

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Électromécanique
Option : Électromécanique

Réf :

**Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme :**

MASTER

Thème

**ETUDE COMPARATIVE ENTRE DEUX TOPOLOGIES
D'ONDULEURS TRIPHASES A DEUX-NIVEAUX
ET TROIS-NIVEAUX**

Présenté par :

BENMYA Ahmed

Soutenu le : 10 Juillet 2019

Devant le jury composé de :

Dr. KHELILI Fatiha

Dr. GUERGAZI Aicha

Dr. LAALA widad

Président

Encadreur

Examineur

Année universitaire : 2018 / 2019

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Électromécanique
Option : Électromécanique

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme :

MASTER

Thème

ETUDE COMPARATIVE ENTRE DEUX TOPOLOGIES
D'ONDULEURS TRIPHASES A DEUX-NIVEAUX
ET TROIS-NIVEAUX

Présenté par :
BENMYA Ahmed

Avis favorable de l'encadreur :

Avis favorable du Président du Jury :

Cachet et signature

REMERCIEMENTS

D'abord, je remercie Allah , le tous grand et puissant qui m'a donné la volonté et l'énergie pour achever cette phase en succès.

Je tiens de remercier beaucoup, ma promiseuse : Dr. GUERGUAZI Aicha, Maitre de conférence A, à l'université de Biskra pour sa patience, ses efforts avec moi et aussi pour la grande confiance qui m' a fait, je demande à Allah à lui donner la bonheur et le succès.

Je remercie aussi les membres de jury qui ont accepté de juger ce travail : Dr. Khelili Fatiha et Dr. Laala Widad, Université de Biskra.

Je remercie tous qui ont m'aidé de près ou de loin.

Dédicace

Je dédie ce travail à:

Mes parents,

Mes sœurs, leurs époux et enfants

Mon frère, sa femme et ses enfants

A toute ma famille

A tous mes camarades

Ahmed(Tarek)

RESUME

Les systèmes de production des énergies renouvelables sont fréquemment étudiés à cause de leur intérêt majeur en matière de développement durable. Par conséquent, les structures de contrôle de l'onduleur connectées au réseau sont une partie importante de la conversion et de la transmission d'énergie, elles doivent être améliorées pour répondre aux exigences de la connexion au réseau de distribution. Ce projet traite la comparaison entre deux structures d'onduleurs triphasés ; l'onduleur triphasés classique 2 niveaux et à trois niveaux avec la technique MLI. La comparaison est basée sur l'évaluation du taux de distorsion harmonique TDH pour les deux onduleurs commandés par MLI (modulation de largeur d'impulsions). Tous les circuits sont modélisés et simulés à l'aide du logiciel Matlab-Simulink-SimPowerSystems.

Mots-clés: Onduleurs Triphasés, Modulation de Largeur d'Impulsions, Taux Distorsion Harmonique (TDH).

ملخص

أنظمة إنتاج الطاقة المتجددة تعرف دراسة مستفيضة بسبب فوائدها في التنمية المستدامة. بالنتيجة، فإن هياكل التحكم في المحولات المرتبطة بالشبكة هي عبارة جزء هام في عملية تحويل ونقل الطاقة، يجب أن تخضع للتحسين من أجل الاستجابة لمتطلبات الربط بالشبكة والتوزيع. هذا المشروع يتناول المقارنة بين هيكليين ثلاثي الطور من المحولات: المحول ثلاثي الطور التقليدي بمستويين وبثلاثة مستويات بتقنية التحكم MLI. المقارنة تعتمد على تقييم نسبة الشد التوافقي TDH لمحولين يجري التحكم بهما بواسطة MLI. كل الدارات جرى نمذجتها بواسطة برنامج (Matlab-Simulink-SimPowerSystems).

الكلمات المفتاحية: محولات ثلاثية الطور، تعديل عرض النبضة، نسبة الشد التوافقي.

Sommaire

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

CHAPITRE 1: LES CONVERTISSEURS STATIQUES

1.1. INTRODUCTION	4
1.2. LES CONVERTISSEURS STATIQUES	4
1.3. LES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE	5
1.3.1. Le thyristor	6
1.3.1.1. Symbole et caractéristiques statiques	6
1.3.1.2. Fonctionnement en interrupteur	7
1.3.2. Transistor bipolaire à grille isolée (IGBT)	7
1.3.2.1. Caractéristiques	8
1.3.2.2. Applications	8
1.3.3. Transistor MOSFET	9
1.3.3.1. Le MOSFET « canal N » ou NFET	9
1.3.3.2. Le MOSFET « canal P » ou PFET	10
1.3.4. Thyristor GTO	11
1.3.4.1. Caractéristiques	12
1.3.4.2. Applications	12
1.3.5. La diode	12
1.3.5.1. Caractéristique d'une diode	12
1.3.5.2. Principales utilisations	13
1.4. DEFINITION DE L'ONDULEUR	13
1.5. APPLICATIONS	13
1.6. TYPES D'ONDULEURS	14
1.6.1. Un onduleur non autonome	14
1.6.2. Un onduleur autonome	14
1.6.3. Onduleurs hybrides	15
1.6.4. Les onduleurs à résonance	15
1.7. ARCHITECTURES IDEALES DES ONDULEURS	15
1.7.1. Les onduleurs monophasés	15
1.7.2. Les onduleurs triphasés	16

1.7.3.	Les onduleurs multi-niveaux	16
1.8.	TYPES DE COMMANDE DES ONDULEURS	17
1.9.	MODULATION A LARGEUR D'IMPULSION MLI	18
1.10.	LES AVANTAGES DE LA COMMANDE MLI	18
1.11.	CONCLUSION	19

CHAPITRE 2: MODELISATION ET TECHNIQUES DE COMMANDE POUR LE CONVERTISSEUR TRIPHASE A DEUX NIVEAUX

2.1.	INTRODUCTION	20
2.2.	ONDULEUR CLASSIQUE A DEUX NIVEAUX DE TENSIONS	20
2.3.	LA NATURE DE LA SOURCE D'ENTRE.	21
2.4.	MODELISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASE A DEUX NIVEAUX	21
2.4.1.	Modèle mathématique de l'onduleur de tension	23
2.5.	LES TECHNIQUES DE COMMANDE MLI	25
2.6.	INDICES DE PERFORMANCE	25
2.6.1.	Indice de modulation de l'onduleur triphasé	25
2.6.2.	Contenu du fondamental	25
2.6.3.	Taux de distorsion harmonique totale (THD)	26
2.7.	LA TECHNIQUE DE MODULATION "SINUS-TRIANGLE" (STPWM)	26
2.7.1.	Principe de fonctionnement	26
2.7.2.	Paramètres du MLI sinus-triangle	27
2.7.1.	Taux de modulation	27
2.7.2.	Indice de modulation	29
2.8.	TECHNIQUE DE MODULATION VECTORIELLE (SVPWM)	29
2.8.1.	Détermination de V_{ref} , V_{α} , V_{β} , et l'angle (α)	32
2.8.2.	Calcul des temps d'application des états de l'onduleur.	32
2.8.3.	Détermination des séries d'impulsions pour chaque bras de l'onduleur	35
2.9.	CONCLUSION	37

CHAPITRE 3: MODELISATION ET TECHNIQUES DE COMMANDE POUR LE CONVERTISSEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX

3.1.	INTRODUCTION	38
3.2.	INTERET DES CONVERTISSEURS STATIQUES MULTINIVEAUX	39
3.3.	LES DIFFERENTES TOPOLOGIES DES ONDULEURS MULTI-NIVE	40
3.3.1.	Onduleurs NPC (Neutral-Point Clamped)	40
3.3.2.	Onduleur de tension à condensateurs flotteurs	41
3.3.3.	Onduleurs multi niveaux en cascade	42
3.4.	LE CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SUPERPOSE (SMC)	44
3.5.	ONDULEUR A TROIS NIVEAUX DE TYPE NPC	45
3.5.1.	Structure	45
3.5.2.	Configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	46
3.5.1.	Première configuration {1100}	47
3.5.2.	Deuxième configuration {0110}	47
3.5.3.	Troisième configuration {0011}	48
3.6.	STRATEGIE DE COMMANDE D'ONDULEUR TROIS NIVEAUX	49
3.6.1.	Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM)	50
3.6.1.	Modulation triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse	50
3.6.2.	Modulation triangulo-sinusoïdale multi-porteuses	51
3.6.2.	Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux (SVPWM)	53
3.6.1.	Principe de base de la MLI vectorielle sur un onduleur à trois niveaux	53
3.6.2.	Transformation triphasée biphasée	54
3.6.3.	Calcul des rapports cycliques des vecteurs de commutation pour chaque région	57
3.6.4.	Calcul des temps de commutation pour chaque interrupteur	65
3.7.	CONCLUSION	82

CHAPITRE 4: SIMULATION ET INTERPRETATION DE L'ONDE TENSION DEUX ET TROIS NIVEAUX

4.1.	INTRODUCTION	83
4.2.	ONDULEUR A DEUX NIVEAUX	83
4.2.1	Résultats obtenu	83
4.2.1.1	Commande MLI S-T	83

4.2.1.2.	Commande MLI Vectorielle	86
4.2.1.3.	Comparaisons des résultats des commandes	88
4.3.	ONDULEUR A TROIS NIVEAUX	88
4.3.1	Résultats obtenu	88
4.3.1.1.	Commande MLI S-T	88
4.3.1.2.	Commande MLI Vectorielle	93
4.3.1.3.	Comparaisons des résultats des commandes	94
4.4	COMPARAISON ENTRE L'ONDULEUR CLASSIQUE A DEUX NIVEAUX ET L'ONDULEUR A TROIS-NIVEAUX	95
4.5	CONCLUSION	95
	Conclusion générale	96
	Bibliographie	

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1: Classification des applications des convertisseurs statiques en fonction du courant commuté et de la tension bloquée des composants semi-conducteurs	5
Figure 1.2: Digramme puissance-fréquence des composants	6
Figure 1.3 : Symbole d'un thyristor	6
Figure 1.4 : Caractéristiques d'un thyristor pour $I_p=0$	7
Figure 1.5: Symbole usuel de l'IGBT	8
Figure 1.6 : Schéma équivalent de l'IGBT	8
Figure 1.7: Les différentes structures d'IGBT	8
Figure 1.8: MOSFET canal N.	9
Figure 1.9: MOSFET canal P.	9
Figure 1.10 : Caractéristique Transistor MOSFET	10
Figure 1.11 : Symboles usuels du GTO	11
Figure 1.12: Caractéristique d'une GTO	11
Figure 1.13 : Symbole de diode	12
Figure 1.14 : Caractéristique d'une diode	12
Figure 1.15: Schéma bloc représentatif d'un onduleur	13
Figure 1.16: Schéma Onduleur monophasé avec un point milieu	16
Figure 1.17: Schéma de principe d'un onduleur triphasé de tension	16
Figure 1.18 : Schéma d'un bras d'onduleur :a) 2 niveaux ;b) 3 niveaux ;c) N niveaux.	17
Figure 2.1: Onduleur triphasé de tension en pont à 2 niveaux	21
Figure 2.2 : Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé	22
Figure 2.3: Allure des tensions simple et composé pour l'Onduleur triphasé en Pont (Charge résistive)	22
Figure 2.4: Modes de fonctionnement de l'Onduleur triphasé en Pont	23
Figure 2.5 : Courbes de signal de la porteuse, de référence et les tensions de sortie d'un onduleur triphasé commandé en MLI sinus-triangle	27
Figure 2.6 : Dépendance de l'amplitude de composante fondamentale de tension de sortie au taux de modulation	28
Figure 2.7: Les états de l'onduleur et les vecteurs des tensions correspondants	30
Figure 2.8: Représentation des états de l'onduleur dans le repère $\alpha\beta$, et les différents secteurs	31

Figure 2.9: La tension de référence comme combinaison de deux vecteurs adjacents dans le secteur 1	33
Figure 2.10: Signaux de commande dans le cas où V_{ref_ref} est au secteur 1	35
Figure 2.11: Les séquences de commutation possible de MLI vectorielle	36
Figure 2.12 : Organigramme globale de la commande MLI vectorielle	37
Figure 3.1 : Schéma d'une branche d'onduleur NPC à 3 niveaux	40
Figure 3.2 : Onduleur à condensateur flotteurs à trois (a) et à cinq niveaux (b)	41
Figure 3.3 : Structure d'un convertisseur N niveaux en cascade	43
Figure 3.4 : Structure d'un convertisseur polygonale N niveaux	43
Figure 3.4 : Convertisseur Multicellulaire Superposé (A) représentation 1 et (B), 2	44
Figure 3.5 : Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC	45
Figure 3.6 : Bras d'un onduleur NPC à trois niveaux	46
Figure 3.7 : 1ère configuration du 1er bras	47
Figure 3.8 : 2ème configuration du 1er bras	47
Figure 3.9 : 3ème configuration du 1er bras	48
Figure 3.10 : Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois Niveaux	49
Figure 3.11 : Principe de la MLI sinusoidale à une seule porteuse unipolaire	51
Figure 3.12 : Principe de la MLI sinusoidale à une seule porteuse bipolaire.	51
Figure 3.13 : Principe de la MLI sinusoidale à deux porteuses unipolaires.	52
Figure 3.14 : Principe de la MLI sinusoidale à deux porteuses bipolaires	52
Figure 3.15: Onduleur de tension à trois niveaux de type NPC	53
Figure. 3.16, 17: Les vecteurs de tension pour un onduleur à trois niveaux; (a): la représentation des vecteurs de tension dans le plan (α, β) , (b) : les états de commutation pour un onduleur à trois niveaux,	56
Figure. 3.18: Projection du vecteur de référence dans la première région	57
Figure. 3.19: Projection du vecteur de référence dans la deuxième région	59
Figure. 3.20: projection du vecteur de référence dans la troisième région	60
Figure. 3.21 : Projection du vecteur de référence dans la quatrième région	62
Figure. 3.22: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur A	66
Figure. 3.23: Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur A	67
Figure. 3.24: Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur A	67

Figure. 3.25: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur A	68
Figure. 3.26: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur B	69
Figure. 3.27: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur B	69
Figure. 3.28: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur B	70
Figure. 3.29: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur B	70
Figure. 3.30: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur C	71
Figure. 3.31: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur C	71
Figure. 3.32: Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur C	72
Figure. 3.33: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur C	73
Figure. 3.34: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur D	73
Figure. 3.35 : les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur D	74
Figure. 3.36 : les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur D	75
Figure. 3.37 : les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur D	75
Figure. 3.38 : les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur E	76
Figure. 3.39 : les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur E	77
Figure. 3.40 : Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur E	77
Figure. 3.41: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur E	78
Figure. 3.42: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur F	78
Figure. 3.43: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur F	79

Figure. 3.44: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur F	80
Figure. 3.45: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur F	80
Figure 4.1 : Génération des Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur usuel à deux Niveaux	83
Figure 4.2 : Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur usuel à deux Niveaux	84
Figure 4.3 : Tension composé $V_{ab}(v)$	84
Figure 4.4: Spectre du THD de la tension composé $\square\square\square$ (84.68%)	85
Figure 4.5: Tension simple $V_{an}(v)$	85
Figure 4.6: Spectre de fréquence de tension simple THD (%) (84.63%)	85
Figure 4.7 : Nombres de Secteurs	86
Figure 4.8: Signaux de commande de grille.	86
Figure 4.9 : Tension composé $V_{ab}(v)$	87
Figure 4.10: Spectre de fréquence de tension composé THD (%) (5.36%)	87
Figure 4.11: Tension simple $V_{an}(v)$	87
Figure 4.12: Spectre de fréquence de tension simple THD (%) (76.70%)	88
Figure 4.13: Génération des Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur à trois Niveaux sous Matlab/Simulink	89
Figure 4. 14: Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur à trois Niveaux	89
Figure 4.15: Tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} à la sortie d'un onduleur à trois niveaux.	90
Figure 4.16 : Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} à la sortie d'un onduleur à trois niveaux	90
Figure 4.17. Principe de la MLI sinusoïdale à deux porteuses unipolaires.	91
Figure 4.18: Tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} à la sortie d'un onduleur à trois niveaux.	91
Figure 4.19 : Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} à la sortie d'un onduleur à trois niveaux	92
Figure 4.20: Spectre du THD de la tension composé $\square\square\square$ (41.85%)	92
Figure 4.21 : Modèle Simulink de la commande MLI Vectorielle	93
Figure 4.22 : Modèle Simulink de l'onduleur trois niveaux	93
Figure 4.23: Signaux de la commande MLI vectorielle, tension composé V_{ab} de sortie et analyse spectral	94

Liste des tableaux

Tableau 2.1 : Valeurs des tensions correspondantes	32
Tableau 3.1 : Table de commutation de l'onduleur NPC 3 niveaux	48
Tableau 3.2: Principe de fonctionnement d'un onduleur à trois niveaux	54
Tableau.3.3: Les 27 vecteurs de tensions à la sortie d'un onduleur à trois niveaux	55
Tableau. 3.4: Les expressions analytiques du temps de commutation pour les vecteur de tension dans les différents secteurs et régions	64
Tableau 3.5: Les temps de commutation des interrupteurs en haut d'un onduleur dans chaque région	81
Tableau 4.1 : Comparaison entre les méthodes de commande proposées Pour un onduleur à deux niveaux	88
Tableau 4.2 : Comparaison entre les méthodes de commande proposées pour un onduleur à trois niveaux	94
Tableau 4.3 : comparaison entre l'onduleur classique a deux niveaux et l'onduleur à trois-niveaux	95

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

IGBT	Insulated Gate Bipolaire Transistor.
MOSFET	Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor.
MLI	Modulation à Largeur d’Impulsion
GTO	Thyristor à gâchette contrôlé
MLIS	MLI sinusoïdale
MLIV	MLI vectoriel
PWM	Pulse Width Modulation
VAN , VBN, VCN	Tension simple à la sortie de l’onduleur (V).
Vdc	Tension continue
vab, vb , et vca	Les tensions composées entre les phases.
a, b, c	Indice correspondant aux trois phases
THD	Le facteur de distorsion des harmoniques de la tension de sortie.
fr	La fréquence de la référence.
fp	La fréquence du modulation
Va, Vb, Vc	Les tensions simples aux bornes de la charge.
Ka1, Ka2, Kb1, Kb2, Kc1,	Les commutateurs en haut de l’onduleur NPC à trois niveaux de tension
Vao, Vbo, Vco	Les tensions simples à la sortie de l’onduleur entre les phases de la charge et le point milieu o.
(α, β)	Le plan diphasé de la transformation de concordia.
Ta, Tb, Tc.	Les rapports cycliques
Sa,Sb, Sc	Les temps de commutation des interrupteurs.
T	La période de modulation.
NPC	Neutral-Point-Clamped
Uc1	La tension continue au borne du C1
Uc2	La tension continue au borne du C2.
θ	position angulaire du vecteur
Vm	Tension maximale
R	Résistance (Ω).

INTRODUCTION GENERALE

L'objectif de l'électronique de puissance est d'envisager des convertisseurs statiques permettant d'assurer un transfert d'énergie électrique adapté aux sources et aux récepteurs qui lui sont associés. Elle permet aussi l'étude de la conversion de l'énergie électrique qui est réalisée au moyen de convertisseurs utilisant des dispositifs statiques (semi-conducteur) qui sont des dispositifs le plus souvent pilotables (les transferts d'énergie entre la source et le récepteur sont alors maîtrisés). Ils transforment et adaptent les formes des signaux électriques disponibles à la source d'entrée en une forme appropriée au récepteur (charge), à alimenter.

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie et particulièrement en traction électrique et beaucoup sollicitée dans l'industrie. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées, tant du point de vue de la dynamique de la vitesse que de la précision du couple délivré. Par conséquent, il existe des contraintes qui peuvent être gênantes dans certaines applications, telles **que [1]** :

- Appel de courant au démarrage pouvant perturber la marche d'autres appareils connectés sur le même réseau.
- A-coups mécaniques lors des démarrages, inacceptables pour la machine ou pour le confort et la sécurité des usagers.
- Impossibilité de faire varier la vitesse.

Afin de répondre à ces exigences, la solution consiste à mettre en œuvre un étage intermédiaire, appelé "variateur de vitesse" qui est un dispositif électronique ayant comme rôle de moduler l'énergie électrique fournie au moteur. Il permet :

- Le réglage des accélérations et décélérations progressives (démarrage progressif des moteurs réduisant les chutes de tension dans le réseau et limitant les courants de démarrage).
- Le prolongement de la durée de service du matériel entraîné ainsi qu'une adaptation de la vitesse aux conditions d'exploitation [1].

Actuellement, l'étude des actionneurs électriques tournants par des convertisseurs statiques constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique. Ces travaux de recherche ont conduit à l'apparition de nouvelles structures de convertisseurs de puissance destinées pour les applications de haute tension appelées convertisseurs multi-niveaux.

Grâce à leur topologie, les onduleurs multi-niveaux permettent une association série de plusieurs cellules de commutation, ce qui permet une augmentation du niveau de tension appliqué et également la puissance transitée. Cette structure permet aussi d'avoir une tension de sortie proche de la sinusoïde; grâce aux plusieurs niveaux de tension fournis par ce convertisseur. Alors l'utilisation de ce type de convertisseur dans les domaines de forte puissance et/ou haute tension permet de résoudre simultanément les difficultés relatives à l'encombrement et à la commande des groupements d'onduleurs à deux niveaux généralement utilisés dans ce type d'applications.

De manière générale plus le nombre de niveaux de la tension générée par le convertisseur est grand, plus le taux de distorsion harmonique sera faible. Dans toutes les topologies de convertisseurs multi niveaux existantes, plus le nombre de niveaux est élevé, plus la structure du convertisseur dévient compliquée. Son coût et la complexité de sa commande s'en trouvent augmentés, et sa fiabilité s'en trouve réduite.

Toutefois, le choix d'un nombre élevé de niveaux et par suite l'utilisation de plus de composants rendra le système plus encombrant donc la structure trois-niveaux semble la mieux adaptée aux exigences spécifiées.[2]

Dans ce projet, deux structures d'onduleurs triphasés sont présentés ; l'onduleur usuel à deux niveaux; et l'onduleur à trois niveaux. Les deux topologies d'onduleurs seront commandées par La modulation vectorielle et la Commande par La modulation sinusoïdale. Enfin, des simulations sont effectuées pour relever les formes d'ondes et les TDH des tensions de sorties.

Nous présenterons le travail de notre présent mémoire selon quatre chapitres.

Dans le premier chapitre nous débutons par les composants réels, présentés toutefois de manière simplifiée tel que la diode, le transistor, IGBT, GTO, MOSFET, et le thyristor. Après nous donnons une description des onduleurs ; qui rendent l'énergie plus facile et plus accessible pour l'utilisation ainsi que les contraintes vu l'apparition des harmoniques. [1]

Le deuxième chapitre est consacré à une présentation des structures de base d'onduleur triphasé à deux niveaux ainsi que leurs principes de fonctionnement. Ensuite l'application des techniques de modulation comme stratégie de commande telle que la commande la MLI sinusoïdale, et la MLI vectorielle. La MLI vectorielle est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle contrairement à d'autres méthodes.

Le troisième chapitre est dédié à étudier en détail l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC (structure et principe de fonctionnement), la modélisation, puis on présentera l'essentiel des stratégies de commande des onduleurs à Trois niveaux comme le chapitre précédent.

Dans le quatrième chapitre, nous entamerons la simulation des blocs MLI associés à un onduleur de tension à deux niveaux et à trois niveaux sous logiciel MATLAB/Simulink et illustrer les différentes courbes.

A la fin nous finalisant notre travail par une conclusion générale et le travail futur que nous espérons entamer à la lumière des résultats obtenus.

CHAPITRE 1: LES CONVERTISSEURS STATIQUES

1.1. INTRODUCTION

L'électronique de puissance, met en œuvre des convertisseurs utilisant des interrupteurs électroniques fonctionnant soit à l'état passant (ou fermé), soit à l'état bloqué (ou ouvert). Le passage d'un état à l'autre, appelé commutation, s'effectue périodiquement. Cet interrupteur est réalisé par un ou plusieurs composants électroniques à semi-conducteurs.

L'évolution de la technologie peut laisser penser que d'autres types d'interrupteurs apparaîtront, d'obtenir des commutations très rapides, mettant en jeu des courants ou des tensions très élevés.

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques comme les onduleurs voient progressivement leur champ d'applications s'élargir. Certaines de ces nouvelles applications, tel que le filtrage actif et la dépollution de réseaux électriques.

Ce chapitre débute par les composants réels, présentés toutefois de manière simplifiée tel que la diode, le transistor, IGBT, GTO, MOSFET, et le thyristor. Après en donne une description des onduleurs ; qui rendent l'énergie plus facile et plus accessible pour l'utilisation ainsi que les contraintes vu l'apparition des harmoniques. [1]

1.2. LES CONVERTISSEURS STATIQUES

Puisqu'ils sont destinés à traiter de l'énergie, ces dispositifs doivent être le siège de pertes aussi faibles que possible, pour des raisons évidentes de rendement, mais aussi de minimiser le poids et le coût des dispositifs d'évacuation de ces pertes. Pour ce faire, les convertisseurs statiques utilisent des composants jouant le rôle d'interrupteurs électroniques (ouverts ou fermés) selon un principe de découpage complété par des circuits. [2]

La plupart des convertisseurs modernes sont constitués d'interrupteurs à base de composants à semi-conducteur, d'éléments passifs (inductances, capacités, résistances, transformateurs magnétiques et piézoélectriques) et de dissipateurs thermiques. La nature de l'interrupteur dépend de la fréquence de découpage, du type de commutation, du courant et de la tension commutés. La figure (1.1), donne une bonne classification des applications des convertisseurs en fonction des courants et tensions mis en jeux

Dans la majorité des cas, l'objectif est de diminuer le temps de conception (et indirectement le coût), le poids et le volume du convertisseur tout en respectant les contraintes de Compatibilité Electromagnétique. Ceci passe par un compromis entre :

- la topologie de l'alimentation
- le type de commutation
- la fréquence de découpage
- la nature
- du dissipateur thermique
- la nature des interrupteurs

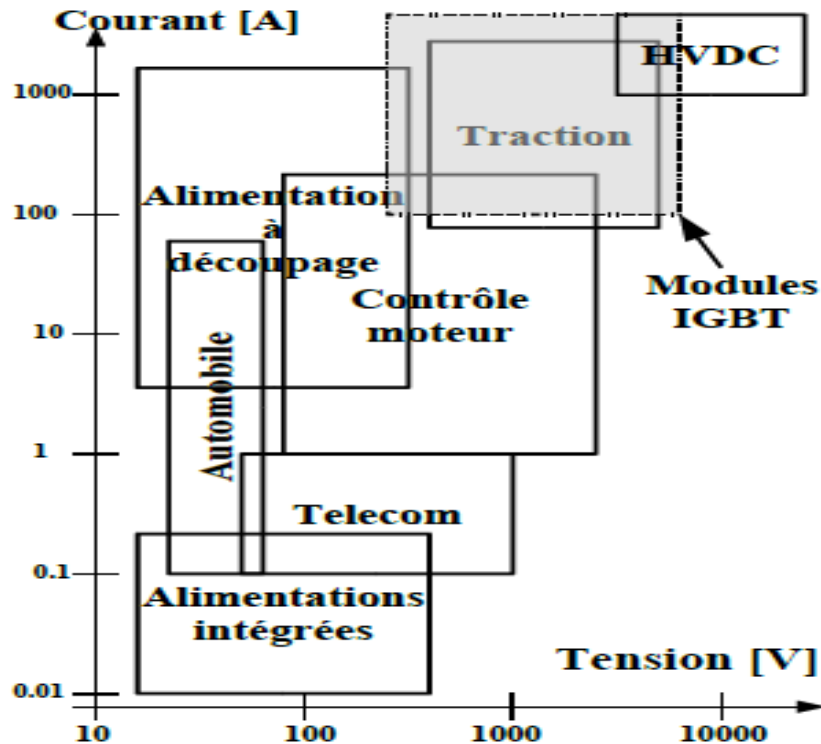


Figure 1.1: Classification des applications des convertisseurs statiques en fonction du courant commuté et de la tension bloquée des composants semi-conducteurs [13].

1.3. LES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE

Les composants de puissance commandables sont apparus dans les années 1950 avec les premiers thyristors de puissance. Ils n'ont cessé d'évoluer et ont donné naissance au MOSFET dans les années 1970 et à l'IGBT dans les années 1980 [13].

Le MOSFET est très bien adapté pour les convertisseurs basse-tension et à fréquence élevée (inférieure à 100V et supérieure à 50kHz) alors que l'IGBT est utilisé pour les tensions supérieures à 300V et des fréquences rarement supérieures à 20kHz. Les GTO et thyristors sont dédiés aux applications haute tension (>1kV) fort courant (>1kA). La figure (1.2) résume cette classification de composants de puissance en fonction de la fréquence de commutation et du produit U.I des composants.

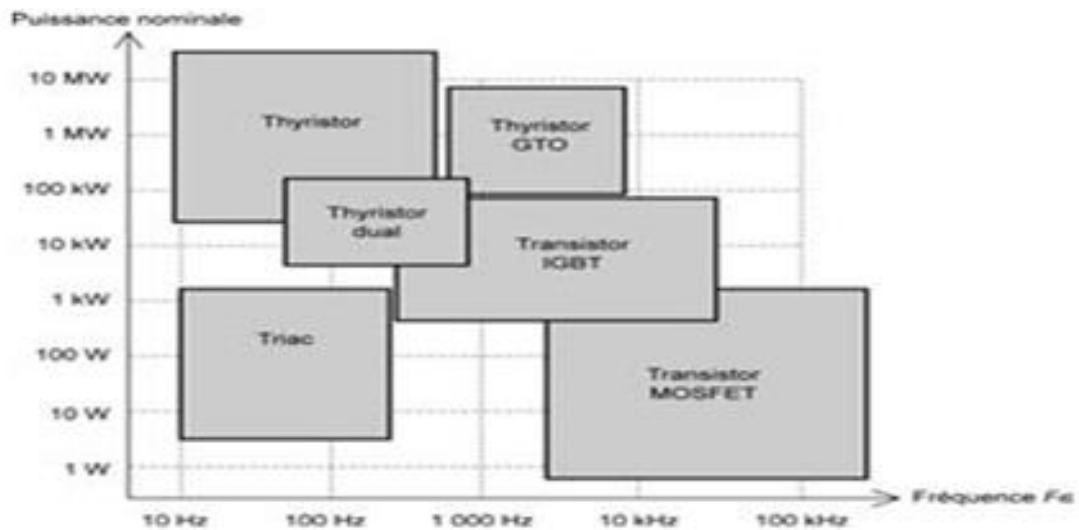


Figure 1.2: Digramme puissance-fréquence des composants

Les modules IGBT ont un domaine d'application qui recouvre totalement celui des transistors bipolaires, partiellement celui des MOSFET et des GTO. C'est pourquoi les modules IGBT sont des composants d'avenir dans les fortes et moyennes puissances [13].

1.3.1. Le thyristor

1.3.1.1. Symbole et caractéristiques statiques

Le thyristor est un semi-conducteur à 3 jonctions. Outre l'anode A et la cathode K, il est muni en plus d'une électrode de déblocage ou gâchette G

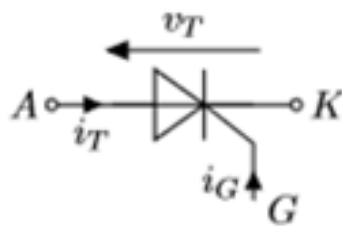


Figure 1.3 : Symbole d'un thyristor

Ce composant unidirectionnel en courant mais bidirectionnel en tension permet de contrôler l'énergie électrique dans différents montages rencontrés électronique de puissance (gradateurs, redresseurs commandés,...) [2]

1.3.1.2. Fonctionnement en interrupteur

L'interrupteur thyristor est caractérisé par le fonctionnement suivant :

- L'absence de courant de gâchette i_G , il est ouvert quel que soit le signe de V_T ;
- Amorçage : lorsque $V_T > 0$, il se ferme si on envoie une impulsion de courant i_G dans la gâchette. Après l'amorçage, la gâchette perd son pouvoir de contrôle (le courant i_G peut être supprimé).
- Blocage (désamorçage) : une fois amorcé, l'interrupteur s'ouvre si $i_T \leq 0$, quel que soit V_T . [2]

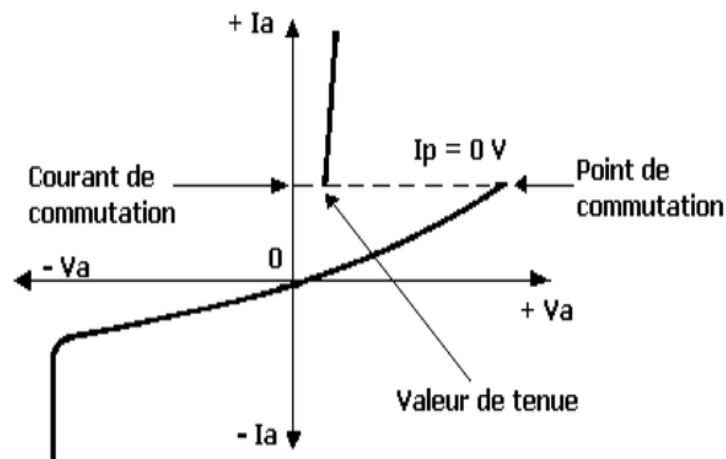


Figure 1.4 : Caractéristiques d'un thyristor pour $I_p=0$

1.3.2. Transistor bipolaire à grille isolée (IGBT)

Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT, de l'anglais Insulated Gate Bipolar Transistor) est un dispositif semi-conducteur de la famille des transistors qui est utilisé comme interrupteur électronique, principalement dans les montages de l'électronique de puissance Figure (1.5). La Figure (1.6) donne le schéma équivalent de l'IGBT.

