1 Les différents éléments de la machine asynchrone.....	33
Tableau III.2 Les paramètres techniques du moteur asynchrone.....	39

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.

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.

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. L'objectif de cet axe de recherche est d'améliorer la qualité de la tension de sortie, ainsi que de contourner les problèmes liés aux onduleurs à deux niveaux. L'objectif d'amélioration de la tension de sortie de l'onduleur peut être atteint soit par modification du circuit de l'onduleur lui-même, soit par le choix de la stratégie de sa commande.

Il existe trois topologies d'onduleurs multiniveaux : les onduleurs à diodes flottantes, les onduleurs à capacités flottantes et les onduleur en cascade [1]. 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 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.

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 [2][3][4][5][6][7][8][9][10].

La modulation vectorielle, proposée par [11] est reconnue comme étant la plus performante et la plus utilisée parmi ces méthodes de modulation. Néanmoins, avec l'augmentation du niveau de l'onduleur, Plusieurs travaux de recherche appliquent la modulation vectorielle sur les onduleurs à trois niveaux [12][13] [14] et à cinq niveaux [15] [16] [17]. 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. [18] [19] [20].

Dans ce travail notre système est composé d'un moteur à cage alimenté par un onduleur de tension commandé en **MLI** vectorielle. Cette méthode de commande permet d'éliminer la majorité des inconvénients cités ci-dessus. Un algorithme de commande de l'onduleur basé sur la modulation du vecteur spatial avec la séquence symétrique (SVM symétrique séquence) est développé. Cet algorithme est testé sur un moteur à cage pour vérifier son fonctionnement. Les résultats obtenus sont très encourageants, le nombre de commutation est réduit d'où les pertes dues à l'ouverture et à la fermeture des semi-conducteurs sont minimisés. Le taux d'harmonique est réduit à un niveau minimal (**THD**), ce qui montre l'efficacité de cet algorithme donc, la méthode de commande MLI vectorielle.

I.1.Introduction

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

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

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 multi niveaux [21],[12],[1].

Les onduleurs multi niveaux 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.

La forme de la tension de sortie dépend également de la méthode utilisée pour la commande de l'onduleur. Généralement on utilise des commandes par modulation de largeurs d'impulsions. On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangulosinoïdale, 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.

Dans ce chapitre, on applique la modulation vectorielle pour la commande de l'onduleur à deux niveaux.

I.2. Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux

L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux 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 Figure (I.1). L'interrupteur bidirectionnel peut être réalisé par un transistor de puissance en antiparallèle avec une diode de puissance. 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 [23].

I.3. Fonctions de commutation

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

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

La complémentarité entre les deux interrupteurs de chaque bras impose l'équation suivante:

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

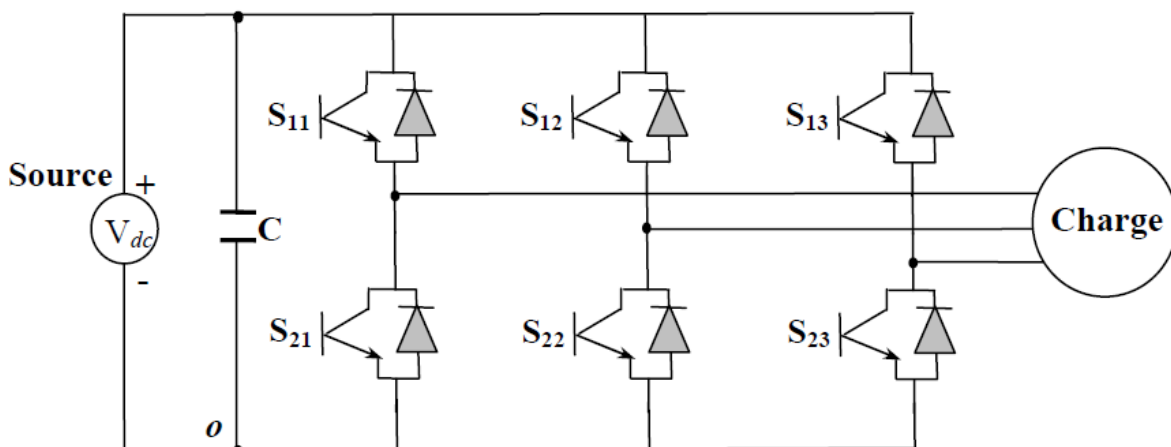


Figure I.1: Structure de l'onduleur à deux niveaux.

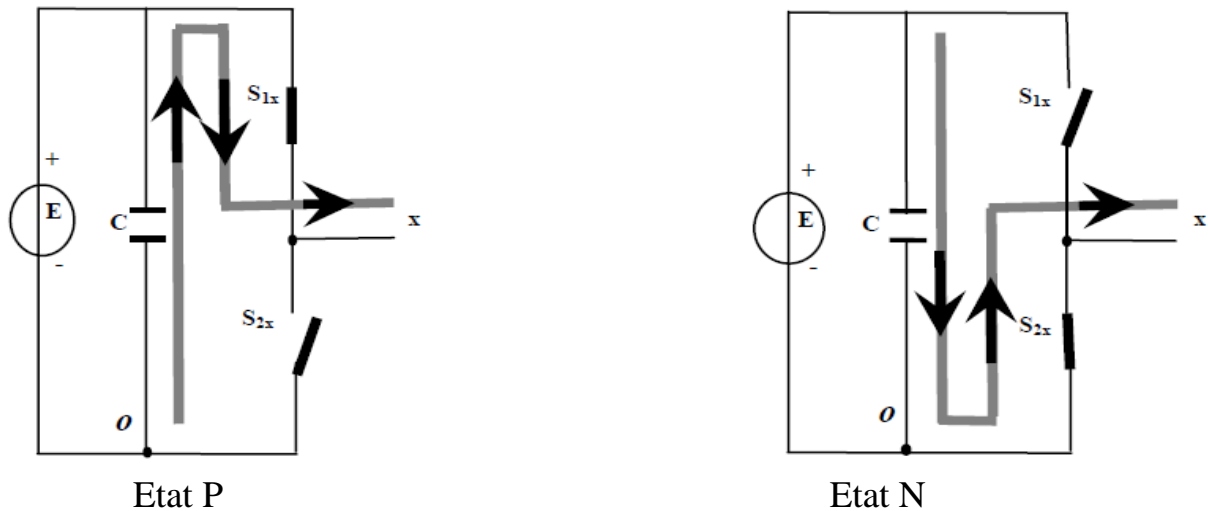


Figure I.2: États de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.

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

Etat	Bras 1		Bras 2		Bras 3		Tensions de sortie		
	F_{11}	F_{21}	F_{12}	F_{22}	F_{13}	F_{23}	F_{10}	F_{20}	F_{30}
P	1	0	1	0	1	0	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}
N	0	1	1	0	1	0	0	0	0

I.4. États d'un bras de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur a deux états possibles Figure (I.2):

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

Etat N: L'interrupteur du bas S_{2x} ($x = 1, 2$ ou 3) est fermé, tandis que l'interrupteur du haut S_{1x} ($x = 1, 2$ OU 3) est ouvert. La tension de sortie par rapport au neutre (o) de la source est 0. Le tableau (I.1) donne la correspondance entre les états des bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie.

I.5. Etats de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède $2^3 = 8$ états:

PPP, PPN, PNN, PNP, NNN, NNP, NPP et NPN. Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état P ou état N). Par exemple, l'état PNN indique que le premier bras est à l'état P ($v_{10}=E$), le deuxième est à l'état N ($v_{20}=0$) et le troisième est à l'état N ($v_{30}=0$). La configuration de l'onduleur pour chacune de ces états est représentée à la Figure(1.3).

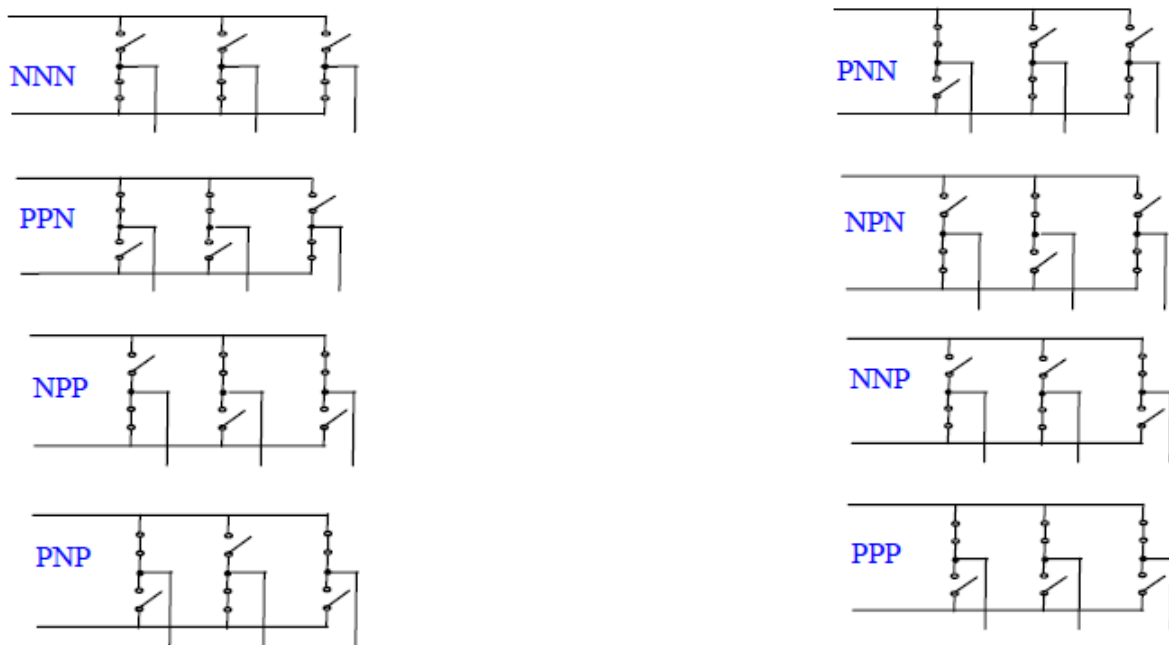


Figure I.3: Les huit états de l'onduleur à deux niveaux.

I.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 :

$$\begin{pmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \end{pmatrix} V_{dc} \quad (I.3)$$

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

Les tensions composées entre les phases sont données par:

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

En supposant que la charge triphasée est équilibrée, on déduit les tensions triphasées de sortie par rapport au point neutre de la charge triphasée:

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{11} - F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} + 2F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} - F_{12} + 2F_{13} \end{pmatrix} V_{dc} \quad (I.5)$$

A partir des équations (I.3), (I.4) et (I.5), on déduit que:

- Les tensions triphasées par rapport au neutre de la source v_{10}, v_{20}, v_{30} peuvent prendre deux valeurs: , 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: $-V_{dc}, V_{dc}, 0$.
- Les tensions triphasées par rapport au neutre de la charge v_1, v_2 et v_3 peuvent prendre cinq valeurs: $-2/3V, -1/3V, 0, 1/3V$ et $2/3V$.

I.7. Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel

On définit le vecteur tension de sortie v_{ref} par:

$$v_{ref} = v_{10} \cdot e^{j0} + v_{20} \cdot e^{-j2\pi/3} + v_{30} \cdot e^{j2\pi/3} \quad (I.6)$$

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

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & -1/3 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \end{pmatrix} \quad (I.7)$$

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

$$v_{ref} = v_d + jv_q \quad (I.8)$$

Ce vecteur prend huit positions discrètes dans le plan $d-q$. Ces positions correspondent aux huit états de l'onduleur: six positions à tensions non nulles, correspondantes aux états PNN, PPN, NPN, NPP, NNP et PNP, et deux positions à tensions nulles correspondantes aux états PPP et NNN. Les positions du vecteur v_s dans le plan $d-q$ sont représentées sur le diagramme vectoriel de la Figure (I.4). Les six positions à tensions non nulles divisent le plan $d-q$ en six secteurs triangulaires égaux de largeur 60° .

I.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:

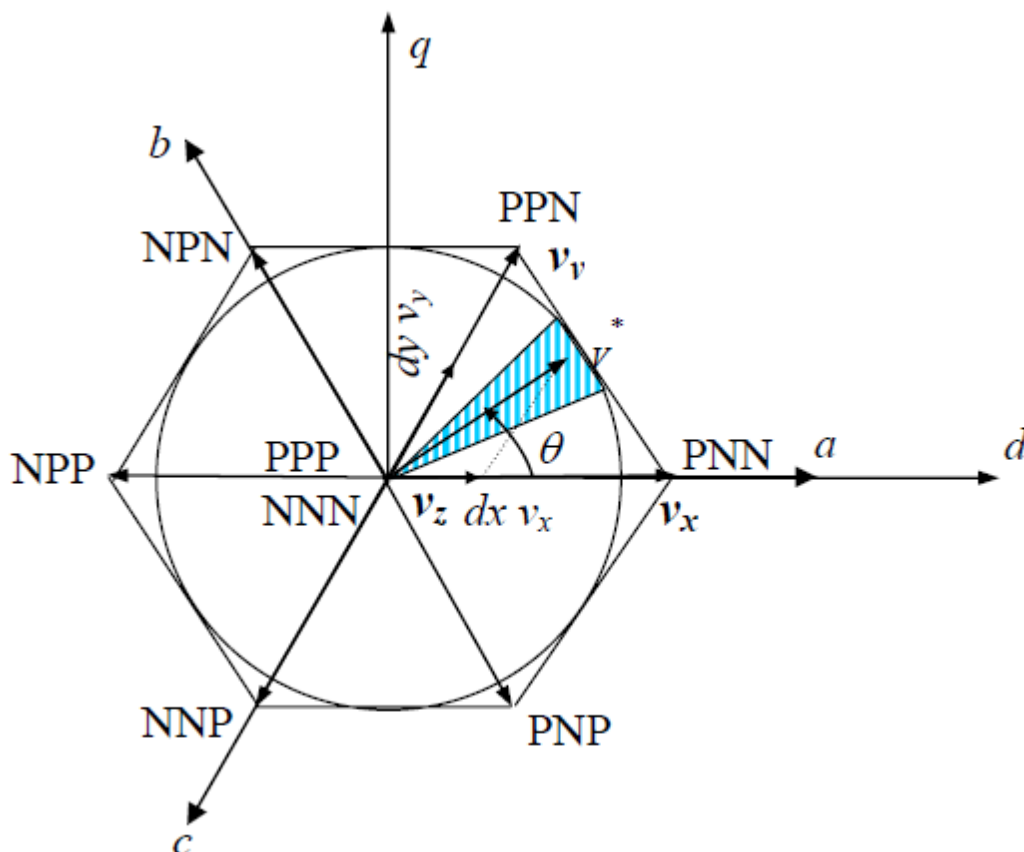


Figure I.4: Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.

$$\begin{aligned}
 v_s^* &= v_1^* \cdot e^{j0} + v_2^* \cdot e^{-j2\pi/3} + v_3^* \cdot e^{j2\pi/3} \\
 &= v_d^* + j v_q^* \\
 &= r \cdot V_{\max} \cdot e^{j\theta}
 \end{aligned}
 \tag{I.9}$$

avec:

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

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

θ : position angulaire du vecteur v_s^* .

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 Figure (I.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:

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2\pi/3 \leq \theta < \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta < 4\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4\pi/3 \leq \theta < 5\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5\pi/3 \leq \theta < 2\pi \end{cases}
 \tag{I.10}$$

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^* :

$$\overline{v_s} = v_s^* = r V_{\max} e^{j\alpha} = dx \cdot v_x + dy \cdot v_y + dz \cdot v_z
 \tag{I.11}$$

Avec :

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

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

T_s : période d'échantillonnage de l'onduleur;

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

On a:

$$T_x + T_y + T_z = T_s \quad \text{et} \quad dx + dy + dz = 1
 \tag{I.12}$$

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 Figure (1.4). 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, comme indiqué sur la Fig.1.4. Ainsi, le module maximal admissible du vecteur v_s^* est :

$$V_{\max} = V_{dc} \cos \frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \quad (\text{I.13})$$

L'amplitude de la tension simple de sortie de l'onduleur se déduit du module V_{\max} par l'expression :

$V_{\max} / (1,5\sqrt{2})$, ce qui donne $\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}} \approx 0,408V_{dc}$. L'amplitude de la tension composée est alors: $V_{dc} / \sqrt{2} \approx 0,707V_{dc}$.

I.9. Période d'échantillonnage

La période d'échantillonnage T_s représente une fraction minime de la période T des tensions de référence v_1^* , v_2^* et v_3^* . Elle correspond à un intervalle de largeur $(T_s/T).2\pi$ sur le diagramme vectoriel, appelé intervalle d'échantillonnage. Cet intervalle est représenté par la partie hachurée de la Figure (I.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.

I.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 Figure (I.4), le vecteur v_s^* est contenu dans le premier secteur ($S=1$ dans l'équation (I.10)), ce qui signifie que le vecteur v_x est celui généré par l'état PNN (appelé alors état X), le vecteur est celui généré par l'état PPN

(appelé état Y) et le vecteur v_z est celui généré par l'état PPP (appelé Z1) ou l'état NNN (appelé Z2). La Figure(1.5) indique les états X, Y et Z pour chacun des six secteurs.

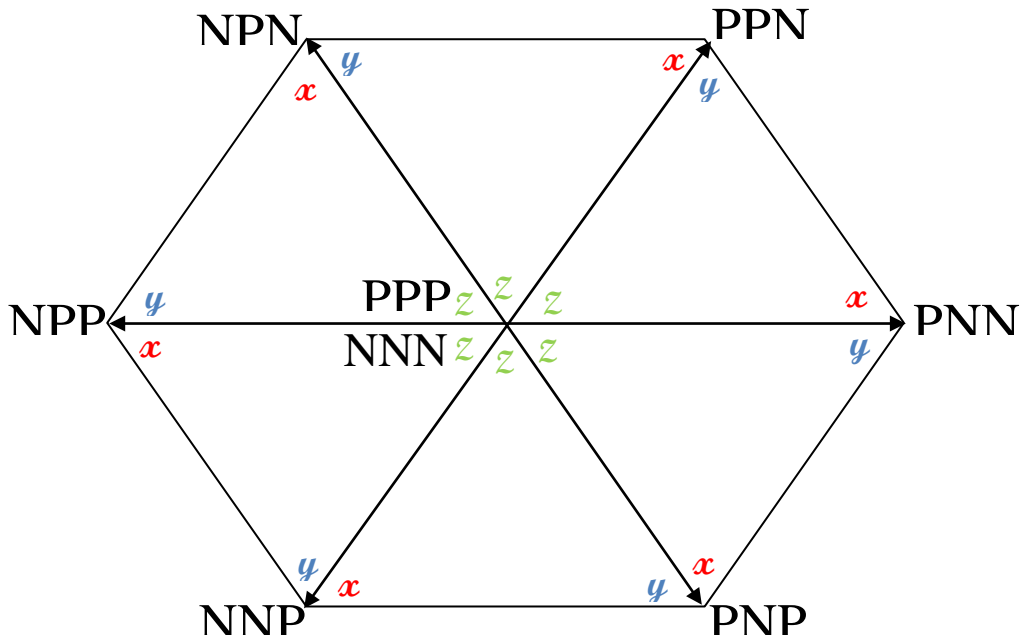


Figure I.5: Etats X, Y et Z pour chaque secteur

Pour déduire les rapports , et d_x, d_y et d_z , on décompose l'équation (I.11) suivant les deux axes d et q ce qui donne les deux équations suivantes:

$$\frac{\sqrt{3}}{2}r. \cos \alpha = d_x + \frac{1}{2}d_y \tag{I.14}$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2}r. \sin \alpha = \frac{\sqrt{3}}{2}d_y$$

La résolution du système des équations (I.12) et (I.14) permet de déterminer d_x, d_y et d_z :

$$\begin{aligned} d_x &= m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ d_y &= m \cdot \sin \alpha \\ d_z &= 1 - d_x - d_y \end{aligned} \tag{I.15}$$

L'équation (1.15) s'applique à tous les secteurs composant le diagramme vectoriel, étant donné que le repère stationnaire $d - q$ peut être orienté sur n'importe quelle position discrète du vecteur tension v_s .

Ainsi, pour générer des tensions de sortie v_1, v_2 et v_3 aussi proches que possible des tensions de référence v_1^*, v_2^* et v_3^* , durant chaque période d'échantillonnage T_s , on applique l'état X pendant une durée $d_x T_s$, l'état Y pendant une durée $d_y T_s$, et l'état Z pendant le reste de la période $d_z T_s$.

L'état Z peut prendre deux valeurs : $Z_1 = PPP$ ou $Z_2 = NNN$. Les deux valeurs génèrent une tension de sortie identique et nulle. On peut choisir alors l'une ou l'autre des deux valeurs (pendant la durée) 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:

$$\begin{aligned} &|Z_2 - X - Y - Z_1|Z_1 - Y - X - Z_2|L L \text{ si } s = 1,3 \text{ ou } 5 \\ &|Z_2 - Y - X - Z_1|Z_1 - X - Y - Z_2|L L \text{ si } s = 2,4 \text{ ou } 6 \end{aligned} \quad (I.16)$$

Cette succession des états 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;
- 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 Figure (I.6).