Ce composant, qui combine les avantages des technologies précédentes (c'est-à-dire la grande simplicité de commande du transistor à effet de champ par rapport au transistor bipolaire, tout en conservant les faibles pertes par conduction de ce dernier) a permis de nombreux progrès dans les applications de l'électronique de puissance, aussi bien en ce qui concerne la fiabilité que sur l'aspect économique.

Les transistors IGBT ont permis d'envisager des développements jusqu'alors non viables en particulier dans la vitesse variable ainsi que dans les applications des machines électriques et des convertisseurs de puissance qui nous accompagnent chaque jour et partout, sans que nous en soyons particulièrement conscients: automobiles, trains, métros, bus, avions, bateaux, ascenseurs, électroménager, télévision, domotique, etc [11].

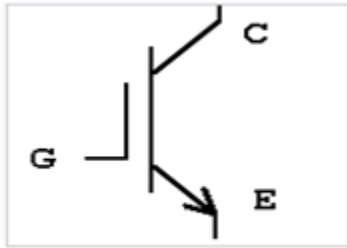


Figure 1.5: Symbole usuel de l'IGBT

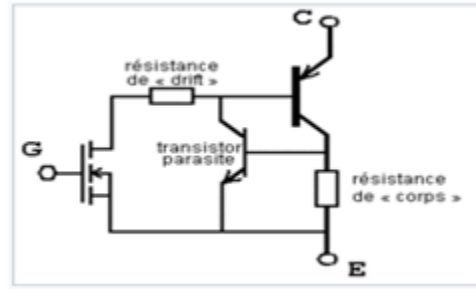


Figure 1.6 : Schéma équivalent de l'IGBT

1.3.2.1. Caractéristiques

L'IGBT est un transistor hybride, regroupant un transistor à effet de champ du type MOSFET en entrée et un transistor bipolaire en sortie. Il est ainsi commandé par la tension de grille (entre grille et émetteur) qui lui est appliquée, mais ses caractéristiques de conduction (entre collecteur et émetteur) sont celles d'un bipolaire. Le schéma équivalent du transistor IGBT ci-contre montre un troisième transistor, qui représente une propriété parasite responsable du Latching.

Cette structure lui donne le faible coût énergétique de commande d'un MOSFET, avec les pertes de conduction plus faibles (à surface de puce donnée) d'un bipolaire. De plus, les IGBT peuvent gérer une tension bien plus élevée que celle gérée par les MOSFET. [11].

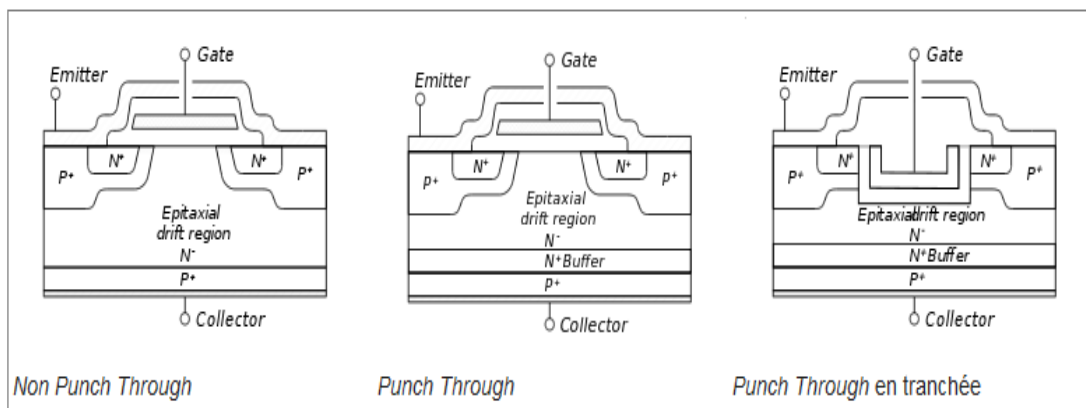


Figure 1.7: Les différentes structures d'IGBT

1.3.2.2. Applications

Les applications usuelles de l'IGBT sont les onduleurs, redresseurs et hacheurs pour les alimentations à découpage et la vitesse variable, mais aussi pour les FACTS [11]

1.3.3. Transistor MOSFET

Le MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) est un composant électronique important, notamment dans l'industrie des micro-processeurs car il constitue l'élément de base permettant la construction de portes logiques. [12]

Le MOSFET se présente comme un composant à trois ports Figure (1.8) et la Figure (1.9) :

- Le « drain » (noté D) ;
- La « grille » (notée G) ;
- La « source » (notée S).

Les tensions sont mesurées par rapport à la source.

- V_{DS} la tension entre le drain et la source ;
- V_{GS} la tension entre la grille et la source

Pour un MOSFET idéal, aucun courant ne peut entrer par la grille. Ainsi, le courant qui entre par le drain ressort par la source et vice versa. On note donc ce courant I_{ds} car il est le même en D et en S.

Il existe deux types de MOSFET :

- Le MOSFET « canal n » ou NFET ;
- Le MOSFET « canal p » ou PFET ;

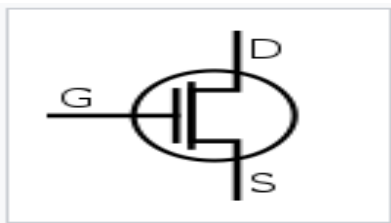


Figure 1.8: MOSFET canal N.

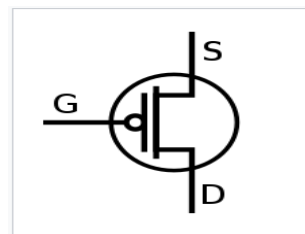


Figure 1.9: MOSFET canal P.

Ces deux types ont la même importance. Dans un premier temps, nous nous intéresserons uniquement au NFET.[12]

1.3.3.1. Le MOSFET « canal N » ou NFET

Le NFET possède trois « régimes » différents. En exploitant l'un ou l'autre, il nous sera possible de construire des circuits variés

- Régime de coupure
- Régime linéaire (triode)
- Régime de saturation

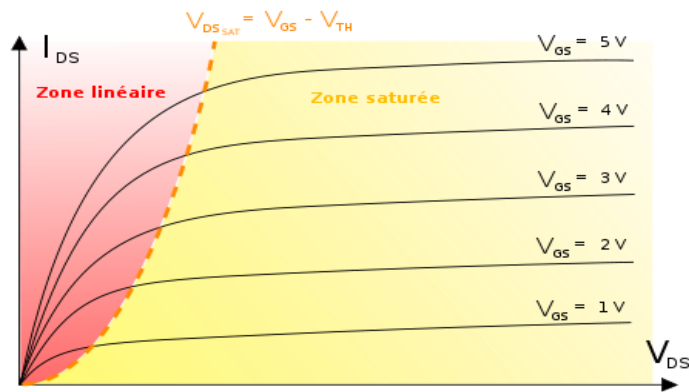


Figure 1.10 : Caractéristique Transistor MOSFET

On observe ici le courant en fonction de la tension au drain, pour différentes tension à la grille. En rouge, la zone de fonctionnement « linéaire », qui ne nous intéresse pas. En jaune, la zone de fonctionnement en saturation. Il est à noter que cette courbe n'est pas tout à fait réaliste :

- le courant n'est pas une fonction linéaire de V_{GS}
- Pour V_{GS} plus petit qu'une tension seuil non nulle, le courant s'annule.

La séparation entre les deux zones est donnée par $V_{DSSat} = V_{GS} - V_{TH}$ et dépend donc de la tension à la grille.

En passant d'une valeur $V_{GS} < V_{TH}$ à une valeur $V_{GS} > V_{TH}$ avec V_{DS} suffisamment grand, le NFET se comporte comme un interrupteur contrôlable en série d'une résistance (faible).

Cela nous intéresse notamment pour les circuits digitaux et la conception de portes logiques.

Le symbole représentant un PFET est celui d'un NFET avec un rond (signifiant « inversé ») devant la grille.[12]

1.3.3.2. Le MOSFET « canal P » ou PFET

Le MOSFET « canal P » ou PFET est l'autre type de MOSFET. Son comportement est simple : il est exactement l'opposé de celui du NFET. En effet :

- Lorsque le NFET ne conduit pas, le PFET conduit ;
- lorsque le NFET conduit progressivement, le PFET coupe progressivement.

L'utilisation des PFET est très rare dans le cas de circuits analogiques, car leurs performances sont moins bonnes que celles des NFET. En revanche, pour ce qui est des circuits digitaux, ils sont fondamentaux à l'architecture CMOS développée dans les années 1980.

A noter que leurs "performances" sont moins bonnes que celles des NFET en termes de mobilité des porteurs de charges. En effet, pour les PFET, ce sont des "trous" qui sont à l'origine de la création du canal "p" (contrairement au NFET, où ce sont des "électrons" qui sont à l'origine du canal "n"), les "trous" possédant une mobilité moindre que celle des électrons (environ 3 fois inférieur).

1.3.4. Thyristor GTO

Le GTO est un composant électronique dont la mise en conduction et le blocage sont commandés Figure (1.11). Il fait partie des interrupteurs commandés de l'électronique de puissance pour les applications concernant les fortes tensions (quelques kV) et les forts courants (quelques kA). [9]

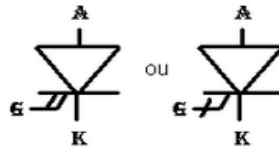


Figure 1.11 : Symboles usuels du GTO

1.3.4.1. Caractéristiques :

Pendant la mise en marche, le GTO est semblable au thyristor dans son fonctionnement. Ainsi les caractéristiques du premier quadrant sont semblables au thyristor. Lorsque l'anode est rendue positive par rapport à la cathode, le dispositif fonctionne en mode bloquant vers l'avant. L'application d'un signal de porte positif déclenche le GTO en état de conduction.

Le courant de verrouillage et les courants de fuite vers l'avant sont considérablement plus élevés dans le GTO par rapport au thyristor comme le montre la figure (1.12).

Le lecteur de porte peut être retiré si le courant d'anode est au-dessus du niveau de courant de maintien. [10]

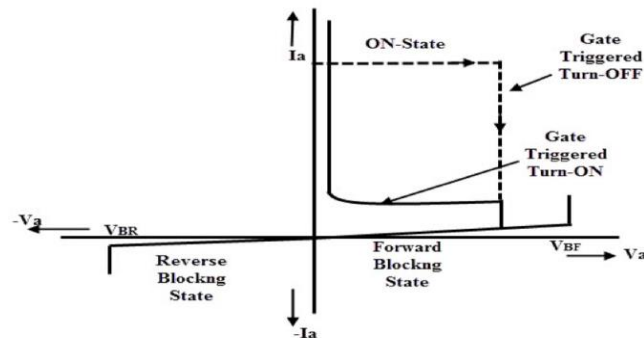


Figure 1.12: Caractéristique d'une GTO

1.3.4.2. Applications

Les principales applications sont dans les entraînements à moteur à vitesse variable, des onduleurs de forte puissance et de traction. Les GTOs sont de plus en plus remplacés par des thyristors intégrés de porte-commutée, qui sont un développement évolutif du GTO, et des transistors bipolaires à grille isolée, qui sont membres de la famille du transistor.[10]

1.3.5. La diode

La diode est un composant électronique Figure (1.13). C'est un dipôle non-linéaire et polarisé. Le sens de branchement de la diode a par conséquent une importance sur le fonctionnement du montage. [7]

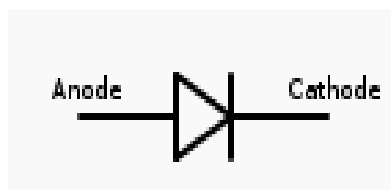


Figure 1.13 : Symbole de diode

1.3.5.1. Caractéristique d'une diode

Le comportement de même que la fonction d'une diode peut se déduire de sa caractéristique graphique courant-tension $I_D = f(U_D)$ Figure (1.14).

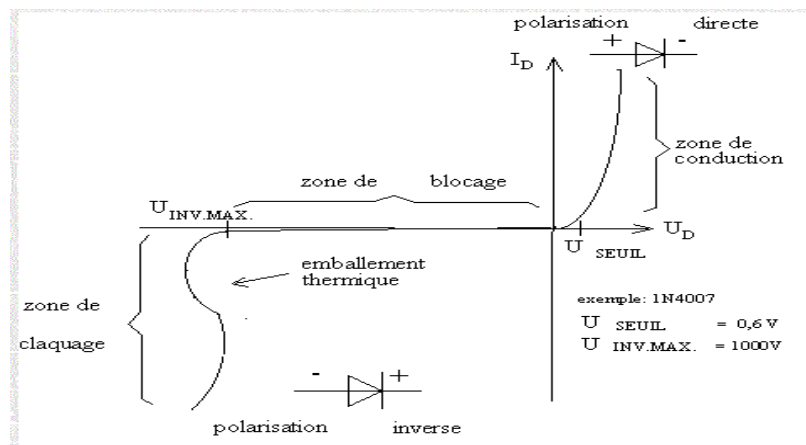


Figure 1.14 : Caractéristique d'une diode

La courbe obtenue n'étant pas une droite, nous parlons d'un élément non-linéaire. Ce qui signifie que le courant circulant dans l'élément n'est pas proportionnel à la tension qui lui est appliquée, donc ne dépend pas uniquement de la loi d'Ohm.

Dans le sens direct, la tension de seuil est la tension nécessaire à appliquer à la diode pour qu'elle devienne conductrice. Le seuil 0,6V pour le Si (0,3V pour le Ge). Au-delà de la tension de seuil, le courant ne dépend pratiquement que de la résistance totale du circuit, et la tension aux bornes de la diode reste autour de 0,6V - 0,7V.

Le courant inverse est très faible (de l'ordre du nano ampère). Il augmente très fortement au-delà d'une certaine tension inverse, appelée tension de claquage. La tension inverse de claquage varie entre 10 et 1000 Volts suivant le type de diode. L'emballement thermique qu'entraîne la tension de claquage détruit la diode dans la plupart des cas.[8]

1.3.5.2. Principales utilisations

Les diodes sont principalement utilisées dans les circuits selon trois groupes de fonction différents:

- **Les circuits de redressement** : qui permettent la conversion d'une tension alternative en une tension continue.
- **Les circuits d'écrêtage, ou circuits de limitation** : qui permettent d'empêcher un signal de dépasser une valeur (amplitude) choisie.
- **Les circuits de commutation** : qui permettent la commande ou le changement de normes, ou encore pour circuits logiques. [8]

1.4. DEFINITION DE L'ONDULEUR

Les onduleurs sont des dispositifs d'électronique de puissance permettant de délivrer des tensions et des courants alternatifs, à partir d'une source d'énergie continue Figure (1.15). Ils sont des associations des cellules de commutation qui seront détaillées par la suite. Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs.

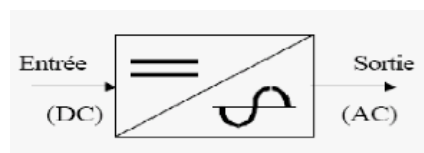


Figure 1.15: Schéma bloc représentatif d'un onduleur

1.5. APPLICATIONS

L'onduleur est l'un des montages les plus répandus de l'électronique de puissance; il a de multiples applications :

1. les alimentations de secours.

2. les alimentations sans interruption.
3. le raccord des panneaux solaires au réseau électrique.
4. les nombreux dispositifs nécessitant de fonctionner à une fréquence spécifique.
 - ❖ les générateurs d'ultrasons ou d'électricité utilisés dans le domaine médical.
 - ❖ l'alimentation des lampes dites à cathode froide pour le rétro-éclairage des afficheurs à cristaux liquides.
5. les variateurs de vitesse des machines alternatives: la tension du réseau est redressée puis un onduleur fabrique une tension dont la fréquence et la forme sont réglables.
6. les convertisseurs de tension continue/continue à découpage: la tension continue est d'abord ondulée en haute et enfin redressée.
7. dans le domaine de la soudure à fréquence (quelques dizaines ou centaines de kHz) puis appliquée à un transformateur en ferrite l'arc les onduleurs sont souvent appelés (variateur de vitesse). Les onduleurs dans les postes à l'arc vont générer un courant alternatif monophasé à moyenne fréquence (entre 5kHz et 20kHz), ce qui permet d'utiliser des transformateurs élévateurs de courant nettement plus petits et légers que ceux employés traditionnellement à la fréquence du réseau, soit 50Hz ou 60Hz. Dans le domaine de la réception hertzienne nomade TV grand public, les onduleurs (12V > 230V) permettent de brancher un téléviseur sur la prise allume-cigare.[3]

1.6. TYPES D'ONDULEURS

Deux catégories d'onduleurs sont distinguées : Les onduleurs autonomes et les onduleurs non autonomes, [2] :

1.6.1. Un onduleur non autonome :

Est un système de commutation à thyristors, à fréquence fixe, dont les instants de commutations sont imposés par la charge. Son fonctionnement est réversible (redresseur et onduleur). L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.[4]

1.6.2. Un onduleur autonome:

Est un système de commutation à transistors ou à thyristors, de fréquence variable, dont les instants de commutations sont imposés par des circuits externes. La nature de la charge importe peu pour cette catégorie d'onduleur. Cet onduleur n'est pas réversible [5].

Cet onduleur utilise l'énergie d'un circuit auxiliaire propre à lui pour la commutation des thyristors ou l'autre semi-conducteurs, dans ce cas nous commandons la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie, il dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer : [5]

- les onduleurs de tensions.
- Les onduleurs de courants.

1.6.3. Onduleurs hybrides

Les onduleurs hybrides ou intelligents sont une nouvelle génération dédiée aux applications d'énergie renouvelable pour l'autoconsommation et en particulier pour les panneaux solaires photovoltaïques (onduleur solaire). L'énergie des panneaux solaires photovoltaïques est active seulement pendant la journée et essentiellement lorsque le Soleil est au zénith (point d'intersection de la verticale du panneau et du soleil): elle est donc fluctuante et non synchronisée avec la consommation des habitations. De ce fait, il est nécessaire de stocker l'excédent de production avant utilisation. [3]

1.6.4. Les onduleurs à résonance

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle-ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome. [4]

1.7. ARCHITECTURES IDEALES DES ONDULEURS

Les architectures d'onduleurs sont basées sur une structure de base nommée la cellule élémentaire de commutation. Afin d'obtenir un signal alternatif en sortie du convertisseur, l'architecture d'onduleur la plus simple comporte quatre interrupteurs avec une charge placée entre les deux points milieux o et a.

En jouant sur les commutations de manière judicieuse, selon la nature de la source d'entrée, la tension ou le courant de la source sont modulés afin d'obtenir un signal alternatif de fréquence désiré

1.7.1. Les onduleurs monophasés

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont (Figure 1.16) [4].

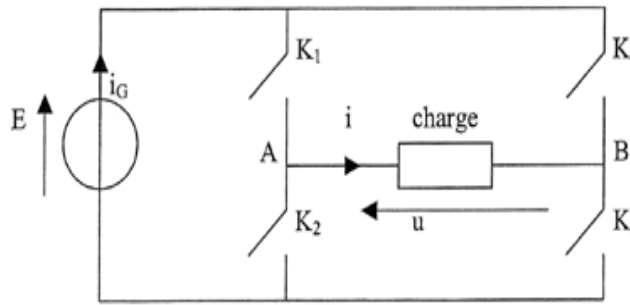


Figure 1.16: Schéma Onduleur monophasé avec un point milieu

1.7.2. Les onduleurs triphasés

Les onduleurs monophasés sont utilisés pour des applications de faible puissance, alors que les onduleurs triphasés couvrent la gamme des moyennes et des fortes puissances.

L'objectif de cette topologie est de fournir une source de tension triphasée, dont l'amplitude, la phase et la fréquence sont contrôlables. L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi-pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs Figure (1.17),

Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif i_a, i_b et i_c , les interrupteurs K_1, K_2 et K_3, K'_1, K'_2 , et K'_3 doivent être complémentaires deux à deux [4].

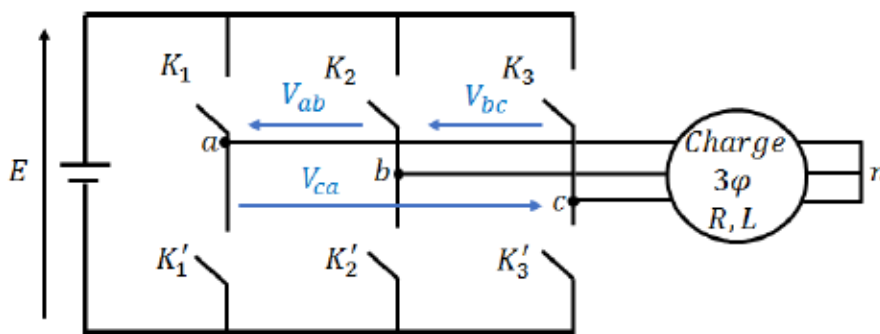


Figure 1.17: Schéma de principe d'un onduleur triphasé de tension

1.7.3. Les onduleurs multi-niveaux

Par définition, l'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. L'objectif de cette partie est de donner une vue générale des trois topologies de base des onduleurs multi-niveaux:

- la topologie à diode de bouclage,
- la topologie au condensateur flotteur
- la topologie en cascade.

Les trois positions (P_1 , P_2 , P_3) de l'interrupteur de la Figure (1.18.b), permettent d'avoir respectivement trois niveaux de tension (E , $-E$ et 0).d'où l'appellation onduleur à N niveaux de la Figure (1.18.c).

L'augmentation du nombre de sources continues et par conséquent du nombre de niveaux contribue sans doute à rendre la forme de la tension, à la sortie du convertisseur, plus proche de la sinusoïde avec un minimum de taux d'harmoniques. [6].

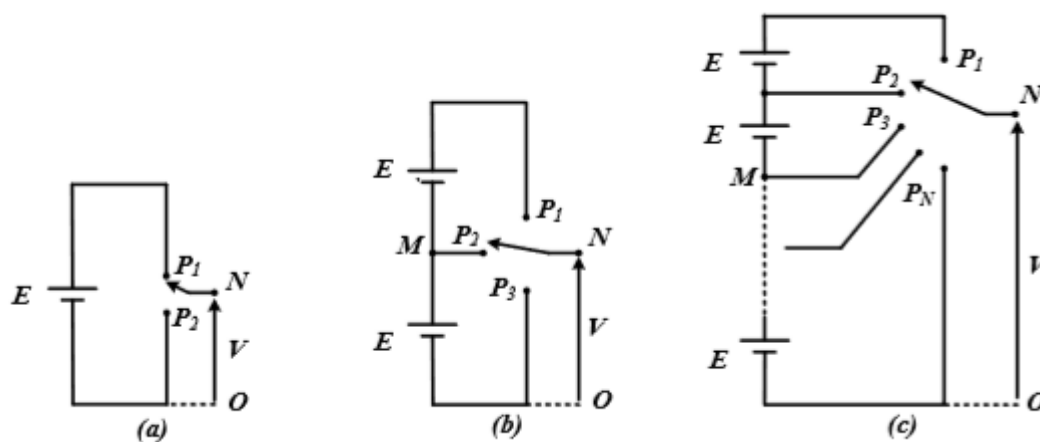


Figure 1.18 : Schéma d'un bras d'onduleur :a) 2 niveaux ;b) 3 niveaux ;c) N niveaux.

1.8. TYPES DE COMMANDE DES ONDULEURS

Le rôle de la fonction de modulation est de déterminer les instants de commutation et les ordres de commande logique des interrupteurs afin d'obtenir une séquence de commutation de ces derniers. Le choix d'une stratégie de modulation peut s'effectuer en fonction des performances souhaitées par l'utilisateur et toute les stratégies ont des avantages et des inconvénients et peuvent être réalisées par programmation logicielle ou matérielle.

L'ensemble de ces stratégies sont [14]:

- **Stratégie de modulation Tout ou rien** : Cette stratégie est basée sur le principe de comparaison de deux grandeurs (tension ou courant) par des comparateurs afin de générer les ordres de commande des bras de l'onduleur.
- **Stratégie de modulation à pleine onde** : le principe de cette méthode est de commander les bras de l'onduleur tous les tiers de période

- **Stratégie de modulation à largeur d'impulsion MLI** : le principe de cette stratégie est de commander les bras de l'onduleur par une décision livrée par un algorithme au début de chaque période d'échantillonnage.
- **Stratégie de modulation Sigma-Delta** : le principe de cette stratégie est de commander les bras de l'onduleur par une décision livrée par un algorithme durant chaque période d'échantillonnage.

1.9. MODULATION A LARGEUR D'IMPULSION MLI

La technique de modulation en largeur d'impulsion MLI (**Modulation de Largeur d'Impulsion** ou PWM : **Pulse Width Modulation**) est l'essor et le fruit du développement de l'électronique de puissance à la fin du siècle dernier. Elle est le cœur du contrôle des convertisseurs statiques. Le choix de la technique MLI pour contrôler l'onduleur de tension est d'avoir une réponse rapide et des performances élevées.

Le choix de la technique dépend du type de la machine à commander, du type des semi-conducteurs, de la puissance mise en jeu et la simplicité ou la complexité d'algorithmes à implanter. La MLI est composée d'impulsions dont la largeur dépend des choix effectués pour la stratégie de modulation [15][16].

Il existe plusieurs types de méthodes ou fonctions MLI. Une description non-exhaustive de l'ensemble de ces stratégies est résumée, ci-après, comme suit [17][18]

1. Modulation MLI d'une seule impulsion (simple)
2. Modulation MLI de multiples impulsions (UPWM)
3. Modulation MLI Sinusoïdale (SPWM)
4. Modulation MLI Sinusoïdale Modifiée (MSPWM)
5. Modulation MLI vectorielle (SVPWM)

1.10. LES AVANTAGES DE LA COMMANDE MLI

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants [19]:

1. Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
2. Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
3. Minimiser les harmoniques de tension et d'augmenter le rendement de l'onduleur de 15% par rapport MLI classique.

4. De faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
5. MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue.
6. L'implantation de la MLI vectorielle en temps réel est plus facile.

1.11. CONCLUSION

Durant ce premier chapitre, nous avons présenté les différents types d'onduleur de puissance ainsi que leurs principes de fonctionnement, ses différents types de composants électroniques. Nous avons aussi présenté les différentes techniques de stratégies de modulation relatives à ces convertisseurs. D'après cette étude des convertisseurs et leurs stratégies de modulation, on s'aperçoit qu'il n'existe pas d'étude permettant d'établir un modèle générique applicable à toutes les architectures et permettant la mise en œuvre de stratégies de MLI.

Notre étude s'oriente vers l'étude d'onduleur triphasé de deux niveaux et les modulations MLI sinus et MLI vectorielle.

**CHAPITRE 2: MODELISATION ET
TECHNIQUES DE COMMANDE POUR
LE CONVERTISSEUR TRIPHASE A
DEUX NIVEAUX**

2.1. INTRODUCTION

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (*DC/AC*). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui.

L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (*MLI*) variable pour la variation de vitesse des machines électriques.

L'onduleur de tension à *MLI* permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard *230/400V, 50Hz*.

La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (*AC/DC*) connecté au réseau, contrôlé ou pas [20]. Après redressement, la tension (étage continu) est filtrée par des composants passifs *C* ou *LC*, pour être finalement appliquée à l'onduleur.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (*MLI*), appelée en anglais (*Pulse Width Modulation PWM*). Il existe plusieurs techniques *PWM*, dont deux seront mentionnées, la *PWM* dite sinus-triangle (*STPWM*), et la *MLI* vectorielle ou (*space vector PWM*) abrégée (*SVPWM*), devenue très sollicitée par les industriels et chercheurs en commande des machines électriques [21].

Ce chapitre est consacré à une présentation des structures de base d'onduleur triphasé à deux niveaux ainsi que leurs principes de fonctionnement. Ensuite un modèle mathématique d'onduleur triphasé deux niveaux est dérivé pour l'utiliser éventuellement en simulation

2.2. ONDULEUR CLASSIQUE A DEUX NIVEAUX DE TENSIONS

L'onduleur classique à deux niveaux de tension est représenté sur la Figure (2.1). Il est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor qui travaillent en commutation forcée. La diode montée en anti-parallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la charge une fois les interrupteurs sont ouverts.

À noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continu.

Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras d'onduleur est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [22]

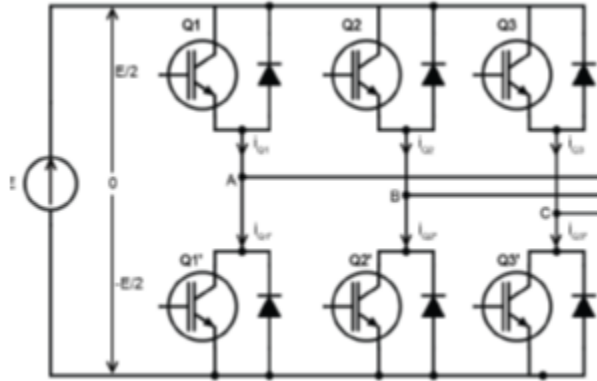


Figure 2.1: Onduleur triphasé de tension en pont à 2 niveaux

2.3. LA NATURE DE LA SOURCE D'ENTRÉE.

Il existe en pratique deux types d'onduleurs selon leurs sources d'alimentation. Le premier est l'onduleur de tension dont la source d'entrée est une source de tension continue et relativement fixe. Physiquement, on peut obtenir une source de tension à partir de : batterie d'accumulateurs, condensateur, pile,... ainsi, elle permet de délivrer ou de recevoir une puissance moyenne continue selon la structure de l'onduleur et selon sa commande choisie. Pour cela, l'onduleur est dit de tension réversible en courant. Il peut fournir à sa sortie une tension efficace réglable sous une fréquence de puissance réglable. C'est l'onduleur le plus utilisé.

Le deuxième est l'onduleur de courant dont la source d'entrée est une source de courant continue et relativement fixe. Physiquement, on peut obtenir une source de courant à partir de : panneau photovoltaïque, bobine,... Ainsi, elle permet de délivrer ou de recevoir une puissance moyenne continue selon la structure de l'onduleur et selon sa commande choisie. Pour cela, l'onduleur est dit de courant réversible en tension. C'est l'onduleur le moins utilisé [23].

2.4. MODELISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASÉ A DEUX NIVEAUX.

L'onduleur triphasé dit deux niveaux est illustré par son circuit de puissance de la Figure (2.2). On doit distinguer d'une part les tensions de branche V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} mesurées par rapport à la borne négative de la tension continue V_{pv} , d'autre part, il y a les tensions de phases V_{AN} , V_{BN} et V_{CN} mesurées par rapport à un point neutre flottant n représentant une charge équilibrée

montée en étoile. Des tensions simples on peut tirer facilement les tensions composées V_{AN} , V_{BN} et V_{CN} . [24]

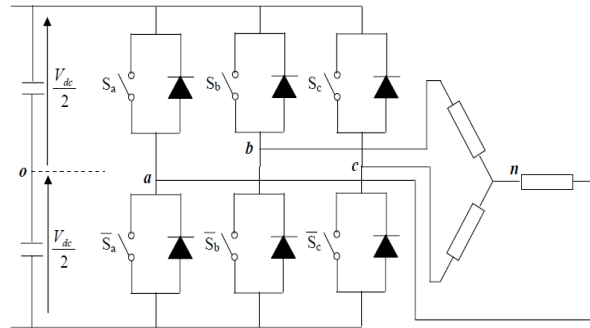


Figure 2.2 : Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé

Trois transistors sont en conduction à chaque instant. Deux transistors d'un même bras (S_a et S_b par exemple) sont amorcés à 180° de décalage. Les transistors du bras voisin sont amorcés à 120° de décalage. Cette stratégie de commande s'appelle commande en plein onde 180° . Les allures de tension sont montrées sur la Figure (2.3).

Comme la tension composée a été obtenue avec un angle de phase de 120° , alors ni la troisième harmonique ni ses multiples ne sont mesurés dans ces tensions. C'est une caractéristique importante pour les systèmes triphasés, car le déplacement de l'angle de phase naturel entre les phases permet d'éliminer les harmoniques.