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

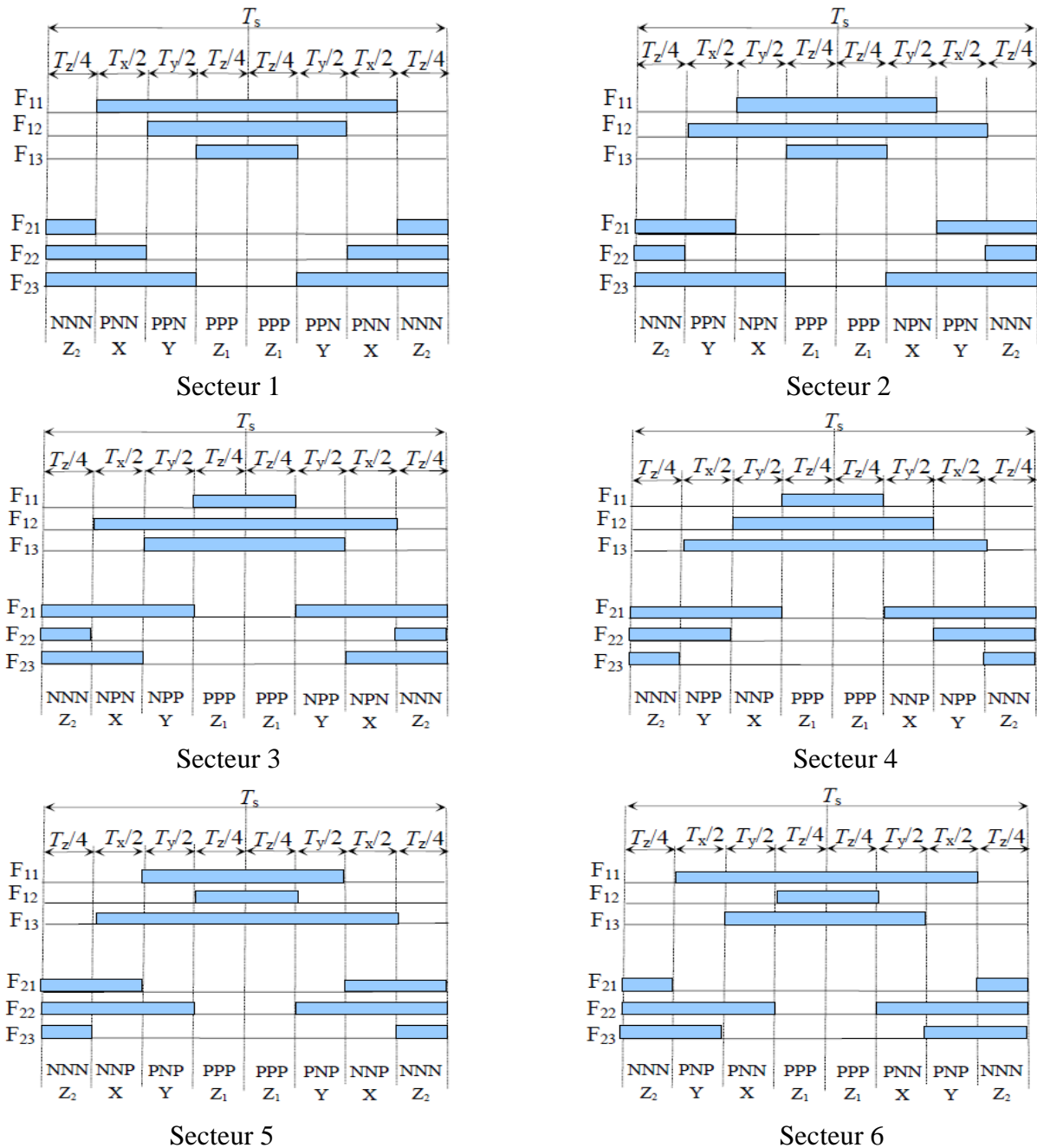


Figure I.6: Forme des fonctions logiques F_{ij} pour les six secteurs

A partir de la Figure (I.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 (I.2).

Tableau I.2: Durées de fermeture des interrupteurs par secteur

secteur	Interrupteurs du haut S_{11} , S_{12} , S_{13}	Interrupteurs du bas S_{21} , S_{22} , 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	$S_{11} : T_z / 2$ $S_{12} : T_y + T_z / 2$ $S_{13} : T_x + T_y + T_z / 2$	$S_{21} : T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{22} : T_x + T_z / 2$ $S_{23} : T_z / 2$
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	$S_{11} : T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{12} : T_z / 2$ $S_{13} : T_y + T_z / 2$	$S_{21} : T_z / 2$ $S_{22} : T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{23} : T_x + T_z / 2$

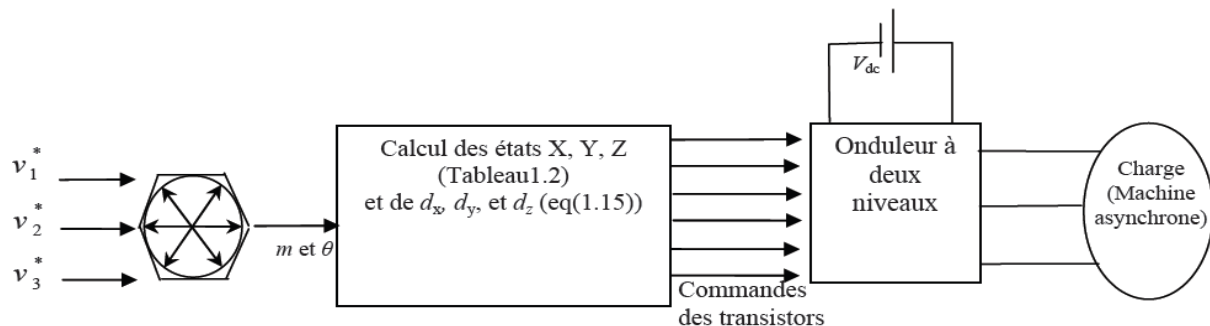


Figure I.7: Schéma bloc de la modulation vectorielle.

Le schéma bloc de la modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux est représenté à la Figure (I.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(I.9). On déduit par la suite le secteur S contenant le vecteur de référence équation (I.10), et on déduit les états X , Y et Z à appliquer Tableau(I.1) et leur durées d'application pendant la période d'échantillonnage équation(I.15). A partir des états à appliquer, on déduit les états ouvert ou fermé des interrupteurs de chaque bras section (I.1), ainsi que leurs durées de fermeture tableau (I.2).

I.11.Conclusion

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

II.1. Introduction

Les onduleurs trois niveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs deux niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel [29] :

a) *Avantages technologiques* : Dans les onduleurs trois niveaux, la répartition de la tension est obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semi-conducteur indépendamment des autres [30],[31]. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus performant pendant les commutations. La tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus simple à gérer [9],[10].

b) *Avantages fonctionnelles pour le convertisseur* : possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance [27],[29]. Possèdent de meilleurs compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage) [30],[32].

c) *Avantages fonctionnelles pour la machine* : le nombre de tension généré par un onduleur trois niveaux plus élevé que celui de onduleur 2-niveaux de tension, ce qui permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique [26],[27],[29]. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation du temps de vie des isolants ou la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine. Nous présentons ci-dessous, d'une manière bref, les principales topologies des onduleurs multi-niveaux évoquées dans la littérature.

II.2. Topologies des onduleurs multiniveaux

Plusieurs topologies des onduleurs multiniveaux sont proposées dans la littérature. Les trois topologies qui attirent le plus d'intérêts sont les suivantes [1]:

II.2.1 Onduleur à sources séparées

La structure de l'onduleur à sources séparées est présentée à la Figure (II.1). Elle consiste à mettre en cascade, pour chaque phase, plusieurs onduleurs monophasés à deux niveaux, alimentés par des sources continues séparées. L'inconvénient de cette topologie est la nécessité d'isolation des sources continues des trois phases, ainsi que le nombre élevé des composants utilisés.

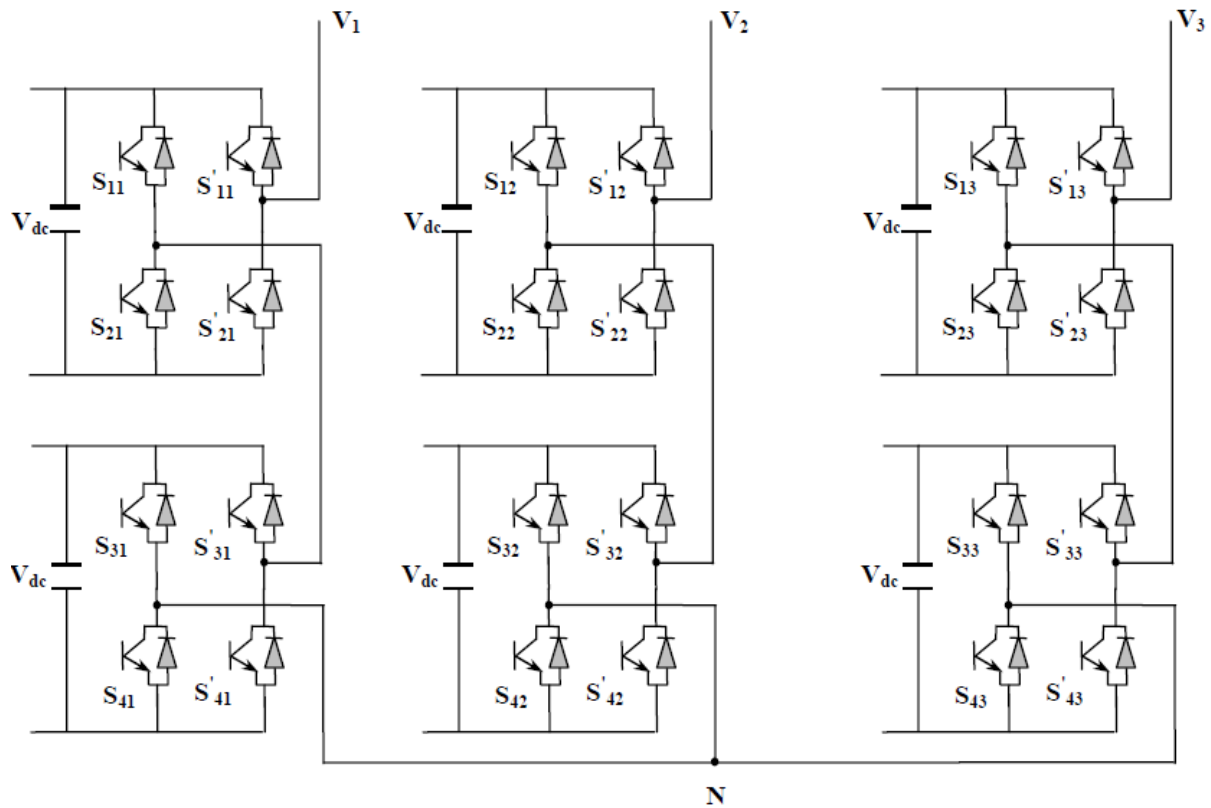


Figure II.1. Onduleur multiniveaux à sources séparées.

II.2.2 Onduleur à capacités flottantes

La topologie d'un onduleur multiniveaux à capacités flottantes est présentée à la Figure (II.2). Les interrupteurs de chaque phase sont reliés par des condensateurs pour pouvoir appliquer différents niveaux de tension à la sortie. Par rapport à l'onduleur à sources séparées, cet onduleur a l'avantage d'utiliser un nombre plus réduit des composants. La contrainte appliquée au composant pendant la commutation est réduite. Mais il exige d'équilibrer les tensions des capacités des trois bras, ce qui complique son circuit de commande. En plus, il présente le risque d'avoir une résonance parasite entre les différentes capacités [24],[25].

II.2.3 Onduleur à diodes flottantes

La structure de ce type d'onduleurs est présentée à la Figure (II.3). Cette structure est la plus utilisée. On associe à chaque phase des diodes appelées diodes flottantes, qui sert à appliquer les différents niveaux de tension de la source continue. Par rapport à l'onduleur à capacités flottantes, on n'a pas besoin d'utiliser des capacités pour chaque phase, ce qui élimine les risques des résonances parasites. Néanmoins, Il se pose le problème d'équilibrage des tensions aux bornes des capacités de source

continue. La résolution de ce problème est plus simple dans le cas de l'onduleur à diodes flottantes par rapport au cas de l'onduleur à capacités flottantes, vu le nombre réduit des capacités utilisées. A la suite de ce travail, on se limite à l'étude de l'onduleur multinationaux à diodes flottantes.

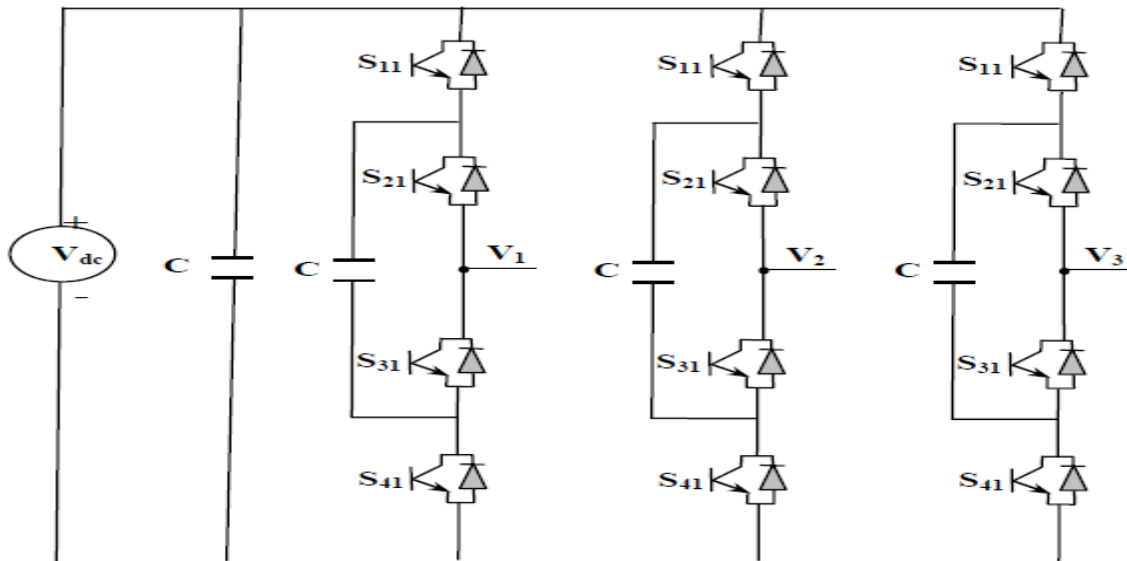


Figure II.2: Onduleur multinationaux à capacités flottantes.

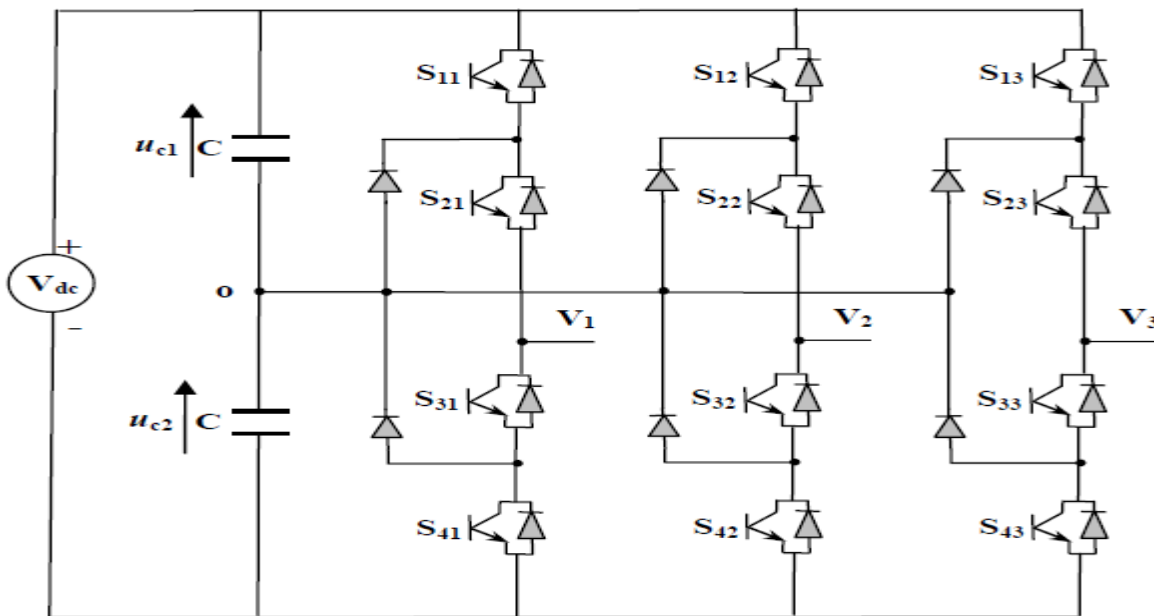


Figure II.3: Onduleur à trois niveaux à diodes flottantes.

II.3. Description de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur à trois niveaux Figure (II.3) est composé de trois bras, chaque bras ayant quatre interrupteurs bidirectionnels, réalisés par la mise en antiparallèle d'un transistor et une diode. Pour éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de

l'onduleur, ou l'ouverture de la charge alternative à la sortie, on doit éviter de fermer ou d'ouvrir simultanément les quatre interrupteurs d'un bras. On suppose que la tension V_{dc} est divisée en égalité entre les deux capacités: $u_{c1} = u_{c2} = E/2$.

II.4. Fonctions de commutation

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

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

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires deux à deux:

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

II.5. Etats d'un bras de l'onduleur

En mode commandable, chaque bras de l'onduleur a trois états possibles Figure (2.4):

Etat P: Les deux interrupteurs du haut S_{1x} et S_{2x} ($x = 1,2$ ou 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du bas S_{3x} et S_{4x} ($x = 1,2$ ou 3) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est $V_{dc}/2$.

Etat O: Les deux interrupteurs du milieu S_{2x} et S_{3x} ($x = 1,2$ ou 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs des extrémités S_{1x} et S_{4x} ($x = 1,2$ ou 3) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est 0 .

Etat N: Les deux interrupteurs du bas S_{3x} et S_{4x} ($x = 1,2$ ou 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du haut S_{1x} et S_{2x} ($x = 1,2$ ou 3) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est $-V_{dc}/2$.

La correspondance entre les états du bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie est résumée au tableau (II.1). On définit pour chaque bras (j) trois fonctions de connections, correspondantes au trois états du bras:

$$\begin{aligned} F_{c1j} &= F_{1j} F_{2j} \\ F_{c2j} &= F_{2j} F_{3j} \\ F_{c3j} &= F_{3j} F_{4j} \end{aligned} \quad J = 1.2.3 \quad (\text{II.3})$$

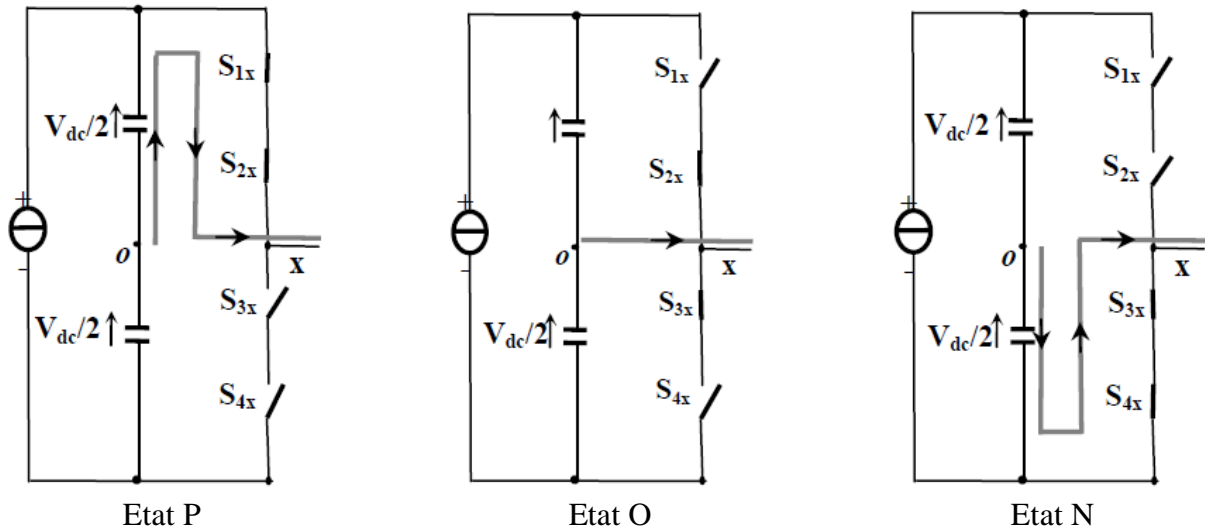


Figure II.4. Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

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

Etat du bras	Etat d'interrupteurs du bras				Tension de sortie V_{x0}
	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	
P	1	1	0	0	$V_{dc}/2$
O	0	1	0	0	0
N	0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

II.6. Etats de l'onduleur

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

II.7. Tensions de sortie

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

$$\begin{pmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ 0 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad (II.4)$$

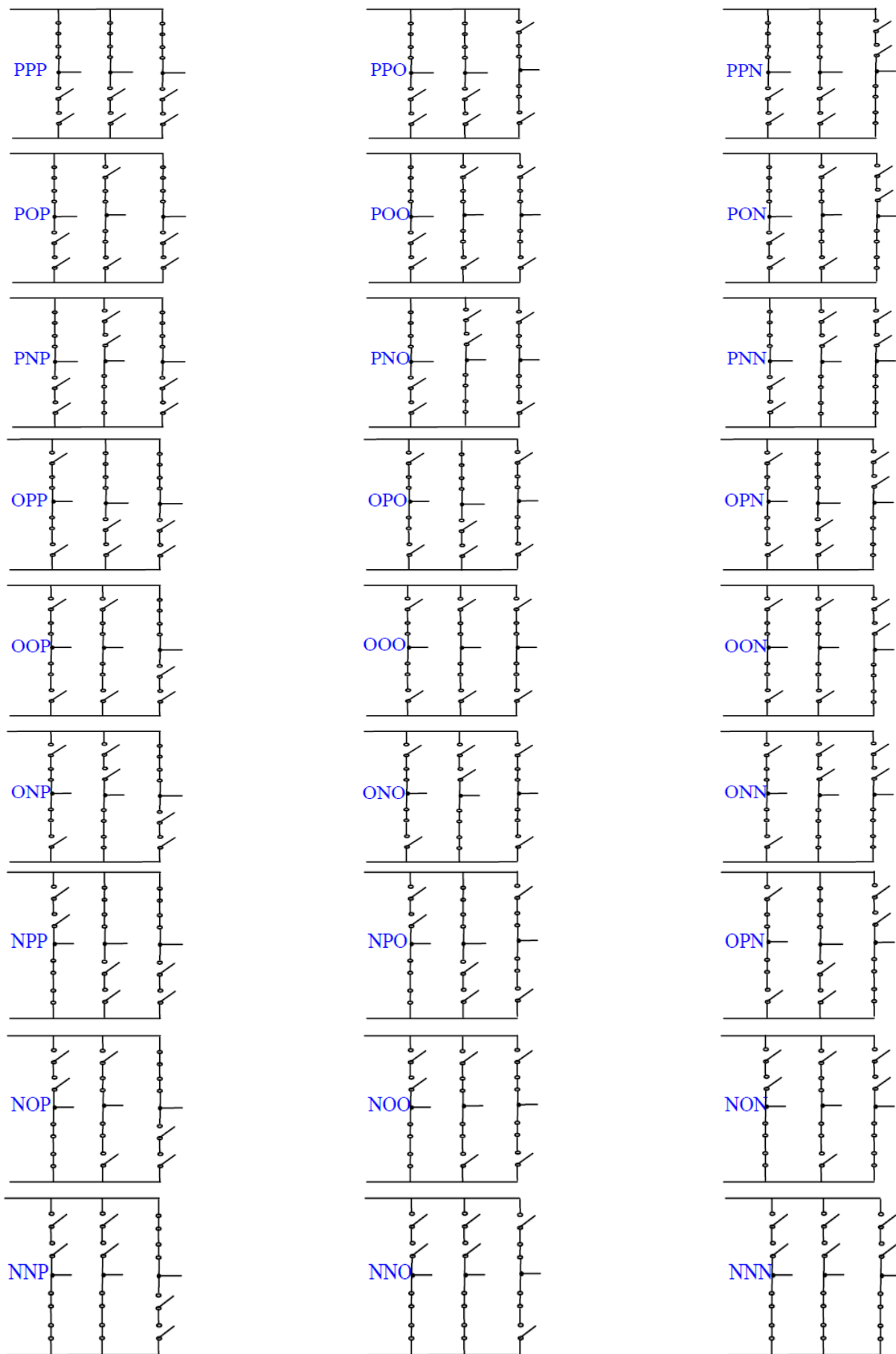


Figure II.5: Etats de l'onduleur

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_{10} , v_{20} , v_{30} , ce qui est à l'origine de l'appellation : *onduleur à trois niveaux*.