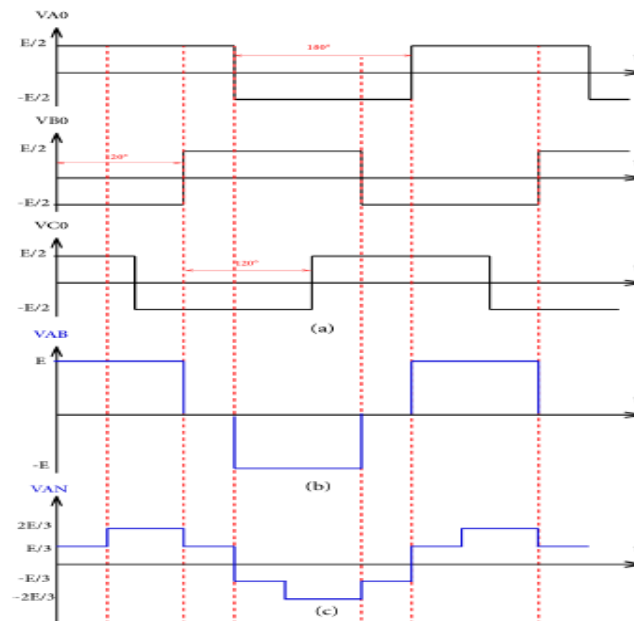


Figure 2.3: Allure des tensions simple et composé pour l'Onduleur triphasé en Pont (Charge résistive)

On peut voir à partir de la Figure (2.3) qu'il existe six modes de fonctionnement. Ces modes sont mis en évidence à la Figure (2.4 (a) - (f)). En plus de ces six modes de fonctionnement, il existe deux autres modes de fonctionnement qui appliquent une tension nulle aux charges. Ce sont les configurations à roue libre présentées dans la Figure (2.4 (g)) et Figure (2.4(h)), où trois interrupteurs inférieurs ou supérieurs sont actionnés en même temps.

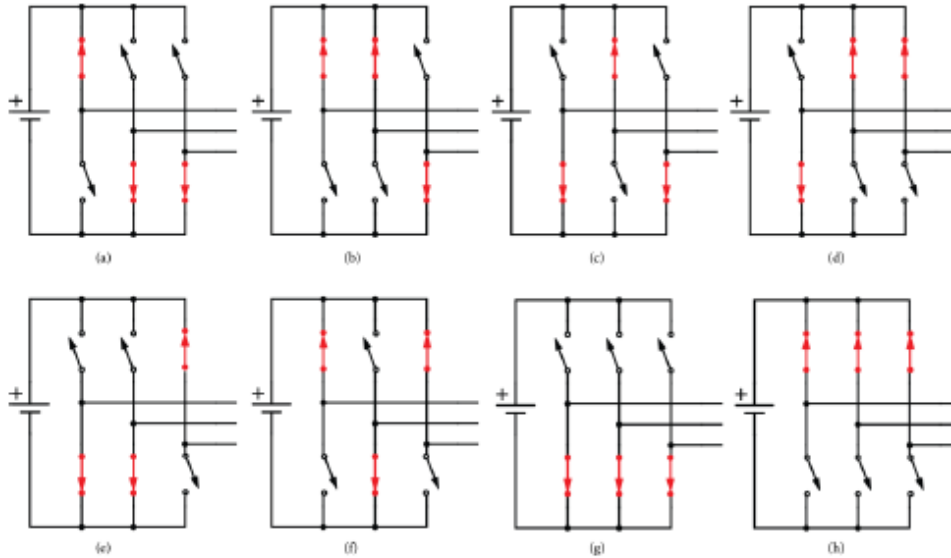


Figure 2.4: Modes de fonctionnement de l'Onduleur triphasé en Pont

2.4.1. Modèle mathématique de l'onduleur de tension

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être définis par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = a, b, c$):

- $S_i = 1$ le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert, (voir Figure (2.4)).
- $S_i = 0$ le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions v_{io} en fonction des signaux de commande S_i et en tenant compte du point fictif "o" représenté sur la figure (2.3):

$$v_{io} = V_{dc} \left(S_i - \frac{1}{2} \right) \tag{2.1}$$

Soit ' n ' le point neutre du côté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées : v_{ab} , v_b , et v_{ca} sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \quad (2.2)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$), on aura donc:

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (2.3)$$

En faisant apparaître le point "o", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire:

$$\begin{cases} v_{ab} = (v_{ao} - v_{bo}) \\ v_{bc} = (v_{bo} - v_{co}) \\ v_{ca} = (v_{co} - v_{ao}) \end{cases} \quad (2.4)$$

en remplaçant (2.4) dans (2.3) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Des relations suivantes:

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} + v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} + v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} + v_{no} \end{cases} \quad (2.6)$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et o :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (2.7)$$

L'utilisation de l'expression (2.1) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

2.5. LES TECHNIQUES DE COMMANDE MLI

Les techniques de *MLI* ou (*PWM*) ont été l'objet de recherches intensives, un nombre important de méthodes, différentes de par leurs concepts et leurs performances ont été développées. Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme.

Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques *PWM*. Ils se résument en: l'index de modulation, le facteur de distorsion harmonique et le spectre harmonique de courant (ou analyse *FFT* : *Fast Fourier Transformation*), l'harmoniques de couple, et les pertes à la commutation [25].

Parmi les nombreuses techniques *PWM*, deux d'entre elles sont considérées dans notre travail, la **STPWM** et la **SVPWM**.

2.6. INDICES DE PERFORMANCE

Afin de comparer les résultats de différentes méthodes MLI, plusieurs indices de performance sont définis en fonction de l'analyse de fréquence. Ces analyses des tensions et des courants à l'entrée ou à la sortie de l'onduleur peuvent être réalisées avec les coefficients de la série de Fourier ou avec la transformée de Fourier.

2.6.1. Indice de modulation de l'onduleur triphasé

Pour un onduleur triphasé, l'indice de performance est défini par rapport à l'indice de modulation:

$$M = \frac{V_s}{(2/3)E} \quad (2.9)$$

V_s : Tension de sortie, E : tension de bus continu

2.6.2. Contenu du fondamental

Il représente le rapport entre la valeur efficace du fondamental de la tension de phase de sortie et la valeur efficace de la tension de phase de sortie :

$$Z = \frac{V_{AN1}}{V_{AN}} \quad (2.10)$$

2.6.3. Taux de distorsion harmonique totale (THD)

$$THD\% = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_n)^2} \quad (2.11)$$

V_1 : Valeur efficace de la composante fondamentale.

V_n : Valeur efficace de la nième harmonique.

Les résultats de ce coefficient dépendent du nombre d'harmoniques considérés dans le calcul. C'est une bonne pratique de considérer un certain nombre d'harmoniques plusieurs fois plus grand que la fréquence de commutation.

2.7. LA TECHNIQUE DE MODULATION "SINUS-TRIANGLE" (STPWM)

2.7.1. Principe de fonctionnement

Cette technique consiste à reproduire un signal MLI à fréquence constante en comparant un signal de référence avec un signal porteur triangulaire de fréquence plus élevée comme l'explique la Figure (2.5). Le signal de référence est le signal modulant, il détermine la forme d'onde de la tension de sortie. De nombreuses versions de cette méthode existent, avec des formes d'onde spéciales non sinusoïdales, avec lesquelles le niveau des harmoniques bien spécifiques peut être réduit [26].

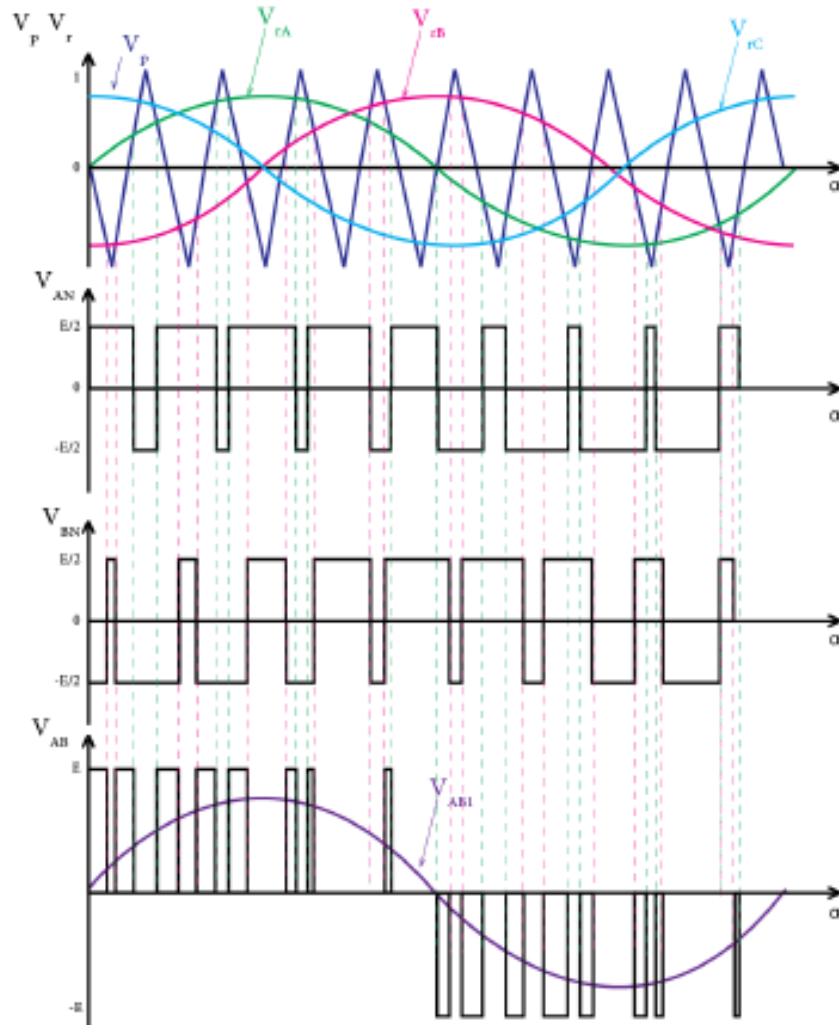


Figure 2.5 : Courbes de signal de la porteuse, de référence et les tensions de sortie d'un onduleur triphasé commandé en MLI sinus-triangle

2.7.2. Paramètres du MLI sinus-triangle [27]

2.7.2.1. Taux de modulation

La largeur d'impulsion de technique MLI sinus-triangle dépend au facteur de signal de référence au signal triangulaire porteuse il est défini comme :

$$M_a = \frac{A_r}{A_p} \quad (2.12)$$

A_r : Amplitude de signal de référence

A_p : Amplitude de signal de la porteuse (triangulaire)

On peut exprimer l'amplitude d'harmonique fondamentale de tension simple d'un onduleur par :

$$V_{AN1} = M_a \frac{E}{2} \quad (2.13)$$

Selon l'équation (2.10), l'amplitude de la composante fondamentale de la tension de sortie est égale à sa hauteur d'impulsion $E/2$ lorsque $M_a = 1$. Figure (2.6) représente la dépendance de l'amplitude de composante fondamentale de tension de sortie au taux de modulation M_a .

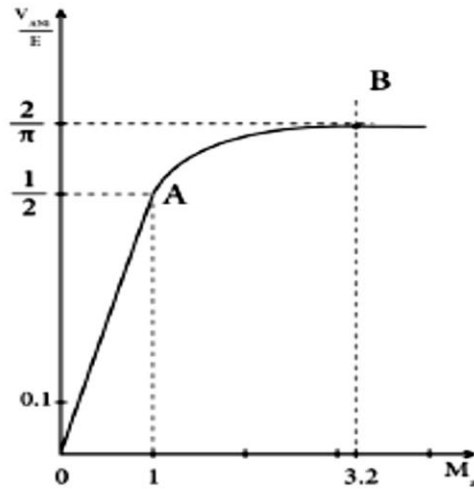


Figure 2.6 : Dépendance de l'amplitude de composante fondamentale de tension de sortie au taux de modulation

Lorsque M_a varie de 0 à 1, V_{AN1} varie linéairement en fonction de taux de modulation. La valeur limite de M_a est déterminée par la technique de modulation utilisée, selon laquelle la valeur maximale de V_{AN1} est égale à $E/2$. Pour des valeurs de M_a supérieures à 1, V_{AN1} augmente de façon non linéaire et se stabilise à la valeur maximale, dans cette région l'onduleur est dit : en état de sur-modulation.

A partir l'expansion de série de Fourier de l'onde rectangulaire, l'amplitude maximale du premier harmonique de tension est :

$$V_{AN1} = \frac{4}{\pi} * \frac{E}{2} = \frac{2}{\pi} E \quad (2.14)$$

La valeur M_a maximale qui correspond à la valeur maximale de V_{AN1} dépend de M_f , elle est d'environ **3,2**. [28], [29]

2.7.2.2. Indice de modulation

La fréquence f_p du signal de porteuse triangulaire est généralement considérablement supérieure à la fréquence f_r du signal de modulation. Le rapport de f_r et f_p est un paramètre très important de l'efficacité de la modulation il est aussi désigné « **coefficient de réglage** ».

$$M_f = \frac{f_p}{f_r} \quad (2.15)$$

Pour les petites valeurs de M_f , les signaux porteurs et référence doivent être synchronisés, afin d'éliminer les subharmoniques indésirables dans la tension de sortie. Si ces signaux sont synchronisés, M_f est un nombre entier.

La valeur de M_f dépend de la fréquence du signal de référence et affecte de manière significative la performance de l'onduleur. En augmentant la fréquence, les pertes de commutation dans l'onduleur augmentent, mais le spectre de tension de sortie est amélioré et il est plus facile de filtrer les harmoniques de haute fréquence produit à cause de la modulation.

Lors du choix de f_p , la tension, la puissance et d'autres paramètres doivent être prises en compte. Par conséquent, la sélection de M_f est un problème d'optimisation aux multiples facteurs. La tendance générale est qu'on choisit une valeur supérieure de M_f pour les onduleurs de faible puissance et faible tension et vice versa.

2.8. TECHNIQUE DE MODULATION VECTORIELLE (SVPWM)

Cette technique est beaucoup sollicitée dans le domaine de la commande, ses effets sur les ondulations du courant et couple sont remarquables, c'est pourquoi elle est la plus utilisée par les chercheurs et industriels, elle permet de déterminer les séquences des allumages et extinctions des composants du convertisseur et de minimiser ainsi les harmoniques des tensions appliquées au moteur [21].

La technique de modulation vectorielle *SVPWM* se diffère de celle *STPWM* par le fait qu'au lieu d'employer un modulateur séparé pour chacune des trois phases, les tensions de référence sont données par un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation T_z .

Elle est basée sur la représentation spatial du vecteur de tension dans le repère fixe $\alpha\beta$.

Les huit états de commutation (Figure 2.7) peuvent s'exprimer dans le plan $\alpha\beta$, par huit vecteurs de tension $(\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_7)$ parmi eux deux sont nuls \vec{V}_0 et \vec{V}_7 qui correspondent respectivement à $S(000)$ et $S(111)$, les autres sont appelés états actifs.

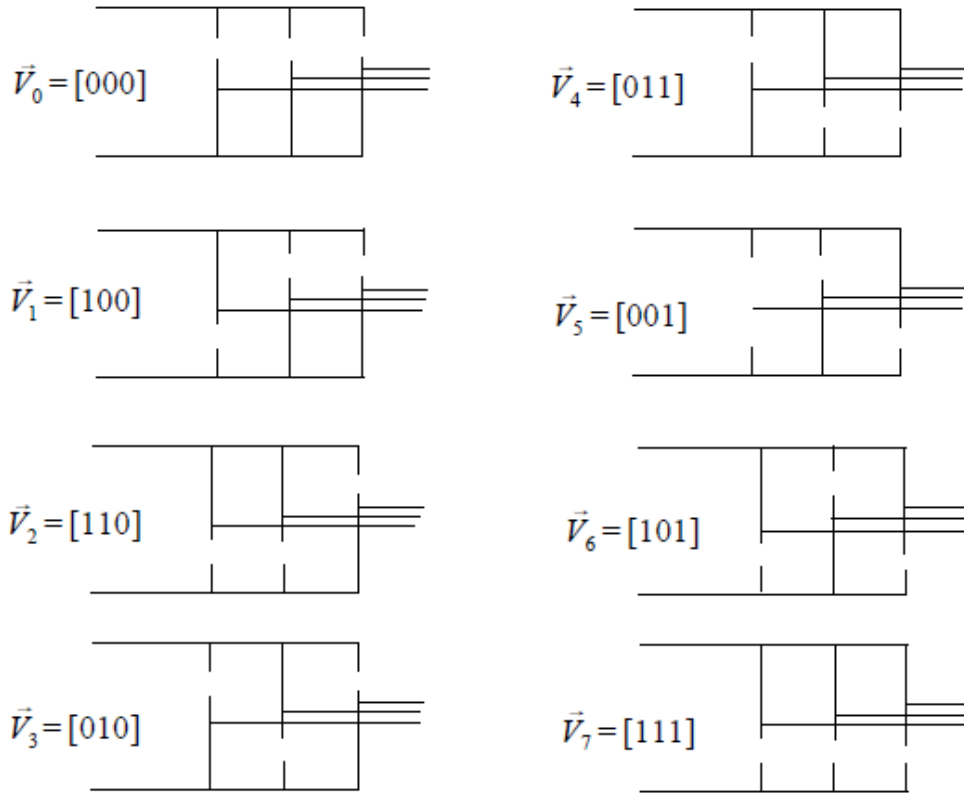


Figure 2.7: Les états de l'onduleur et les vecteurs des tensions correspondants

La représentation dans le plan $\alpha\beta$ de ces vecteurs equi-répartis tous les 60° , permet de déterminer un hexagone (Figure 2.8) à l'intérieur duquel le vecteur tension de référence \vec{V}_{ref} doit s'y trouver pour éviter la saturation de la grandeur de commande.

$$\vec{V}_{ref} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(v_{ao} + av_{bo} + a^2v_{co}) = \frac{2}{3}V_{dc}(S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (2.16)$$

Avec:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{3}$$

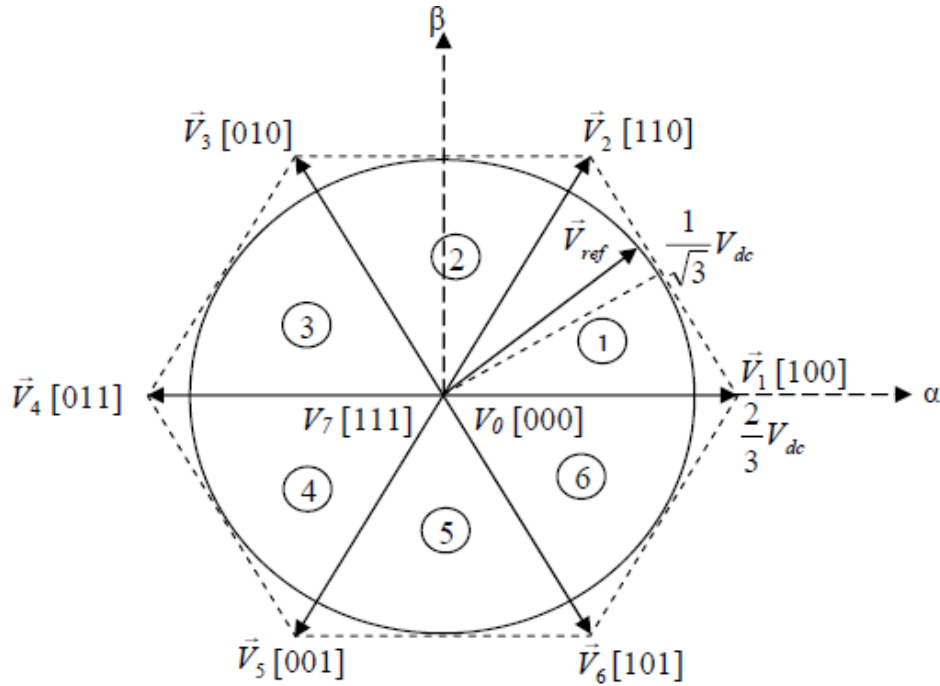


Figure 2.8: Représentation des états de l'onduleur dans le repère $\alpha\beta$, et les différents secteurs

Les vecteurs tensions des six états actifs, peuvent s'écrire en fonction des portions de l'hexagone appelés secteur k , où $k = 1, \dots, 6$:

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_{ds} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (2.17)$$

Chaque vecteur de référence \vec{V}_{ref} dans l'hexagone peut être exprimé comme combinaison de deux vecteurs tensions actifs adjacents et de vecteurs tension d'états nuls. En se reportant à la Figure (2.8), si le vecteur de référence est dans le secteur k , les vecteurs actifs adjacents sont \vec{V}_k et \vec{V}_{k+1} (avec $k+1=1$ pour $k=6$).

De la Figure (2.8), on voit bien que la tension de référence atteint les limites de l'hexagone, d'où l'index de modulation qui vaut

$$M_{\max_svpwm} = 0.9069 \quad (2.18)$$

Le tableau 2.1 résume les définitions suscitées :

Notons que toutes les valeurs des tensions doivent être multipliées par V_{dc}

Vecteurs d'état	Valeur en $\alpha\beta$	Tensions simples			Tensions composées		
		V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
$\vec{V}_i(S_a S_b S_c)$	V_i	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
$\vec{V}_0(000)$	0	0	0	0	0	0	0
$\vec{V}_1(100)$	e^{j0}	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
$\vec{V}_2(110)$	$e^{j2\pi/3}$	1/3	1/3	1/3	0	1	-1
$\vec{V}_3(010)$	$e^{j\pi/3}$	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
$\vec{V}_4(011)$	$e^{j4\pi/3}$	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
$\vec{V}_5(001)$	$e^{j5\pi/3}$	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
$\vec{V}_7(111)$	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 2.1 : Valeurs des tensions correspondantes

La méthode *SVPWM* peut être implémentée par les étapes suivantes:

1. Déterminer V_α , V_β , et par conséquent V_{ref} , et l'angle α .
2. Déterminer les temps d'application des états de l'onduleur.
3. Déterminer les séquences d'impulsions pour chaque bras de l'onduleur

2.8.1. Détermination de V_{ref} , V_α , V_β , et l'angle (α)

Les tensions V_α , V_β , sont issues directement de la transformation de *Clarcke* comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-3}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$\rightarrow V_{ref} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (2.2)$$

$$\tan^{-1} \left(\frac{V_\alpha}{V_\beta} \right) \quad (2.21)$$

où: V_{ref} , est le module du vecteur tension de référence, et α son argument.

2.8.2. Calcul des temps d'application des états de l'onduleur.

La partie centrale de la stratégie *SVPWM* est la détermination des temps qui doivent être attribués à chaque vecteur de tension durant chaque cycle de modulation ou période d'échantillonnage T_z . À chaque période de commutation de l'onduleur le vecteur V_{ref} , projeté sur ses deux vecteurs adjacents assure le calcul des temps de commutation (Figure (2.9)).

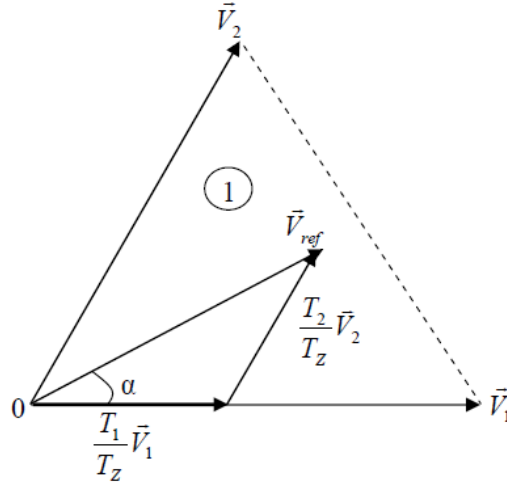


Figure 2.9: La tension de référence comme combinaison de deux vecteurs adjacents dans le secteur 1

Dans ce qui suit T_k dénote la demi période de l'application de \vec{V}_k (l'état *on*), T_0 est le demi temps de l'état-nul, la somme des temps de conduction T_0 , T_k , et T_{k+1} , doit être égale à la demi période de commutation de l'onduleur T_z , on aura alors:

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_z}{2} \quad (2.21)$$

$$\int_0^{\frac{T_z}{2}} \vec{V}_{ref} T_z = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \vec{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_k} \vec{V}_k dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k}^{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}}^{\frac{T_z}{2}} \vec{V}_7 dt \quad (2.22)$$

En tenant compte que $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0$, et que \vec{V}_{ref} est constant pendant la période de commutation, et du fait que \vec{V}_k et \vec{V}_{k+1} sont aussi constants, la relation (2.22) est réduite à ceci:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{ref} \frac{T_z}{2} = & \\ & \vec{V}_k T_k + \\ & \vec{V}_{k+1} T_{k+1} \end{aligned} \quad (2.23)$$

En exprimant le vecteur tension \vec{V}_{ref} par ses composantes en $\alpha\beta$ nous aurons

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_z}{2} = \frac{3}{2} V_{dc} \left(T_k \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right) + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = \\ \frac{3}{2} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.24)$$

où: k est déterminé à partir de la relation α .

Sachant que :

$$\frac{(k-1)\pi}{3} \leq \frac{k\pi}{3} \quad (2.25)$$

La solution du système (2.24) conduit au résultat suivant:

$$\begin{bmatrix} T_K \\ T_{K+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3} V_{ref}}{2 V_{dc}} T_Z \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Le temps T_0 est défini à partir de la relation (2.21) :

$$T_0 = \frac{T_Z}{2} - (T_k + T_{k+1}) \quad (2.27)$$

Sachant que $\vec{V}_{ref} = V_{ref} e^{j\alpha} = V_{ref} (\cos(\alpha) + j \sin(\alpha))$ le système (2.26)

$$\text{devient: } \frac{\sqrt{3} V_{ref}}{2 V_{dc}} T_Z \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Avec la définition de l'index de modulation m , le calcul des temps d'application conduction T_k , T_{k+1} , n'exige pas la connaissance de la tension adoptée du bus-continu, mais dépend seulement de l'index modulation désiré. La substitution de cette définition dans (2.28) mène à:

$$\begin{bmatrix} T_K \\ T_{K+1} \end{bmatrix} = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_Z \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Si par exemple, $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$, alors le vecteur \vec{V}_{ref} se situe au secteur **1**, donc (2.29) donne:

$$\begin{cases} T_1 = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_Z \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ T_2 = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_Z \sin(\alpha) \\ T_0 = \frac{T_Z}{2} - (T_1 + T_2) \end{cases} \quad (2.30)$$

2.8.3. Détermination des séries d'impulsions pour chaque bras de l'onduleur

Afin d'obtenir de performance optimum en harmoniques (moins d'harmoniques en sortie), et une fréquence de commutation minimum pour chaque composant de puissance, l'ordre des états est arrangé tels que la transition d'un état au prochain est exécuté en commutant seulement un bras de l'onduleur.

Pour cela, le modèle d'impulsion symétrique ou méthode à états-nuls symétriques, est utilisée, ainsi

pour les secteurs impairs ($k=1,3,5$), la séquence est la suivante $\vec{V}_0 \vec{V}_k \vec{V}_{k+1} \vec{V}_7 \vec{V}_{k+1} \vec{V}_k \vec{V}_0$ et pour les

secteurs pairs ($k = 2,4,6$), la séquence est: $\vec{V}_0 \vec{V}_{k+1} \vec{V}_k \vec{V}_7 \vec{V}_k \vec{V}_{k+1} \vec{V}_0$ Figure (2.10) [30].

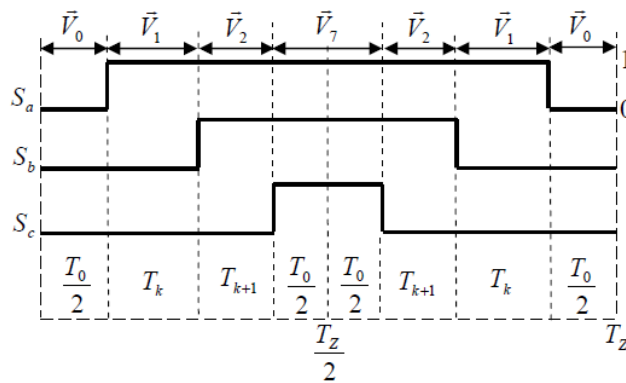


Figure 2.10: Signaux de commande dans le cas où \vec{V}_{ref} est au secteur 1

La figure (2.11) illustre l'analyse qui vient d'être décrit pour chaque secteur.

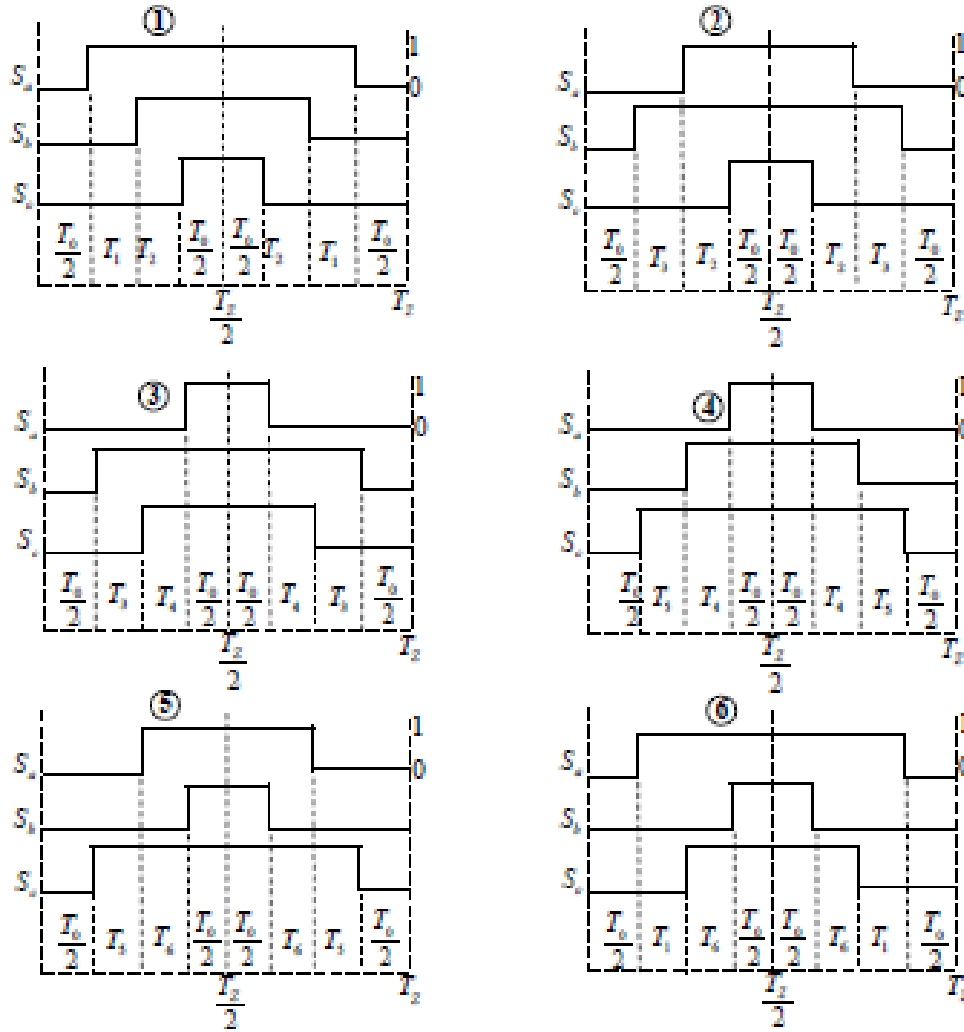


Figure 2.11: Les séquences de commutation possible de MLI vectorielle

La figure (2.12) représente l'organigramme global de la commande MLI vectorielle de l'onduleur triphasé de tension :

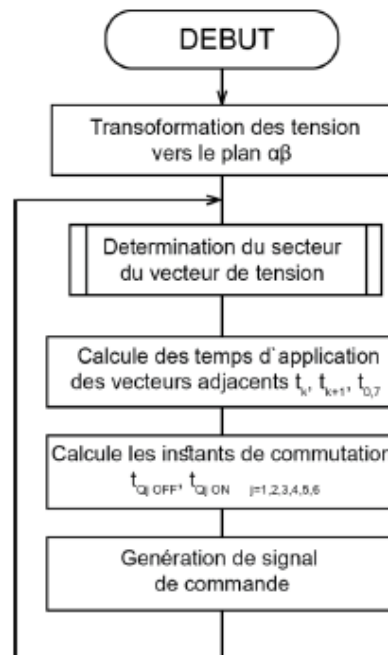


Figure 2.12 : Organigramme globale de la commande MLI vectorielle

2.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a étudié deux techniques de base de modulation de largeur d'impulsion. Ces techniques sont utilisés pour commander un onduleur de tension triphasé : Technique MLI sinus-triangle et MLI vectorielle.

La technique classique de MLI sinus-triangle implique la modification de la largeur des impulsions formant la tension de sortie, en comparant un signal de tension donné (le signal de référence) avec un signal de tension triangulaire de fréquence plus élevée (le signal de la porteuse). Le signal de référence est le signal de modulation et détermine la forme d'onde de la tension de sortie. De nombreuses versions de cette méthode sont présentées. Avec cette méthode, le niveau des harmoniques spécifiques peut être réduit avec succès.