Les tensions composées entre les phases de la charge sont :

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{10} - v_{20} \\ v_{20} - v_{30} \\ v_{30} - v_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c12} & F_{c21} - F_{c22} & F_{c31} - F_{c32} \\ F_{c12} - F_{c13} & F_{c22} - F_{c23} & F_{c32} - F_{c33} \\ F_{c13} - F_{c11} & F_{c23} - F_{c21} & F_{c33} - F_{c31} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ 0 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

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

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

II.8. Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel

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

$$v_s = v_{10} \cdot e^{j0} + v_{20} \cdot e^{-j2\pi/3} + v_{30} \cdot e^{j2\pi/3} = v_d + J \cdot v_q \quad (\text{II.7})$$

v_d et v_q sont les composantes 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 Figure (II.1). Ils sont rangés sur deux hexagones: douze positions sur l'hexagone externe (correspondantes aux états PNN, PON, PPN, OPN, NPN, NPO, NPP, NOP, NNP, ONP, PNP et PNO), six positions sur l'hexagone interne (correspondantes aux états (POO-ONN), (PPO-OON), (OPO-NON), (OPP-NOO), (OOP-NNO) et (POP-ONO)), en plus d'une position à l'origine du diagramme, correspondante aux états PPP, OOO et NNN. Chaque position sur l'hexagone interne est produite par deux

états distincts. Ces états sont appelés états redondants, et les vecteurs correspondants sont appelés vecteurs redondants.

Les positions discrètes du vecteur de tension de sortie v_s divisent 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 Figure (II.6). On a ainsi 24 régions dans la totalité du diagramme vectoriel.

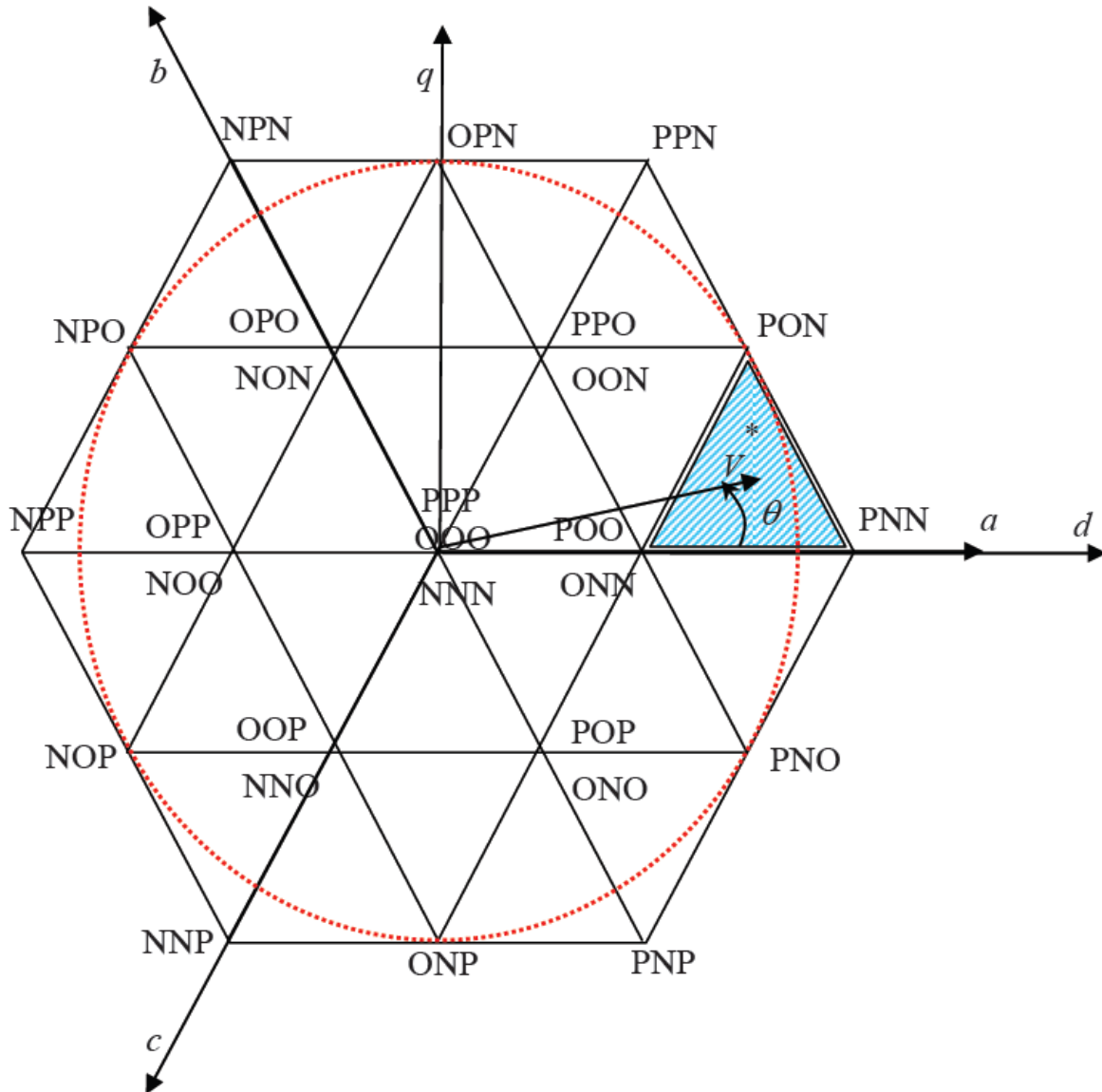


Figure II.6: Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux

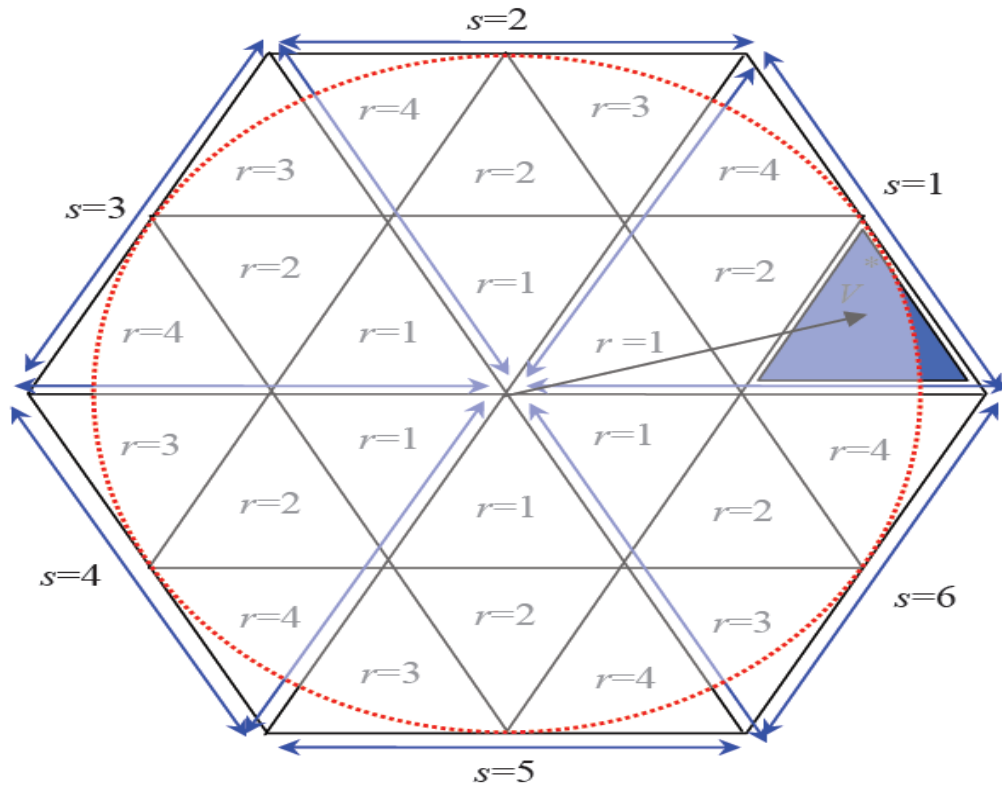


Figure II.7: Secteurs et régions du diagramme vectoriel.

II.9. Vecteur tension de référence

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

$$\begin{aligned}
 v_s^* &= v_1^* \cdot e^{j0} + v_2^* \cdot e^{-j2\pi/3} + v_3^* \cdot e^{j2\pi/3} \\
 &= v_d^* + j v_q^* \\
 &= r \cdot V_{max} \cdot e^{j\theta}
 \end{aligned}
 \tag{II.8}$$

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

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

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 situ le vecteur v_s^* dans le plan $d-q$ Figure (I.21). Le secteur triangulaire s se déduit de la manière suivante:

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \frac{\pi}{3} \leq \theta \leq 2.\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2.\pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta \leq 4.\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4.\pi/3 \leq \theta \leq 5.\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5.\pi/3 \leq \theta \leq 2.\pi \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

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

$$V_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{\text{dc}} \quad (\text{II.10})$$

II.10. Séquence des états de l'onduleur

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

$$\overline{v_s} = v_s^* M V_{\max} e^{i\alpha} = \frac{T_x v_x + T_y v_y + T_z v_z}{T_s} = d_x \cdot v_x + d_y \cdot v_y + d_z \cdot v_z \quad (\text{II.11})$$

α c'est la position angulaire du vecteur v_s^* à l'intérieur d'un secteur: $\alpha = \theta \in [\pi/3]$. T_x, T_y, T_z sont les durées d'application des vecteurs v_x, v_y et v_z , respectivement à la sortie de l'onduleur. Ils sont reliés par l'équation:

$$T_x + T_y + T_z = T_s \quad \text{et} \quad d_x + d_y + d_z = 1 \quad (\text{II.12})$$

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 Figure (II.1) se situe dans la région $r = 4$ du secteur $s = 1$. Ainsi, le vecteur x est celui généré par l'état PNN (appelé alors état X), le vecteur y est celui généré par l'état PON (appelé état Y) et le vecteur z est celui généré par l'état POO (appelé Z1) ou l'état ONN (appelé Z2). La Figure (II.7) indique les états X, Y et Z pour les différentes régions du diagramme vectoriel.

La résolution du système formé par l'équation (II.12) donne les équations de temps pour chaque région on chaque un secteur dans le tableau suivant dans le tableau (II.4).

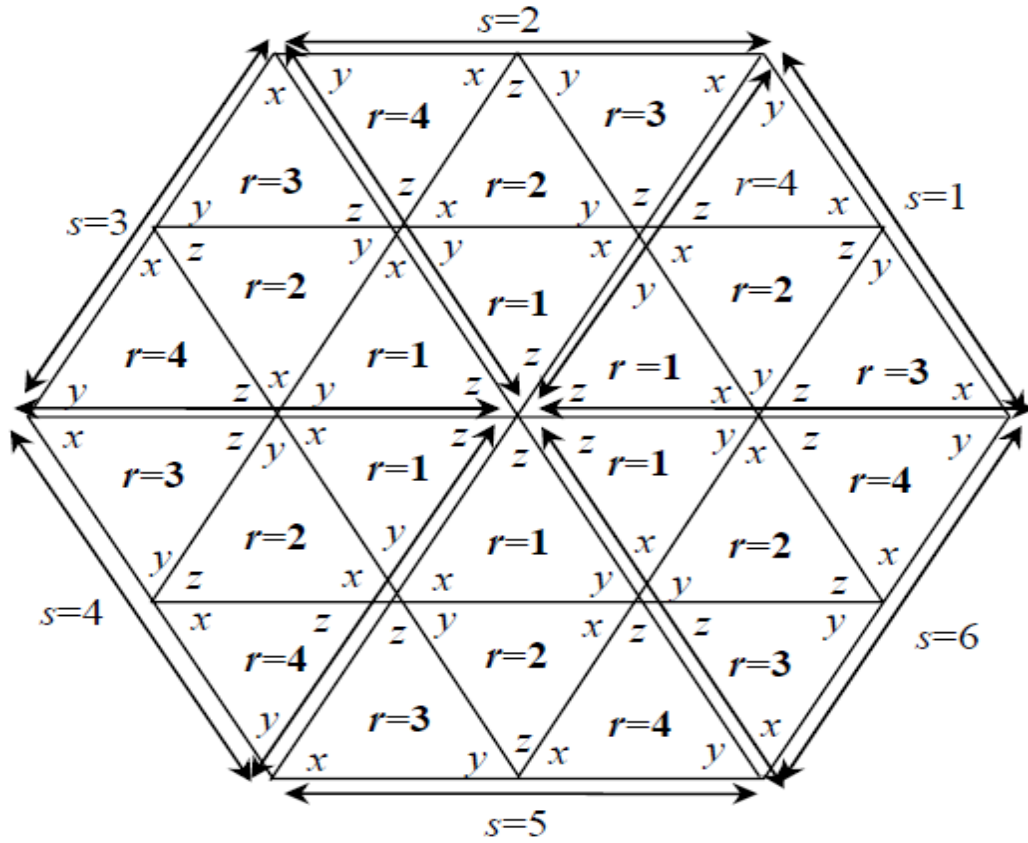


Figure II.8: Etats X, Y et Z pour les différentes régions du diagramme vectoriel.

La région triangulaire à l'intérieur de chaque secteur se déduit en utilisant les équations de temps T_1, T_2 et T_3 de ses trois cotés. Par exemple, les cotés de la région $r = 3$ à l'intérieur du secteur $s=1$ (région hachurée dans la figure (II.7)).

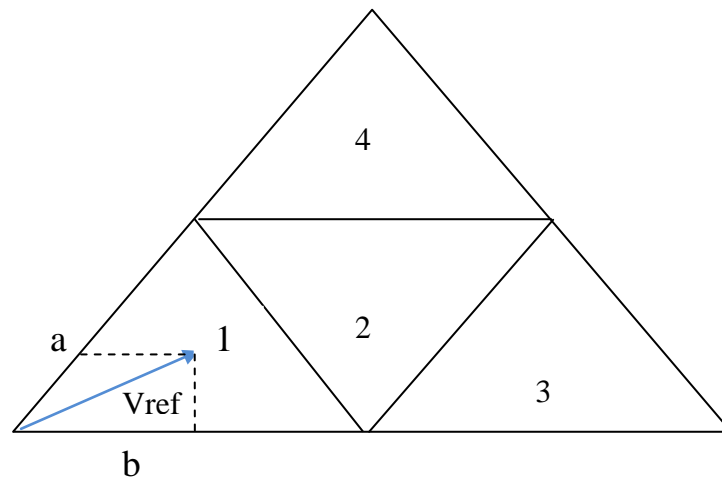


figure II.9 : La position de V_{ref} à les quatre région de 1^{er} secteur

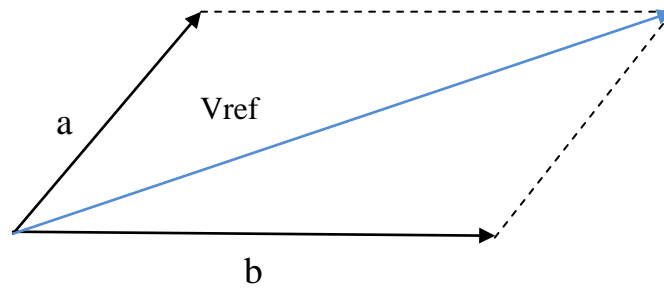


Figure II.10 : les composants a et b de Vref

De la figure (II.8) on calcule a et b :

$$A = \frac{b}{\sin(\frac{\pi}{3})} = \frac{2}{\sqrt{3}} b = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ref} \sin \alpha \quad (\text{II} .13)$$

$$\begin{aligned} b &= V_{ref} \cos \alpha - \left(\frac{2}{\sqrt{3}} V_{ref} \sin \alpha\right) \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ &= V_{ref} \left(\cos \alpha - \frac{\sin \alpha}{\sqrt{3}}\right) \end{aligned} \quad (\text{II} .14)$$

Donc :

Si $a < 0.5$, $b < 0.5$ et $(a+b) < 0.5$ alors V_{ref} est dans la région 1

Si a et $b < 0.5$ et $(a+b) > 0.5$ alors V_{ref} est dans la région 2

Si $b > 0.5$ alors V_{ref} est dans la région 3

Si $a > 0.5$ alors V_{ref} est dans la région 4

Tableau II.2: Décomposition du les équations de temps

	Région 1	Région 2
T1	$T_m \cdot 2\sqrt{2} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)$	$T_m \cdot 2\sqrt{2} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)$
T2	$T_m \cdot 2\sqrt{2} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin \alpha$	$T_m \cdot (2\sqrt{2} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin \alpha - 1)$
T3	$T_m \cdot (1 - 2\sqrt{2} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin(\frac{\pi}{3} + \alpha))$	$T_m \cdot (2 - 2\sqrt{2} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin(\frac{\pi}{3} + \alpha))$
	Région 3	Région 4
T1	$T_m \cdot (1 + 2\sqrt{2} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin(\alpha - \frac{\pi}{3}))$	$T_m \cdot (2\sqrt{2} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) - 1)$
T2	$T_m \cdot (1 - 2\sqrt{2} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin \alpha)$	$T_m \cdot 2\sqrt{2} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin \alpha$
T3	$T_m \cdot (2\sqrt{2} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin(\frac{\pi}{3} + \alpha) - 1)$	$T_m \cdot (2 - 2\sqrt{2} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin(\frac{\pi}{3} + \alpha))$

Tableau II.3 : Les expressions des équations de temps pour chaque région

	r1	r2	r3	r4
s1	$T_{a1}=T1/2+T2/2+T3/3$ $T_{a2}=T1+T2+2*T3/3$ $T_{b1}=T2/2+T3/3$ $T_{b2}=T1/2+T2+2*T3/3$ $T_{c1}=T3/3$ $T_{c2}=T1/2+T2/2+2*T3/3$	$T_{a1}=T1+T2+T3/2$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=T2+T3/2$ $T_{b2}=T1+T2+T3$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T3/2$	$T_{a1}=T1/2+T2/2+T3$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=T1/2$ $T_{b2}=T1+T2/2+T3$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T1/2+T2/2$	$T_{a1}=T1+T2+T3/2$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=0$ $T_{b2}=T2+T3/2$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T3/2$
S2	$T_{a1}=T1/2+T2/2+T3/3$ $T_{a2}=T1+T2+2*T3/3$ $T_{b1}=T2/2+T3/3$ $T_{b2}=T1/2+T2+2*T3/3$ $T_{c1}=T3/3$ $T_{c2}=T1/2+T2/2+2*T3/3$	$T_{a1}=T1+T2+T3/2$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=T2+T3/2$ $T_{b2}=T1+T2+T3$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T3/2$	$T_{a1}=T1/2+T2/2+T3$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=T1/2$ $T_{b2}=T1+T2/2+T3$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T1/2+T2/2$	$T_{a1}=T1+T2+T3/2$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=0$ $T_{b2}=T2+T3/2$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T3/2$
S3	$T_{a1}=T1/2+T2/2+T3/3$ $T_{a2}=T1+T2+2*T3/3$ $T_{b1}=T2/2+T3/3$ $T_{b2}=T1/2+T2+2*T3/3$ $T_{c1}=T3/3$ $T_{c2}=T1/2+T2/2+2*T3/3$	$T_{a1}=T1+T2+T3/2$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=T2+T3/2$ $T_{b2}=T1+T2+T3$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T3/2$	$T_{a1}=T1/2+T2/2+T3$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=T1/2$ $T_{b2}=T1+T2/2+T3$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T1/2+T2/2$	$T_{a1}=T1+T2+T3/2$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=0$ $T_{b2}=T2+T3/2$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T3/2$
S4	$T_{a1}=T1/2+T2/2+T3/3$ $T_{a2}=T1+T2+2*T3/3$ $T_{b1}=T2/2+T3/3$ $T_{b2}=T1/2+T2+2*T3/3$ $T_{c1}=T3/3$ $T_{c2}=T1/2+T2/2+2*T3/3$	$T_{a1}=T1+T2+T3/2$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=T2+T3/2$ $T_{b2}=T1+T2+T3$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T3/2$	$T_{a1}=T1/2+T2/2+T3$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=T1/2$ $T_{b2}=T1+T2/2+T3$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T1/2+T2/2$	$T_{a1}=T1+T2+T3/2$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=0$ $T_{b2}=T2+T3/2$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T3/2$
S5	$T_{a1}=T1/2+T2/2+T3/3$ $T_{a2}=T1+T2+2*T3/3$ $T_{b1}=T2/2+T3/3$ $T_{b2}=T1/2+T2+2*T3/3$ $T_{c1}=T3/3$ $T_{c2}=T1/2+T2/2+2*T3/3$	$T_{a1}=T1+T2+T3/2$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=T2+T3/2$ $T_{b2}=T1+T2+T3$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T3/2$	$T_{a1}=T1/2+T2/2+T3$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=T1/2$ $T_{b2}=T1+T2/2+T3$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T1/2+T2/2$	$T_{a1}=T1+T2+T3/2$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=0$ $T_{b2}=T2+T3/2$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T3/2$
S6	$T_{a1}=T1/2+T2/2+T3/3$ $T_{a2}=T1+T2+2*T3/3$ $T_{b1}=T2/2+T3/3$ $T_{b2}=T1/2+T2+2*T3/3$ $T_{c1}=T3/3$ $T_{c2}=T1/2+T2/2+2*T3/3$	$T_{a1}=T1+T2+T3/2$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=T2+T3/2$ $T_{b2}=T1+T2+T3$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T3/2$	$T_{a1}=T1/2+T2/2+T3$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=T1/2$ $T_{b2}=T1+T2/2+T3$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T1/2+T2/2$	$T_{a1}=T1+T2+T3/2$ $T_{a2}=T1+T2+T3$ $T_{b1}=0$ $T_{b2}=T2+T3/2$ $T_{c1}=0$ $T_{c2}=T3/2$

Ainsi, pour avoir des tensions de sortie v_1, v_2 et v_3 aussi proche que possible aux tensions de références sinusoïdales triphasées v_1^*, v_2^* et v_3^* , 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 $d_z T_s$.