La modulation vectorielle est basée sur la transformation d'un système de tension triphasé en deux phases, avec la dérivation d'un vecteur généralisé de tension. Dans chaque cycle déterminé par la fréquence de modulation (période d'échantillonnage), la commutation se produit entre les vecteurs de base, qui correspondent aux états valides des commutateurs. Il en résulte la formation du vecteur modulant qui est utilisé pour générer l'instant de commutations.

Une étude comparative sera faite sur ces deux méthodes, avec une analyse de leurs impacts sur la commande vectorielle sera traitée aux chapitres suivants.

**CHAPITRE 3: MODELISATION ET
TECHNIQUES DE COMMANDE POUR
LE CONVERTISSEUR TRIPHASE A
TROIS NIVEAUX**

3.1. INTRODUCTION

D'après les couples exigés par les différentes applications dans l'industrie, il est devenu une nécessité d'utiliser des machines électriques de plus en plus forte, ces dernières exigent une forte tension d'alimentation. Les onduleurs les plus connus sont les onduleurs à deux niveaux. Ces onduleurs sont limités en tension (1,4 kV) et en puissance (1 MVA).

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part sur le développement des composants à semi-conducteur entièrement commandables, puissants, robuste et rapides et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion [31], ainsi que le progrès réalisé dans le domaine de la micro-informatique.

Malgré leurs nombreux avantages, les onduleurs conventionnels présentent certains inconvénients tels que:

- L'usage limité aux applications de faibles et de moyennes puissances seulement ;
- La détérioration prématurée des roulements causée par l'apparition des tensions homopolaires à l'arbre du moteur.

Pour surmonter ces problèmes, un nouveau type d'onduleur a été introduit, en l'occurrence, l'onduleur multi-niveaux. Ce type d'onduleur présente plusieurs avantages, parmi les plus importants on mentionne [32]:

- Il peut générer des tensions très proche de la sinusoïde avec une fréquence de commutation égale à celle de la fondamentale ;
- Les performances spectrales des formes d'ondes des grandeurs de sortie d'un onduleur multi-niveau sont supérieures à celles d'un onduleur à deux niveaux [33,34] ;
- Les formes d'ondes des grandeurs de sortie d'un onduleur multi-niveau limitent actuellement les problèmes des surtensions ;
- Il est bien adapté aux moteurs de moyennes et de grandes puissances.

D'autre part, il faut aussi remarquer que la réalisation de convertisseurs multi niveaux pose des contraintes et des problèmes, dont on peut citer [35] :

- Besoin d'un plus important nombre de composants.

- Nécessité d'une répartition équilibrée de la tension d'alimentation pour les interrupteurs mis en série.
- Commande plus complexe

Ce chapitre sera dédié à étudier en détail l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC (structure et principe de fonctionnement), la modélisation, puis on présentera l'essentiel des stratégies de commande des onduleurs à Trois niveaux comme le chapitre précédent.

3.2. INTERET DES CONVERTISSEURS STATIQUES MULTINIVEAUX

Les convertisseurs à niveaux multiples sont des convertisseurs ayant en sortie une tension de phase contenant au moins trois niveaux. Ils peuvent être mis en œuvre de différentes manières, telles que la connexion parallèle ou série des semi-conducteurs de puissance. C'est ainsi que sont définies différentes structures d'onduleur multi niveaux.

Les architectures classiques d'onduleurs de tension posent problème lorsque la tension à appliquer est élevée. Effectivement, la tension de blocage des interrupteurs mis en œuvre est le facteur limitant. C'est en partie pour pallier à ce problème, que les architectures multi niveaux sont développées.

Les convertisseurs multi niveaux assurent une alimentation haute tension des machines électriques de moyenne et forte puissance. De plus ces architectures ont l'avantage de garantir un spectre de courant et de tension d'une meilleure qualité.

Ces structures présentent plusieurs avantages qui peuvent répondre aux différents objectifs d'intégration :

- Elles sont destinées à un fonctionnement sur des applications hautes tensions (Applications ferroviaires ou de réseaux de distribution moyenne tension). Différents niveaux de tension peuvent être générés et distribués sur chaque cellule [36].
- Une diminution de l'amplitude de l'ondulation de la tension de sortie du convertisseur grâce à l'augmentation du nombre de niveaux. La variation de tension résultante est plus facile à filtrer car elle est N fois plus faible que la tension d'alimentation. La diminution de l'ondulation engendrée par cette méthode provoque une diminution par N la section de fer des circuits magnétiques des filtres de sortie et donc la masse du filtrage [36] [37].

3.3. LES DIFFERENTES TOPOLOGIES DES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX

L'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. Le but de cette partie est de donner une vue générale des quatre topologies de base des onduleurs multi-niveaux :

- la topologie à diode de bouclage (NPC),
- la topologie au condensateur flotteur (à cellules imbriquées),
- le convertisseur multicellulaire superposé (SMC).
- le convertisseur en pont en H ou en Cascade

3.3.1. Onduleurs NPC (Neutral-Point Clamped)

Cette structure d'onduleurs multi niveaux a été introduite par A. Nabae et H.Akagi en 1981. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectées par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur.

Chaque branche de cet onduleur comporte quatre interrupteurs contrôlables et six diodes comme représenté à la Figure (3.1). Ce montage est alimenté par une tension continue E . Les trois états de commutation possibles permettent de délivrer trois niveaux de tension distincts en sortie. Chaque branche comporte deux étages constitués chacun de deux interrupteurs de type IGBT avec des diodes antiparallèles.

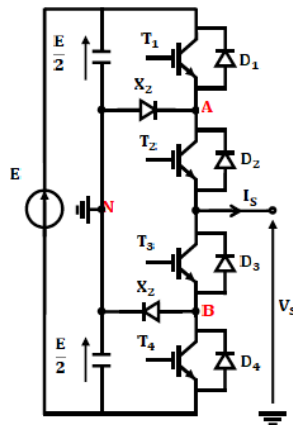


Figure 3.1 : Schéma d'une branche d'onduleur NPC à 3 niveaux

Avantages et inconvénients [38]

Les topologies NPC présentent plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci-dessous

1. Toutes les phases partagent le même bus continu.
2. La méthode de contrôle est relativement simple.

3. N'utilise pas des transformateurs.

Par contre l'inconvénient de cette structure est [38][39]

1. Déséquilibre de la tension des condensateurs. Dans certaines conditions de fonctionnement, la tension du point milieu capacitif peut avoir des variations très importantes. Afin d'assurer le bon fonctionnement, il faut prévoir une stratégie de commande pour assurer la stabilité de cette tension. Ce problème devient plus complexe lorsque le nombre de niveaux est plus important.
2. L'exigence des diodes a fréquence de commutations élevée et qui doivent supporter le courant maximale circulent dans le circuit.
3. L'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes.

3.3.2. Onduleur de tension à condensateurs flottants

La topologie de l'onduleur multi niveaux à condensateur flotteur (Flying Capacitor Multilevel Inverter), donnée par la Figure (3.2) a été proposée par T. Meynard et H. Foch en 1992. Cette structure est proposée pour résoudre d'une part le problème de l'équilibre des tensions, et d'autre part pour réduire le nombre excessif de diodes. Dans cette topologie, les capacités remplacent les diodes, d'où l'appellation « onduleur à condensateur flottants » ; malheureusement dans cette variante un grand nombre de capacités est exigé, contrairement au premier cas qui ne nécessite que $(m-1)$ capacités seulement

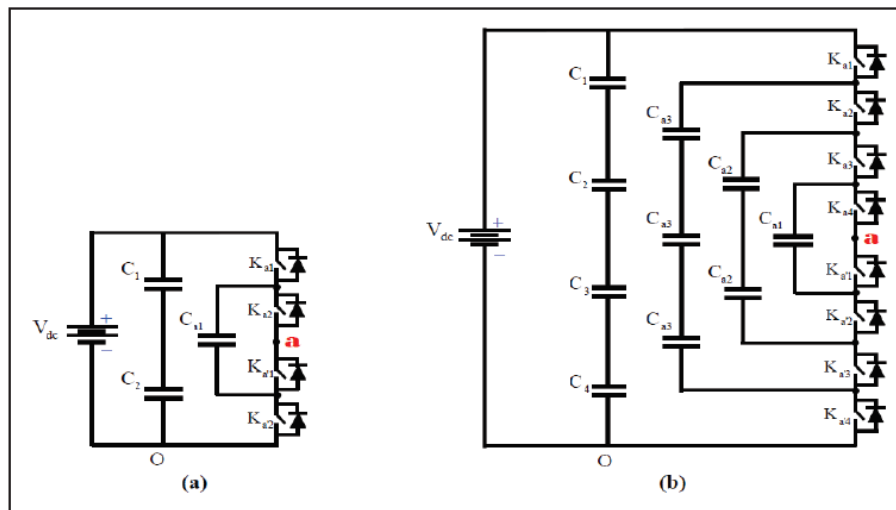


Figure 3.2 : Onduleur à condensateur flottants à trois (a) et à cinq niveaux (b)

Avantages et inconvénients : [38][39][32]

Cette topologie présente plusieurs avantages, notamment :

1. Elle élimine le problème des diodes de bouclage dans la topologie NPC.
2. La tension de blocage des interrupteurs est partout la même.
3. Puisqu'elle est modulaire l'existence pour un nombre de niveaux élevé est facile.
4. Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus .

Cependant, la contrainte de ces convertisseurs est la nécessité d'un grand nombre de condensateur, notamment pour une configuration triphasée ce qui augmente le volume de l'onduleur.

Si son application exige des tensions initiales non nulles aux bornes des condensateurs, on doit associer à la stratégie de commande une stratégie de pré-charge. de plus, il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs. Il y a un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés.

3.3.3. Onduleurs multi niveaux en cascade :

En 1975, dans les auteurs ont proposé un convertisseur multi niveaux en cascade qui consistait en la mise en série de plusieurs ponts à deux niveaux monophasé ; ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées. La figure (3.3) Montre le schéma de base d'un convertisseur N niveaux en cascade formé par l'association en série de $N-1/2$ ponts à deux niveaux. La tension V_s en sortie d'une telle structure est donnée par la somme des $N-1/2$ tensions en sortie de ces ponts.

Une autre alternative consiste à envisager de mettre en série plusieurs ponts monophasé alimentés par une même source de tension continue E_c figure (3.4). Cette structure est appelée polygonale et l'utilisation d'un transformateur d'isolement à la sortie de chaque pont est obligatoire pour connecter les sortie alternative de chaque pont.

Il est à noter cependant que pour ces deux structures, l'encombrement (et par conséquent l'augmentation du coût) de l'installation reste des handicaps pénalisants. En effet, pour l'obtention d'une tension de sortie à N niveaux, il faudra disposer de $(N-1)/2$ pont monophasé par bras. Chaque à la valeur doit être dimensionné pour le courant de charge et pour une tension

continue égale à la valeur maximal de la tension en sortie du bras divisée par N (ceci est valable dans le cas des onduleurs polygonaux pour un rapport de transformation unitaire).

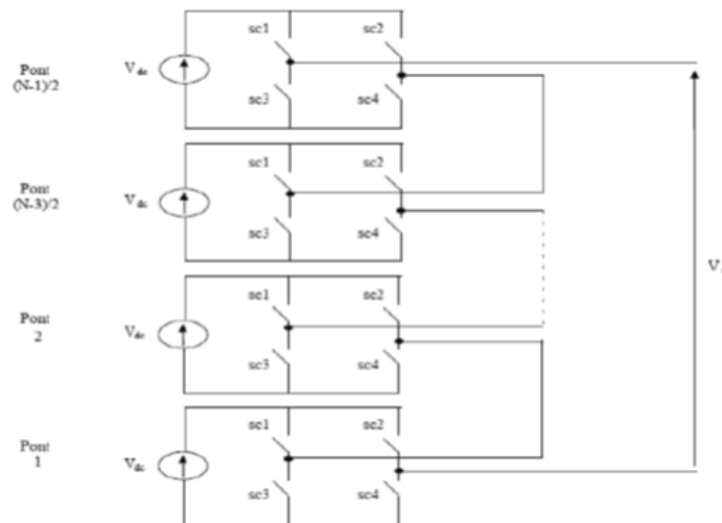


Figure 3.3 : Structure d'un convertisseur N niveaux en cascade

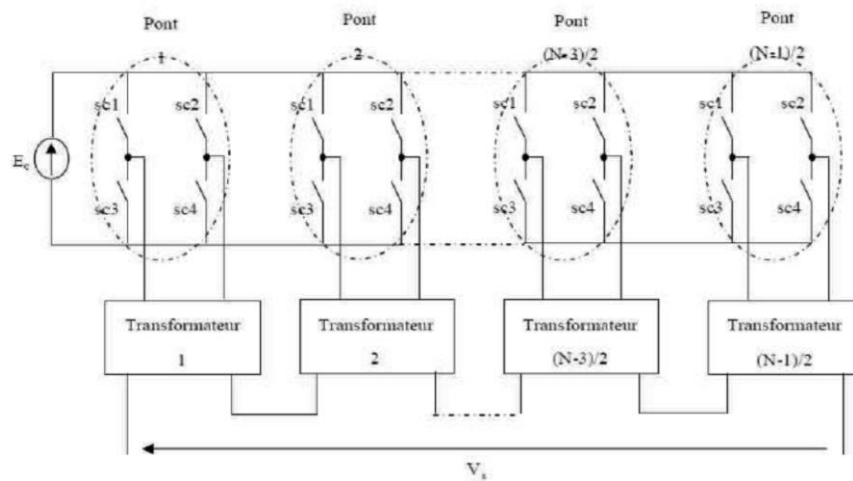


Figure 3.4 : Structure d'un convertisseur polygonale N niveaux

Avantages et inconvénients : [40][38][39]

Les convertisseurs multi niveaux en cascade présentent les avantages suivants :

1. La construction de ce type de topologie est modulaire vue qu'elle est formée de circuits redondants ce qui permet d'atteindre des niveaux de tension très élevées.
2. Ils ont besoin d'un nombre de composants moins important que les autres topologies multi niveaux pour fournir le même nombre de niveaux. Ils n'utilisent ni diodes de bouclage ni condensateurs flottants.

3. Les interrupteurs supportent la même tension de blocage.
4. Il devient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tensions à partir de plusieurs alimentations basse tension (par exemple dans le cas de l'énergie solaire).
5. Elle ne présente pas de problèmes liés à l'équilibrage des points de raccordement des tensions d'alimentation.
6. Un autre atout de cette topologie est sa capacité à fonctionner même si un onduleur est en court-circuit, avec un nombre de niveaux de tensions générées plus bas.
7. En plus la commande est simplifiée car les convertisseurs élémentaires présentent la même structure.

Les limitations de ce type d'onduleur :

1. Les sources continues présentes dans le circuit de cette topologie sont obtenues par l'utilisation d'un transformateur à plusieurs secondaires comme première solution, ou bien plusieurs transformateurs distincts. Mais dans tous les cas on se trouve obligé de prévoir un système de correction du facteur de puissance pour remédier aux effets de pollution du réseau électrique causée par les redresseurs.
2. Les sources continues nécessaires, limitant ainsi leur utilisation dans certains domaines d'application.
3. Cette topologie s'adopte mieux à des systèmes alimentés par panneau solaire.

3. 4. LE CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE SUPERPOSE (SMC)

Cette structure multi niveaux SMC (Stacked Multicell Converter), est une évolution du convertisseur multicellulaire série. Elle a été brevetée en 2000 en France et 2001 dans le monde.

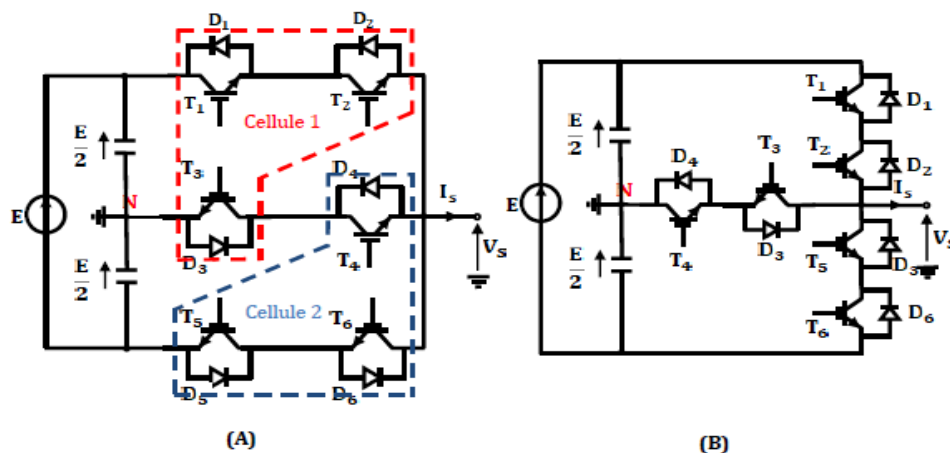


Figure 3.4 : Convertisseur Multicellulaire Superposé (A) représentation 1 et (B), 2.

La topologie SMC permet d'augmenter le nombre de niveaux de tension en sortie par rapport au convertisseur multicellulaire série, tout en réduisant l'énergie stockée dans les condensateurs flottants [45]. Pour une application fixe, elle s'est avérée également plus performante que les autres au niveau du rendement.

Pour un même nombre de cellules de commutation, le SMC offre également davantage de configurations possibles de sa structure.

Par conséquent l'existence d'états redondants au niveau de la commande

3.5. ONDULEUR A TROIS NIVEAUX DE TYPE NPC

3.5.1. Structure

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimenté chacun par une source de tension continue distincte.

La Figure (3.5) représente la structure topologique d'un onduleur triphasé à trois niveaux.

Elle est composée de trois bras monophasés [46]. A partir de la source principale de tension continu, et à l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage C_1 et C_2 de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi tension ($E/2$). Cette structure crée alors un point neutre (o) entre les deux condensateurs.

Ces derniers sont identiques de manières à éviter le déséquilibre de charge ($C_1=C_2$ c'est-à-dire $U_{C1}=U_{C2}$). [14].

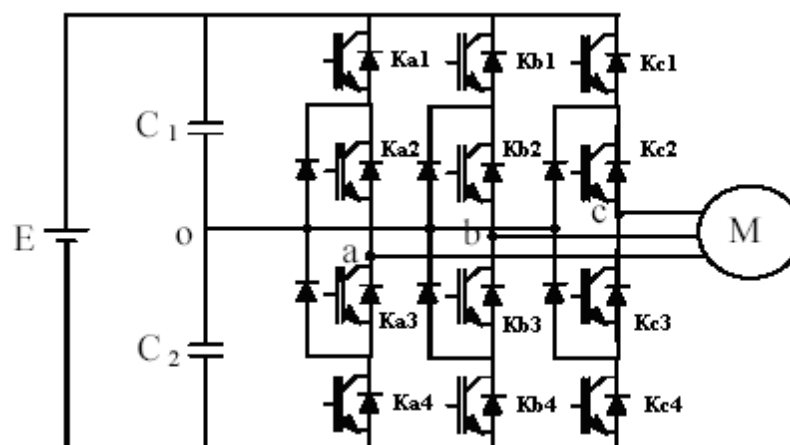


Figure 3.5 : Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC

Chaque demi-bras de l'onduleur se compose de deux interrupteurs (K_{ij}) en série avec leur point commun relié par une diode de bouclage au point neutre des sources (o). Une diode en antiparallèle est montée sur chaque interrupteur pour assurer la réversibilité des courants dans la charge.

L'onduleur multi-niveaux de type NPC permet d'avoir une tension plus proche de la sinusoïde que celle issue de l'onduleur classique à deux niveaux. Il permet également, par la mise en série des interrupteurs, une meilleure maîtrise des contraintes en tension sur les composants.

3.5.2. Configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Afin d'élaborer un modèle du fonctionnement de ces onduleurs à trois niveaux sans a priori sur la commande ; on représente chaque paire par un seul interrupteur bidirectionnel figure (3.6) et on procède par bras (grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé).

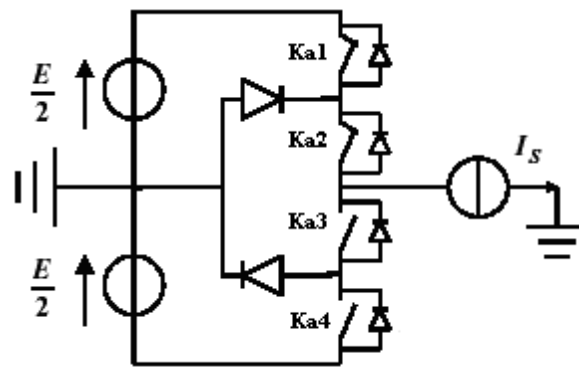


Figure 3.6 : Bras d'un onduleur NPC à trois niveaux

Une analyse topologique d'un bras montre quatre configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations sont présentées cas par cas. Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données.

Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple V_{ao} entre la borne (a) de la charge et le point neutre o . Cette tension est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs K_{a1} , K_{a2} , K_{a3} et K_{a4} du bras.

Sur les $2^4=16$ configurations possibles, seules trois configurations sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles, et sont donc à éviter. En effet, elles

provoquent, soient, des courts circuits des sources de tension continue, soient, elles provoquent la déconnexion de la charge.

3.5.2.1. Première configuration {1100}

K_{a1} , K_{a2} sont passants et K_{a3} , K_{a4} sont bloqués **Figure (3.7)**,

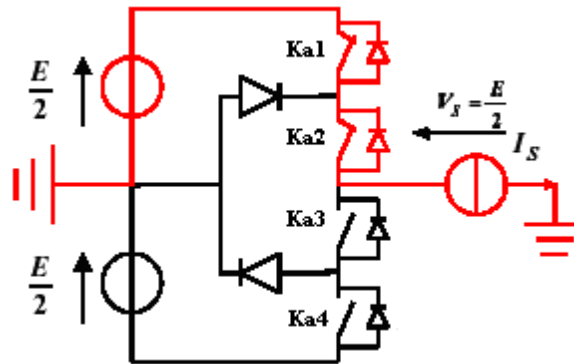


Figure (3.7) : 1^{ère} configuration du 1^{er} bras

On a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = E/2 \tag{3.1}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka3} = V_{Ka4} = E/2 \tag{3.2}$$

3.5.2.2. Deuxième configuration {0110}

K_{a2} , K_{a3} sont passants et K_{a1} , K_{a4} sont bloqués **Figure (3.8)**,

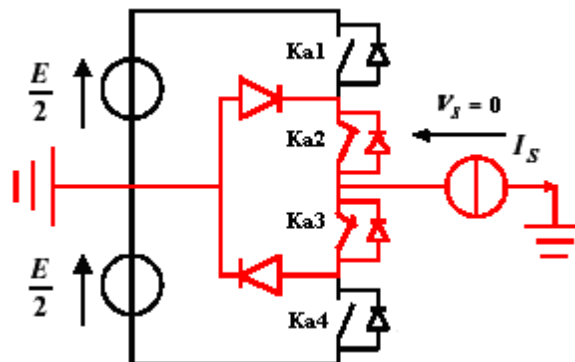


Figure (3.8) : 2^{ème} configuration du 1^{er} bras

Le point a est relié directement au point neutre o. alors, la tension de sortie V_{ao} est nulle :

$$V_{ao} = 0$$

(3.3)

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka4} = \frac{E}{2} \tag{3.4}$$

3.5.2.3. Troisième configuration {0011}

K_{a3} , K_{a4} sont passants et K_{a1} , K_{a2} sont bloqués **Figure (3.9)**,

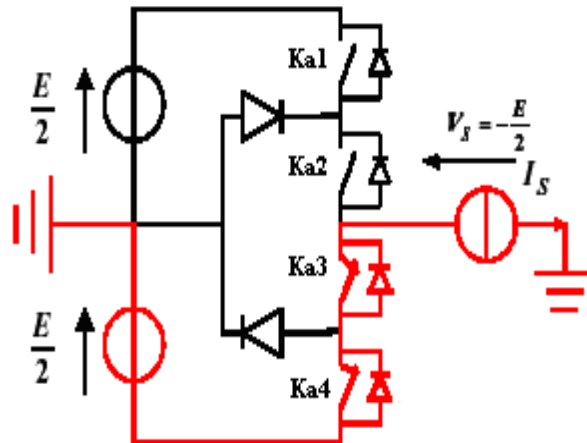


Figure (3.9) : 3^{ème} configuration du 1^{er} bras

On a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = -E/2 \tag{3.5}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = \frac{E}{2} \tag{3.6}$$

Le Tableau (3.1) représente la tension de sortie V_{ao} d'un onduleur NPC à 3 niveaux en fonction de l'état des interrupteurs [48][49]. Outre les variations du potentiel du point milieu, la tension aux bornes des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée.

Etat des interrupteurs				Tension de sortie V_{ao}
K_{a1}	K_{a2}	K_{a3}	K_{a4}	
1	1	0	0	$E/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-E/2$

Tableau 3.1 : Table de commutation de l'onduleur NPC 3 niveaux

Pour visualiser l'enchaînement des configurations décrites ci-dessus, la Figure (3.10) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie V_{ao} .

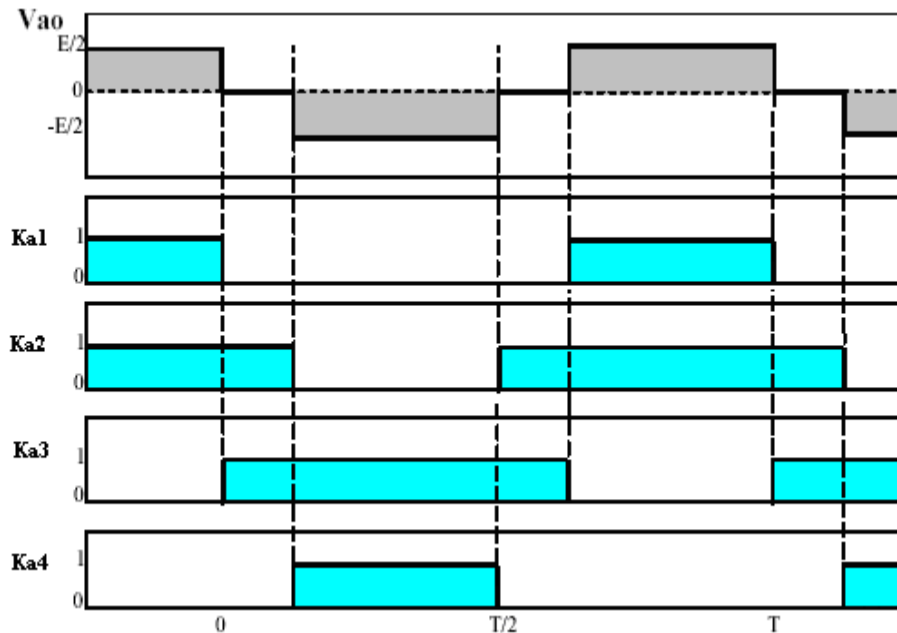


Figure 3.10 : Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois Niveaux

La structure de l'onduleur à trois niveaux limite à $E/2$ la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu'il est bloqué, alors que dans la structure classique de l'onduleur, cette tension vaut la tension continue complète E . C'est cette caractéristique de l'onduleur à trois niveaux qui permet de monter en puissance, dans le cas des applications de forte puissance.

Donc, la tendance vers l'augmentation du nombre de niveaux est dictée par le besoin de tensions plus élevées pour les applications de forte puissance. Ainsi que, plus le nombre de niveaux augmente, la tension de sortie en forme d'escalier possède plusieurs paliers. Ceci permet de mieux approcher la sinusoïde.

3.6. STRATEGIE DE COMMANDE D'ONDULEUR TROIS NIVEAUX

La modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable.

L'essor de la modulation de largeur d'impulsion est lié aux progrès de développement des semi-conducteurs de puissance; l'augmentation des nombres des commutations entrainerait des pertes excessives si on n'avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des commutations.

La multiplication des nombres d'impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie offre la possibilité de moduler la forme de cette tension de manière à avoir la forme sinusoïdale que possible.

La génération des signaux de commande de la modulation MLI se fait le plus souvent en temps réel. On détermine ainsi les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique ou éventuellement une combinaison des deux.

Pour assurer la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on distingue plusieurs techniques de modulation de largeur d'impulsion. Dans cette section, on analyse la stratégie de modulation à MLI sinusoïdale et la modulation vectorielle comme le chapitre précédent.

3.6.1. Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) [50][51]

La technique à modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) est l'une des techniques de modulation les plus populaires appliquées aux onduleurs multi niveaux. Dans SPWM, une onde de tension sinusoïdale appelée référence est comparée à une onde triangulaire appelée porteuse pour générer les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur (figures 3.11, 3.12, 3.13 et 3.14).

3.6.1.1. Modulation triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse

a. Modulation triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse unipolaire

Comme pour les onduleurs à deux niveaux, les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur NPC sont obtenus à partir des intersections des trois signaux de référence sinusoïdaux déphasés entre eux de 120° , de fréquence f_r et d'amplitude V_m , avec un signal triangulaire d'amplitude U_{pm} et de fréquence f_p , très supérieure à f_r Figure (3.11).

Si la référence est sinusoïdale, on définit deux grandeurs :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la référence f_r , tel que $m=f_p/f_r$;

- Le coefficient de réglage en tension r , égal au rapport de l'amplitude de la tension V_m de la tension de référence à la valeur crête U_{pm} de la porteuse, tel que $r = U_{pm}/V_m$;

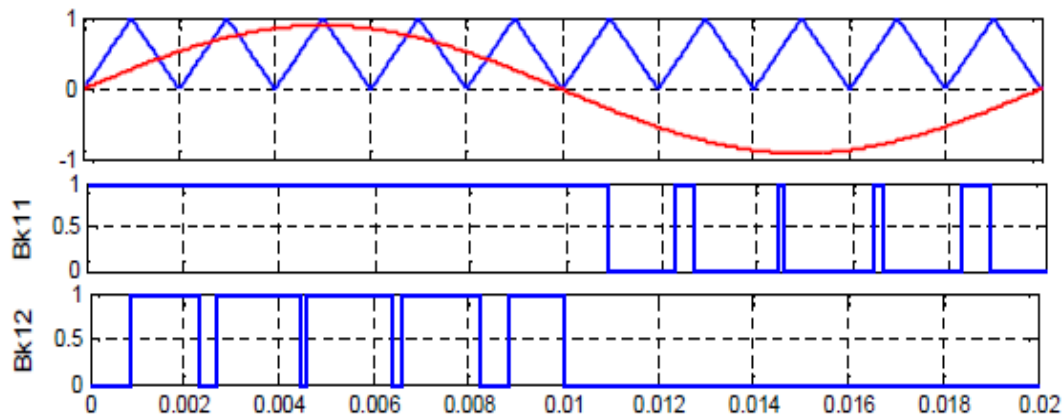


Figure 3.11 : Principe de la MLI sinusoidale à une seule porteuse unipolaire

b. Modulation triangulo-sinusoidale à une seule porteuse bipolaire

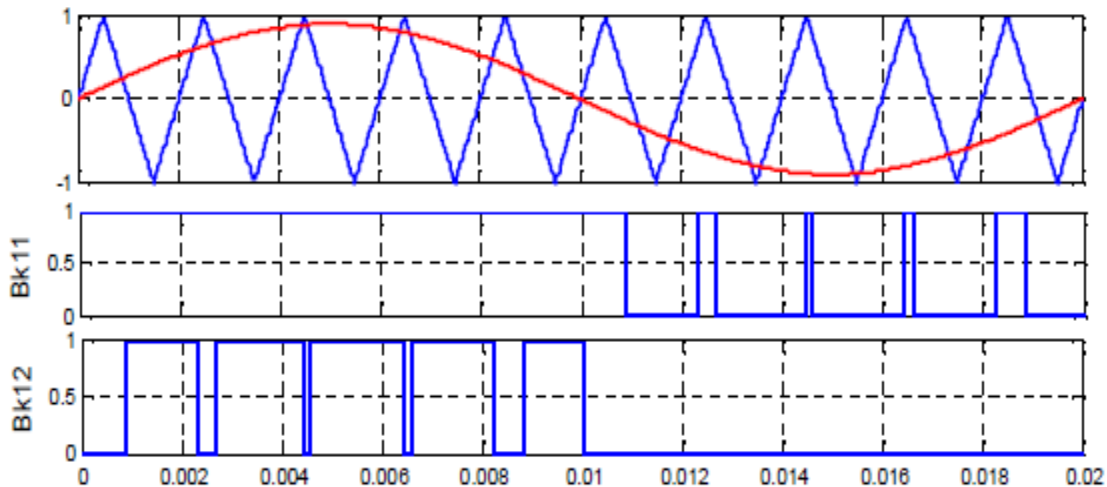


Figure 3.12 : Principe de la MLI sinusoidale à une seule porteuse bipolaire.

3.6.1.2. Modulation triangulo-sinusoidale multi-porteuses

En général, un onduleur multi niveaux à N niveaux de tensions nécessite $(N-1)$ porteuses. Dans les modulations multi-porteuses, toutes les porteuses triangulaires ont la même fréquence et la même amplitude, mais il y a un déphasage entre deux ondes porteuses adjacentes, donné par (3.7):

$$\varphi = 360^\circ / (N - 1) \quad (3.7)$$

a. Modulation triangulo-sinusoidale à deux porteuses

Cette stratégie exploite l'équivalence de l'onduleur à trois niveaux à deux onduleurs à deux niveaux en série. On peut utiliser deux porteuses identiques, déphasées l'une de l'autre d'une demi-période de hachage ($1/2f_p$) afin d'améliorer le taux d'harmoniques des tensions de sortie.

Différentes porteuses sont possibles : porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire, porteuse en dents de scie unipolaire ou bipolaire. La porteuse en dents de scie permet d'avoir un taux d'harmoniques le plus faible mais avec des harmoniques pairs et impairs. Les porteuses triangulaires permettent d'avoir des tensions de sortie ayant la symétrie par rapport au quart et la demi-période.

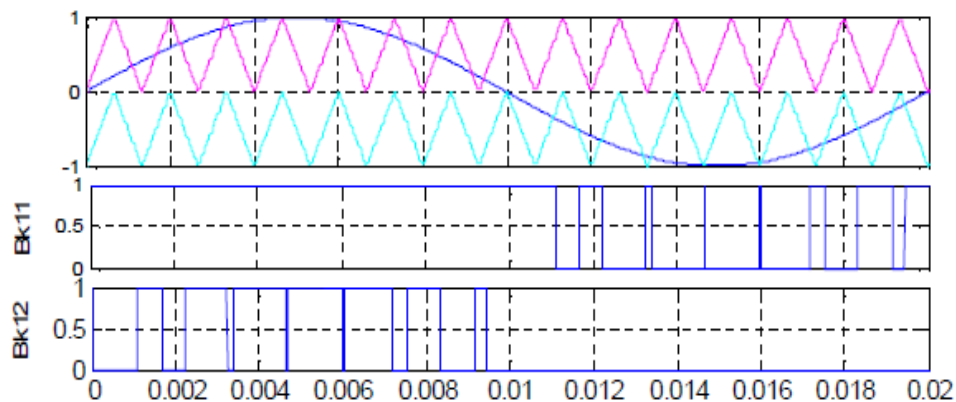


Figure 3.13 : Principe de la MLI sinusoidale à deux porteuses unipolaires.

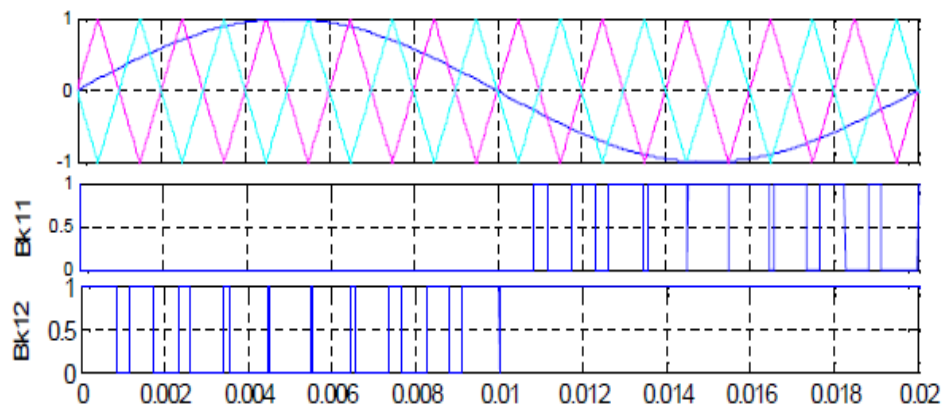


Figure 3.14 : Principe de la MLI sinusoidale à deux porteuses bipolaires

3.6.2. Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux (SVPWM)

La modulation vectorielle, dite "*SpaceVector PWM*", est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle. Elle est conduite en synchronisme sur les trois phases.

Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné à intervalles réguliers T (MLI régulière),
- Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage [36].

3.6.2.1. Principe de base de la MLI vectorielle sur un onduleur à trois niveaux

Le schéma représentatif de la topologie d'un onduleur triphasé de tension à trois niveaux de type NPC et donné par la figure (3.15).

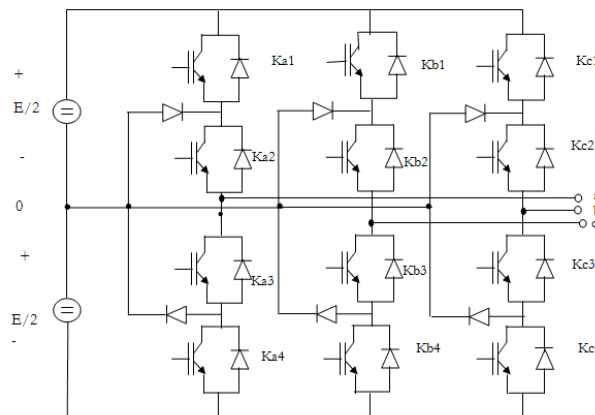


Figure 3.15: Onduleur de tension à trois niveaux de type NPC

Cette topologie d'onduleur produit des trois niveaux de tension ($-E/2$, 0 , $+E/2$) en fonction de la tension de la source continue E et le variable d'état C_i , ou i est l'indicateur de phase ($i=a, b, c$). K_{i1} , K_{i2} , K_{i3} , et K_{i4} sont des commutateurs pour le bras i , et V_{io} est la tension simple entre la phase et le point fictif o . le principe de fonctionnement est manifesté sur le tableau. Dans l'ordre pour obtenir les trois niveaux de tension désirés [56], le convertisseur doit s'assurer les complémentaires entre les paires de commutateurs : (K_{i1}, K_{i3}) et (K_{i2}, K_{i4}) .

C_i	Etat des interrupteurs				Tension de sortie V_{io}
	K_{i1}	K_{i2}	K_{i3}	K_{i4}	
1	1	1	0	0	E/2
0	0	1	1	0	0
-1	0	0	1	1	E/2

Tableau 3.2: Principe de fonctionnement d'un onduleur à trois niveaux

3.6.2.2. Transformation triphasée biphasée

V_{io} est liée à la tension E à travers :

$$V_{io} = C_i.E/2 \quad (3.8)$$

La tension simple V_{in} entre la phase et le point neutre est en fonction est de la tension V_{io} :

$$V_{in} = V_{io} - V_{no} \quad (3.9)$$

Avec ; ($i = a,b,c$)

Supposant que le système est équilibré , la somme de V_{in} est égale à zéro :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (3.10)$$

Par les expressions (3.9) dans (3.10) nous obtenons le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Ca	Cb	Cc	Ka1	Ka2	Kb1	Kb2	Kc1	Kc2	Vao	Vbo	Vco	Van	Vbn	Vcn	Vα	Vβ	V	N°
0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	V0	1
1	0	0	1	1	0	1	0	1	E/2	0	0	E/3	-E/6	-E/6	E/√6	0	V1	2
0	-1	-1	0	1	0	0	0	0	0	-E/2	-E/2	E/3	-E/6	-E/6	E/√6	0	V1'	3
1	1	0	1	1	1	1	0	1	E/2	E/2	0	E/6	E/6	-E/3	E/√24	E/√8	V2	4
0	0	-1	0	1	0	1	0	0	0	0	-E/2	E/6	E/6	-E/3	E/√24	E/√8	V2'	5
0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	E/2	0	-E/6	E/3	-E/6	-E/√24	-E/√8	V3	6
-1	0	-1	0	0	0	1	0	0	-E/2	0	-E/2	-E/6	E/3	-E/6	-E/√24	E/√8	V3'	7
0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	E/2	E/2	-E/3	E/6	E/6	-E/√6	0	V4	8
-1	0	0	0	0	0	1	0	1	-E/2	0	0	-E/3	E/6	E/6	-E/√6	0	V4'	9
0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	E/2	-E/6	-E/6	E/3	-E/√24	-E/√8	V5	10
-1	-1	0	0	0	0	0	0	1	-E/2	-E/2	0	-E/6	-E/6	E/3	-E/√24	-E/√8	V5'	11
1	0	1	1	1	0	1	1	1	E/2	0	E/2	E/6	-E/3	E/6	E/√24	-E/√8	V6	12
0	-1	0	0	1	0	0	0	1	0	-E/2	0	E/6	-E/3	E/6	E/√24	-E/√8	V6'	13
1	1	1	1	1	1	1	1	1	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	V7	14
1	0	-1	1	1	0	1	0	0	E/2	0	-E/2	E/2	0	-E/2	E√2/√8	E/√8	V9	15
0	1	-1	0	1	1	1	0	0	0	E/2	-E/2	0	E/2	-E/2	0	E/√2	V10	16
-1	1	0	0	0	1	1	0	1	-E/2	E/2	0	-E/2	E/2	0	-E√2/√8	E/√8	V11	17
-1	0	1	0	0	0	1	1	1	-E/2	0	E/2	-E/2	0	E/2	-E√2/√8	-E/√8	V12	18
0	-1	1	0	1	0	0	1	1	0	-E/2	E/2	0	E/2	E/2	0	-E/√2	V13	19
1	-1	0	1	1	0	0	0	1	E/2	-E/2	0	E/2	-E/2	0	E√2/√8	-E/√8	V8	20
-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	V14	21
-1	-1	-1	1	1	0	0	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3	E√2/√3	0	V15	22
-1	1	-1	1	1	1	1	0	0	E/2	E/2	-E/2	E/3	E/3	-2E/3	E/√6	E/√2	V16	23
-1	1	-1	0	0	1	1	0	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3	-E/√6	E/√2	V17	24
-1	1	1	0	0	1	1	1	1	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	-E√2/√3	0	V18	25
-1	-1	1	0	0	0	0	1	1	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	-E/√6	-E/√2	V19	26
1	-1	1	1	1	0	0	1	1	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3	E/√6	-E/√2	V20	27

Tableau.3.3: Les 27 vecteurs de tensions à la sortie d'un onduleur à trois niveaux

La figure (3.16, 17) montre la représentation, de 27 vecteurs de tension pour un onduleur à trois niveaux. Selon la grandeur des vecteurs de tension, nous les divisions en quatre groupes :

- Les vecteurs nuls de tension (VNT): V_0 , V_7 et V_{14} , qui se trouvent au milieu du diagramme. Ces vecteurs connectent les trois phases au même niveau de tension.

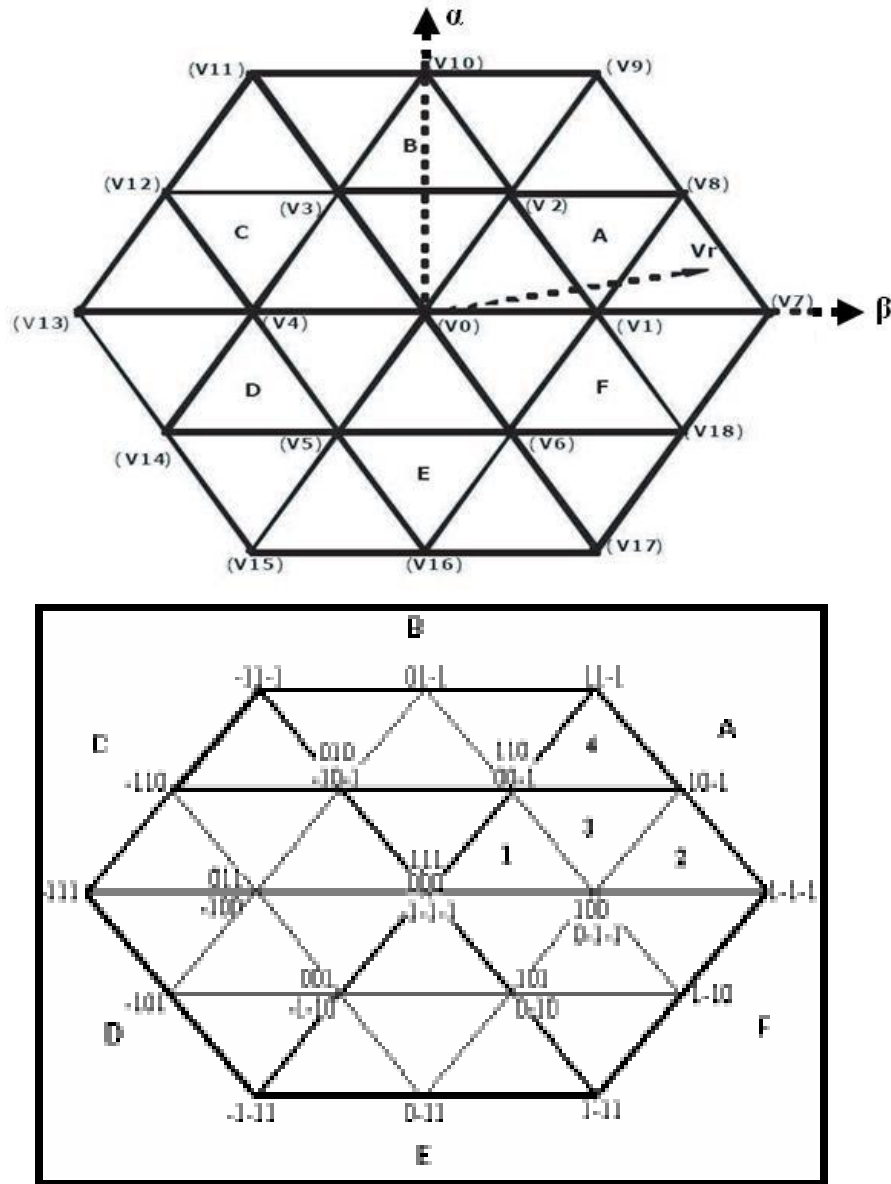


Fig. (3.16, 17): Les vecteurs de tension pour un onduleur à trois niveaux; (a): la représentation des vecteurs de tension dans le plan (α, β) , (b) : les états de commutation pour un onduleur à trois niveaux, [49, 50]

- Les vecteurs courts de tension (VCT) : $V_1, V_1', V_2, V_2', V_3, V_3', V_4, V_4', V_5, V_5', V_6$ et V_6' , Qui peuvent être obtenus par deux vecteurs différents.
- Les vecteurs moyens de tension (VMT) : $V_8, V_9, V_{10}, V_{11}, V_{12}$, et V_{13} , qui ont toujours une sortie connectée au point milieu du bus continu.
- Les vecteurs longs de tension (VLT) : $V_{15}, V_{16}, V_{17}, V_{18}, V_{19}$ et V_{20} , qui génèrent l'amplitude de la tension de sortie la plus grande [54, 57, 58].

La surface de l'hexagone peut être divisé en six secteurs (A à F), chaque secteur est divisée en quatre régions (1 à 4) donner tout à fait 24 régions [56, 59].

Comme dans les onduleurs de tension à deux niveaux, la technique MLI vectorielle appliquée aux onduleurs multi-niveaux suit les mêmes étapes de calcul:

- Détermination des rapports cycliques des vecteurs de commutation T_a, T_b, T_c pour chaque région.
- Détermination du période de commutation de chaque interrupteur ($S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}, S_{c2}$), [60].

3.6.2.3. Calcul des rapports cycliques des vecteurs de commutation pour chaque région

On prend le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur A :

Région 1

La figure (3.18) représente la projection du vecteur de référence lorsqu'il se trouve dans la première région du secteur A, [61].

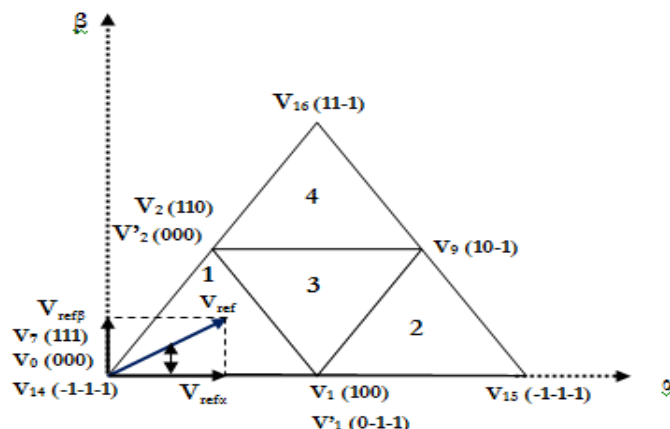


Fig. (3.18): Projection du vecteur de référence dans la première région

Les vecteurs concernent sont : V_0 ou V_7 ou V_{14} , V_1 et V_2

$$\int_0^{T_m} V_{ref} dt = \int_0^{T_a} V_1 dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_2 dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} V_0 dt$$

$$T_m \cdot \overline{V_{ref}} = T_a \cdot \overline{V_1} + T_c \cdot \overline{V_2}$$

$$T_m \cdot |\overline{V_{ref}}| \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = T_a \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot E \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_c \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot E \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{bmatrix}$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_a + \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_c \cdot \frac{1}{2} \quad (3.12)$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_c \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3.13)$$

$$T_m = T_a + T_b + T_c$$

$$(3.13) \quad \rightarrow \frac{E}{2\sqrt{2}} T_a = T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta \frac{\sqrt{3}}{2} \quad \rightarrow T_c = \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta}{E} \quad (3.14)$$

On remplace l'expression du T_c dans (3.12) on trouve :

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_a + \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta}{E} \cdot \frac{1}{2} \quad \rightarrow T_a = \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)}{E}$$

$$(3.14) \quad \rightarrow T_b = T_m - T_a - T_c = T_m \left[1 - \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \right]$$

$$\text{On prend: } K = \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E}$$

$$\text{Donc: } T_a = K \cdot T_m \cdot \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)$$

$$T_b = T_m \left[1 - K \cdot \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) \right]$$

$$T_c = K \cdot T_m \cdot \sin \theta$$

Région 2

La figure (3.19) représente la projection du vecteur de référence lorsqu'il se trouve dans la deuxième région du secteur A.

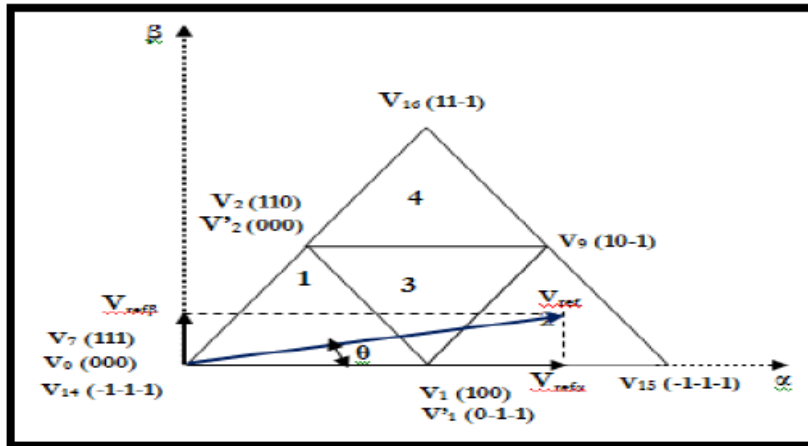


Figure. (3.19): Projection du vecteur de référence dans la deuxième région

Les vecteurs concernants sont : V1, V15 et V9

$$\int_0^{T_m} V_{ref} dt = \int_0^{T_a} V_1 dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_{15} dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} V_9 dt$$

$$T_m \cdot \overline{V_{ref}} = T_a \cdot \overline{V_1} + T_c \cdot \overline{V_{15}} + T_b \cdot \overline{V_9}$$

$$T_m \cdot |\overline{V_{ref}}| \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = T_a \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot E \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_c \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot E \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_b \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot E \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{6} \\ \sin \frac{\pi}{6} \end{bmatrix}$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_a + \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot E \cdot T_c + \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot T_b \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3.15)$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta = \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot T_b \cdot \frac{1}{2} \quad (3.16)$$

$$T_m = T_a + T_b + T_c \quad (3.17)$$

$$(3.16) \rightarrow T_b = \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta}{E}$$

$$(3.17) \rightarrow T_c = T_m - T_a - T_b$$

On remplace l'expression du Tb et Tc dans (3.15) on trouve :

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_a + (T_m - T_a - T_b) \cdot E \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{3} + \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot T_b \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = T_m \cdot E \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{3} - \frac{1}{\sqrt{6}} \right) \cdot T_a - \frac{E}{2\sqrt{6}} \cdot T_b$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = T_m \cdot E \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{3} - \frac{1}{\sqrt{6}} \right) \cdot T_a - \frac{E}{2\sqrt{6}} \cdot T_b \cdot \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta}{E}$$

$$\begin{aligned} \rightarrow T_a &= \frac{\sqrt{6}}{E} \left[T_m \cdot E \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} - \frac{T_m \cdot V_{ref}}{\sqrt{3}} \cdot \sin\theta - T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos\theta \right] \\ &= \sqrt{6} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} T_m - \frac{\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin\theta - \frac{\sqrt{6} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \cdot \cos\theta \\ 2 \cdot T_m - \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \left[\frac{1}{2} \cdot \sin\theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos\theta \right] &\rightarrow T_a = T_m \left[2 - \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right] \\ \rightarrow T_c = T_m - T_a - T_b = T_m - T_m \cdot \left[2 - \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right] - \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin\theta \\ \rightarrow T_c = T_m \left[\frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) - 1 \right] \end{aligned}$$

On prend :

$$K = \frac{2\sqrt{2} T \cdot V_{ref}}{E}$$

Donc: $\rightarrow T_a = T_m \left[2 - K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right]$

$T_b = K \cdot T_m \cdot \sin\theta$

$T_c = T_m \cdot \left[K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1 \right]$

Région 3

La figure (3.20) représente la projection du vecteur de référence lorsque se trouve dans la troisième région du secteur A.

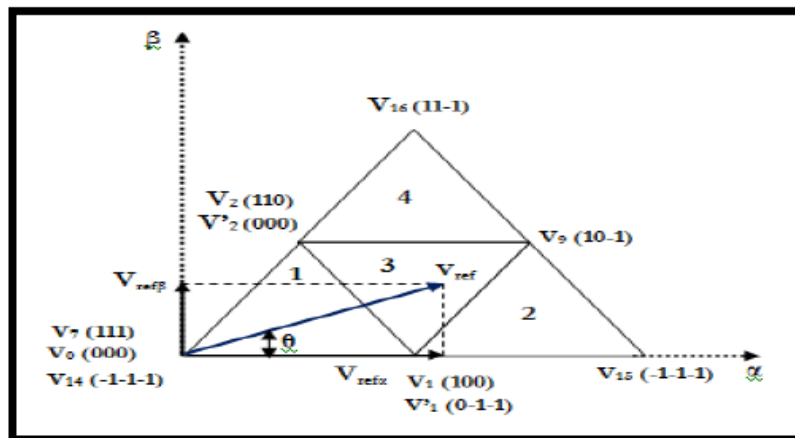


Fig. (3.20): projection du vecteur de référence dans la troisième région

Les vecteurs concernent sont : V1, V2 et V9

$$\int_0^{T_m} V_{ref} dt = \int_0^{T_a} V_1 dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_2 dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} V_9 dt$$

$$T_m \cdot \overline{V_{ref}} = T_a \cdot \overline{V_1} + T_c \cdot \overline{V_2} + T_b \cdot \overline{V_9}$$

$$T_m \cdot |\overline{V_{ref}}| \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = T_a \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot E \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_b \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} E \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_c \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{6} \\ \sin \frac{\pi}{6} \end{bmatrix}$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_a + \frac{E}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot T_b \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_c \cdot \frac{1}{2} \quad (3.18)$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta = \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot T_b \cdot \frac{1}{2} + \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_c \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3.19)$$

$$T_m = T_a + T_b + T_c \quad (3.20)$$

$$\rightarrow T_c = \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin \theta - T_b \quad (3.21)$$

$$(3.19) \rightarrow T_c \cdot \frac{E}{2\sqrt{2}} = T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta - T_b \cdot \frac{E}{2\sqrt{2}}$$

On remplace l'expression du (3.21) dans (3.20) on trouve :

$$(3.20) \rightarrow T_m = T_a + T_b + \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin \theta - T_b = T_a + \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin \theta$$

$$\rightarrow T_a = T_m \cdot \left[\frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin \theta \right]$$

Puis, on remplace l'expression du Ta dans (V-25), on obtient :

$$\rightarrow T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_m \left[1 - \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin \theta \right] + \frac{\sqrt{3}E}{2\sqrt{2}} \cdot T_b + \frac{E}{2\sqrt{6}} \left[\frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin \theta - T_b \right]$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_m \cdot \frac{T_m \cdot V_{ref}}{\sqrt{3}} \cdot \sin \theta + \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_b$$

$$\rightarrow T_b = T_m \left[-1 + \left(\frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{E} \right) \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right) \right] \rightarrow T_b = T_m \left[\frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) - 1 \right]$$

$$(3.21) \rightarrow T_c = \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin \theta - T_m \left[\frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) - 1 \right]$$

$$\rightarrow T_c = T_m \left[1 + \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) \right]$$

On prend: $\frac{2\sqrt{2} \cdot T \cdot V_{ref}}{E}$

Donc: $\rightarrow T_a = T_m [1 - K \cdot \sin \theta]$

$T_b = T_m \cdot \left[K \cdot \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) - 1 \right]$

$$T_c = T_m \cdot \left[1 + K \cdot \sin \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) \right]$$

Région 4

La figure (3.21) représente la projection du vecteur de référence lorsque se trouve dans la quatrième région du secteur A.

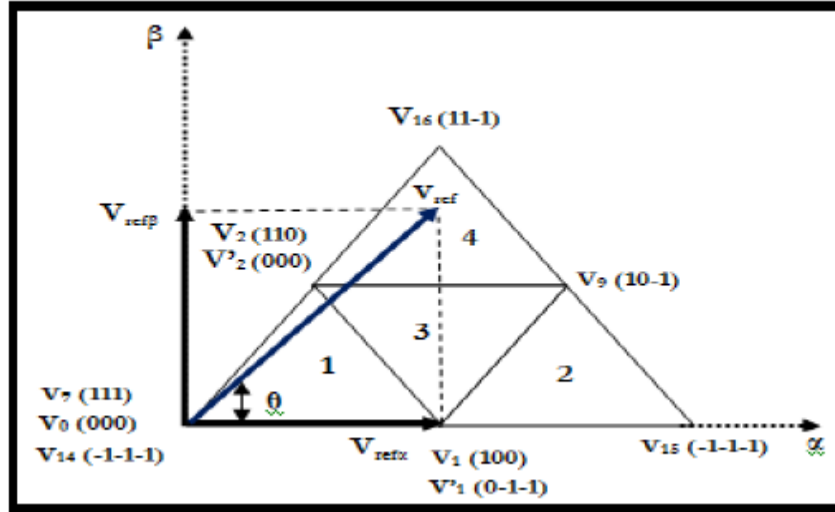


Fig. (3.21) : Projection du vecteur de référence dans la quatrième région

Les vecteurs concernants sont : V2, V9 et V16

$$\int_0^{T_m} V_{ref} dt = \int_0^{T_a} V_1 dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_2 dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} V_0 dt$$

$$T_m \cdot \overline{V_{ref}} = T_a \cdot \overline{V_1} + T_c \cdot \overline{V_2} + T_b \cdot \overline{V_9}$$

$$T_m \cdot |\overline{V_{ref}}| \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = T_a \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{bmatrix} + T_c \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{bmatrix} + T_b \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{6} \\ \sin \frac{\pi}{6} \end{bmatrix}$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = E \cdot \left[\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot T_a \cdot \frac{1}{2} + \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_c \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{E}{\sqrt{2}} \right] \cdot T_b \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \tag{3.22}$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta = E \cdot \left[\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot T_a \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot T_c \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot T_b \cdot \frac{1}{2} \right] \tag{3.23}$$

$$T_m = T_a + T_b + T_c \tag{3.24}$$

$$(3.23) \rightarrow T_c = T_m - T_a - T_b \tag{3.25}$$

$$(3.24) \rightarrow T_c = T_m - T_a - T_b \quad (3.26)$$

On remplace cette expression dans (3.23), on trouve :

$$T_m.V_{ref}.\sin\theta = \frac{E\sqrt{2}}{2}.T_a + (T_m - T_a - T_b).\frac{E}{2\sqrt{2}} + \frac{E}{2\sqrt{2}}.T_b$$

$$\Leftrightarrow T_m.V_{ref}.\sin\theta = \frac{2E}{2\sqrt{2}}.T_a + \frac{E}{2\sqrt{2}}.T_b + \frac{E}{2\sqrt{2}}.T_m - \frac{E}{2\sqrt{2}}.T_a - \frac{E}{2\sqrt{2}}.T_b$$

$$\Leftrightarrow T_m.V_{ref}.\sin\theta = \frac{E}{2\sqrt{2}}.T_a + \frac{E}{2\sqrt{2}}.T_m \rightarrow T_a = T_m \left[\frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\theta - 1 \right]$$

On remplace les expressions du T_a et (3.25) dans (3.22), on obtient :

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{E}{\sqrt{2}}.T_b \frac{\sqrt{3}}{2} + E \sqrt{\frac{2}{3}}.T_m \left[\frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\theta - 1 \right] \frac{1}{2}$$

$$+ \frac{E}{\sqrt{6}}.\frac{1}{2} \left(T_m - T_m \left(\frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\theta - 1 \right) - T_b \right)$$

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}.T_b + T_m.\frac{2}{\sqrt{3}}.V_{ref}.\sin\theta - \frac{E}{2\sqrt{6}}.T_m - \frac{E}{2\sqrt{6}}.T_m \left[\frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\theta - 1 \right]$$

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}.T_b + T_m.\frac{2}{\sqrt{3}}.V_{ref}.\sin\theta - \frac{E}{2\sqrt{6}}.T_m - \frac{E}{2\sqrt{6}}.T_m \frac{T_m.V_{ref}}{\sqrt{3}}.\sin\theta$$

$$\Leftrightarrow T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}.T_b + \frac{T_m.V_{ref}}{\sqrt{3}}.\sin\theta$$

$$\rightarrow T_b = \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.T_m \left[\frac{\sqrt{3}}{2}.\cos\theta - \frac{1}{2}.\sin\theta \right] \rightarrow T_b = \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.T_m.\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$(3.25) \rightarrow T_c = T_m - \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.T_m.\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - T_m \left[\frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\theta - 1 \right]$$

$$\rightarrow T_c = T_m - \left[2 - \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \right]$$

$$\text{On prend: } K = \frac{2\sqrt{2}T_m.V_{ref}}{E}$$

$$\text{Donc: } \rightarrow T_c = T_m.[K.\sin\theta - 1]$$

$$T_b = K.T_m.\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$T_c = T_m \left[2 - K.\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \right]$$

De la même manière on calcul les temps de commutation pour les autres secteurs (de B à F), et on résume ça dans le tableau suivant :

Secteur	Région 1	Région 2	Région 3	Région 4
A	Ta $K.T_m .\sin (\pi/3-\theta)$ Tb $T_m .[1-K.\sin (\pi/3+\theta)]$ Tc $K .T_m .\sin \theta$	Tm $.[2-K.\sin (\pi/3+\theta)]$ K $.T_m .\sin \theta$ Tm $.[K.\sin (\pi/3-\theta)-1]$	Tm $.[1-K.\sin \theta]$ Tm $.[K.\sin(\pi/3+\theta)-1]$ Tm $.[1+K.\sin(\theta- \pi/3)]$	Tm $.[K.\sin \theta-1]$ K $.T_m .\sin (\pi/3-\theta)$ Tm $.[2-K.\sin (\pi/3+\theta)]$
B	Ta $K.T_m .\sin (\theta -\pi/3)$ Tb $T_m .[1-K.\sin \theta]$ Tc $K .T_m .\sin (\theta +\pi/3)$	Tm $.[K.\sin(\pi/3+\theta)-1]$ K $.T_m .\sin (\theta -\pi/3)$ Tm $.[2-K.\sin \theta]$	Tm $.[1-K.\sin(\pi/3+\theta)]$ Tm $.[K.\sin \theta-1]$ Tm $.[1-K.\sin(\theta- \pi/3)]$	Tm $.[2-K.\sin \theta]$ K $.T_m .\sin (\theta +\pi/3)$ Tm $.[K.\sin(\theta-\pi/3)-1]$
C	Ta $K .T_m .\sin \theta$ Tb $T_m .[1-K.\sin (\theta -\pi/3)]$ Tc $-K .T_m .\sin (\theta +\pi/3)$	Tm $.[2-K.\sin (\theta -\pi/3)]$ K $.T_m .\sin (\theta +\pi/3)$ Tm $. [K.\sin\theta-1]$	Tm $.[1+K.\sin (\pi/3+\theta)]$ Tm $. [K.\sin (\theta -\pi/3)-1]$ Tm $. [1-K.\sin\theta]$	-Tm $.[1+K.\sin (\pi/3+\theta)]$ K $.T_m .\sin\theta$ Tm $.[2-K.\sin(\theta -\pi/3)]$
D	Ta $-K .T_m .\sin \theta$ Tb $T_m .[1+K.\sin (\pi/3+\theta)]$ Tc $K .T_m .\sin (\theta -\pi/3)$	Tm $.[K.\sin(\theta- \pi/3)-1]$ -K $.T_m .\sin \theta$ Tm $.[2+K.\sin (\pi/3+\theta)]$	Tm $.[1-K.\sin (\theta -\pi/3)]$ -Tm $.[1+K.\sin (\pi/3+\theta)]$ Tm $.[1+K.\sin\theta]$	Tm $.[2+K.\sin (\pi/3+\theta)]$ K $.T_m .\sin(\theta-\pi/3)$ -Tm $. [1-K.\sin\theta]$
E	Ta $-K.T_m .\sin (\theta +\pi/3)$ Tb $T_m .[1+K.\sin\theta]$ Tc $K .T_m .\sin (\pi/3-\theta)$	Tm $.[2+K.\sin \theta]$ K $.T_m .\sin (\pi/3-\theta)$ -Tm $.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	Tm $.[1+K.\sin (\theta -\pi/3)]$ -Tm $.[1+K.\sin \theta]$ Tm $.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	Tm $.[K.\sin (\pi/3-\theta)-1]$ -K $.T_m .\sin(\theta+\pi/3)$ Tm $.[2+K.\sin\theta]$
F	Ta $K.T_m .\sin (\theta +\pi/3)$ Tb $T_m .[1+K.\sin(\theta- \pi/3)]$ Tc $-K .T_m .\sin\theta$	-Tm $.[1+K.\sin \theta]$ K $.T_m .\sin (\theta +\pi/3)$ Tm $.[2+K.\sin(\theta -\pi/3)]$	Tm $.[1+K.\sin \theta]$ Tm $.[K.\sin(\pi/3-\theta)-1]$ Tm $.[1-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	Tm $.[2+K.\sin (\theta -\pi/3)]$ -K $.T_m .\sin\theta$ Tm $.[K.\sin(\pi/3+\theta)-1]$

Tableau. 3.4: Les expressions analytiques du temps de commutation pour les vecteur de tension dans les différents secteurs et régions

Avec :

$$K = \frac{2\sqrt{2}.T.V_{rd}}{E} \tag{3.27}$$

$$da = \frac{T_a}{T_m}, \quad db = \frac{T_b}{T_m}, \quad dc = \frac{T_c}{T_m} \tag{3.28}$$

Ou : da, db et dc sont les rapports cycliques des vecteurs de commutation. Après la détermination de ces rapports cycliques le choix d'un algorithme de modulation est nécessaire selon les critères suivants :

- Le choix du vecteur 0 si nous voudrions employer V0 (000), ou V7 (111) ou V14 (-1-1-1).
- Ordre des vecteurs de commutation.
- Diviser les rapports cycliques des vecteurs de commutation sans présenter les commutations additionnelles.