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:

- 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 (II.4) 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 fonctions logiques F_{ij} associées aux interrupteurs de l'onduleur. La Figure (II.8) indique la forme des fonctions logiques associées aux interrupteurs des demi-bras supérieurs, sur une période d'échantillonnage T_s dans les quatre régions du premier secteur du diagramme vectoriel. Les fonctions logiques des interrupteurs des demis-bras inférieurs se déduisent par complémentation. On remarque que chaque interrupteur change son état deux fois seulement durant la période d'échantillonnage.

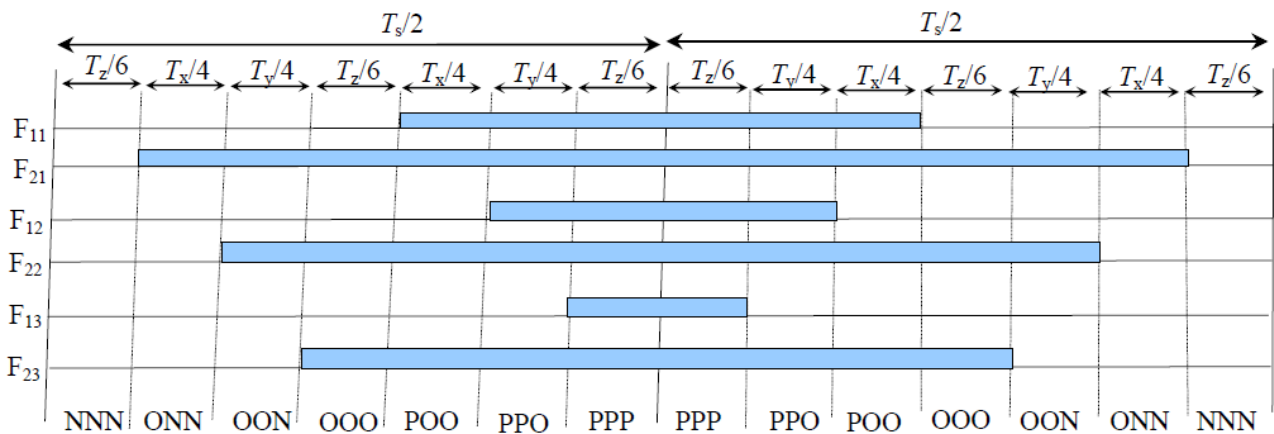
Tableau II.4: Séquences des états dans les différentes régions du diagramme vectoriel.

Secteur	Région 1							Région 2					Région 3				Région 4			
1	N	O	O	O	P	P	P	O	O	P	P	P	O	P	P	P	O	P	P	P
	N	N	O	O	O	P	P	N	O	O	O	P	N	N	O	O	O	O	P	P
	N	N	N	O	O	O	P	N	N	N	O	O	N	N	N	O	N	N	N	O
2	P	P	O	O	O	N	N	P	O	O	O	N	P	P	O	O	O	O	N	N
	P	P	P	O	O	O	N	P	P	P	O	O	P	P	P	O	P	P	P	O
	P	O	O	O	N	N	N	O	O	N	N	N	O	N	N	N	O	N	N	N
3	N	N	N	O	O	O	P	N	N	N	O	O	N	N	N	O	N	N	N	O
	N	O	O	O	P	P	P	O	O	P	P	P	O	P	P	P	O	P	P	P
	N	N	O	O	O	P	P	N	O	O	O	P	N	N	O	O	O	O	P	P
4	P	O	O	O	N	N	N	O	O	N	N	N	O	N	N	N	O	N	N	N
	P	P	O	O	O	N	N	P	O	O	O	N	P	P	O	O	O	O	N	N
	P	P	P	O	O	O	N	P	P	P	O	O	P	P	P	O	P	P	P	O
5	N	N	O	O	O	P	P	N	O	O	O	P	N	N	O	O	O	O	P	P
	N	N	N	O	O	O	P	N	N	N	O	O	N	N	N	O	N	N	N	O
	N	O	O	O	P	P	P	O	O	P	P	P	O	P	P	P	O	P	P	P
6	P	P	P	O	O	O	N	P	P	P	O	O	P	P	P	O	P	P	P	O
	P	O	O	O	N	N	N	O	O	N	N	N	O	N	N	N	O	N	N	N
	P	O	O	O	O	N	N	P	O	O	O	N	P	P	P	O	O	O	N	N

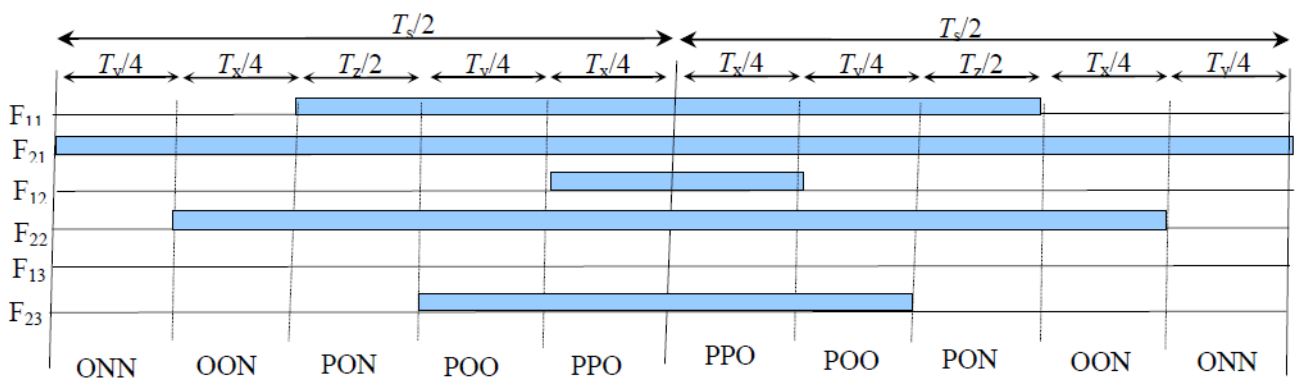
A partir de la Figure (II.8), on déduit les durées de fermeture des interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_s , dans chaque région. Par exemple, pour les quatre régions du premier secteur, les durées de fermeture des interrupteurs des demis bras supérieurs sont résumées dans le tableau (II.5). Les durées de fermeture des autres interrupteurs se déduisent par complémentation.

Tableau II.5: Durées de fermeture des interrupteurs dans le cas du premier secteur.

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



a. Région 1



b. Région 2

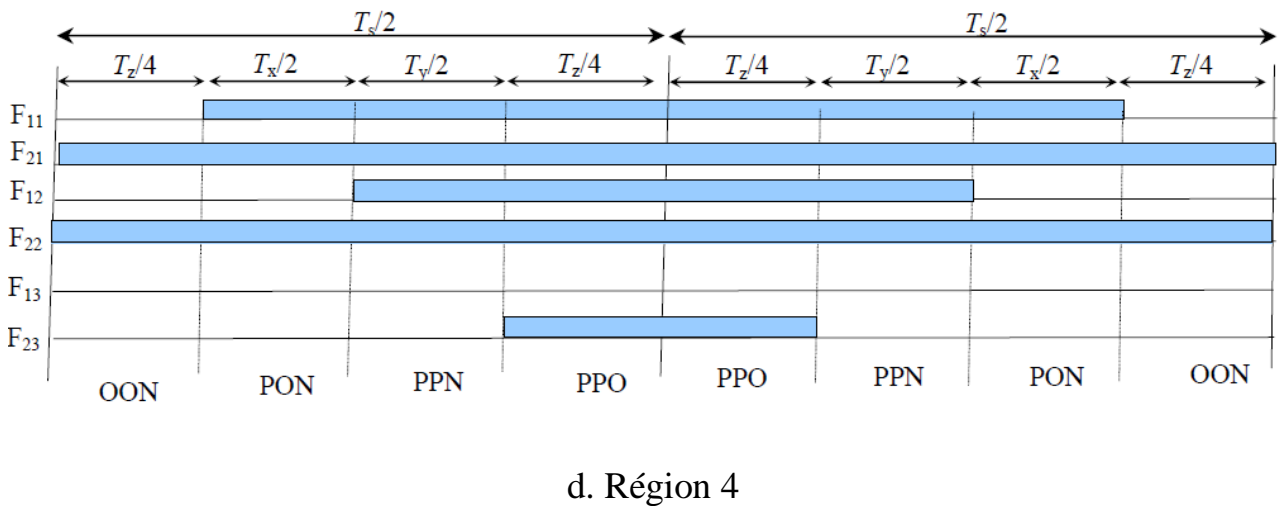
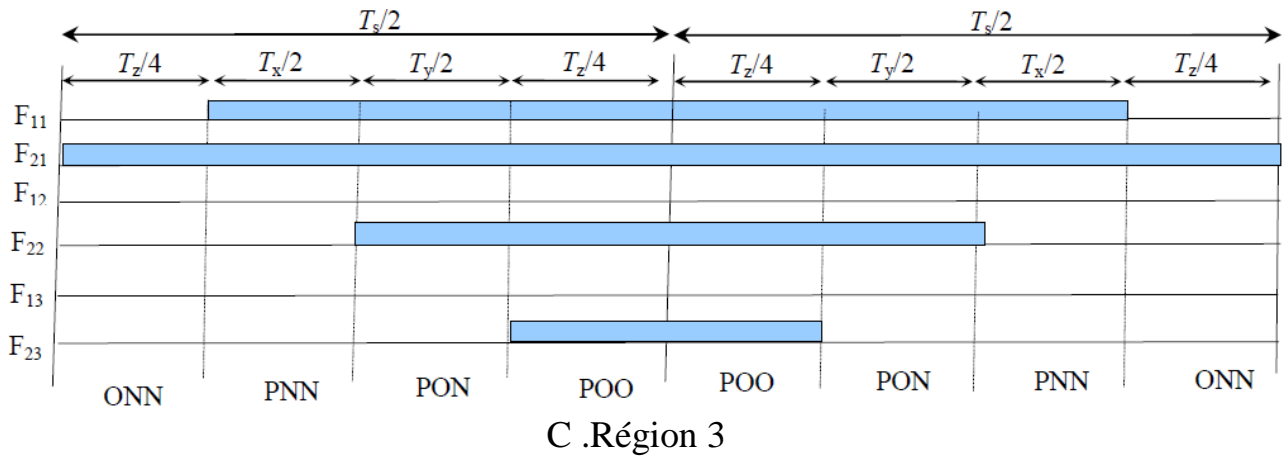


Figure II.11: Fonctions logiques F_{ij} dans les quatre régions du premier secteur.

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 de référence v_s^* et ces composantes v_d^* et v_q^* , ainsi que ses coordonnées polaires m et θ (équation(II.7)).
- A partir de m et θ on déduit le secteur s (équation (II.8)) et la région tableau (II.6) du diagramme vectoriel contenant le vecteur v_s^* .
- On déduit Figure (II.7) les états X , Y et Z qu'on doit appliquer pour générer les tensions de sortie
- duit tableau (II.6) la durée d'application de chaque état.
- A partir du tableau (II.5), 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.

II.11. Conclusion

On utilise La modélisation MLI vectorielle à trois niveaux pour donné un valeur de tension plus proche que possible aux tensions de références sinusoïdales triphasées, La minimisation des pertes de puissance dans l'onduleur par la minimisation du nombre d'interruptions par période et 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.

Don le chapitre n^{été} trois On va applique la modélisation MLI vectorielle d'un onduleur à trois niveaux pour commandé un moteur asynchrone à cage.

III.1.Introduction

La machine asynchrone, par sa simplicité de fabrication et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par N. Tesla à la fin du 19eme siècle quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés [34].

Le moteur asynchrone a un intérêt majeur par rapport aux autres types de moteur par ses qualités de robustesse, le faible coût de fabrication et d'entretien [35],[36],[40].

Pour que le moteur asynchrone soit utilisable dans des régimes de vitesse variable [33], il doit être commandé par un processus externe qui permette d'ajuster au mieux la tension d'alimentation de manière à répondre aux variations de consigne de vitesse et de couple de charge . Historiquement il s'agit de la première méthode de contrôle vectoriel développée pour les machines alternatives et notamment synchrones [37],[44].

Puis les principes de la commande ont été adaptés à la machine asynchrone. Cette méthode basée sur le contrôle de l'état magnétique et du couple de la machine est aujourd'hui la méthode utilisée dans l'industrie, que ce soit dans les domaines de la traction ferroviaire, de la machine outil ou de la robotique [40]. Ce type de contrôle est réalisé dans le référentiel tournant.

III.2. Description du moteur asynchrone à cage

La machine asynchrone, appelée aussi machine à induction, est constituée d'une carcasse intégrant le circuit ferromagnétique statorique constitué d'encoches où l'enroulement statorique polyphasé est bobiné. Au centre de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer se trouve le circuit magnétique rotorique [38],[42]. Celui-ci est également constitué d'encoches où sont logés des barreaux en aluminium coulé ou en cuivre [34],[38]. Ces barreaux sont court-circuités à chaque extrémité à l'aide d'anneaux. L'arbre moteur est solidaire du circuit rotorique et des paliers lui sont posés afin qu'il puisse tourner. La figure (III.1) représente ces différents éléments [42].

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

confère des propriétés très intéressantes en termes de coût de fabrication et d'entretien, de robustesse et de standardisation [34],[35]. Néanmoins, cette simplicité structurale entraîne une forte complexité fonctionnelle liée à de nombreux problèmes [42].

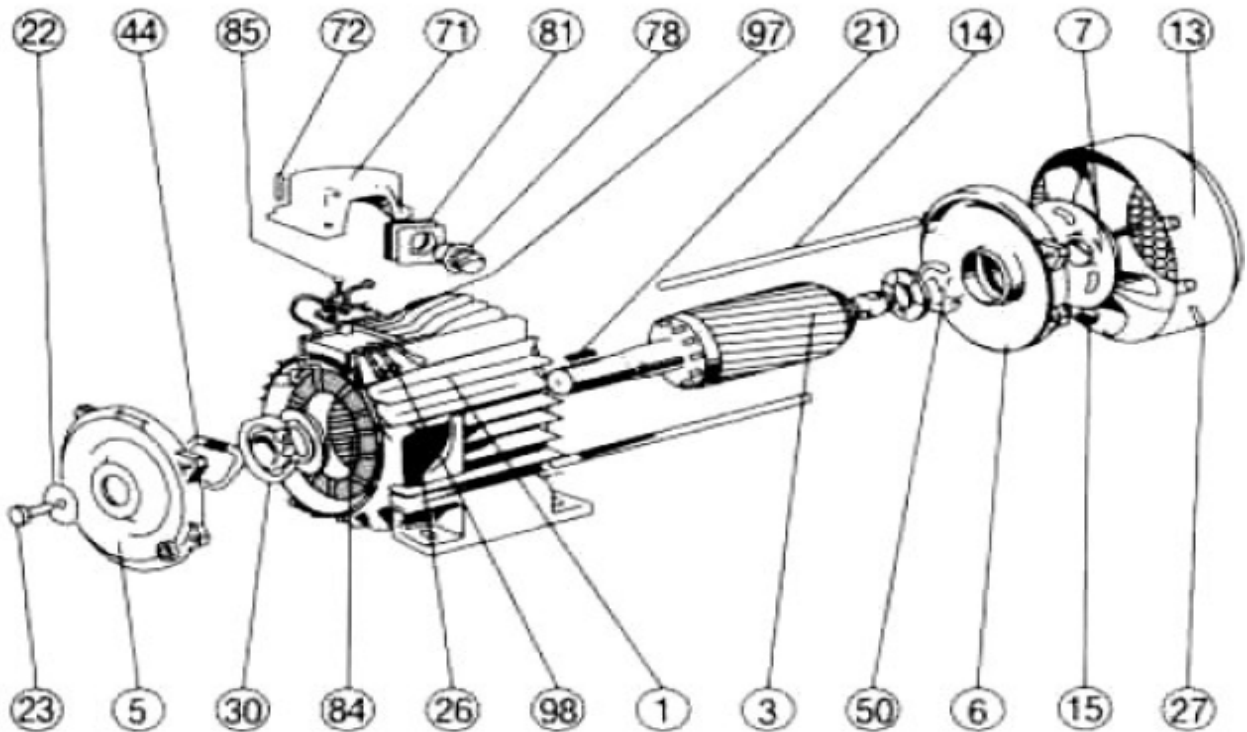


Figure III.1 : Moteur asynchrone (catalogue Leroy-Somer) [42]

Tableau III.1 Les différents éléments de la machine asynchrone [42]

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

III.3. Problèmes posés par le moteur asynchrone

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator [41]. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator, [34],[38].

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 qui sont essentiellement conséquences du rotor à cage [45]. Ceci se traduit par de fortes contraintes sur le contrôle du système donc une complexité importante de la commande.

III.4. Modélisation de la machine asynchrone triphasée

III.4.1. Modèle électrique

Le fonctionnement physique du moteur à induction permet de développer un circuit équivalent par phase. Ce circuit est donné par la figure (III.1) et permet d'extraire les différents paramètres physiques du moteur.

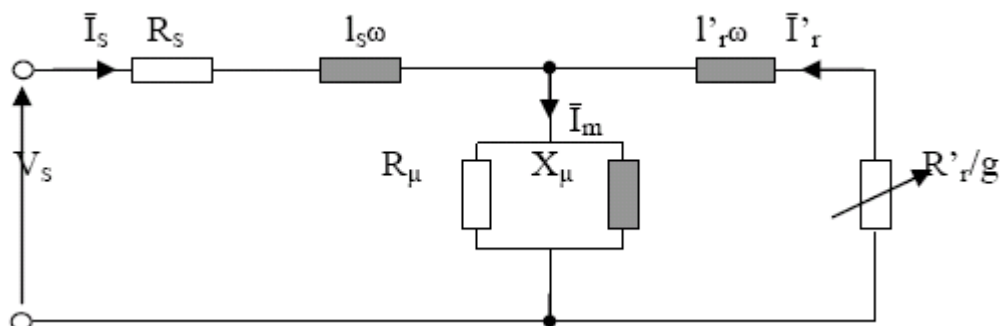


Figure III.2 : Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire

III.4.2. Modèle dynamique

Le circuit de la figure (III.1) est seulement valable en régime stationnaire. Dans un système où le moteur constitue un élément dans une chaîne d'entraînement, son comportement dynamique doit être pris en considération.

L'effet de couplage entre phase du stator et du rotor rend complexe l'étude du comportement dynamique d'une machine à courant alternatif, surtout à cause de la variation des coefficients de couplage avec la position du rotor.

III.4.3. Equation de tension

Les six enroulements (r, s, t et R, S, T) représentés par la figure (III.2), obéissent aux équations matricielles suivantes :

$$[\mathbf{V}_s] = R_s [i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{III.1})$$

$$[\mathbf{V}_r] = R_r [i_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{III.2})$$

III.4.4. Equation magnétique

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit :

Pour le stator:

$$[\Phi_s] = [L_s] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \quad (\text{III.3})$$

خطأ! الإشارة المرجعية غير معروفة.

Pour le rotor:

$$[\Phi_r] = [L_r] [i_r] + [M_{rs}] [i_s] \quad (\text{III.4})$$

On désigne par:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

On obtient finalement les équations de tensions :

Pour le stator :

$$[\mathbf{V}_{s\text{RST}}] = [\mathbf{R}_s] [\mathbf{i}_{s\text{RST}}] + \frac{d}{dt} \{ [\mathbf{L}_s] [\mathbf{i}_{s\text{RST}}] + [\mathbf{M}_{sr}] [\mathbf{i}_{r\text{rst}}] \} \quad (\text{III.8})$$

Pour le rotor:

$$[\mathbf{V}_{r\text{rst}}] + [\mathbf{R}_r][\mathbf{i}_{r\text{rst}}] + \frac{d}{dt} \{ [\mathbf{L}_r][\mathbf{i}_{r\text{rst}}] + [\mathbf{M}_{rs}][\mathbf{i}_{s\text{RST}}] \} \quad (\text{III.9})$$

On peut noter la non-linéarité dans les équations (III.8) et (III.9), et pour surmonter cette complexité, on fait appel à la transformation de Park.

III.4.5 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée

A présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. Nous avons classiquement le choix entre trois repères. Le premier se situe sur le champ statorique et est communément appelé $\alpha\beta$, le second se place quant à lui sur le champ tournant et est appelé dq, et le dernier se place sur le champ électromagnétique est appelé XY.

La modélisation en $\alpha\beta$ voit des grandeurs sinusoidales alternatives tournant à la fréquence statorique. Celle en dq voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [45].

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_{dq0}] &= [\mathbf{A}] [\mathbf{V}_{\text{RST}}] \\ [\mathbf{i}_{dq0}] &= [\mathbf{A}] [\mathbf{i}_{\text{RST}}] \\ [\mathbf{\Phi}_{dq0}] &= [\mathbf{A}] [\mathbf{\Phi}_{\text{RST}}] \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

Où : $[\mathbf{A}]$ est la matrice de Park, définie par :

$$[\mathbf{A}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

La figure (III.3) illustre la schématisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de Park.

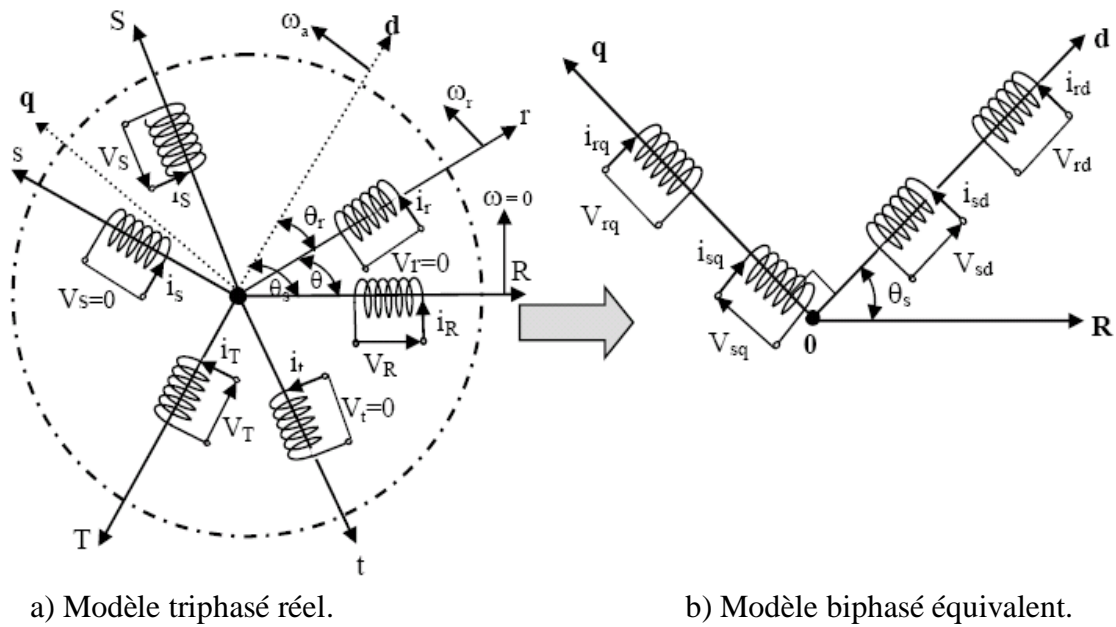


Figure III.3: Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.