Il existe quatre types d'algorithme de modulation vectorielle sont mentionnés comme suit :

- La séquence alignée à droite (Right aligned sequence).
- La séquence symétrique (Symmetric sequence).
- La séquence alternante de vecteur nul (Alternating zero vector sequence).
- La séquence non commuté de courant le plus élevé (High current not-switched sequence).

Parmi ces algorithmes de modulation vectorielle, la séquence symétrique est généralement préférée, qui à le plus bas THD [62], dans notre étude on a utilisé ce type d'algorithme de modulation.

3.6.2.4. Calcul des temps de commutation pour chaque interrupteur

Pour chacun des secteurs, nous allons décrire les différentes formes d'ondes obtenues. Il faut tenir compte plusieurs propriétés choisies pour avoir une MLI symétrique en termes de commutation.

Chaque forme d'onde est symétrique par rapport à la demi-période de découpage.

➤ Secteur A

❖ Région 1

La figure (3.22) représente les formes d'ondes montrant l'ordre des états de commutation pour la région 1 dans le secteur A pour les trois bras de l'onduleur (S_{a1} , S_{a2}), (S_{b1} , S_{b2}) et (S_{c1} , S_{c2}). : T_a , T_b et T_c sont respectivement les temps d'application des vecteurs (V_1 ou $V'1$), (V_0 ou V_7 ou V_{14}) et (V_2 , $V'2$).

Avec :

(S_{i1} , S_{i2}): sont respectivement les temps de commutation des interrupteurs en haut (K_{i1} , K_{i2}) pour le bras i , [39h].

Avec : ($i=a$, b , c).

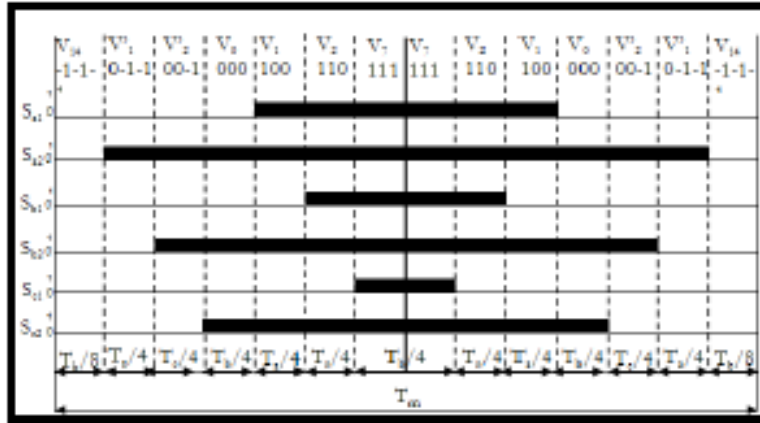


Fig. (3.22): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur A

Donc on peut calculer les temps de commutation des commutateurs pour les trois bras de l'onduleur à trois niveaux à partir de cette figure:

$$S_{a1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{a1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{b1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{c1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

❖ Région 2

$$S_{a1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} \right) \rightarrow S_{a1} = \frac{T_a}{2} + T_c + T_b$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \rightarrow S_{b2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = \frac{T_a}{2}$$

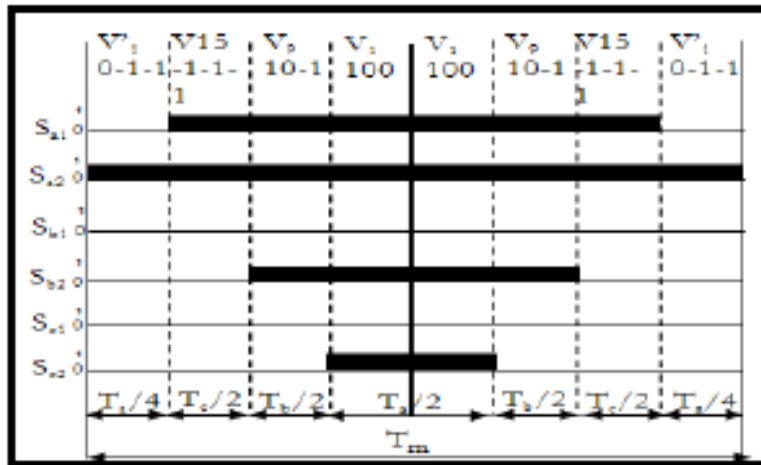


Fig. (3.23): Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur A

❖ Région 3

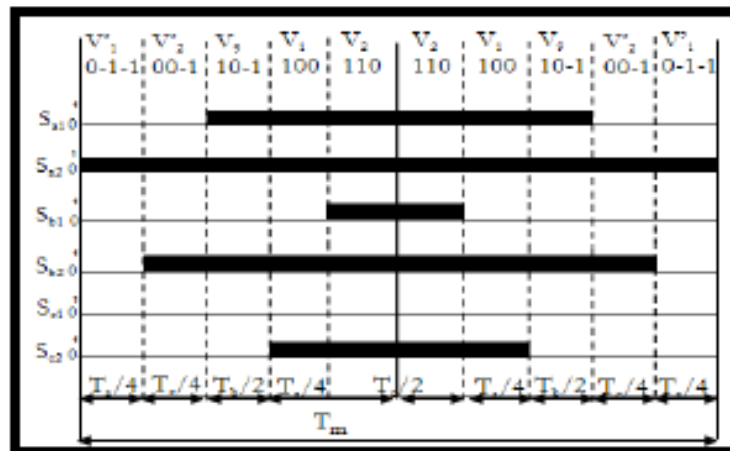


Fig. (3.24): Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur A

$$S_{a1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} \right) \rightarrow S_{a1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + T_b$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2}(T_a + T_c)$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{b1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \left(T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} \right)$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{c2} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

❖ Région 4

$$S_{a1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} \right) \rightarrow S_{a1} = \frac{T_c}{2} + T_a + T_b$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{b1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \left(T_b + \frac{T_c}{2} \right)$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = \frac{T_c}{2}$$

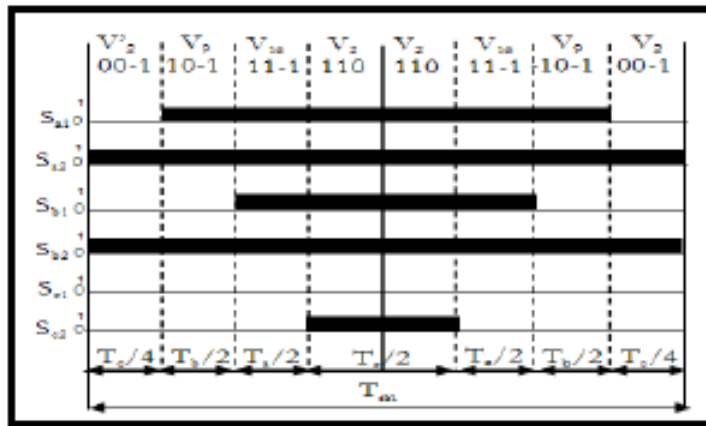


Fig. (3.25): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur A

➤ Secteur B

❖ Région 1

$$S_{a1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{a1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} \right) \rightarrow S_{b1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{c1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} \right) \rightarrow S_{b1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} + T_b$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2}(T_a + T_c)$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{a1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{a1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

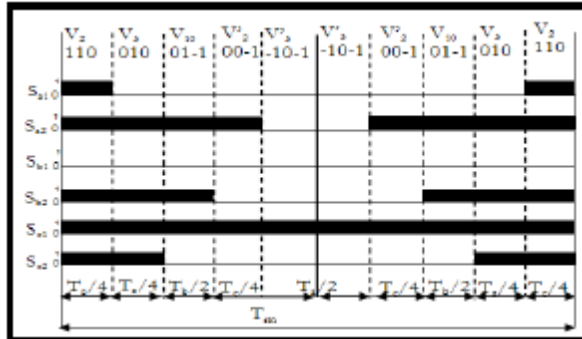


Fig. (3.28): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur B

❖ Région 4

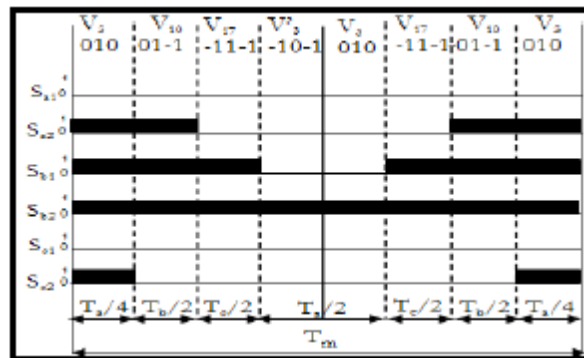


Fig. (3.29): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur B

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} \right) \rightarrow S_{a1} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} \right) \rightarrow S_{a1} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} \right) \rightarrow S_{b1} = \frac{T_a}{2} + T_c + T_b$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = \frac{T_a}{2}$$

➤ Secteur C

❖ Région 1

$$S_{a1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_b + T_c)$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{b1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{c1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_b + T_c)$$

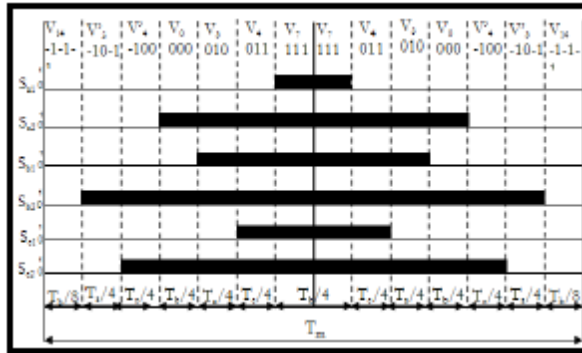


Fig. (3.30): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur C

❖ Région 2

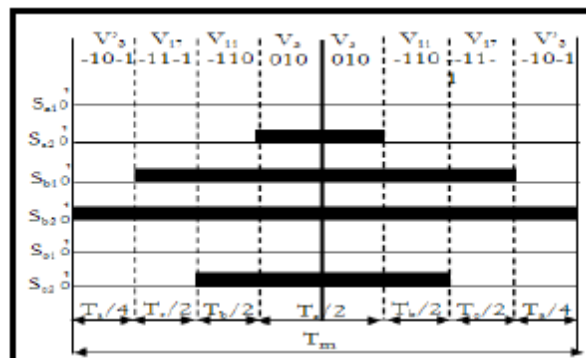


Fig. (3.31): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur C

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \rightarrow S_{b1} = \frac{T_a}{2} + T_c + T_b$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} \right) \rightarrow S_{c1} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

❖ Région 3

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + T_c$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{b1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + T_b$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2}(T_a + T_c)$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{c1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{c2} = S_{c1} + (T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2})$$

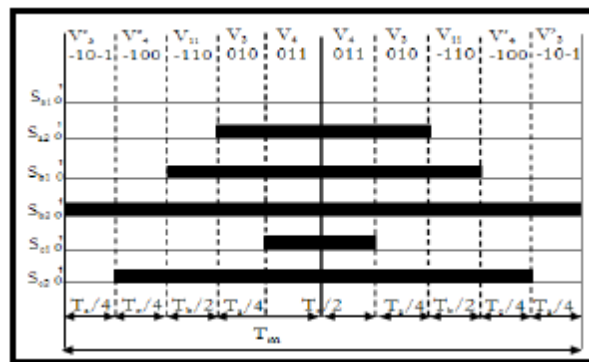


Fig. (3.32): Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur C

❖ Région 4

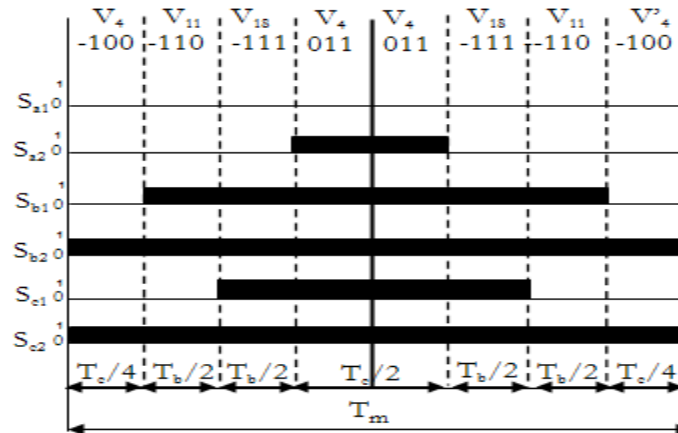


Fig. (3.33): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur C

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{b1} = T_a + T_b + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} \right) \rightarrow S_{c1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{c2} = S_{c1} + (T_b + \frac{T_c}{2})$$

➤ Secteur D

❖ Région 1

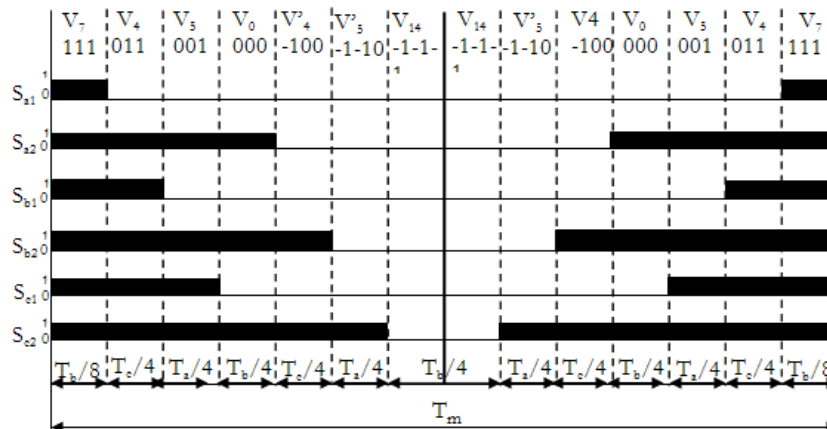


Fig. (3.34): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur D

$$S_{a1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_b + T_c)$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{b1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_b + T_c)$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{c1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

❖ Région 2

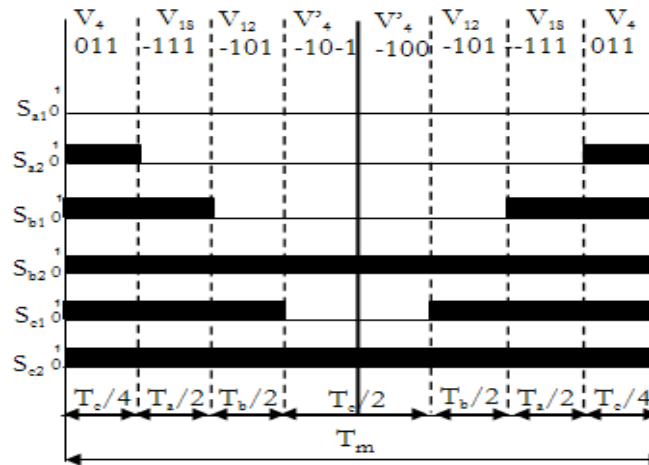


Fig. (3.35): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur D

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{b1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{b2} = S_{b1} + (T_b + \frac{T_c}{2})$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{c1} = T_a + T_b + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{T_c}{2}$$

❖ Région 3

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{a2} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4}\right) \rightarrow S_{b1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \left(T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}\right)$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \rightarrow S_{c1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + T_b$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \rightarrow S_{c2} = S_{b1} + \frac{1}{2}(T_a + T_c)$$

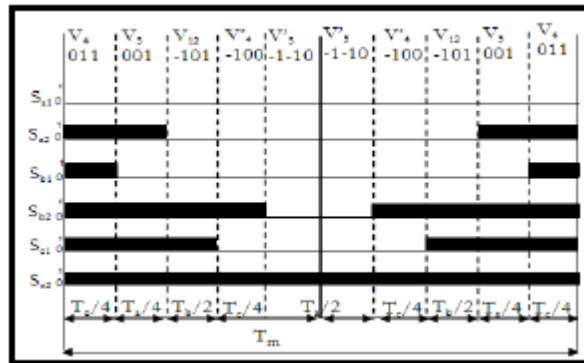


Fig. (3.36): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur D

❖ Région 4

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2}\right) \rightarrow S_{b2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2}\right) \rightarrow S_{c1} = \frac{T_a}{2} + T_c + T_b$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4}\right) \rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{T_a}{2}$$

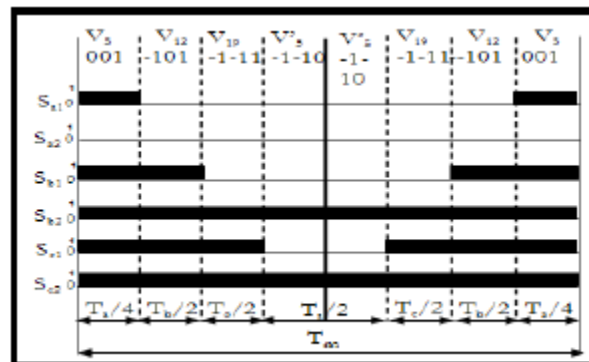


Fig. (3.37): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur D

➤ Secteur E

❖ Région 1

$$S_{a1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{a1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_b + T_c)$$

$$S_{b1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{b2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_b + T_c)$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{c1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

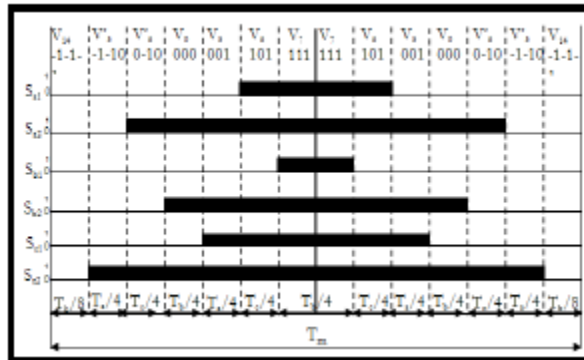


Fig. (3.38): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur E

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{a2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} \right) \rightarrow S_{c1} = T_c + T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{T_a}{2}$$

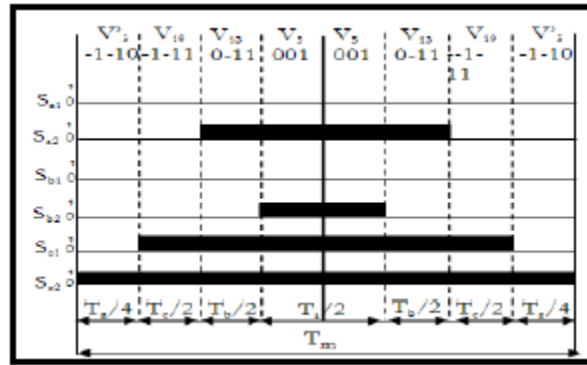


Fig. (3.39): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur E

❖ Région 3

$$S_{a1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4}\right) \rightarrow S_{a1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2}(T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2})$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \rightarrow S_{b2} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \rightarrow S_{c1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + T_b$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2}(T_a + T_c)$$

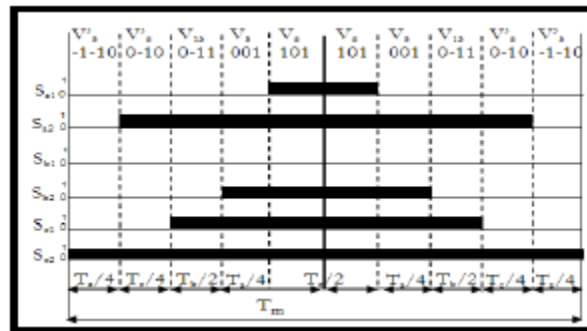


Fig. (3.40): Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur E

❖ Région 4

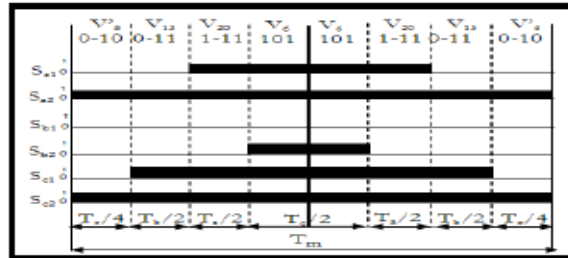


Fig. (3.41): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur E

$$S_{a1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \rightarrow S_{a1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{c2} = S_{a1} + \frac{T_c}{2} + T_b$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{b1} = T_a + T_b + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{T_c}{2}$$

➤ Secteur F

❖ Région 1

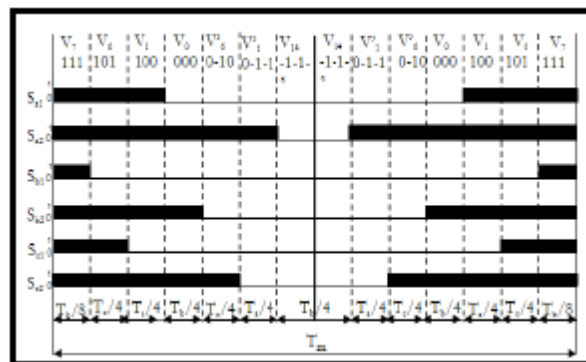


Fig. (3.42): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur F

$$S_{a1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{a1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{a2} = S_{c1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{b1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_b + T_c)$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{c1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \rightarrow S_{c2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_b + T_c)$$

❖ Région 2

$$S_{a1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} \right) \rightarrow S_{a1} = \frac{T_c}{2} + T_a + T_b$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} \right) \rightarrow S_{c2} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{T_c}{2} + T_b$$

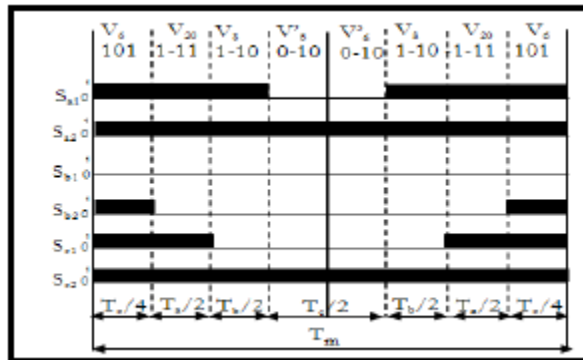


Fig. (3.43): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur F

❖ Région 3

$$S_{a1} = 2 \cdot \left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{a1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + T_b$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} (T_a + T_c)$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{b2} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{c1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2} \left(T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} \right)$$

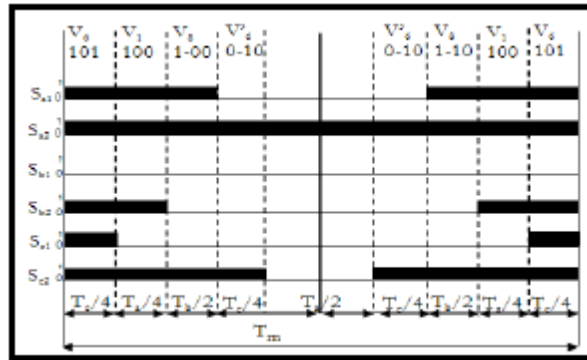


Fig. (3.44): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur F

❖ Région 4

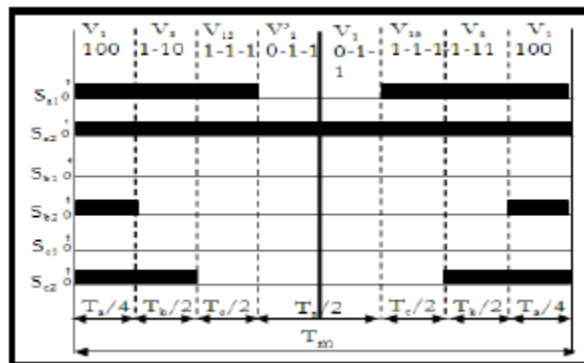


Fig. (3.45): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur F

$$S_{a1} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} \right) \rightarrow S_{a1} = \frac{T_b}{2} + T_a + T_c$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} \right) \rightarrow S_{c2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

On résume tout ça dans le tableau suivant :

Secteur	Intr	Région 1	Région 2	Région 3	Région 4
A	Sa1	$(Ta+Tc)/2+Tb/4$	$Tc+Tb+Ta/2$	$Tb+(Ta+Tc)/2$	$Ta+Tb+Tc/2$
	Sa2	$Sa1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Sa1+Ta/2$	$Sa1+(Ta+Tc)/2$	$Sa1+Tc/2$
	Sb1	$Tc/2+Tb/2$	0	0	$Ta+ Tc/2$
	Sb2	$Sb1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Tb+Ta/2$	$Sb1+Tb+(Ta+Tc)/2$	$Sb1+Tb+Tc/2$
	Sc1	$Tb/4$	0	0	0
	Sc2	$Sc1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Ta/2$	$Ta+Tc)/2$	$Tc/2$
B	Sa1	$Tc/2+Tb/4$	$Ta+ Tc/2$	$Tc/2$	0
	Sa2	$Sa1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Sa1+Tb+Tc/2$	$Sa1+Tb+(Ta+Tc)/2$	$Tb+Ta/2$
	Sb1	$(Ta+Tc)/2+Tb/4$	$Ta+Tb+Tc/2$	$Tb+(Ta+Tc)/2$	$Tc+Tb+Ta/2$
	Sb2	$Sb1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Sb1+Tc/2$	$(Ta+Tc)/2$	$Sb1+Ta/2$
	Sc1	$Tb/4$	0	0	0
	Sc2	$Sc1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Tc/2$	$(Ta+Tc)/2$	$Ta/2$
C	Sa1	$Tb/4$	0	0	0
	Sa2	$Sa1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Ta/2$	$Ta+Tc)/2$	$Tc/2$
	Sb1	$(Ta+Tc)/2+Tb/4$	$Tc+Tb+Ta/2$	$Tb+(Ta+Tc)/2$	$Ta+Tb+Tc/2$
	Sb2	$Sb1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Sb1+Ta/2$	$Sb1+(Ta+Tc)/2$	$Sb1+Tc/2$
	Sc1	$Tc/2+Tb/4$	0	$Tc/2$	$Ta+ Tc/2$
	Sc2	$Sc1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Tb+Ta/2$	$Sc1+Tb+(Ta+Tc)/2$	$Sc1+Tb+Tc/2$
D	Sa1	$Tb/4$	0	0	0
	Sa2	$Sa1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Tc/2$	$(Ta+Tc)/2$	$Ta/2$
	Sb1	$Tc/2+Tb/4$	$Ta+Tc/2$	$Tc/2$	0
	Sb2	$Sb1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Sb1+Tb+Tc/2$	$Sb1+Tb+(Ta+Tc)/2$	$Tb+Ta/2$
	Sc1	$(Ta+Tc)/2+Tb/4$	$Ta+Tb+Tc/2$	$Tb+(Ta+Tc)/2$	$Tc+Tb+Ta/2$
	Sc2	$Sc1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Sc1+Tc/2$	$Sc1+(Ta+Tc)/2$	$Sa1+Ta/2$
E	Sa1	$Tc/2+Tb/4$	0	$Tc/2$	$Ta+ Tc/2$
	Sa2	$Sa1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Tb+Ta/2$	$Sa1+Tb+(Ta+Tc)/2$	$Sa1+Tb+Tc/2$
	Sb1	$Tb/4$	0	0	0
	Sb2	$Sb1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Ta/2$	$(Ta+Tc)/2$	$Tc/2$
	Sc1	$(Ta+Tc)/2+Tb/4$	$Tc+Tb+Ta/2$	$Tb+(Ta+Tc)/2$	$Ta+Tb+Tc/2$
	Sc2	$Sc1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Sc1+Ta/2$	$Sc1+(Ta+Tc)/2$	$Sc1+Tc/2$
F	Sa1	$(Ta+Tc)/2+Tb/4$	$Ta+Tb+Tc/2$	$Tb+(Ta+Tc)/2$	$Tc+Tb+Ta/2$
	Sa2	$Sa1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Sa1+Tc/2$	$Sa1+(Ta+Tc)/2$	$Sa1+Ta/2$
	Sb1	$Tb/4$	0	0	0
	Sb2	$Sb1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Tc/2$	$(Ta+Tc)/2$	$Ta/2$
	Sc1	$Tc/2+Tb/4$	$Ta+Tc/2$	$Tc/2$	0
	Sc2	$Sc1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Sc1+Tb+Tc/2$	$Sc1+Tb+(Ta+Tc)/2$	$Tb+Ta/2$

Tableau 3.5: Les temps de commutation des interrupteurs en haut d'un onduleur dans chaque région

Donc on peut déterminer les temps de commutation des interrupteurs en bas pour les trois bras d'onduleur (S_{i3} , S_{i4}) dans n'importe région à l'aide de ces expressions :

$$S_{i3} = T_m - S_{i1}$$

$$S_{i4} = T_m - S_{i2}$$

Avec : $i=a, b, c$

3.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la théorie sur l'onduleur à trois niveaux, ses types, les topologies, son fonctionnement. Nous avons consacré notre étude aux différentes stratégies de commande de l'onduleur, MLI sinusoïdale et la M.L.I vectorielle. Cette méthode est basée sur la décomposition du diagramme vectorielle de l'onduleur à trois niveaux en six diagrammes vectoriels de l'onduleur à deux niveaux. Ces décompositions permettent de réduire considérablement la complexité de l'algorithme et le temps de calcul.

Cette technique de modulation (SVM) peut être étendue à des onduleurs de niveaux plus élevés.

L'algorithme de la commande vectorielle est appliqué sur l'onduleur à trois niveaux est très similaire à l'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur conventionnel à deux niveaux.

La SVM a l'avantage de produire des tensions avec un taux d'harmoniques plus faibles. Dans le dernier chapitre, on présentera la simulation et l'interprétation du résultat des différentes commandes telles que la commande sinusoïdale et la commande vectorielle.

**CHAPITRE 4: SIMULATION ET
INTERPRETATION DE L'ONDULEUR
DE TENSION DEUX ET TROIS
NIVEAUX**

4.1. INTRODUCTION

Actuellement, plusieurs outils de simulation parmi lesquels MATLAB/simulink sont utilisés dans l'industrie et dans les milieux universitaires. La simulation de ce travail est faite par l'utilisation d'un logiciel MATLAB/simulink (R2007a) qui est destiné principalement au calcul scientifique, de la modélisation et de la simulation, le noyau de calcul est associé à l'environnement SIMULINK permettant une modélisation basée sur des schémas blocs. Pour la plupart des domaines scientifiques nécessitant des moyens des calculs importants : automatique, traitement de signal, mathématique appliquées.

Dans notre travail nous avons simulé l'onduleur de tension à deux niveaux et trois niveaux commandés par des différentes techniques de commandes, Le deux technique sont :

- La commande MLI sinusoïdal.
- La commande MLI vectorielle.

4.2. ONDULEUR A DEUX NIVEAUX

4.2.1 Résultats obtenu

4.2.1.1 Commande MLI S-T

La **figure (4.1)** présente un schéma bloc d'une charge résistive alimenté par un onduleur triphasé à deux niveaux à base des IGBT, ce onduleur est contrôlé par la stratégie de modulation de largeur d'impulsion **S-T**.

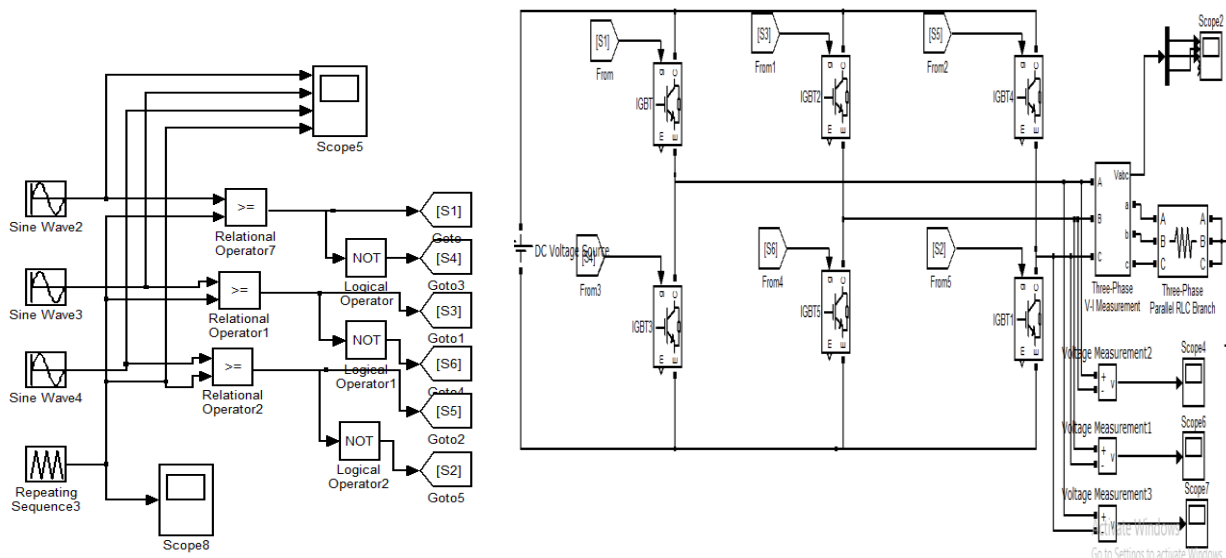


Figure 4.1 : Génération des Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur usuel à deux Niveaux

La figure (4.2) montre les signaux et les impulsions des interrupteurs de la commande MLI-ST pour un onduleur usuel à 2niveaux.

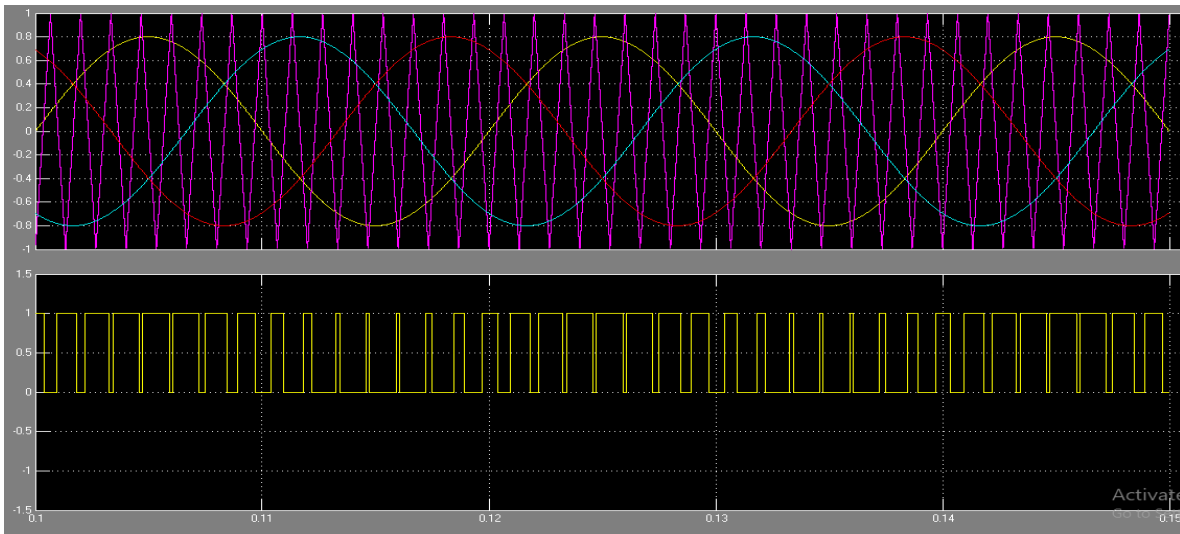


Figure 4.2 : Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur usuel à deux Niveaux

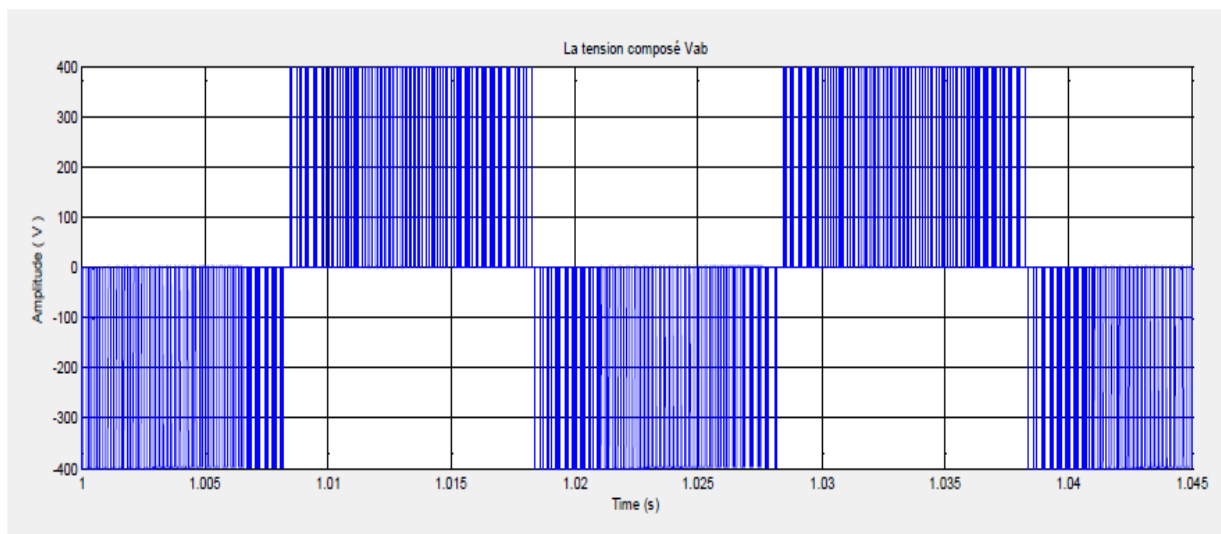


Figure 4.3 : Tension composé $V_{ab}(v)$

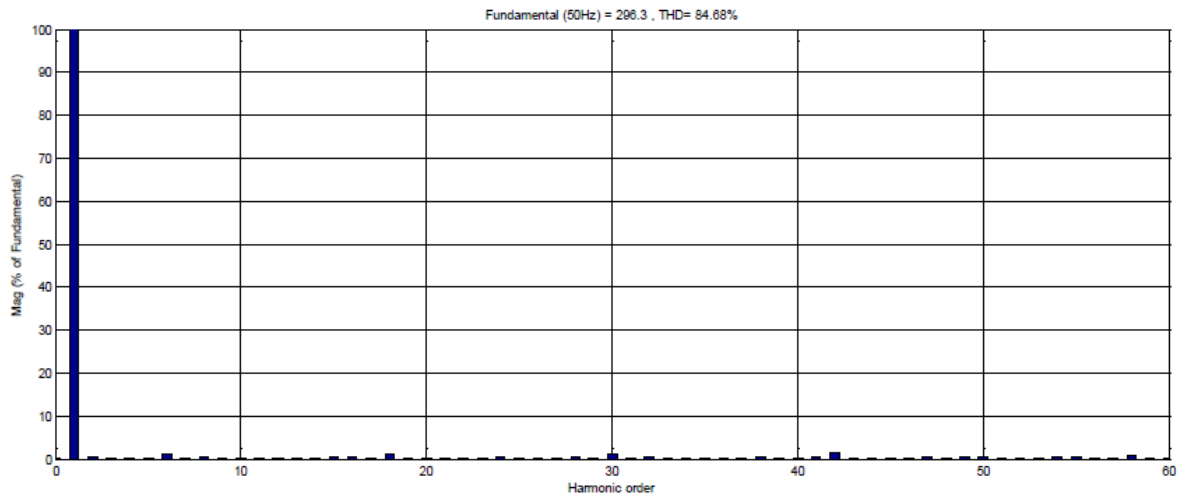


Figure 4.4: Spectre du THD de la tension composé V_{ab} (84.68%)

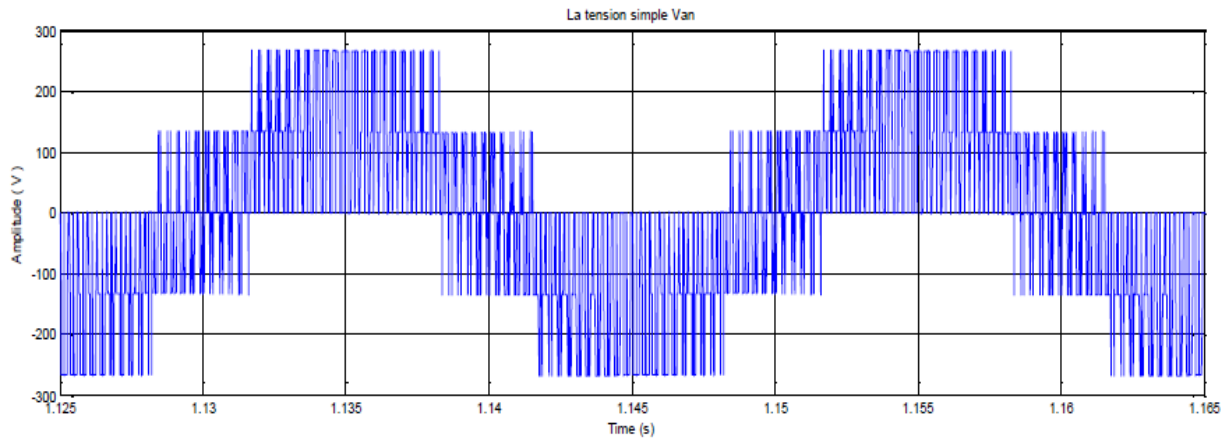


Figure 4.5: Tension simple $V_{an}(v)$

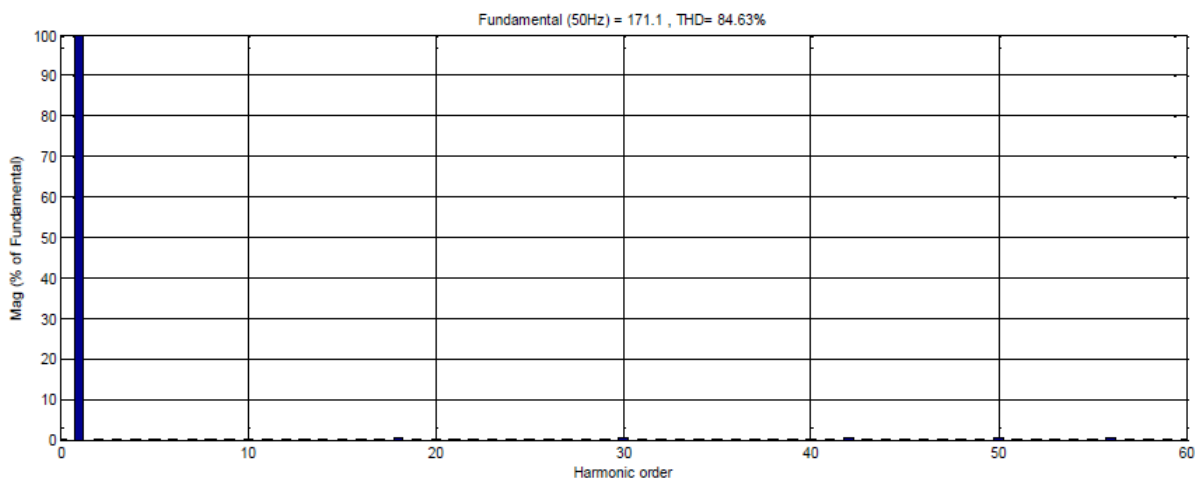


Figure 4.6: Spectre de fréquence de tension simple THD (%) (84.63%)

4.2.1.2. Commande MLI Vectorielle

Dans le secteur (figure 4.7) des nombres du vecteur tournant de tension de référence est donné. Un lecteur soigneusement notera que l'ordre des secteurs est identique dans la figure tournant dans la direction du sens des aiguilles d'une montre.

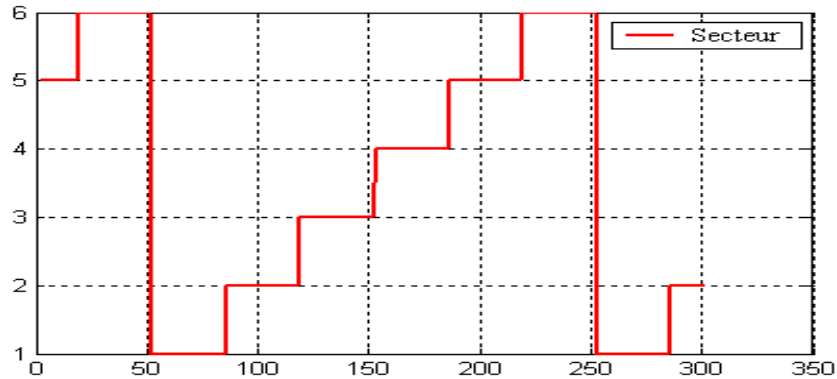


Figure 4.7 : Nombres de Secteurs

Sur la (figure 4.8), on peut voir les signaux logiques de commande de grille pour les interrupteurs Q_1 , Q_3 , Q_5 et pour la modulation du type continu. La séquence des vecteurs appliqués correspond au cinquième secteur angulaire.

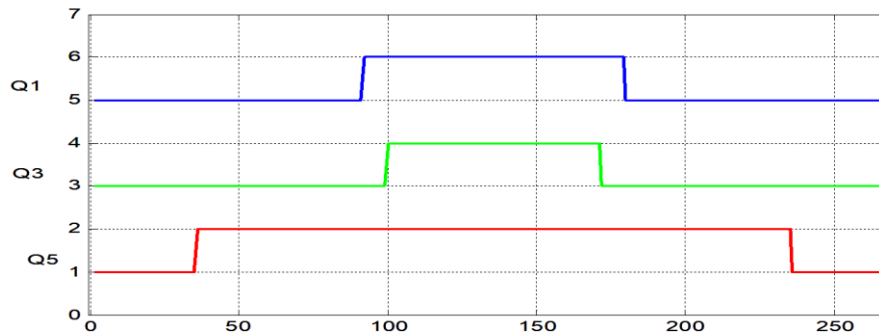


Figure 4.8: Signaux de commande de grille.

Les résultats de simulations de la MLI vectorielle sont illustrés dans les figures ci-dessous:

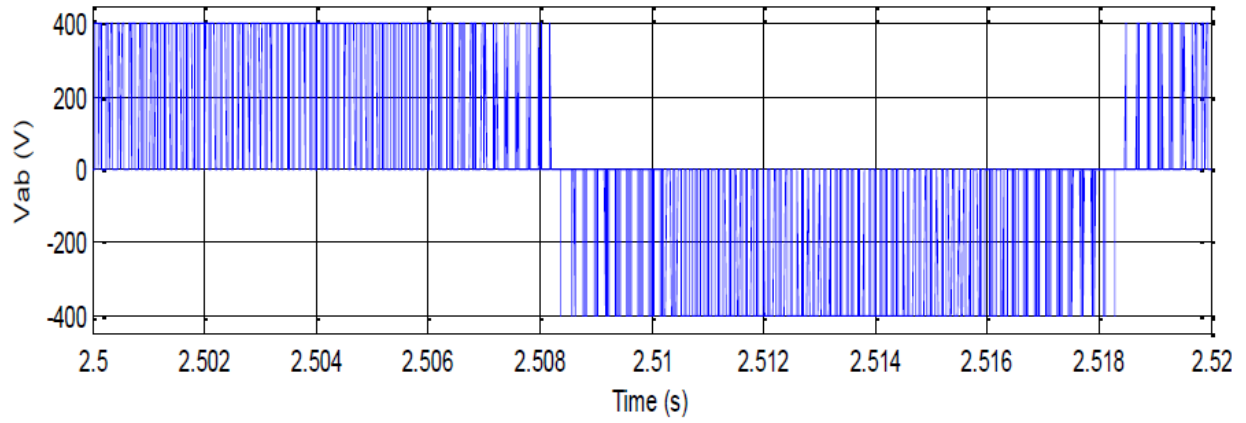


Figure 4.9 : Tension composé $V_{ab}(v)$

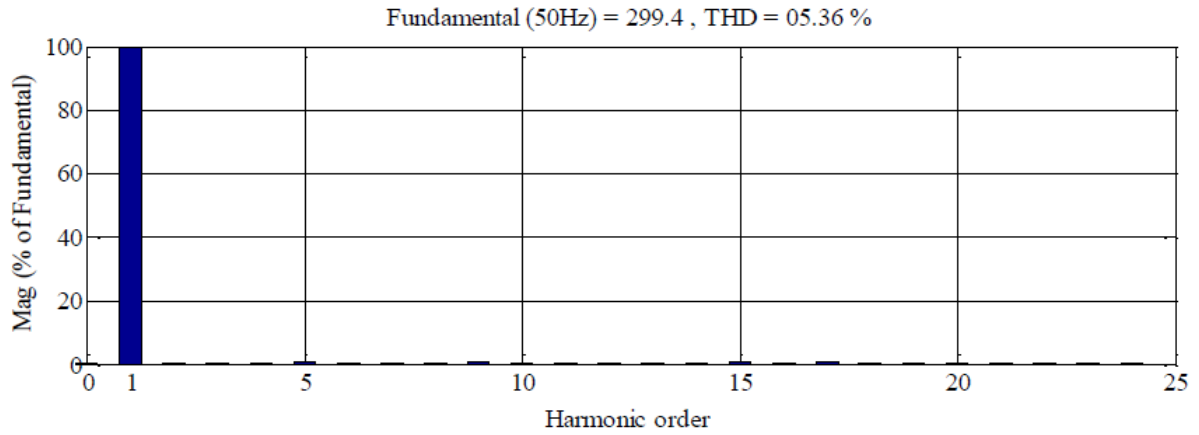


Figure 4.10: Spectre de fréquence de tension composé THD (%) (5.36%)

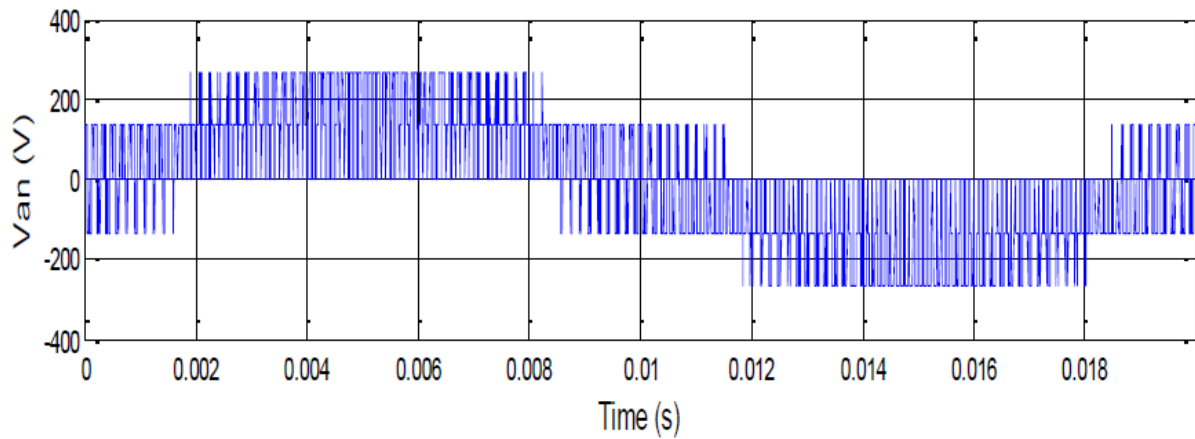


Figure 4.11: Tension simple $V_{an}(v)$

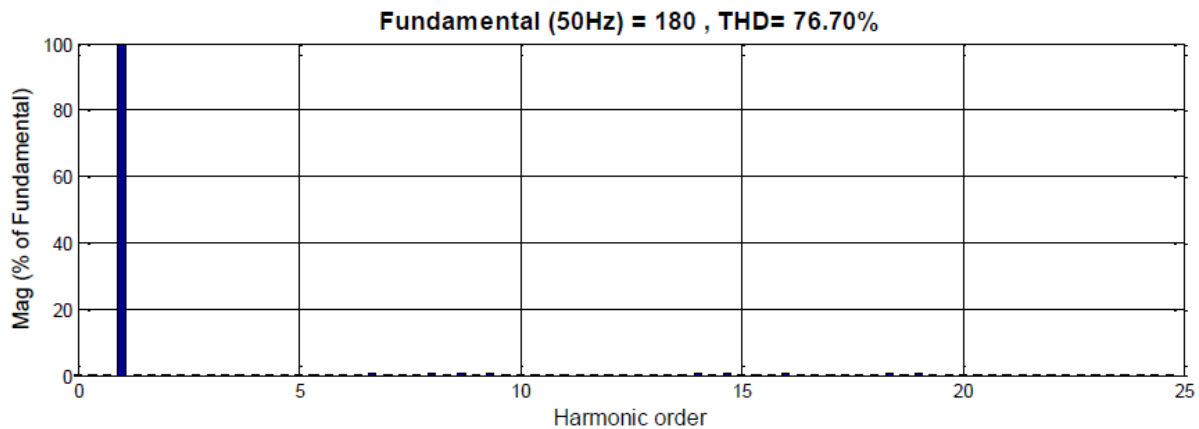


Figure 4.12: Spectre de fréquence de tension simple THD (%) (76.70%)

4.2.1.3. Comparaisons des résultats des commandes

Le tableau ci-dessous montre les résultats de THD obtenues par les différentes techniques de commande:

Type de commande	MLI-ST (2-niveaux)	MLI vectorielle (2-niveaux)
Valeur crête de la composante fondamentale de la tension (Vab)	296.3	299.4
Taux de Distorsion Harmonique total TDH (%)	84.68	5.36

**Tableau 4.1 Comparaison entre les méthodes de commande proposées
Pour un onduleur à deux niveaux**

4.3. ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

4.3.1 Résultats obtenu

4.3.1.1. Commande MLI S-T

Pour générer les impulsions de commande MLI-ST du convertisseur à 3-niveaux de tensions, deux porteuses triangulaires sont nécessaires. (Figure 4.14).

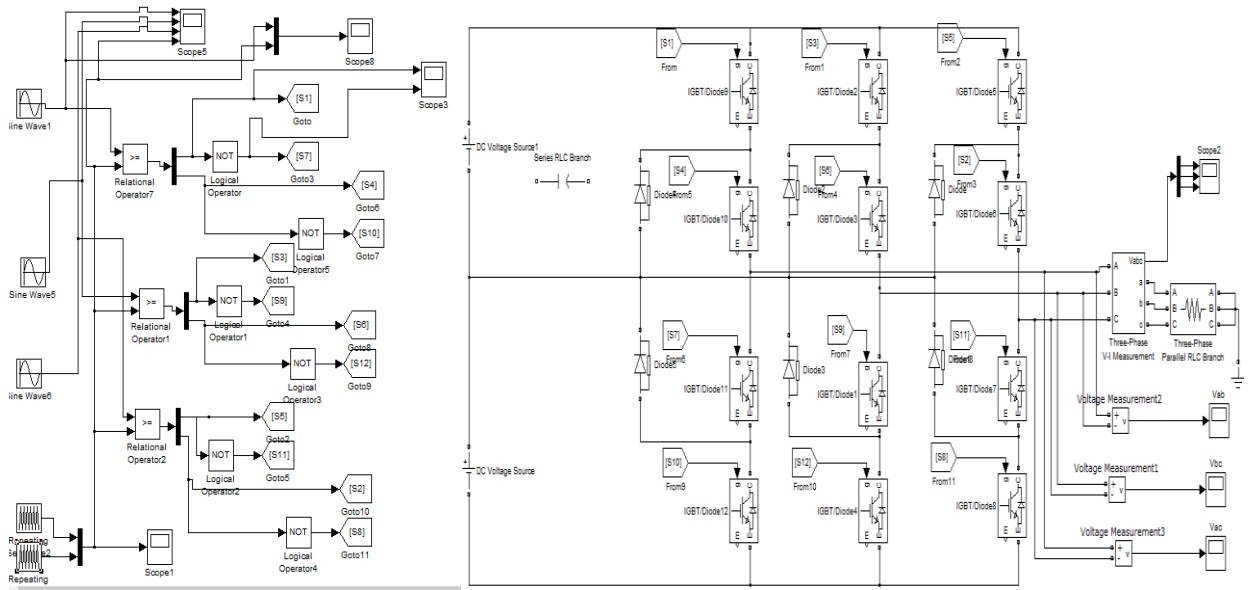


Figure 4.13: Génération des Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur à trois Niveaux sous Matlab/Simulink

Cas N° 1:

Les Figures (4.14) , (4.15) et la figure (4.16) montrent les signaux et les états possibles de la commande MLI-ST pour un onduleur à trois Niveaux.

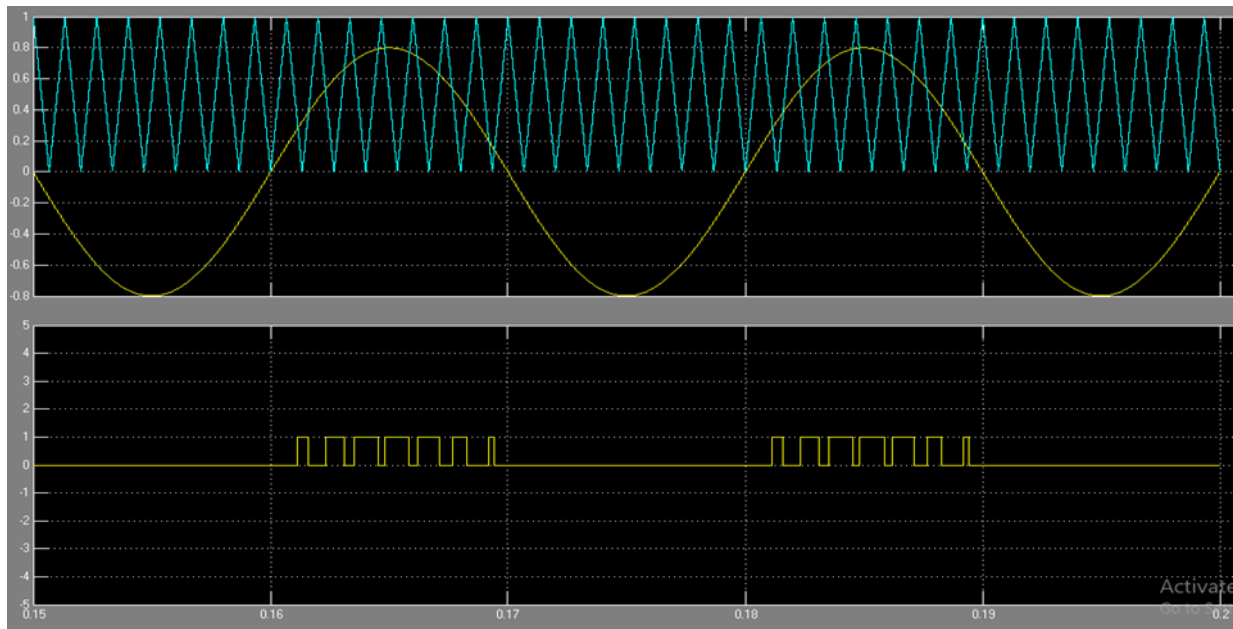


Figure 4.14: Principe de la MLI sinusoidale à deux porteuses unipolaires.

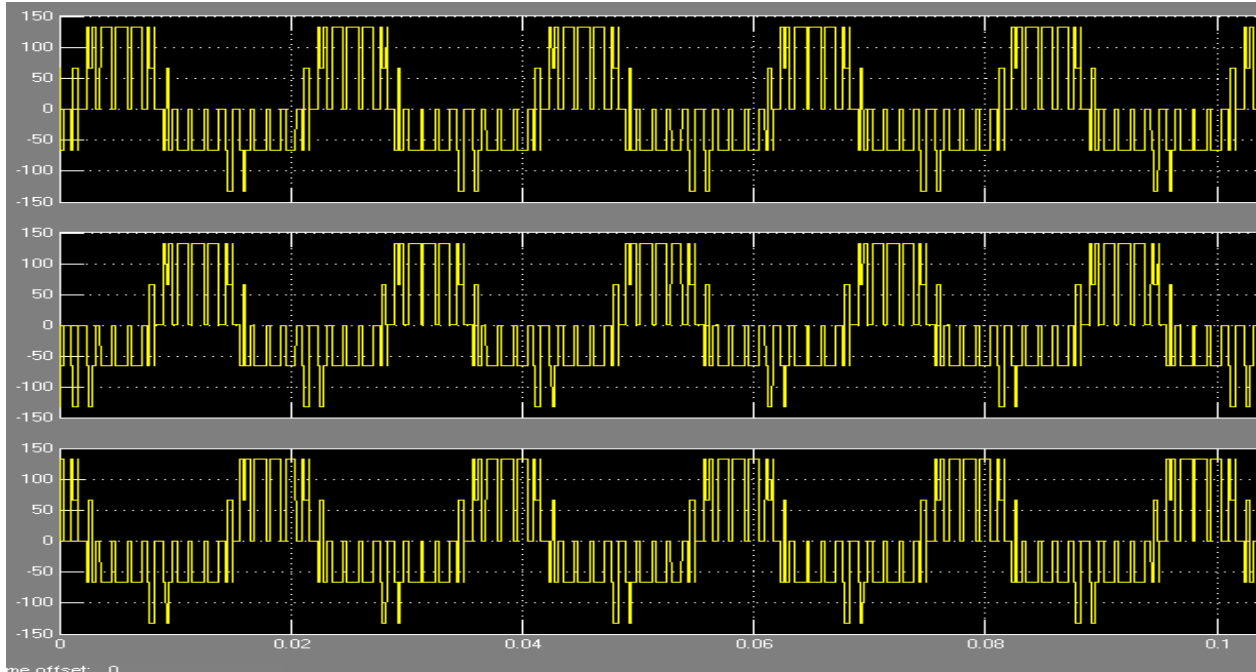


Figure 4.15: Tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} à la sortie d'un onduleur à trois niveaux.

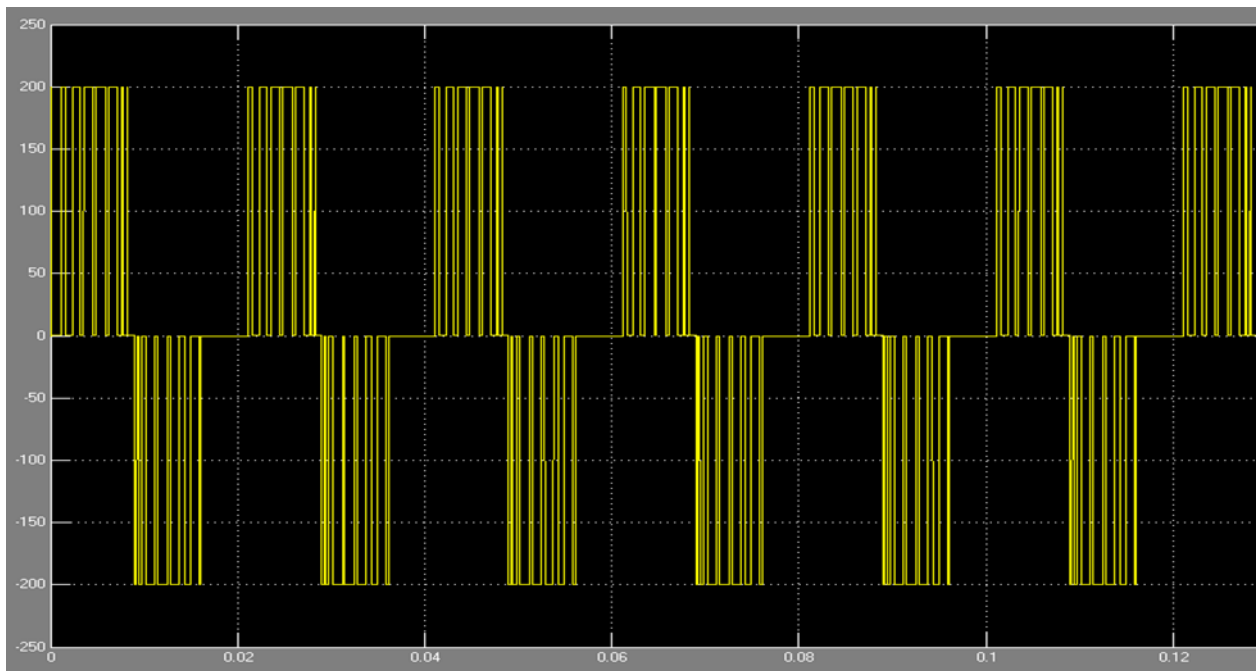


Figure 4.16 : Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} à la sortie d'un onduleur à trois niveaux

Cas N° 2

Les Figures (4.17) , (4.18)et la figure (4.19) montre les signaux et les états possibles de la commande MLI-ST pour un onduleur à trois Niveaux.