A partir de la définition d'angle de la figure (III.3), on peut appliquer la transformation de Park comme suit :

Pour le stator :

$$[H_{S \, dq0}] = [A_s][V_{s \, RST}] \tag{III.12}$$

Où H_s est une grandeur statorique (tension, courant ou flux) pour :

$$[A_s] = [A(\theta=\theta_s)].$$

Avec : $[A(\theta)]$ définie par (1.11).

De même pour le rotor on a :

$$[H_{S \, dq0}] = [A_r][V_{s \, RST}] \tag{III.13}$$

Où H_r est une grandeur rotorique (tension, courant ou flux) pour :

$$[A_r] = [A(\theta=\theta_r)].$$

Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous forme suivante, [39] :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_a \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_a \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{aligned} \Phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{sq} \\ \Phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

Avec:

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - M_s \\ L_r &= l_r - M_r \\ M &= \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \end{aligned} \quad (\text{III.16})$$

Par ailleurs, l'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \cdot \Omega_r \quad (\text{III.17})$$

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot P \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot i_{sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{III.18})$$

D'après le système d'équation (III.14), on peut se placer dans différents référentiels correspondants à des axes fixes, liées au stator ($\omega_a = 0$), ou à des axes liés au rotor ($\omega_a = \omega_r$) ou des axes liés au champ tournant ($\omega_a = \omega_s$).

III.5. Simulation numérique

Pour contrôler les paramètres caractérisant le fonctionnement de notre modèle composé d'un onduleur commandé à trois niveaux qui alimente un moteur asynchrone à cage, nous avons utilisés MATLAB.

Nous présentons les résultats de simulation de la technique MLI vectorielle associée à un onduleur de tension qui alimente un moteur asynchrone à cage pour des valeurs différentes de l'indice de modulation m (12, 48, 60 et 96).

Dans le but d'appliquer la technique de commande par MLI vectorielle pour commander un onduleur de tension triphasé, 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 (α, β) par une transformation triphasé biphasé. À l'aide d'un sous programme (α : axe des abscisses et β : axe des ordonnées), on aura les deux vecteurs V_α, V_β qui composent le vecteur de référence.

Un autre sous programme nous permet de déterminer l'angle α du vecteur de référence V_{ref} par rapport à l'axe α , à partir des vecteurs V_α et V_β ainsi que le numéro du secteur dans lequel se trouve le vecteur de référence.

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

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

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

Dans le but de contrôler les paramètres caractérisant le fonctionnement du moteur nous avons utilisés MATLAB, un logiciel destiné au calcul scientifique, à la modélisation et à la simulation. Le noyau de calcul est associé à l'environnement SIMULINK, permettant une modélisation basée sur des schémas blocs. 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 pour déterminer le THD.

Dans ce travail et grâce aux performances du logiciel **MATLAB** nous avons tracés le schéma fonctionnel, introduire les valeurs des données, simulé les modèles pour tracer les réponses temporelles ou fréquentielles.

Nous présentons quelques résultats de simulation de la technique MLI vectorielle associée à un onduleur de tension qui alimente un moteur asynchrone à cage pour des valeurs d'indice de modulation **m**.

Tableau III.2: Les paramètres techniques du moteur asynchrone

Les paramètres	La valeur
La puissance nominale	$P_n = 1\text{Mw}$
Fréquence nominale	$F = 60\text{ Hz}$
Nombre de paire de pole	$P = 3$
Tension d'alimentation	$U_n = 791\text{ v}$
Vitesse de rotation	$N_n = 1725\text{ tr/ min}$
Résistance statorique	$R_s = 0.228\ \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 0.332\ \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0.0084\text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.0082\text{ H}$
Inductance mutuelle	$M_{sr} = 0.0078\text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 20\text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$F_t = 0\text{Kg.m}^2/\text{s}$

III.5.1 Résultats de simulation

Pour l'indice demodulation m=12

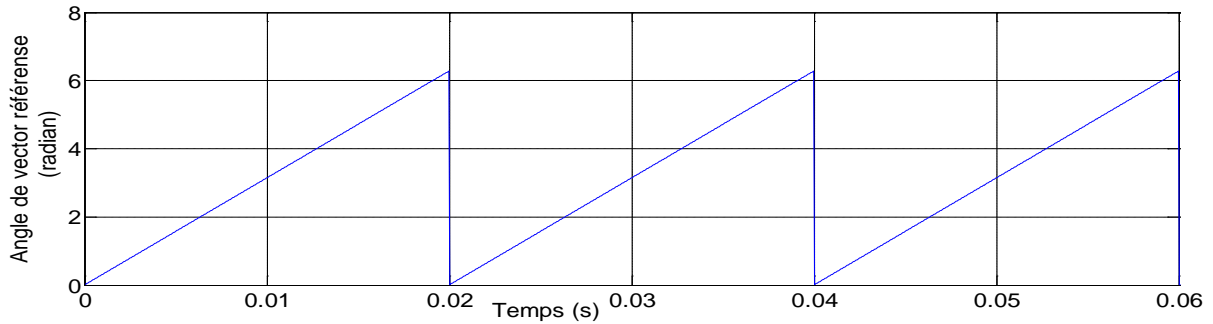


Figure III.5 :L'angle du vecteur de référence

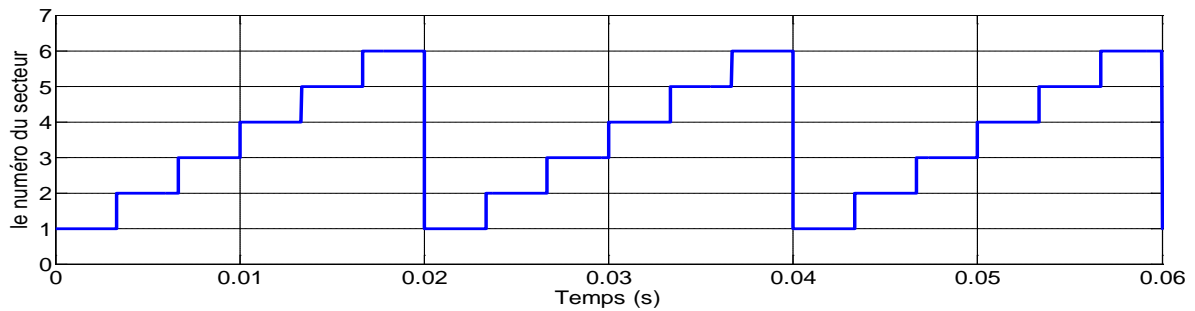


Figure III.6 : Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps.

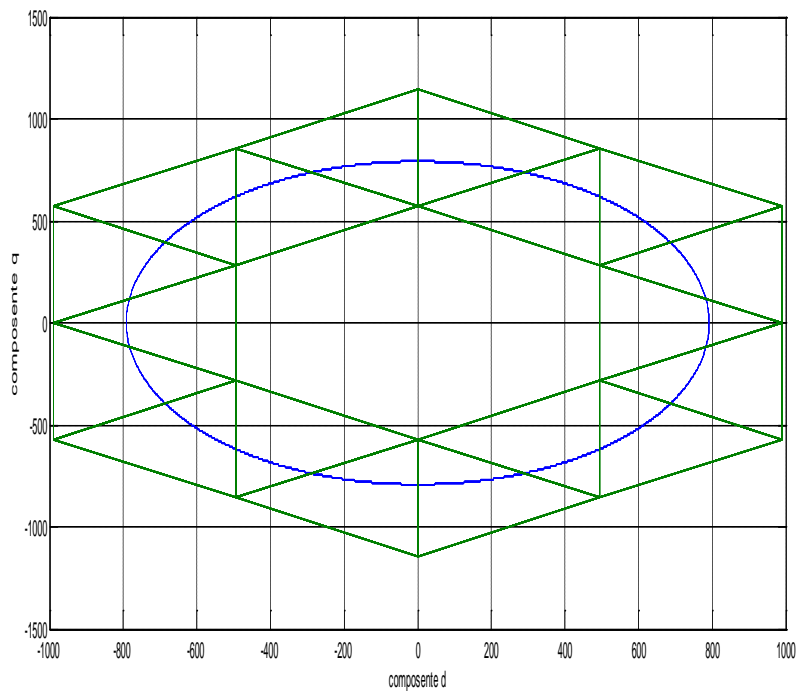
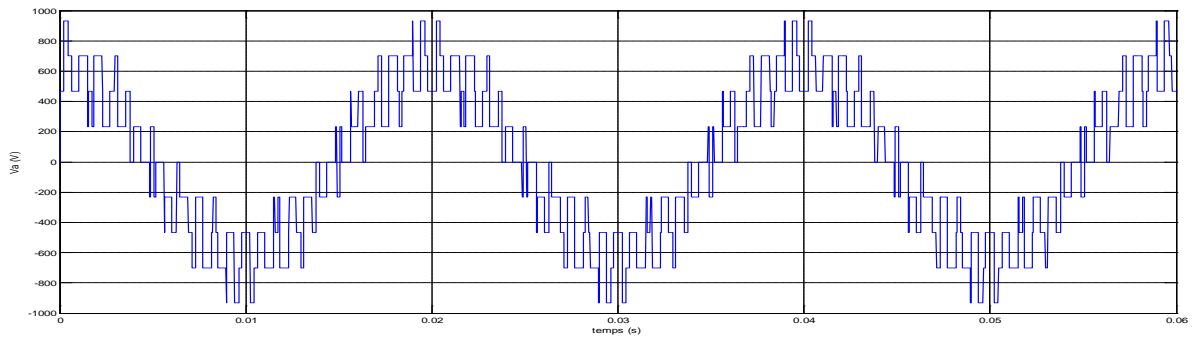
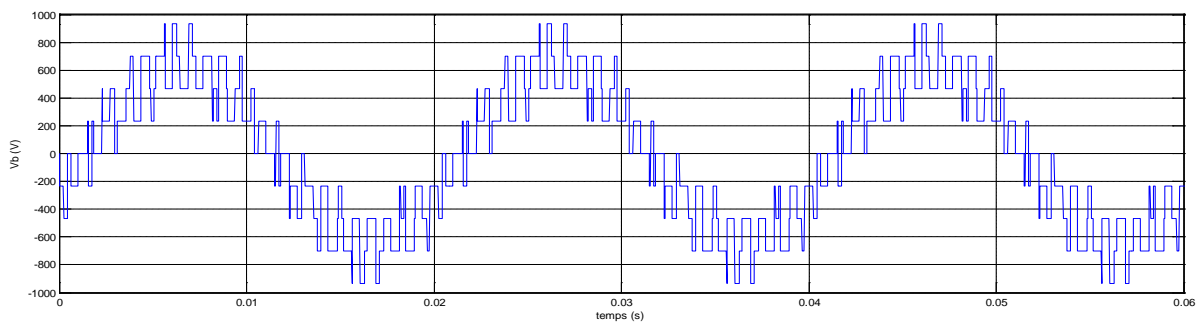


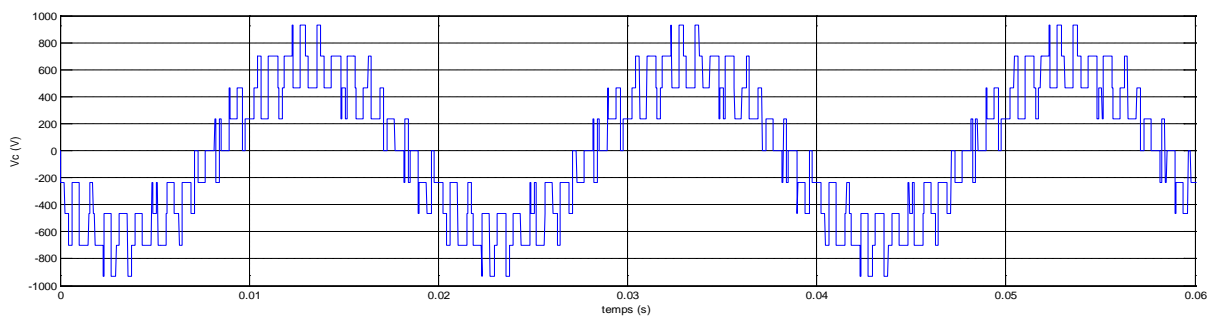
Figure III.7: Trajectoire du vecteur de référence avec le vecteur de la tension de sortie



La tension simple Va



La tension simple Vb



La tension simple Vc

Figure III.8: Les tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur

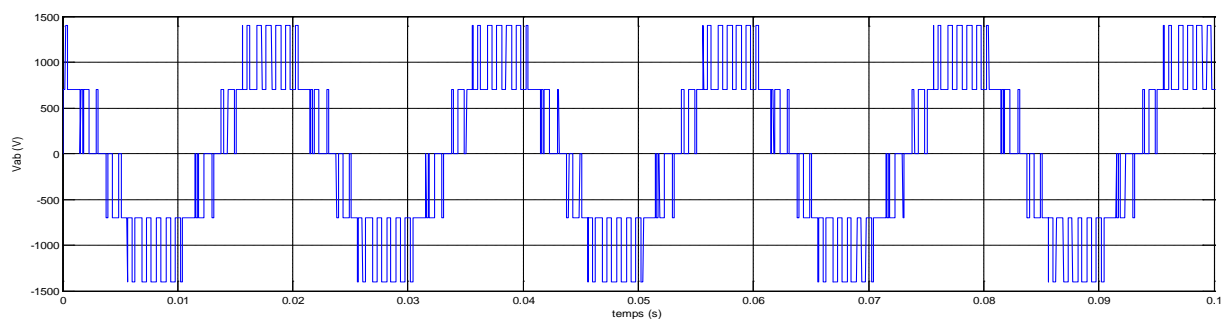


Figure III.9: La tension composée Vab

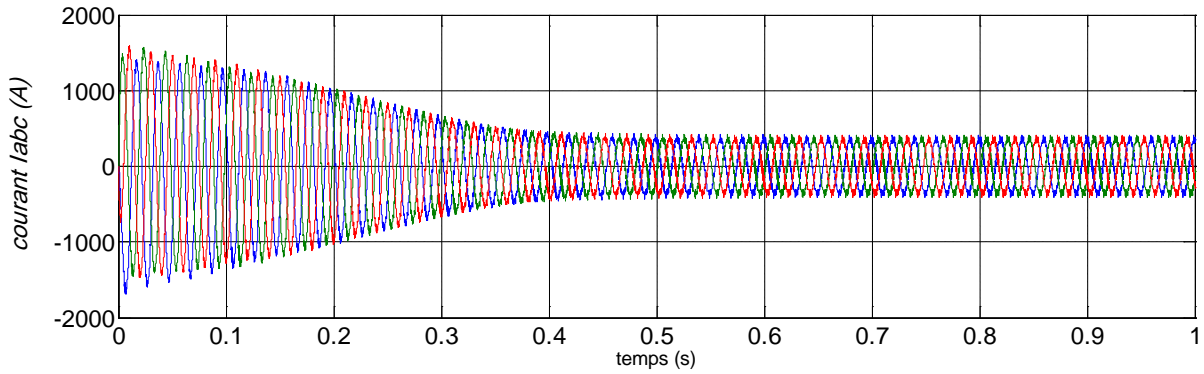


Figure III.10: Les trois courants statoriques

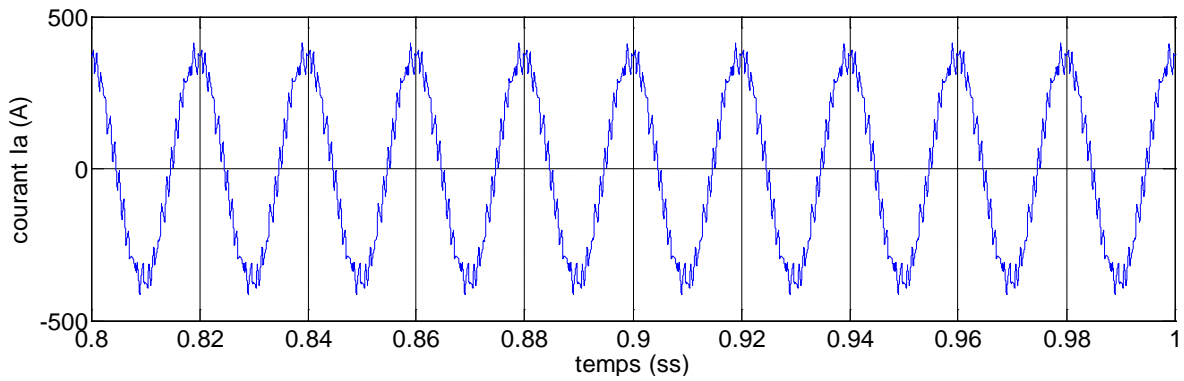


Figure III.11 Le courant statorique Ia de la phase A en régime permanent

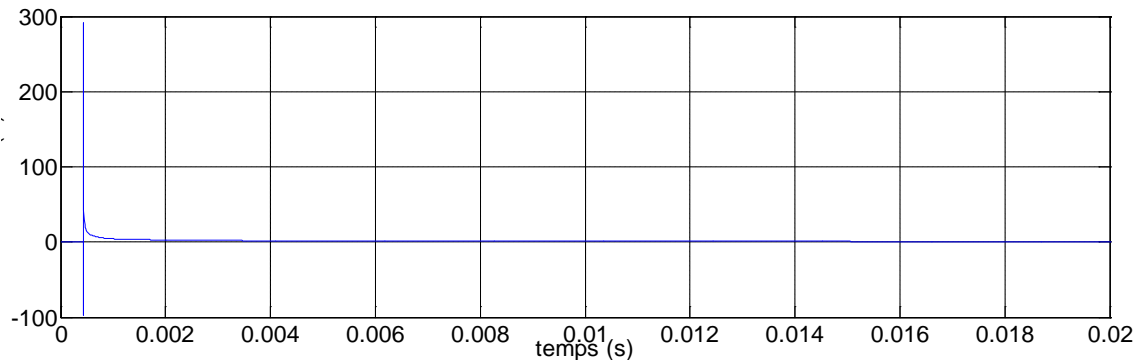


Figure III.12 La distorsion totale des harmoniques $THD_{Ia}=10.39\%$

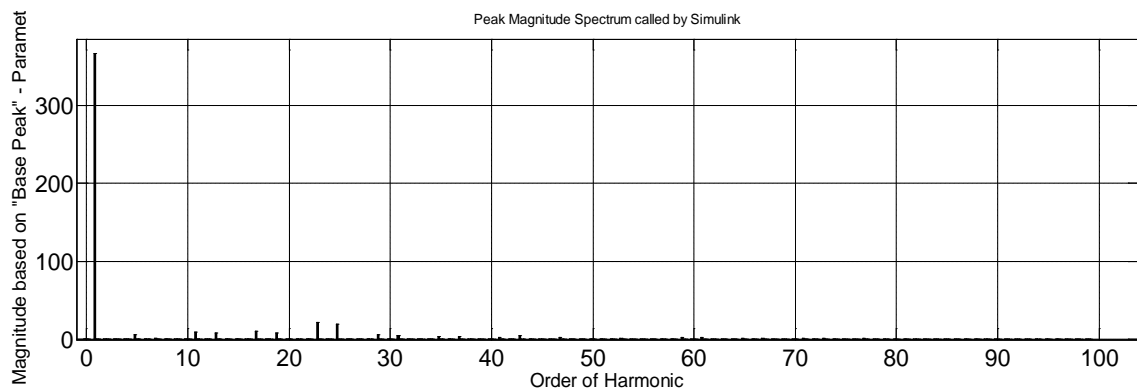


Figure III.13 Analyse spectrale du courant

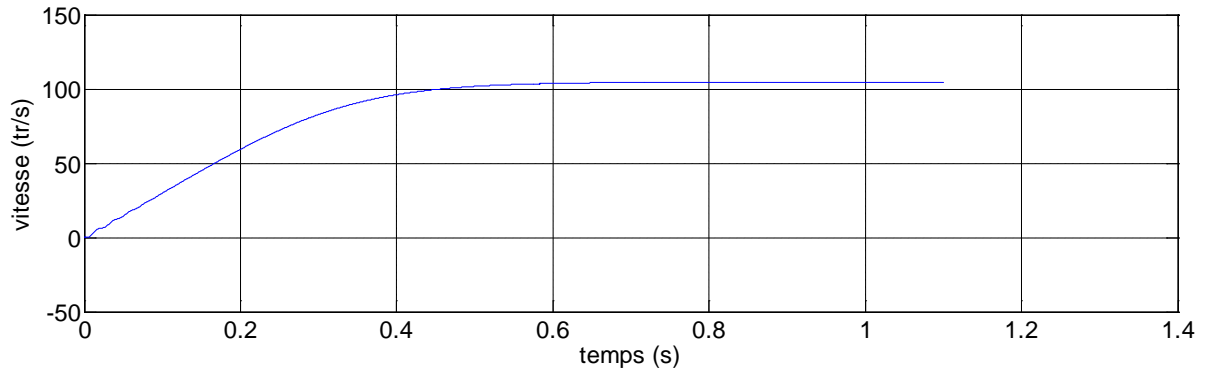


Figure III.14 La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent N= 1000,50tr/mn)

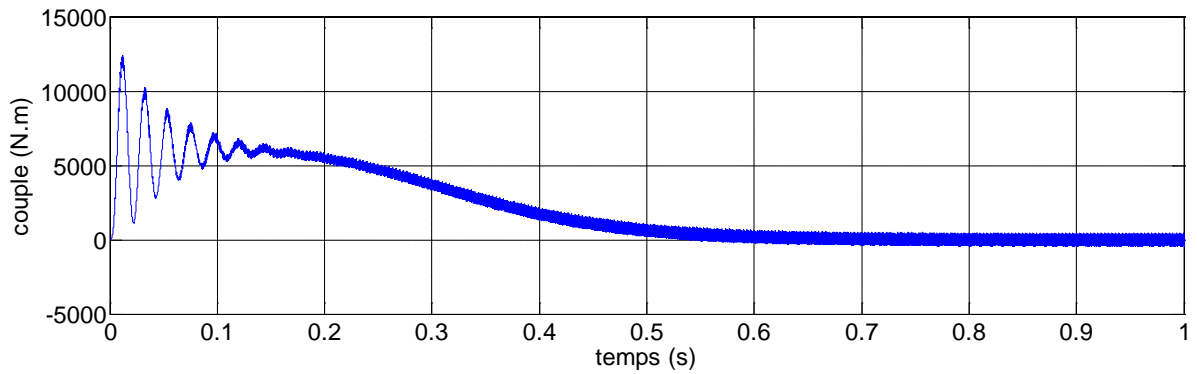
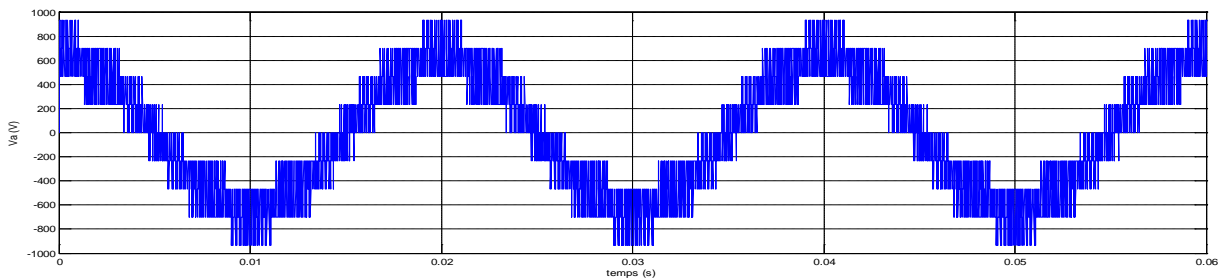
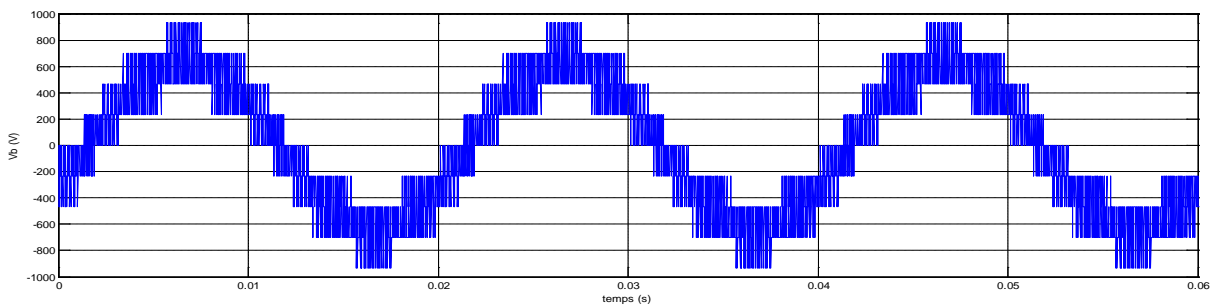


Figure III.15 La variation de couple du moteur asynchrone (cr=0Nm)

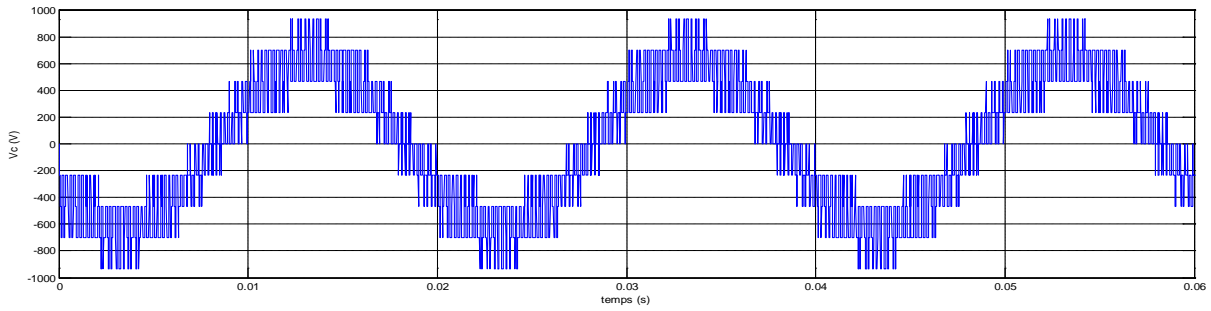
Pour l'indice demodulation m=48



La tension simple Va



La tension simple Vb



La tension simple V_c

Figure III.16: Les tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur

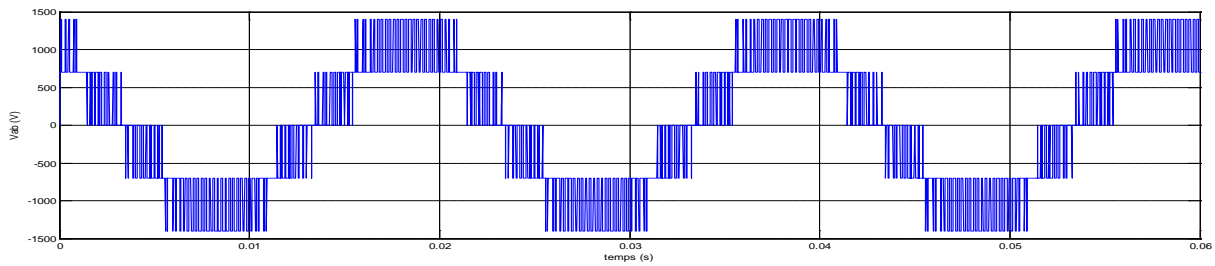


Figure III.17: La tension composée V_{ab}

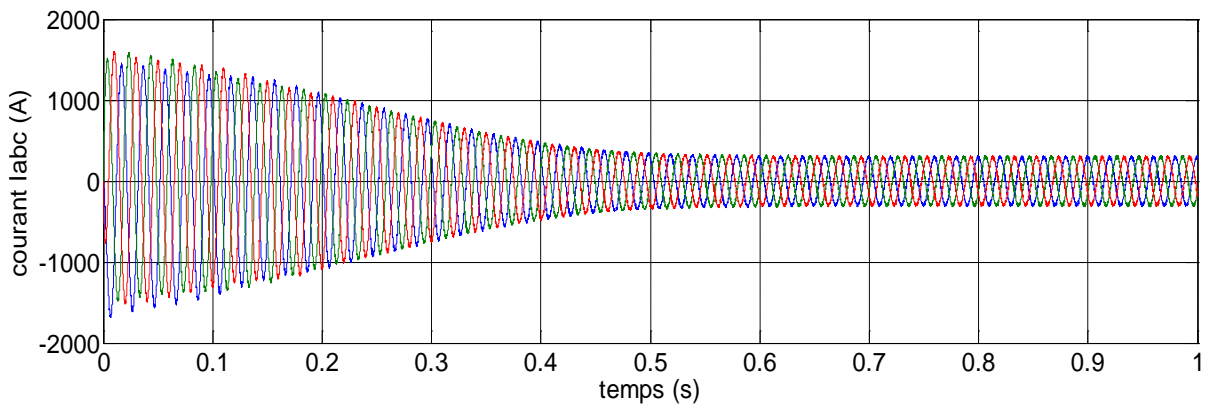


Figure III.18: Les trois courant statoriques

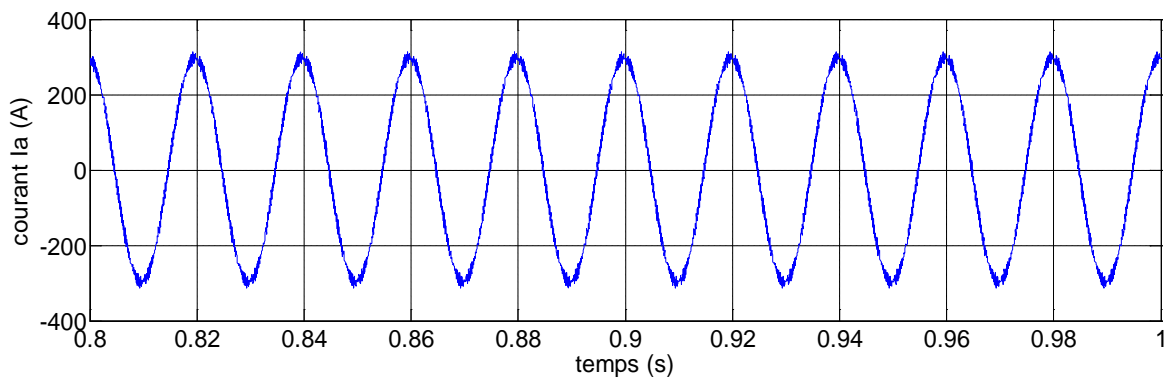


Figure III.19: Le courant statorique I_a en régime permanent

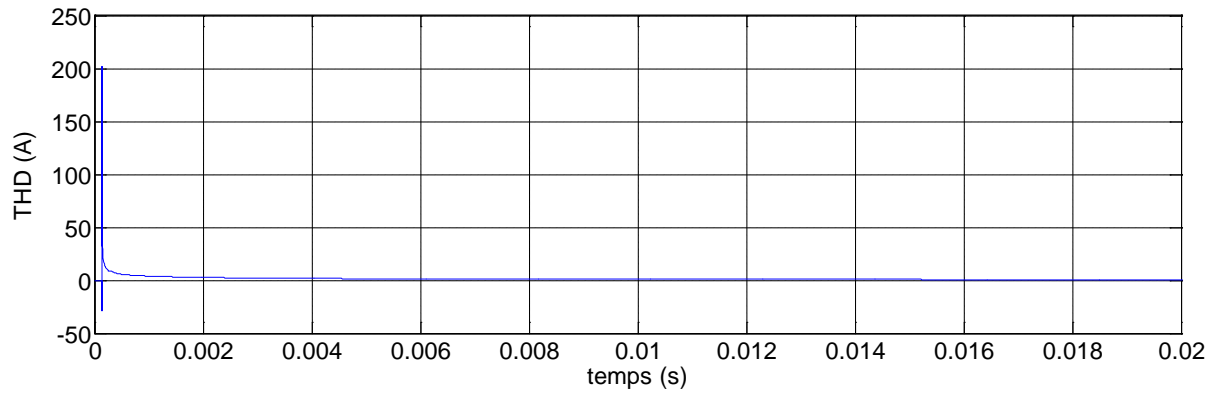


Figure III.20: La distorsion totale des harmoniques THDIa=3.623%

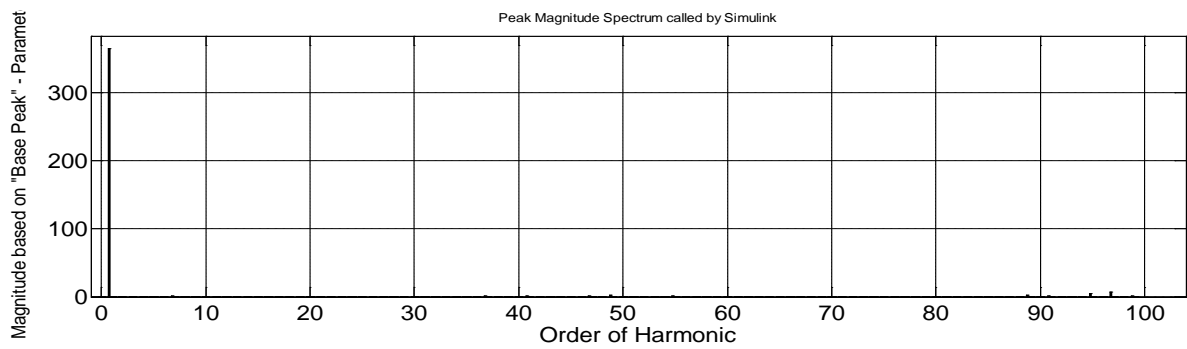


Figure III.21: Analyse spectrale du courant

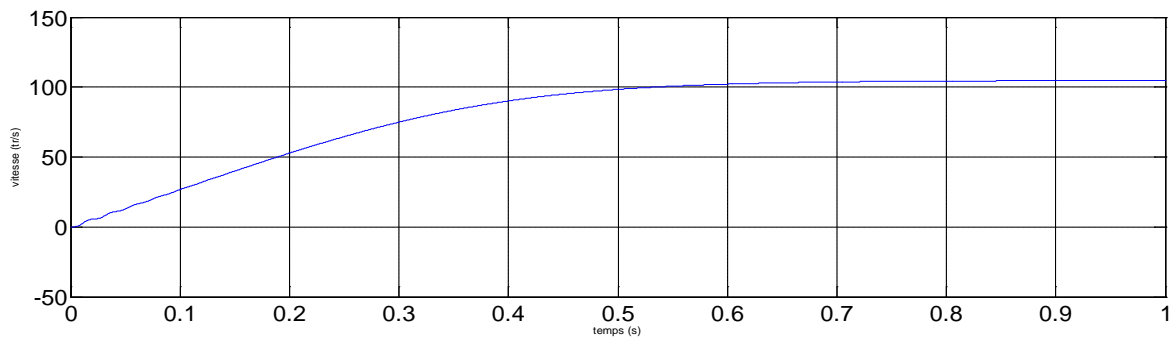


Figure III.22 La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent N= 1000,50tr/mn)

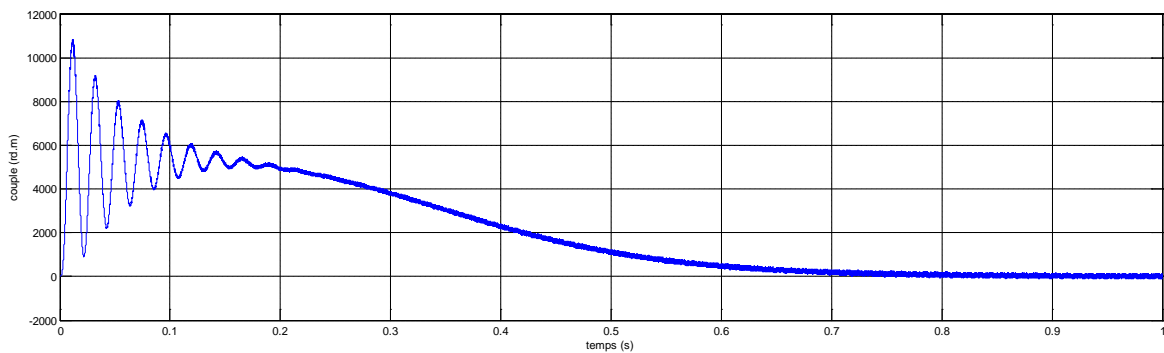
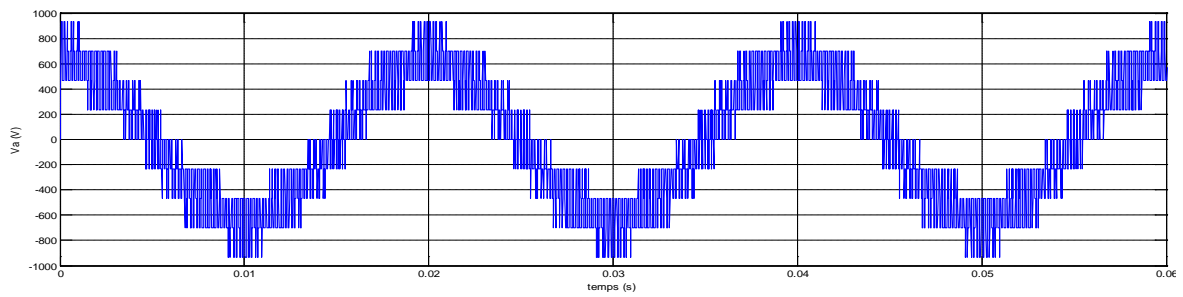
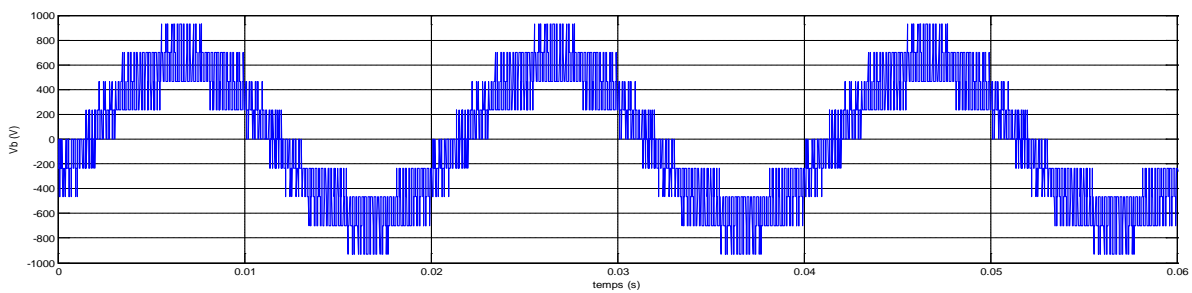


Figure III.23 La variation de couple du moteur asynchrone (cr=0Nm)