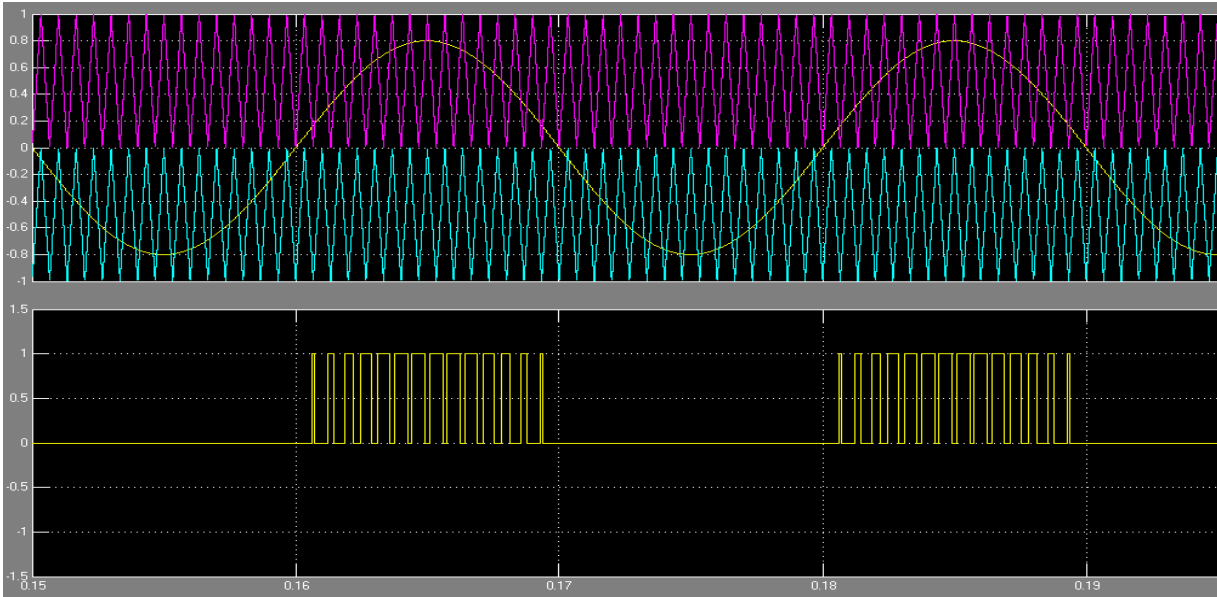


Figure 4. 17: Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur à trois Niveaux

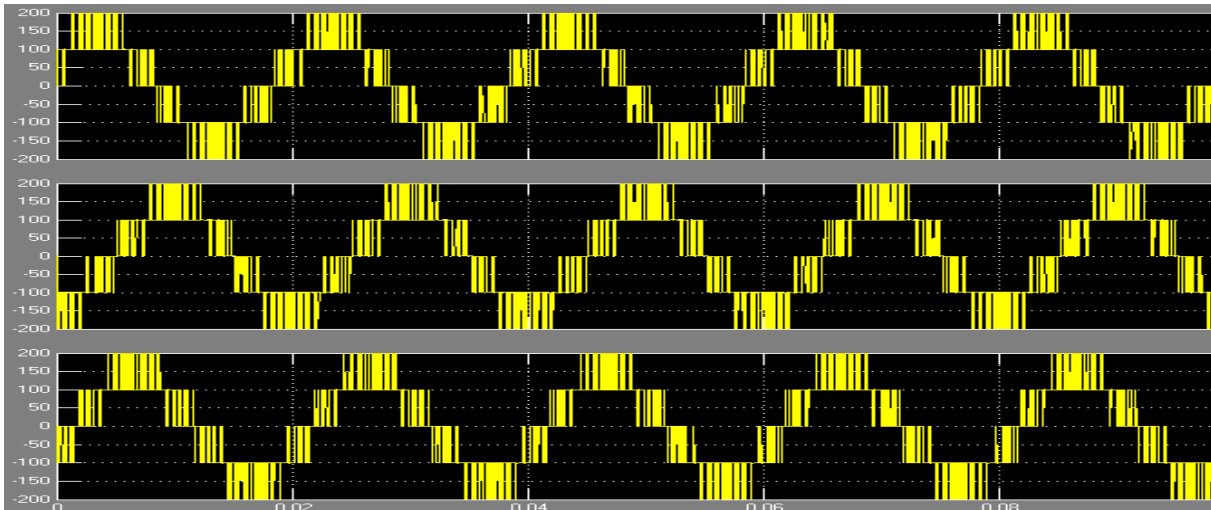


Figure 4.18 : Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} à la sortie d'un onduleur à trois niveaux

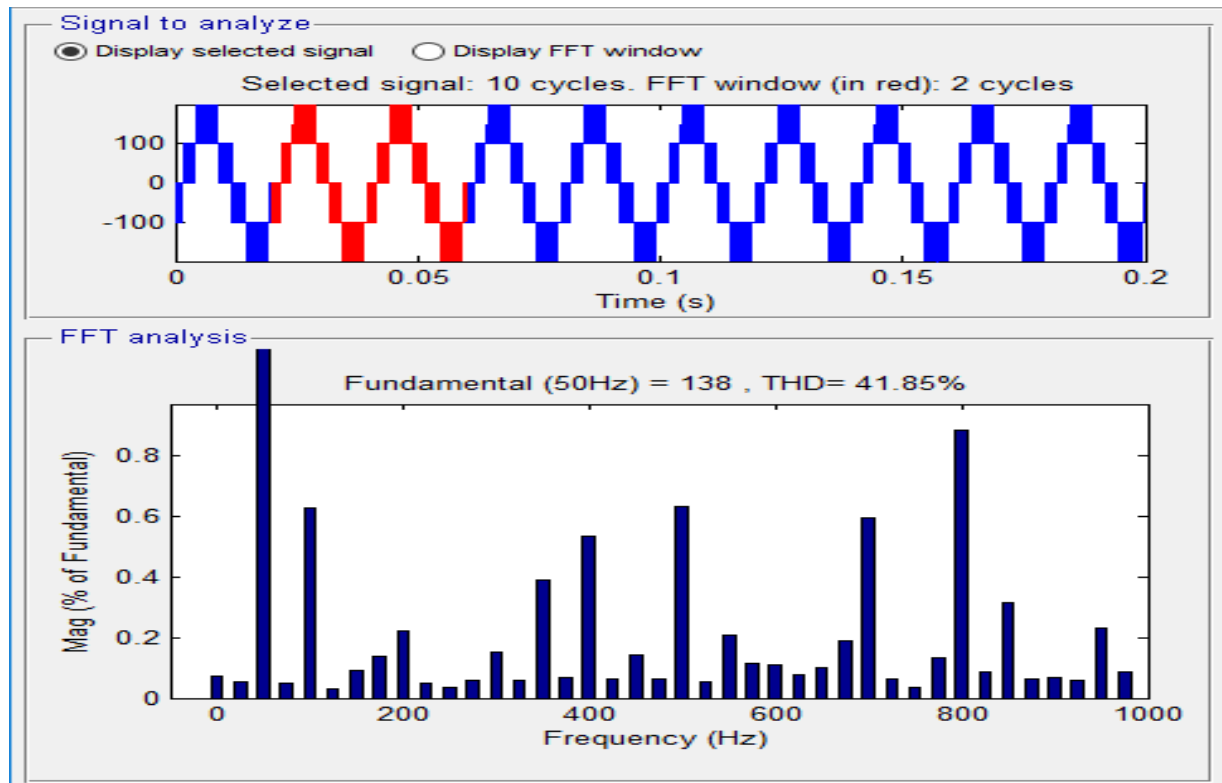


Figure 4.19: Spectre du THD de la tension composé V_{ab} (41.85%)

Notons bien que le résultat concernant le spectre pour les deux cas est le même.

4.3.1.2. Commande MLI Vectorielle

A. Modèle Simulink Permettant De Créer Les Signaux MLI

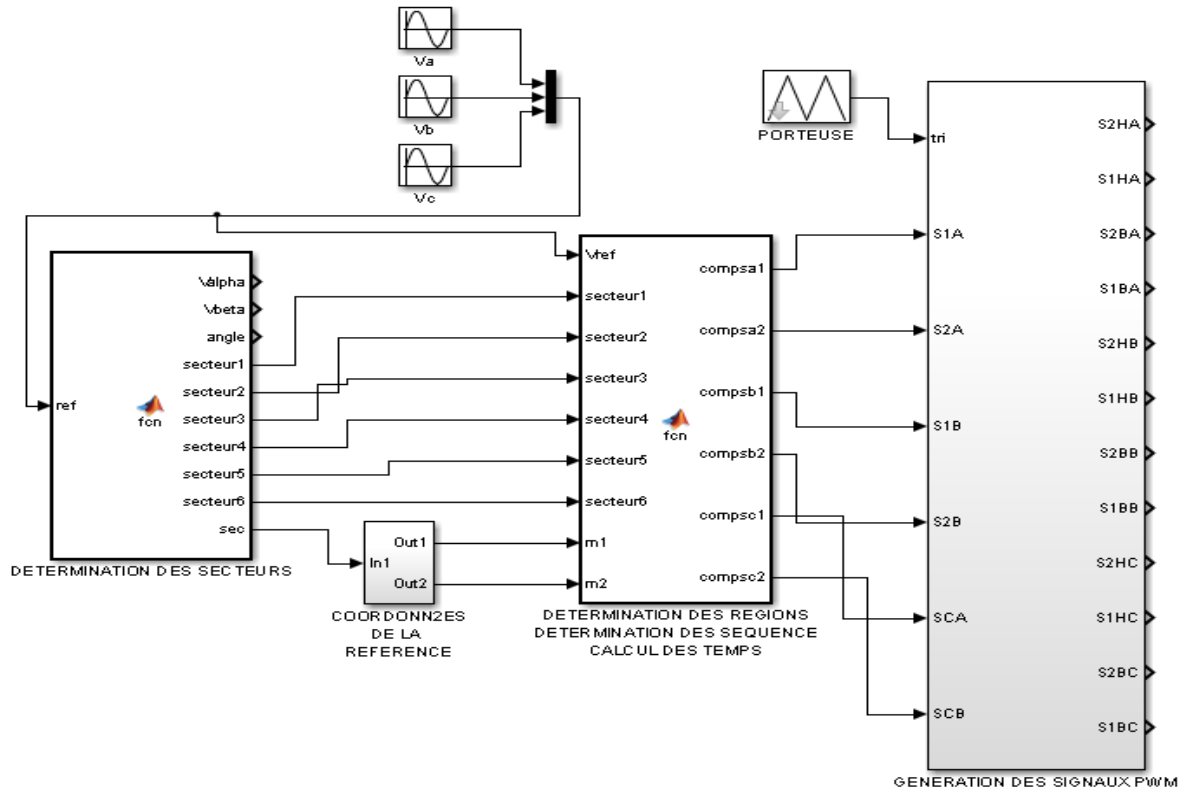


Figure 4.20 : Modèle Simulink de la commande MLI Vectorielle

B. Résultats De Simulation Pour Un Onduleur Triphasé Trois Niveaux

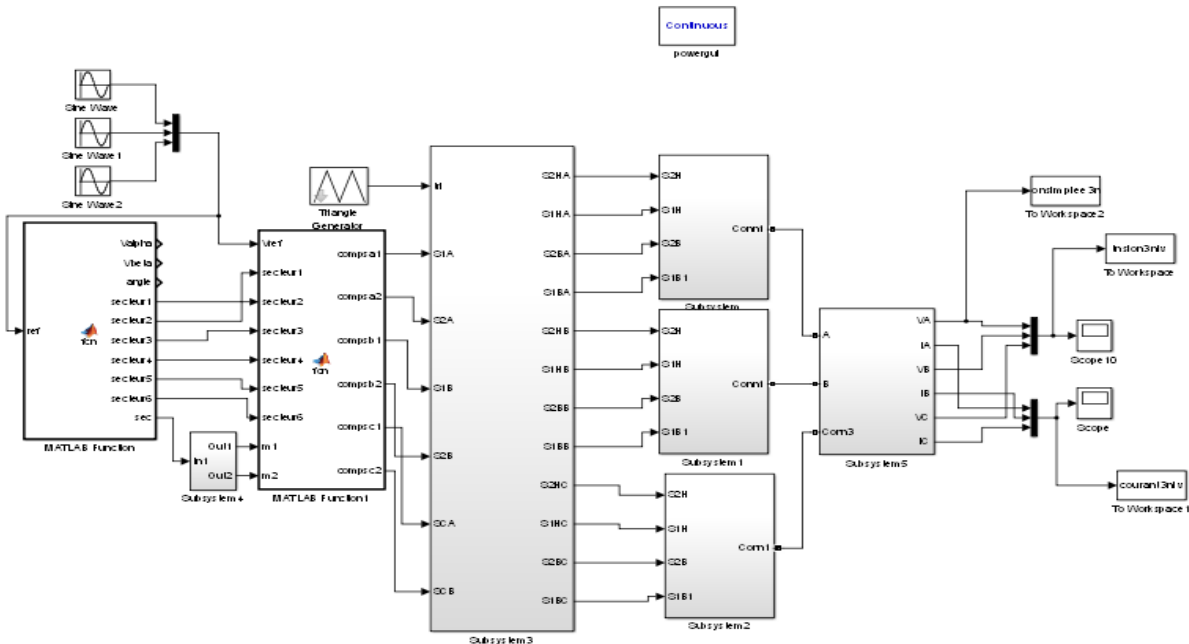


Figure 4.21 : Modèle Simulink de l'onduleur trois niveaux

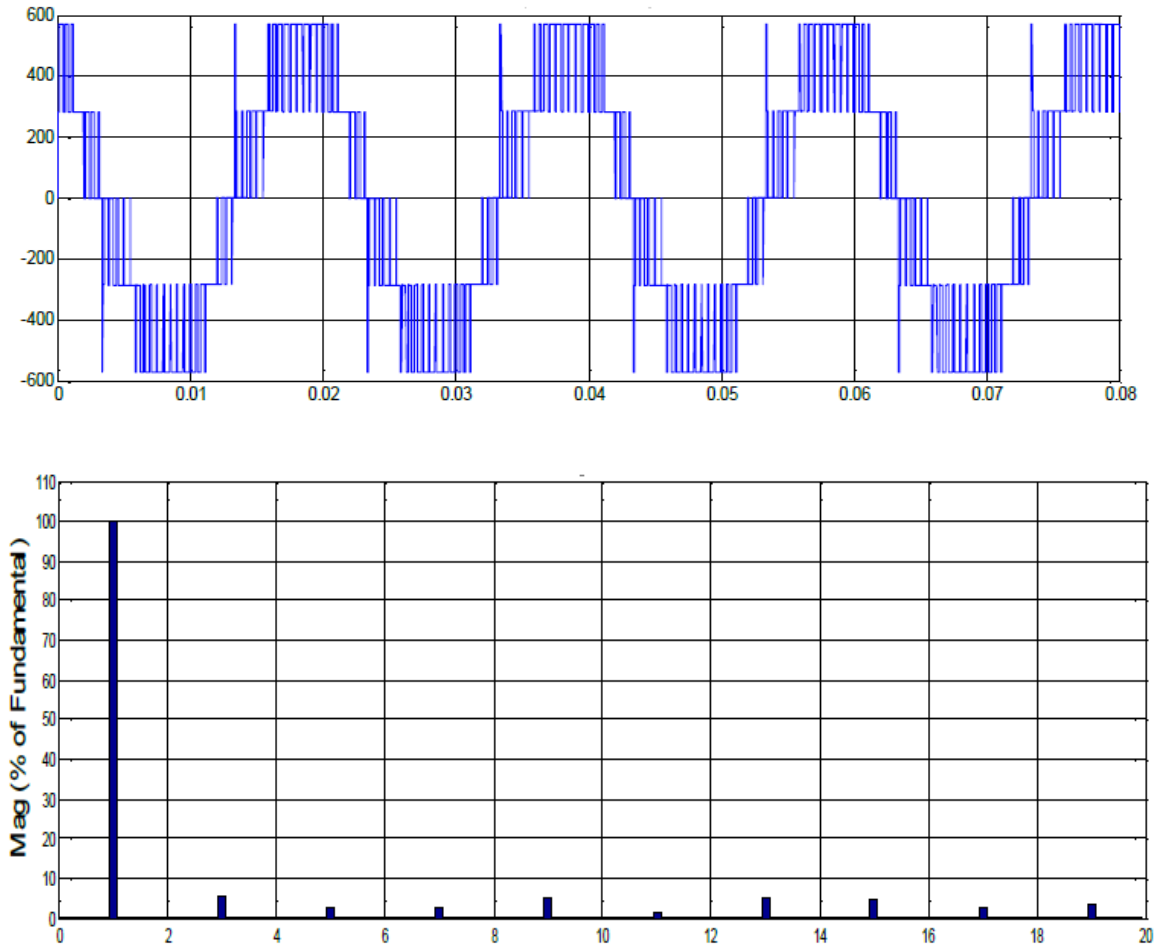


Figure 4.22: Signaux de la commande MLI vectorielle, tension composé Vab de sortie et analyse spectral pour $r = 0.75$ $m = 40$ (Fréquence du fondamental = 50 HZ et THD = 34.74 %)

4.3.1.3. Comparaisons des résultats des commandes

Les valeurs de distorsion totale des harmoniques obtenus, pour la tension composée de phase Vab pour MLI ST et MLI Vectorielle sont résumées dans le tableau suivant :

Type de commande	MLI-ST (3-niveaux)	MLI vectorielle (3-niveaux)
Valeur crête de la composante fondamentale de la tension (Vab)	138	
Taux de Distorsion Harmonique total TDH (%)	41.85	34.74

Tableau 4.2 Comparaison entre les méthodes de commande proposées pour un onduleur à trois niveaux

4.4. COMPARAISON ENTRE L'ONDULEUR CLASSIQUE A DEUX NIVEAUX ET L'ONDULEUR A TROIS-NIVEAUX

Le tableau (4.3) montre la comparaison entre l'onduleur NPC à trois niveaux et l'onduleur classique à deux niveaux.

Type d'onduleurs	Onduleur classique (2 niveaux)		Onduleur (3 niveaux)	
	MLI-ST	MLI vectorielle	MLI-ST	MLI vectorielle
Valeur crête de la composante fondamentale de la tension (Vab)	296.3	299.4	138	
Taux de Distorsion Harmonique total TDH (%)	84.68	5.36	41.85	34.74

Tableau 4.3: comparaison entre l'onduleur classique a deux niveaux et l'onduleur à trois-niveaux

En comparant les performances obtenues dans le cas de l'onduleur à trois niveaux avec celles de l'onduleur à deux à niveaux, on constate que sous les mêmes conditions de fonctionnement l'onduleur à trois niveaux produit une tension de sortie contenant moins d'harmoniques

4.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé dans un environnement MATLAB/Simulink chacune des techniques étudiées à savoir la modulation MLI S-T et celle du (SVPWM) MLI vectorielle. L'analyse des performances de ces techniques, nous révèle qu'en moyenne la MLI vectorielle reste la méthode la plus efficace et la plus utilisée dans le cadre de la réduction des harmoniques générés par la charge. L'étude a montré que la commande MLI vectorielle donne une meilleure performance au niveau du TDH.

CONCLUSION GENERALE

Ce modeste travail nous a permis d'élargir nos connaissances dans le domaine de l'électronique de puissance, tel que : comportement des semi-conducteurs, les différentes topologies des convertisseurs multi-niveaux, les différentes stratégies de commande des convertisseurs ainsi que la maîtrise de l'outil de simulation sous MATLAB/Simulink dans le but de faire une étude comparative

La comparaison est basée sur l'évaluation du taux de distorsion harmonique TDH pour les deux onduleurs commandés par deux stratégies différentes, à savoir la modulation de largeur d'impulsions MLI-ST et la commande MLI vectorielle. Tous les circuits sont modélisés et simulés à l'aide du logiciel Matlab-Simulink.

Donc les résultats obtenus après plusieurs essais de simulation sous MATLAB, nous montrent l'efficacité de l'algorithme de commande à MLI vectorielle utilisé. Et nous dirons que la commande MLI Vectorielle donne une meilleure performance au niveau du TDH par contre elle présente l'inconvénient d'un spectre de tension très riche en harmoniques d'ordre inférieur. D'un autre côté, l'onduleur à trois-niveaux présente l'avantage d'une diminution appréciable du TDH et des contraintes que subissent les interrupteurs

Comme perspective pour ce travail, une étude plus poussée en effectuant:

- Augmenter le nombre de niveaux de l'onduleur pour éliminer plus d'harmoniques.
- Appliquer la même technique à d'autres types d'onduleur et faire une comparaison.
- Réalisation de l'onduleur de tension à N niveaux contrôlé par la commande sinusoïdale à plusieurs porteuses.
- Réalisation de l'onduleur à trois niveaux commandé par la commande vectorielle
- Nous comptons, d'implanter les algorithmes MLI dans un microprocesseur en temps réel

Bibliographies

- [1] **LAKEHAL Bilel**, 'Modélisation et commande d'un onduleur triphasé à structure multi-niveaux', Université A/Mira - Bejaia, 2014-2015.
- [2] **F. Gosse** : Cours de sciences de l'ingénieur, 2016. PT - Lycée Baggio - Lille.
- [3] <http://for-ge.blogspot.com/2015/08/londuleur.html>
- [4] **KHALEM Sofiane, GHERBI Azzedine**, 'Technique MLI aléatoire en vue de la réduction des perturbations conduites dans les convertisseurs continu-continu et continu-alternatifs', UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA BOUMERDES, 2015/2016.
- [5] **CHOUAF Fethi**, 'Commande des Onduleurs Multiniveaux', UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA, 2015/2016.
- [6] **GHDAMSI Kaci, HIMOUR Kamal**, 'Etude des différentes stratégies de commande de l'onduleur 5 niveaux à structure NPC', Université A. MIRA de Bejaïa, 2014/2015.
- [7] <http://www.composelec.com/diode.php>
- [8] <http://www.epsic.ch/cours/electronique/techn99/elnthcomp/CMPTHDIOD.html#ancre83742>
- [9] http://www.composelec.com/thyristor_gto.php
- [10] <https://emrecmic.wordpress.com/2017/02/15/du-thyristor-au-gto>
- [11] https://fr.wikipedia.org/wiki/Transistor_bipolaire_%C3%A0_grille_isol%C3%A9e
- [12] https://fr.wikiversity.org/wiki/Transistor/Transistor_MOSFET#Le_sch%C3%A9ma_de_principe
- [13] **B. JAYANT BALIGA**, 'Trends in power semiconductor devices', IEEE Transactions On Electronics Devices, tome 43, no 10, p. 1717–1731, octobre 1996.
- [14] **BOUAKAZ OUAHID**, "Contribution à l'Analyse des Onduleurs Multi niveaux Fonctionnement Symétrique et asymétrique ", Mémoire d'ingénieur d'état, Département d'électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [15] **Z.Ait wali**, 'Application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone', Mémoire de magister UMMTO Tizi-ouzou.
- [16] **KACI Yahia**, 'Etude d'une nouvelle approche MLI (PWM) en temps réel basée sur le principe des réseaux de neurones destinée aux véhicules électriques', Mémoire de Magister en Electronique, Université MOULOUD MAMMERI de TIZI-OUZOU, Faculté de génie électrique et d'informatique, 2015
- [17] **Kheldoun Aissa**, 'Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté', Thèse de Doctorat Université de Boumerdès, Faculté des hydrocarbures et de la chimie 2007.

- [18] **Celanovic N., Boroyevich D. (2001)**, ‘A fast space vector modulation algorithm for multilevel three phase converters’. IEEE Trans. IA, Vol. 37, N° 2, pp. 637-641
- [19] **Zare F., Ledwich G. (1999)**, ‘Space vector modulation technique with reduced switching losses’. Proceeding of the EPE’99, Lausanne, pp.17.
- [20] **Chirine Benzazah, Mustapha Ait Lafkih,** ‘Etude comparative entre deux topologies d'onduleurs triphasés, classique à 2-niveaux et NPC à 3-niveaux avec deux différentes méthodes de commande MLI-ST et SWM’, University of Sultan Moulay Slimane, 2014.
- [21] **Djaafri Mohamed Amine,** ‘Comparaison entre les convertisseurs matriciels et multi-niveaux du point de vue qualité d’énergie, coût et complexité’,. Université Larbi Ben M’Hidi, 2017.
- [22] **KAMEL MERABET,** ‘COMMANDE MU D'UN ONDULEUR TRIPHASÉ BASÉE SUR LA DISPERSION DE LA TENSION TRIPHASÉE’, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC, 2011
- [23] **Mr. KHALEM Sofiane, Mr. GHERBI Azzedine,** ‘Technique MLI aléatoire en vue de la réduction des perturbations conduites dans les convertisseurs continus-continus et continus-alternatifs’, UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA, 2015/2016.
- [24] **Marek Jasiński,** “Direct Power and Torque Control of AC/DC/AC Converter-Fed Induction Motor Drives”, Thèse de Doctorat (Faculty of Electrical Engineering) Warsaw – Pologne, 2005.
- [25] **Bimal K. Bose,** “Modern Power Electronics and AC Drives” Edition Prentice Hall PTR 2002, ISBN 0-13-016743-6.
- [26] **Pierre Brosselard,** “Conception, Réalisation et Caractérisation d'interrupteurs (*thyristors* et *JFETs*) haute tension (5kV) en carbure de silicium ”, Thèse doctorat de l'INSA de Lyon 2004.
- [27] **Y. Rozanov, S. Ryvkin, E. Chaplygin, and P. Voronin,** *Power Electronics Basics.* CRC Press, 2016.
- [28] **W. Shepherd and Z. Li,** *Power Converter Circuits.* Marcel Dekker, 2004.
- [29] **BAHI Abdelouahab, DJEDIDI Mohammed Riadh, Dr. ZELLOUMA Laid,** "Commande d'un Onduleur Triphasé par Différentes Techniques MLI en Utilisant la Carte DSPACE, mémoire Master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-oued
- [30] Analog Devices, “Implementing Space Vector Modulation with the ADMC33 (AN331-17)” Analog Devices Inc. Jan 2000.
- [31] **B. K. Bose,** ‘Power Electronics and AC Drives’, Edition Practice Hall, 1986.

- [32] **L. M. Tolbert**, ‘Multilevel Converters for Large Electric Drives’, IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 35, pp. 36-44, January/February 1999.
- [33] **Subrata K. Mondal, Bimal K. Bose, Valentin Oleschuk, and Joao O. P. Pinto**, ‘Space Vector Pulse Width Modulation of Three Level Inverter Extending Operation Into Overmodulation Region’, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.18, N°2, pp.604-611, March 2003.
- [34] **Ayse Kocalmis, Sedat Sunter**, ‘Simulation of a Space Vector PWM Controller for a Three Level Voltage Fed Inverter Motor Drive’, Department of Electrical and Electronic Engineering, Firat University, Turkey.
- [35] **D. Depernet**. Optimisation de la commande d'un onduleur MLI à trois niveaux de tension pour machine asynchrone. PhD thesis, Reims champagne-ardenne. 2013.
- [36] **T. Meynard, M. Nahrstaedt, and R. Jakob**. Evolution des structure de conversion. page 15, 2004.
- [37] **A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi**. A new neutral-point-clamped pwm inverter. IEEE Transactions on Industry Applications., IA-17(5) :518_523, Sept 1981.
- [38] **K. Benmansour**, ‘Réalisation d'un banc d'essai pou la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires série: approche hybride’, thèse de doctorat université cergypentoise juin 2009.
- [39] **M. Keddar**, ‘études des onduleurs multi niveaux dans les applications photovoltaïques’, thèse de magister université des Sciences et de la Technologie d’Oran Mohamed Boudiaf Juillet 2010
- [40] **REBAOUI Brahim**, ‘Etude du déséquilibre de l'alimentation d'un onduleur multi niveaux’, magister Mohamed Boudiaf Oran 2014
- [41] **M. Bahlouli, O. Namiri**, ‘Réalisation d'un onduleur a trois niveaux’, PFE Université des Sciences et de la Technologie d’Oran Mohamed Boudiaf juillet 2007
- [42] **L. Delmas, T. A. Meynard, H. Foch and G. Gateau**, ‘Comparative Study of Multilevel Topologies: NPC, Multicell Inverter and SMC with IGBT’. IEEE IECON 2002, pp. 828-833, November 2002
- [43] **P. Purkait, R.S. Sriramakavacham**, ‘A New Generalized Space Vector Modulation Algorithm for Neutral Point Clamped Multilevel Converters’, Progress in Electromagnetics Research Symposium, Cambridge, pp. 330-335, March 2006.
- [44] **Boucheritte wafa**, ‘Convertisseurs multi niveaux dans les systèmes PV Connectés au réseau’, Mémoire présenté en vue de l’obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique 01/2013

- [45] **Subrata K. Mondal, Joao O. P. Pinto, and Bimal K. Bose**, ‘ A Neural Network Based Space Vector PWM Controller for a Three Level Voltage Fed Inverter Induction Motor Drive’, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.38, N°3, pp.660-669, May/June 2002.
- [46] **Yo Han Lee, Bum Seok Suh and Dong Seok Hyun**, ‘ A Novel PWM Scheme for a Three Level Voltage Source Inverter With GTO Thyristors ‘, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.32, N°2, pp.260-268, March/April 1996.
- [47] **Hind Djeghloud, Hocine Benalla**, ‘ Space Vector Pulse Width Modulation Applied to the Three-Level Voltage Inverter ‘, Electrotechnic's Laboratory of Constantine, Mentouri-Constantine University
- [48] **Farid Berrezzek**, ‘ Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone ‘, Mémoire Présenté en vue d’obtention du diplôme de Magister, Université Badji Mokhtar Annaba.2006
- [49] **Anne Marie LIENHARDT**, ‘ Etude de la Commande et de L’Observation d’une Nouvelle Structure de Conversion D’Energie de Type SMC (Convertisseurs Multicellulaire Superposé) ‘, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [50] **Y Cheng, ML Crow**, ‘ A Diode Clamped Multilvel For The Statcom Bess ‘, IEEE Transactions On Power Electronics, 2002.
- [51] **Yo- Han Lee , Bum-Seok Suh , Dong-Seok Hyun**, ‘A Novel PWM Scheme for a Three – Level Voltage Source Inverter with Gto Thyristors’, IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 32. No. 2 March/April pp.509-517,1996.
- [52] **H. Gheraia. E. M. Berkouk, G. Manesse**, ‘Modelling and Control of a Seven Level NPC Voltage Source Inverter, Application to High Power Induction Machine Drive’, The European Phsical Journal, AP 15, pp. 105- 115, 2001.
- [53] **Subrata K. Mondal, Bimal K. Bose, Valentin Oleschuk and Joao. P. Pinto**, ‘Space Vector Pulse Width Modulation of Three Level Inverter Extending Operation Into Overmodulation Region’, IEEE Transactions on power Electronics, Vol. 18, N°2, pp. 604-611, March 2003.
- [54] **Richard Lund**, ‘ Multilevel power Electronic Converters for Electrical Motor Drives’, Thesis for the Degree of Master of Science in Electrical Power Engineering, Norwegian University of Science and Technology, 2005.
- [55] **Roberto Rojas, Tokuo Ohnishi, Takayuki Suzuki**, ‘ Neutral Point Clamped Inverter With Improved Voltage Waveform and Control Range’, IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol. 42, N°6, pp. 587-594, December 1995.

- [56] **Subrata K. Mondal, Joao O. P. Pinto and Bimal K. Bose**, 'A Neutral Network Based Space Vector PWM Controller for a Three Level Voltage Fed Inverter Induction Motor Drive', IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, N°3, pp. 660-669, May/June 2002.
- [57] **P. Purkait, R. S. Sriramakavacham**, 'A New Generalized Space Vector Modulation Algorithm for Neutral Point Clamped Multilevel Converters', Progress in Electromagnetic Research Symposium, Cambridge, pp. 330-335, March 2006.
- [58] **B. Kaku, I. Miyashita, S. Sone**, ' Switching Loss Minimised Space Vector PWM Method for IGBT Three Level Inverter', IEEE Proc-Electronics Power Applications, Vol. 144, N°3, pp. 182-190, March/May 1998.
- [59] **Bilal Akin**, ' State Estimation Technique for Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motors', thesis for the Degree of Master of Science in the Department of Electrical and Electronics Engineering, the east Technical University, August 2003.