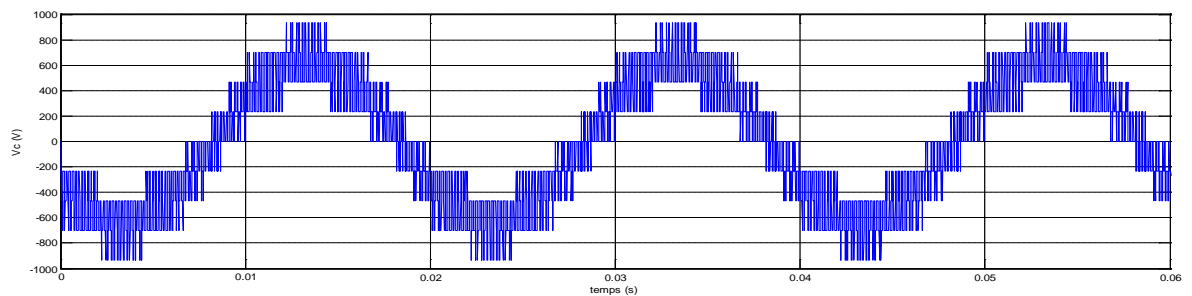
Pour l'indice demodulation $m=60$



La tension simple V_a



La tension simple V_b



La tension simple V_c

Figure III.24: Les tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur

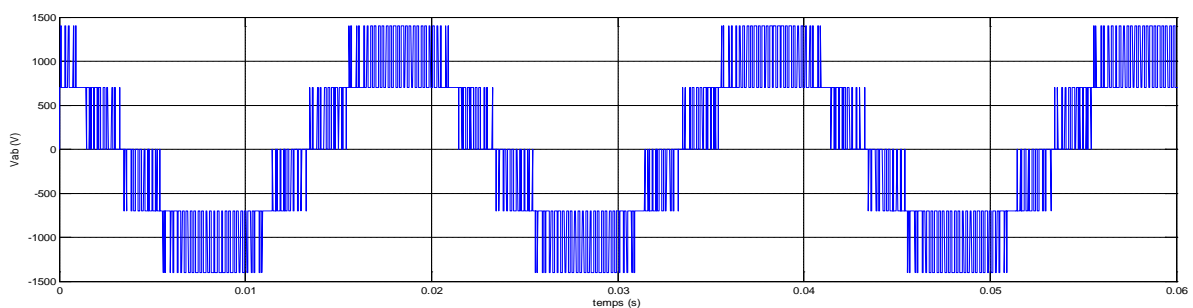


Figure III.25: La tension composée V_{ab}

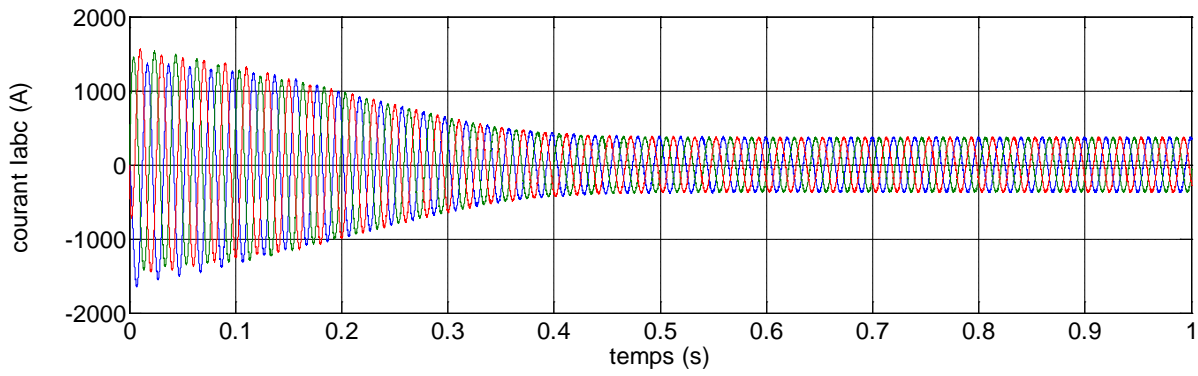


Figure III.26: Les trois courants statoriques

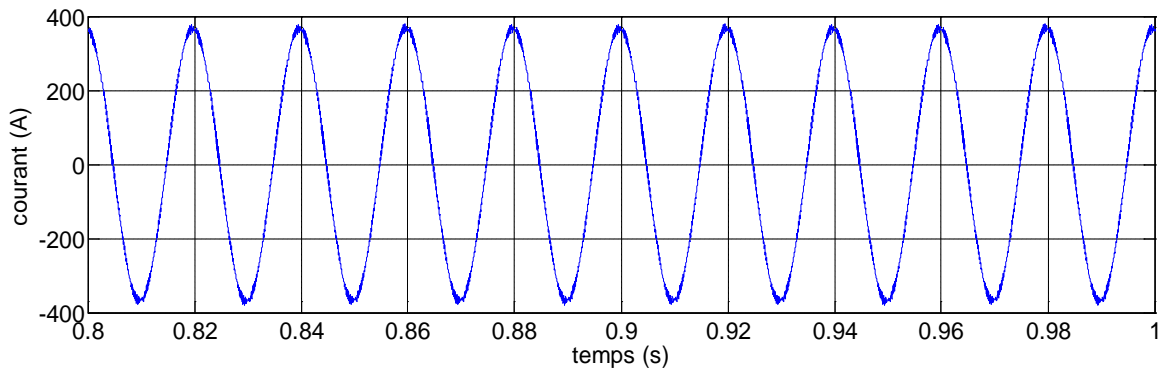


Figure III.27 Le courant statorique I_a de la phase A en régime permanent

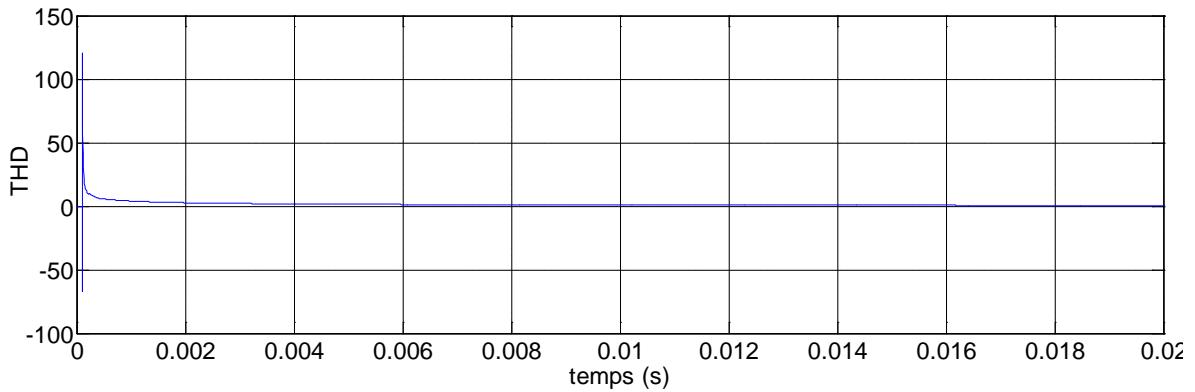


Figure III.28 La distorsion totale des harmoniques $THD_{I_a} = 2.862\%$

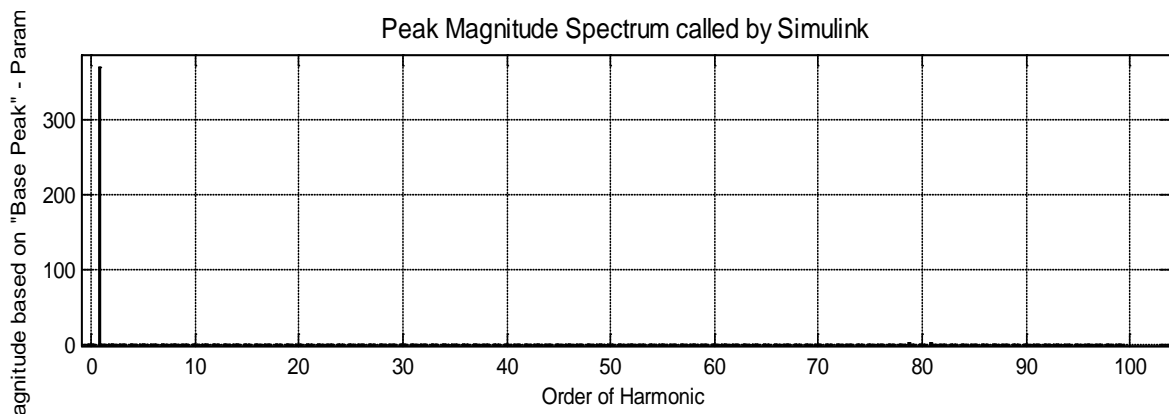


Figure III.29 Analyse spectrale du courant

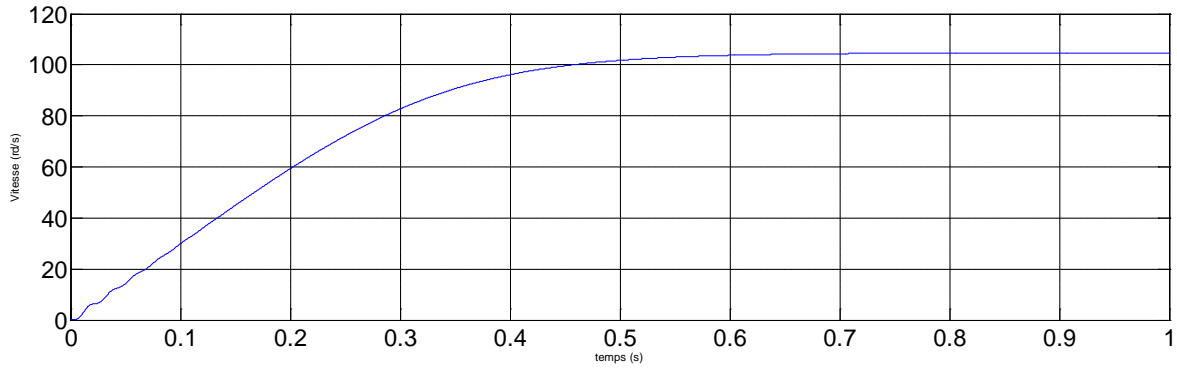


Figure III.30 La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent $N= 1000,50\text{tr/mn}$)

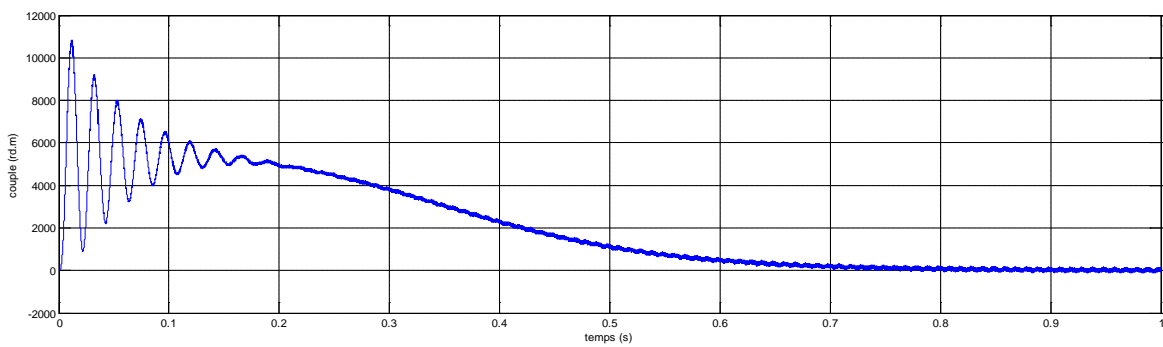
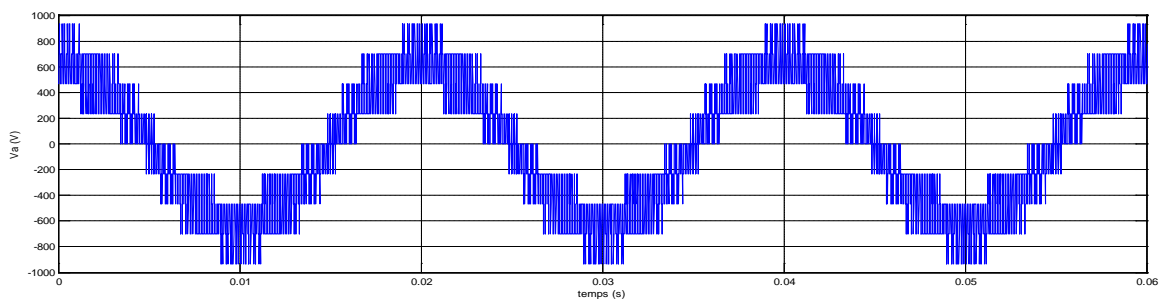
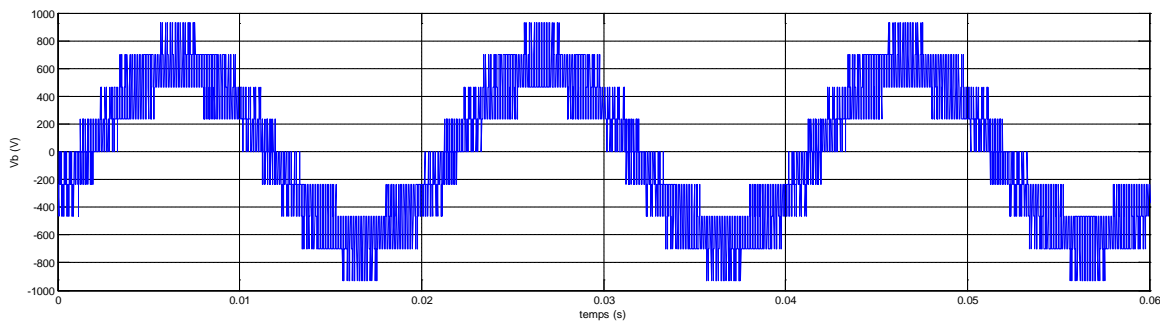


Figure III.31 La variation de couple du moteur asynchrone ($c_r=0\text{Nm}$)

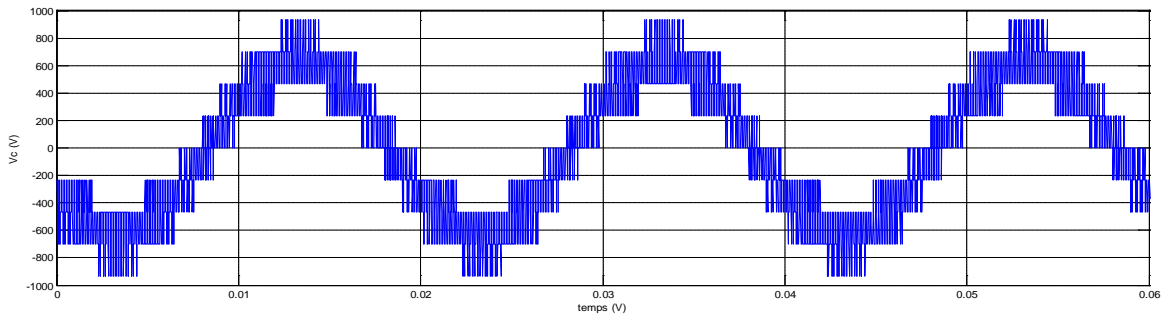
Pour l'indice demodulation $m=72$



La tension simple V_a



La tension simple V_b



La tension simple V_c

Figure III.32: Les tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur

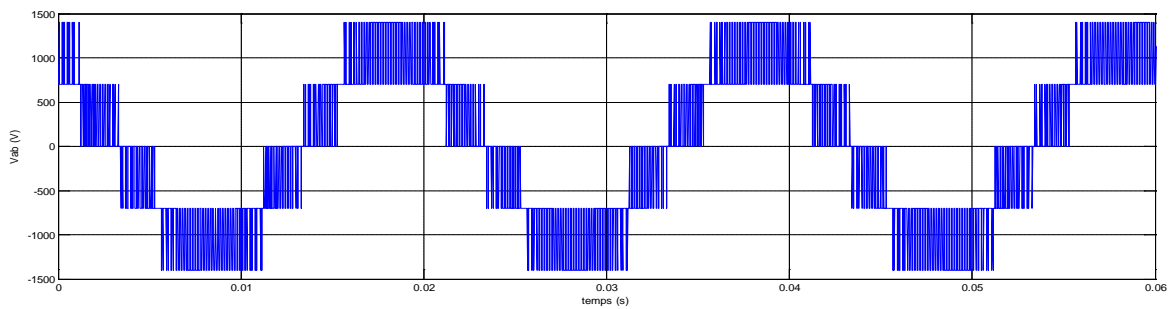


Figure III.33: La tension composée V_{ab}

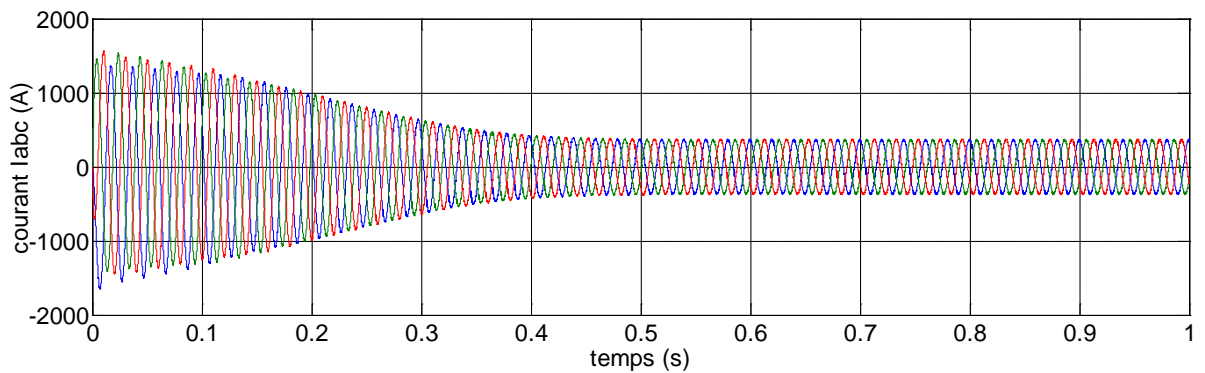


Figure III.34: Les trois courant statoriques

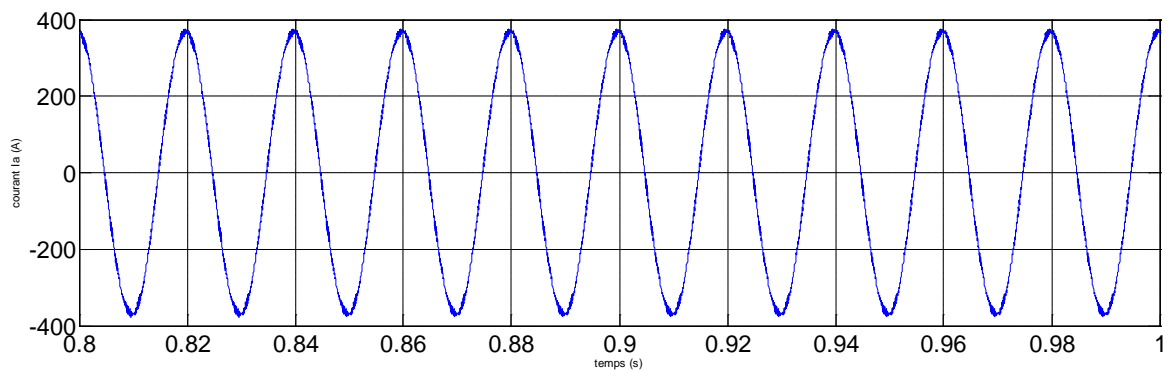


Figure III.35 : Le courant statorique I_a de la phase A en régime permanent

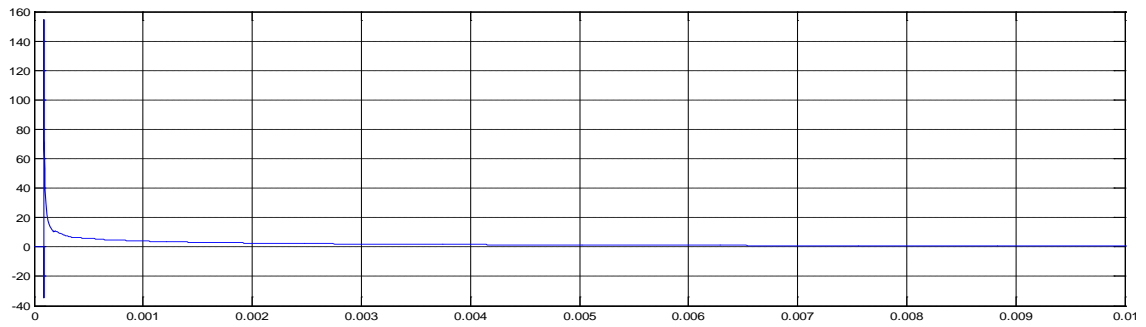


Figure III.36 La distorsion totale des harmoniques $THD_{Ia}=2,386\%$

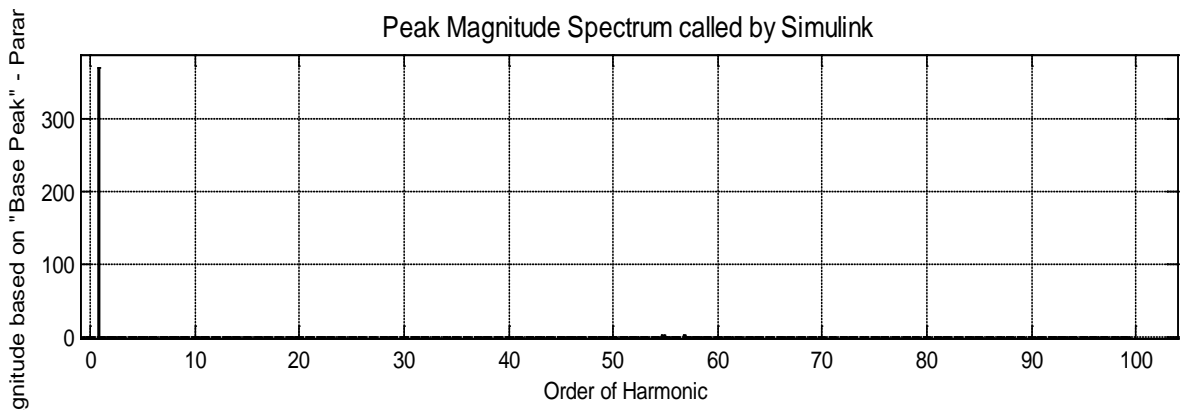


Figure III.37 Analyse spectrale du courant

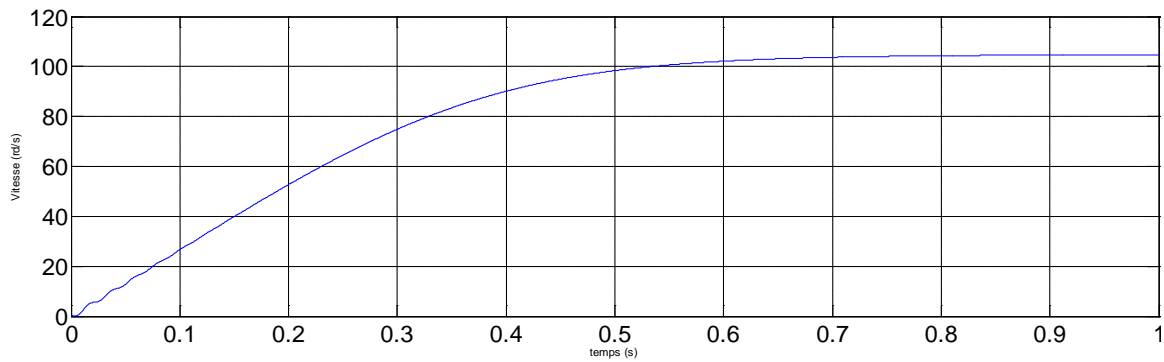


Figure III.38 La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent $N= 1000,50tr/mn$)

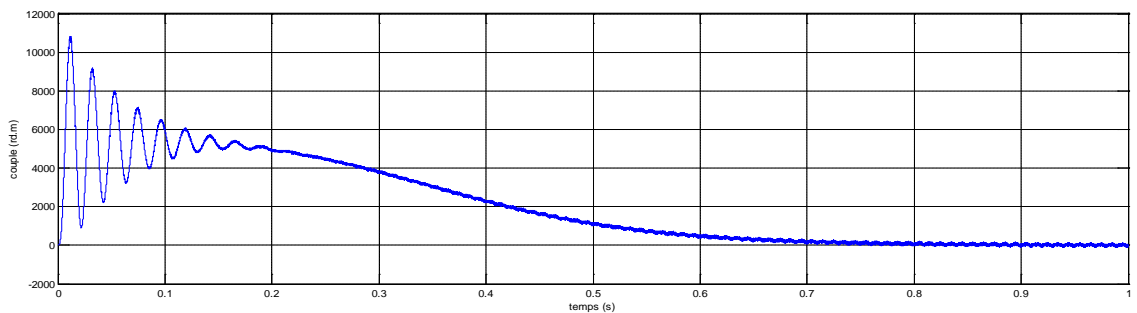
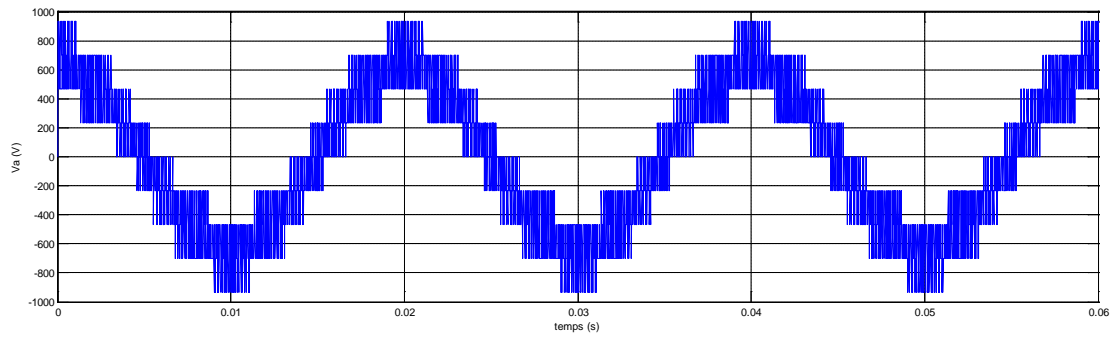
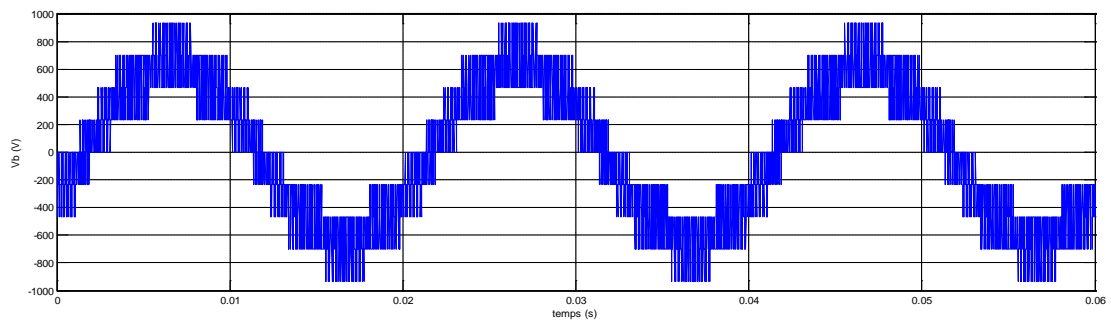


Figure III.39 La variation de couple du moteur asynchrone ($c_r=0Nm$)

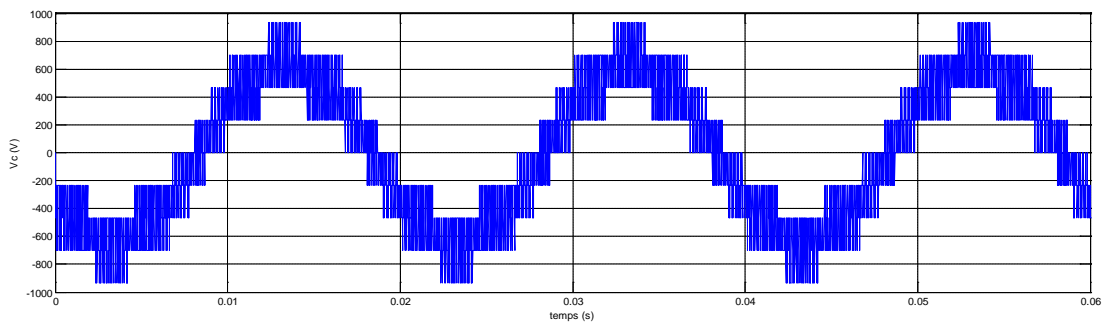
Pour l'indice demodulation $m=96$



La tension simple V_a



La tension simple V_b



La tension simple V_c

Figure III.40: Les tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur

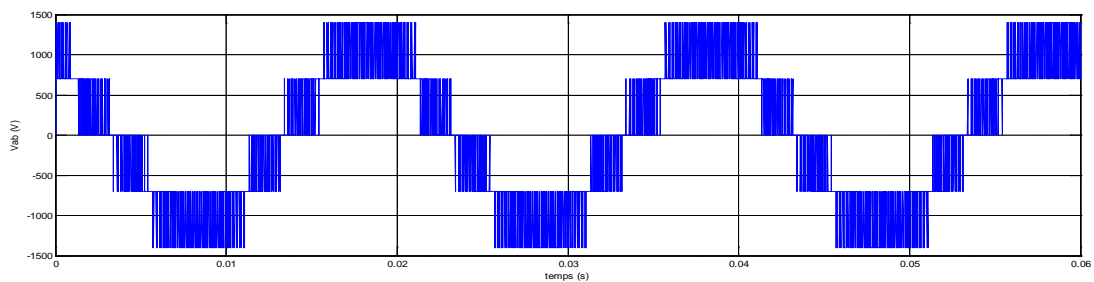


Figure III.41: La tension composée V_{ab}

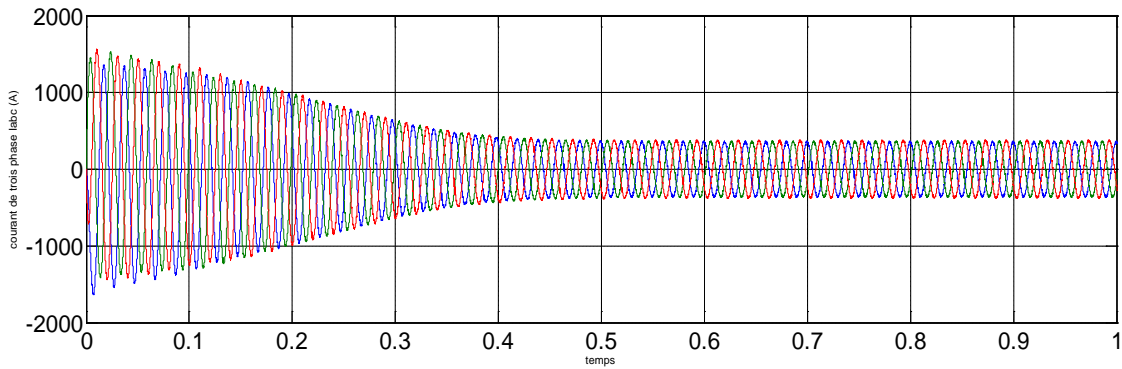


Figure III.42: Les trois courants statoriques

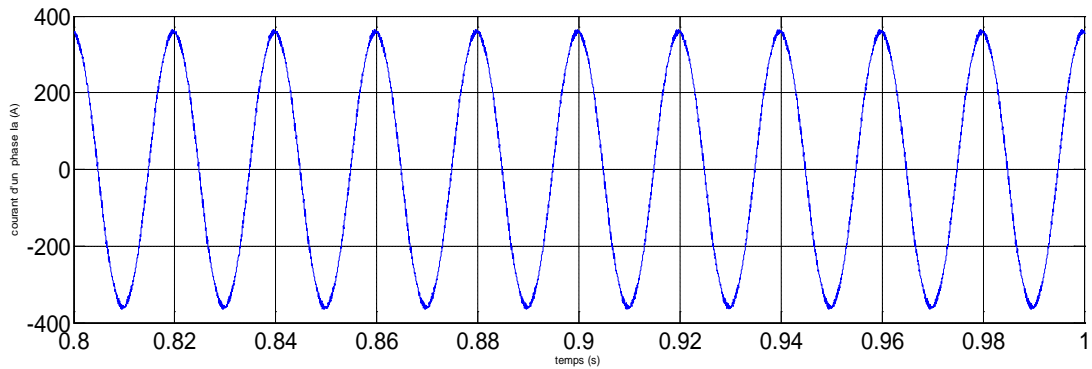


Figure III.43 Le courant statorique Ia de la phase A en régime permanent

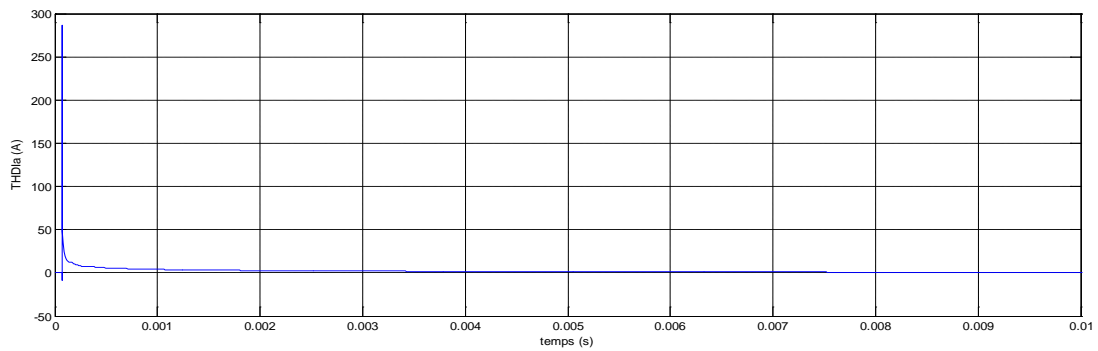


Figure III.44 La distorsion totale des harmoniques $THD_{Ia}=1,524$

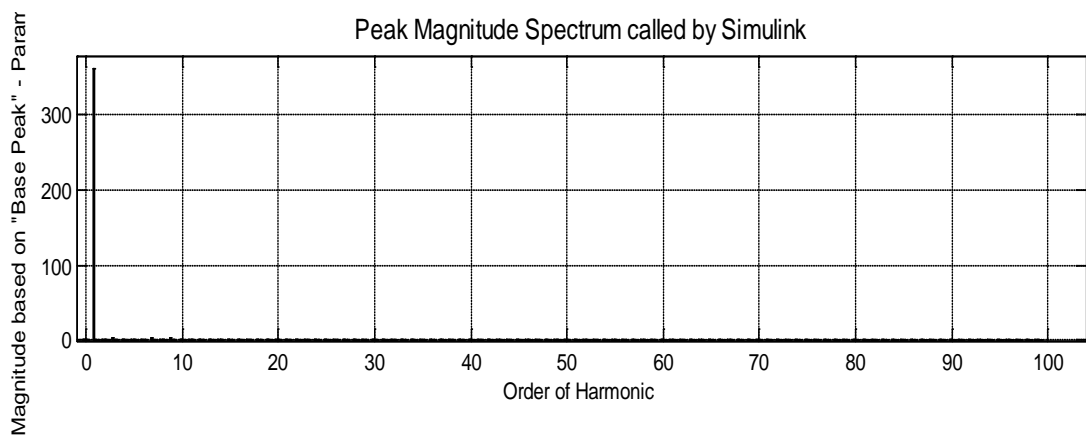


Figure III.45 Analyse spectrale du courant

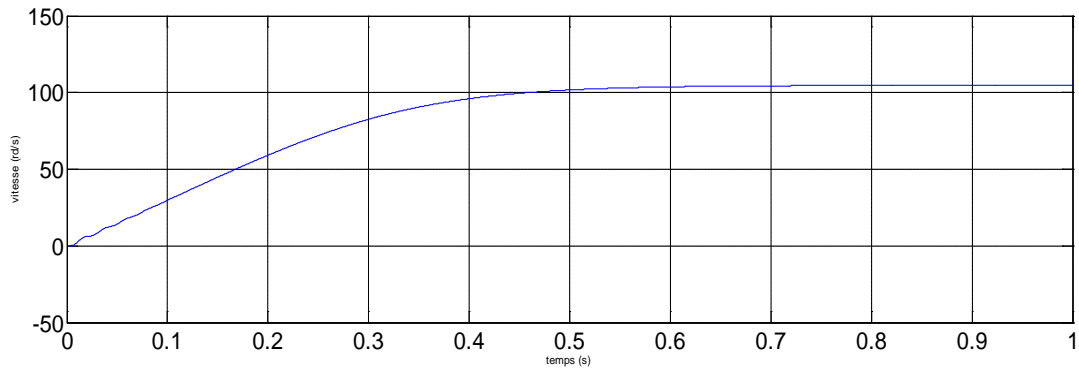


Figure III.46 La variation de la vitesse du moteur asynchrone (en regime permanent $N= 1000,50\text{tr/mn}$)

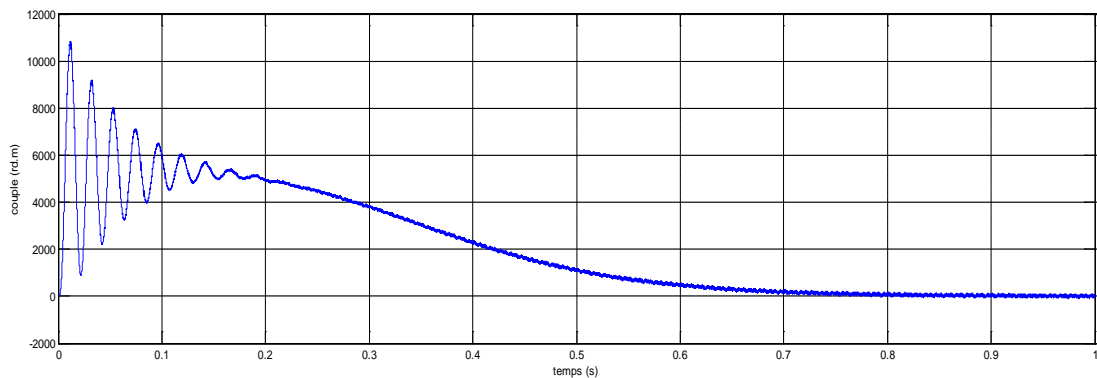


Figure III.47 La variation de couple du moteur asynchrone ($c_r=0\text{Nm}$)

III.5.2 Interprétation des résultats

On remarque que :

- ✓ Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs (de 1 à 6) pendant chaque période .
- ✓ Les 3 impulsions de commande contiennent $m=96$ créneaux, ces 3 impulsions de commande sont décalées entre elles de un tiers de période ($2\pi/3$).
- ✓ A chaque fois nous relevés la valeur de l'indice de modulation nous trouve que :
 - Le signal du courant de phase statorique A est presque sinusoïdale.
 - Pour les faibles Valeurs de m leur allure n'est pas parfaitement sinusoïdale, mais avec l'augmentation de m , on commence a avoir un signal plus proche du signal sinusoïdale.
 - Le meilleur résultat obtenu avec $m=96$, où le signal du courant contient moins d'harmoniques, et la valeur de distorsion totale des harmoniques est $\text{THD}\%=1,524\%$ avec temps de stabilité est tres prouche à 0 .

- La largeur de la bande de couple est diminuée et le temps de stabilité est le même pour tous les indices de modulation.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé et simulé l'ensemble moteur asynchrone et l'onduleur à trois niveaux, on a chaque fois augmenté la valeur d'indice de modulation jusqu'à $m=96$, nous avons trouvé que la meilleure réponse dynamique du moteur

Conclusion générale

Ce travail nous a permis de maîtriser la technique de commande par MLI vectorielle de l'onduleur de tension à trois niveaux alimentant un moteur asynchrone à cage.

Lors de l'étude de la modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux, nous avons vu que la qualité de la tension de sortie dépend des paramètres de la modulation. L'augmentation de la fréquence de commutation repousse les harmoniques vers des ordres élevés, l'onduleur à trois niveaux commandé par MLI vectorielle nous a donné un courant presque sinusoïdale, contient moins d'harmonique (THD=1,524% pour $m=96$) et la tension composée à la sortie de l'onduleur peut aller jusqu'à la valeur de la tension continue V_{dc} .

L'alimentation des moteurs électriques puissants nécessite l'utilisation des onduleurs puissants.

Pour les basses et moyennes tensions. L'utilisation de convertisseurs conventionnels à deux niveaux, à grandes fréquences de commutation, est limitée à ce niveau de puissance à cause des pertes non négligeables engendrées par la commutation des interrupteurs. En plus on se trouve obligé d'associer plusieurs interrupteurs en série et en parallèle afin de respecter les limites physiques des interrupteurs utilisés. Donc l'utilisation des convertisseurs multi niveaux dans les applications de moyenne et hautes puissances est proposée comme une solution à l'handicap technologique des semi-conducteurs

Avec la technique de commande par MLI vectorielle de l'onduleur de tension à trois niveaux, on obtient une meilleure réponse dynamique du moteur.

Elle donne moins de distorsion harmonique du courant à la sortie de l'onduleur et peut être utilisée dans les entraînements à vitesse variable avec un moteur à courant alternatif, car elle s'intègre de façon naturelle dans le système de régulation, surtout si on adopte la commande vectorielle du moteur.

Ce travail, nous a permis d'une part de connaître les principes de base pour l'étude et la simulation de n'importe quel système électroénergétique complexe, et d'autre part, il a servi à enrichir notre modeste connaissance sur la technique de programmation, la modélisation d'un système et les techniques de commande d'alimentation de la machine asynchrone à cage.

BIBLIOGRAPHE

- [1] J. S. Lai, & F. Z. Peng, "Multilevel converters- A new breed of power converters", Transactions on Industry Applications, Vol.32, No. 3, May/June 1996, pp.509-517.
- [2] Djaafer LALILI "*MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multi niveaux .Application à la Conduite de la Machine Asynchrone*" thèse de doctorat , Ecole Nationale Supérieure Polytechnique Laboratoire de Commande des Processus, 18 Avril 2009 10, avenue Pasteur BP 182 El-Harrach Alger
- [3] I. Khoukha, H. Chekireb, E. M. Berkouk, " *ANN control of nine level NPC voltage inverter based on selective harmonics elimination*", International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, ACEMP'07, 10-12 Sept. 2007 pp.587 – 591
- [4] K.Imarazene, H.Chekireb, E.M. Berkouk, "*Elimination Harmonics of a Seven Levels Inverter Voltage Control of Asynchronous Motor. Using the Artificial Neural Network*", WSEAS Transactions on Circuits and Systems, Issue 1, Volume 1, January 2007.
- [5] A. Talha, E. M. Berkouk, F. Bouchafaa, M. S. Boucherit, "*New algebraic PWM strategy of a seven – level NPC voltage source inverter*",AMSE, Rouen, France– 22 th – 24 th November – 2005.
- [6] H. Gheraia, E. M. Berkouk, G. Manesse, "*Modelling and control of a seven level NPC voltage source inverter. Application to high power induction drive*", the European Physical Journal, Vol. 15 No.2, 2001, pp.105-15.
- [7] H. Gheraia, E.M. Berkouk, A. Talha, C. Larbes, G. Manesse, "*Control strategies for the three-phase seven-level neutral-point-clamping voltage-source inverter*", Electromotion, Vol 9, N° 1, January-March 2002, p.41.
- [8] R. Zaimeddine, E. M. Berkouk, "*Switching strategies in direct torque control using a threelevel voltage source inverter*", WSEAS-Transactions-on-Systems. June 2005; 4(6): 736-44.
- [9] S. Barkati, L. Baghli, E. Berkouk, M. S. Boucherit, "*Harmonic elimination in diode-clamped multilevel inverter using evolutionary algorithms*", Electric Power Systems Research, Vol 78/10 p 1736-1746, March 2008.

- [10] S. Barkati , E. M. Berkouk , M. S. Boucherit, “*Application of type-2 fuzzy logic controller to an induction motor drive with seven-level diode-clamped inverter and controlled infeed*”, Electrical Engineering, Volume 90, Number 5, May 2008 , pp.347-359.
- [11] H. W. Van Der Broeck, H. C. Skudelny, G. V. Stanke, “*Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors,*” IEEE Transactions On Industrial Applications, Vol. 24, No. 1, Jan./Feb. 1988, pp. 142-150.
- [12] M. Koyama, T. Fujii, R. Uchida, T. Kawabata, “*Space voltage vector-based new PWM method for large capacity three-level GTO inverter*”, Proc. IEEE International Conf. on Power Electronics and Motion Control, IECON'92, 9-13 Nov 1992, Vol.1, pp. 271-276.
- [13] S. B. Mong, J. Bordonau , D. Boroyevich and S. Somavilla, “*The nearest three virtual space vector PWM – A modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the threelevel NPC inverter*”, IEEE Power Electronics Letters, vol. 2, no. 1, March 2004, pp. 11-15.
- [14] H. Hu, W. Yao, Z Lu, “*Design and implementation of three level space vector PWM IP core for FPGAs*”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no.6, November 2007, pp. 2234-2244.
- [15] M. Batao, L. Congwei, Z. Yang, L. Fahai, “*New SVPWM control scheme for three-phase diode clamping multilevel inverter with balanced DC voltages*”, Proc. IEEE 28th Annual Conf. off the Industrial Electronics Society, IECON'02, 5-8 Nov. 2002, Vol. 2. pp. 903-907.
- [16] Oh J. S., Jin S. H. and Lee J. H., “*Fast space vector modulation without NTV identification for multilevel inverters*”, 2nd Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA'07, 23-25 May 2007, Harbin, China, pp.2415-2420.
- [17] S. Wei, B. Wu, “*A General space vector PWM control algorithm for multilevel inverters*”, Eighteenth Annual IEEE on Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'03, 9-13 Feb, 2003, Vol.1, pp.562-568.
- [18] L. Yacoubi, F. Fnaiech, L. A. Dessaint, K. Al-Haddad, “*Adaptive nonlinear control of a three-phase three-level neutral point clamped rectifier*”, Industrial Applications Conference, IEEE IAS'01, Sep 30-Oct 04 2001, Chicago, USA, pp. 619-625.

- [19] L. Yacoubi, K. Al-Haddad, F. Fnaiech, L. A. Dessaint, “*Adaptive nonlinear control law applied to a three-phase NPC boost rectifier operating under severe conditions*”, Annual 33th Power Electronics Specialists Conference, PESC, 2002, Vol.2, pp. 785-790.
- [20] L. Yacoubi, K. Al-Haddad, L-A. Dessaint and F. Fnaiech, “*A DSP-Based Implementation of a Nolinear Model reference Adaptive Control for a Three-Phase Three-Level NPC Boost Rectifier Prototype*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.20, No.5, September 2005, pp. 1084-1092.
- [21] A. N. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, “*A new neutral-point-clamped PWM inverter*”, IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol.1A-12, Sep./Oct. 1981, pp.518-323.
- [22] H. W. Van Der Broeck, H. C. Skudelny, G. V. Stanke, “*Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors*,” IEEE Transactions On Industrial Applications, Vol. 24, No. 1, Jan./Feb. 1988, pp. 142-150.
- [23] A. M. Trzynadlowski, “*The field orientation principle in control of induction motors*”, Kluwer Academic Publishers, 1994, ISBN: 0-7923-9420-8.
- [24] N. Celanovic, D. Boroyevich, “*A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters*”, IEEE Transactions On industry Applications, Vol. 37, No.2, March/April 2001, pp. 637-641.
- [25] N. Celanovic, , “*Space vector modulation and control of multilevel converters*”, PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, USA, 2000.
- [26] A. N. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, “*A new neutral-point-clamped PWM inverter*”, IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol.1A-12, Sep./Oct. 1981, pp.518-323.
- [27] M. Koyama, T. Fujii, R. Uchida, T. Kawabata, “*Space voltage vector-based new PWM method for large capacity three-level GTO inverter*”, Proc. IEEE International Conf. On Power Electronics and Motion Control, IECON'92, 9-13 Nov 1992, Vol.1, pp. 271-276.
- [28] J. S. Lai, & F. Z. Peng, “*Multilevel converters- A new breed of power converters*”, Transactions on Industry Applications, Vol.32, No. 3, May/June 1996, pp.509-517.

- [29] Zhuohui Tan; Yongdong Li; Min Li, “ *A Direct Torque Control of Induction Motor Based on Three-Level NP Converter*” , Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual. Issue , 2001 Page(s):1435 - 1439 vol. 3
- [30] Carlos de Almeida Martins , “ *Contrôle Direct du Couple d’une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée* ’ ’ Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 2000.
- [31] Martins, C.A.; Carvalho, A.S., “ *Technological Trends in Induction Motor Electrical Drives*” , Power tech Proceedings, 2001 IEEE page(s):7 pp. vol.2
- [32] Hu, X.; Zhang, L. “*A predictive direct torque control scheme for a three-level VSI fed induction motor drive* ” Electrical Machines and Drives, 1999. Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 468) Volume , Issue , 1999 Page(s):334 – 338
- [33] N. Celanovic, D. Boroyevich, “*A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters*”, IEEE Transactions On industry Applications, Vol. 37, No.2, March/April 2001, pp. 637-641.
- [34] Gabriel Buche, “ *Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Temps Réel Matlab/Simulink*,” Mémoire D’ingénieur C.N.A.M. En Automatisation Industriel 7 /03/2001centre Régional Associé De Grenoble (C.U.E.F.A)
- [35] Souad Chaouch, “ *Commande Vectorielle Robuste d’une Machine à Induction sans Capteur de Vitesse*”, These de doctorat en science en électrotechnique l’université de Batna 03 Décembre 2005.
- [36] Davide Aguglia., “ *Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle*” , Mémoire, Maître Es Sciences, Université Laval Québec, Canada. Décembre 2004.
- [37] G. Grellet, G. Clerc “ *Actionneurs électriques*” , Editions Eyrolles, 1997.
- [38] D. Roye, “*Modélisation, contrôle vectoriel et DTC* ” , HERMES Science Europe Ltd, 2000, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s): 81 -132 vol.1

- [39] F. Blaschke, “ *The Principle of Field Oriented as Applied to the New Tran Vector Closed-Loop Control System for Rotating Machine*” , Siemens Review, 1972, vol.39, N°4, pp.217-220.
- [40] Rong-Jong Wai , Jeng-Dao Lee and Kuo-Min Lin, “ *Robust Decoupled Control of Direct Field- Oriented Induction Motor Drive Industrial Electronics*” , IEEE Transactions on Volume 52, Issue 3, June 2005 Page(s): 837 – 854
- [41] Chady El Moucary, Eduardo Mendes, and Adel Razek, “*Decoupled Direct Control for PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives*” , IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 5, September/October 2002
- [42] Abdelkoudouss FAQIR “ *Commande A Structure Variable D’un Entrainement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mecanique Variable*’ ’ Doctorat L’Université de Picardie Jules Verne France éecembre 2003.
- [43] Pedro Ponce Cruz. Jaime J. Rodriguez Rivas,“ *Induction Motor Space Vector Control Using Adaptive Reference Model Direct and Indirect Methods*” , Industrial Electronics, Proceedings IEEE International Symposium, Issue , 2000 Page(s):300 - 305 vol.1
- [44] Seok Ho Jeon, Student , Kwang Kyo Oh, and Jin Young Choi, “ *Flux Observer with Online Tuning of Stator and Rotor Resistances for Induction Motors*,” IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 49, No. 3, June 2002.
- [45] Chelihi Abdelghani “*Commande Adaptative par le Critère D’hyperstabilité*’ ’ Mémoire de Magistère Institut Nationale des Hydrocarbures Université Boumerdes 2004.