

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université Badji Mokhtar- Annaba

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIORAT
DEPARTEMENT D'ELECTROMECHANIQUE

LABORATOIRE DES SYSTEMES D'ELECTROMECHANIQUE (LSELM)



جامعة باجي مختار- عنابة
كلية علوم الهندسة
قسم الإلكترونيات
مخبر الأجهزة الكهرو ميكانيكية

THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT

Thème

COMMANDE D'UN ONDULEUR TRIPHASE PAR MLI VECTORIELLE

Par:

CHOUAF Fethi

Devant le jury

Président:	Dr. BELHAMRA Ali	Pr	Université-Badji-Mokhtar-Annaba
Rapporteur:	Dr. SAAD Salah	Pr	Université-Badji-Mokhtar-Annaba
Examineurs:	Dr. TOUFOUTI Riad	Pr	Université- M-C Messaadia Souk Ahras
	Dr. CHEGHIB Hocine	MCA	Université-Badji-Mokhtar-Annaba
	Dr. Mr. HADDAD Salim	MCA	Université- 20 août 1955 Skikda
	Dr. ZELLOUMA Laid	MCA	Université Hamma Lakhdar El-Oued

Année 2018

Dédicaces

Je tiens à dédier ce modeste travail avant tout :

*A mon très chère père, l'homme qui ma donné le désir d'apprendre
et le savoir vivre.*

A ma mère, ma fierté et mon bonheur.

A ma femme et mes enfants: Noursine, Mouhamed Firas.

A mes très chers frères et mes très chères sœurs.

A tous mes amis.

A toute ma famille.

REMERCIEMENTS

Avant tout, mes remerciements à mon DIEU le tout puissant qui m'a aidé à faire ce travail et qui m'a donné le courage, la patience et la santé durant toutes ces longues années d'étude afin que je puisse arriver à ce niveau.

*Je tiens à remercier mon directeur de thèse le professeur **SAAD Salah**, à l'université de Badji-Mokhtar-Annaba, de m'avoir confié ce sujet intéressant ainsi que pour ses conseils avisés.*

*Je remercie chaleureusement Mr **BELHAMRA Ali**, Professeur, à l'université de Annaba, qui ma fait l'honneur de s'intéresser à ce travail et de présider le jury.*

*Je voudrais aussi témoigner toute ma gratitude à Messieurs Mr. **TOUFOUTI Riad**, Professeur, à Université Mohamed-Chérif Messaadia, Souk Ahras, ainsi que les Maîtres de conférences Mr. **CHEGHIB Hocine**, à l'université de Badji-Mokhtar-Annaba, Mr. **HADAAD Salim**, Université- 20 août 1955 Skikda et aussi Mr. **ZELLOUMA Laid**, Maître de conférence, à Université Hamma Lakhdar, El-Oued, pour avoir accepté de juger mon travail.*

*Je tiens a remercier également toutes les personnes qui ont contribué dans la réalisation de ce travail de thèse surtout Mr. **ZAHZOUH Zoubir**, Maître de conférence à Université Mohamed-Chérif Messaadia, Souk Ahras, et Mr. **RAHMANI Ahmed**, Professeur, à Université de Oum El Bouaghi. Je ne pourrai terminer cet espace sans remercier mes collègues avec lesquels j'ai passé des moments agréables `a l'Universités de M'sila et Souk Ahras.*

Sommaire

Introduction générale.....	1
CHAPITRE 1.....	Généralités sur les onduleurs
1. Généralités sur les onduleurs.....	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Définition d'un onduleur	5
1.3 Classification des onduleurs.....	5
1.3.1 Le nombre de phases de la charge.....	5
1.3.2 La nature de la source.	5
1.3.3 La structure du convertisseur	5
1.3.4 La nature des interrupteurs.	5
1.3.5 Le mode de commande	5
1.4 Les applications des onduleurs	6
1.4.1 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone	6
1.4.2 Alimentation des secours	6
1.4.3 Filtrage active des réseaux électriques	6
1.6 Principe générale de fonctionnement	6
1.5 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé	8
1.7 Les inconvénients des onduleurs conventionnels	10
1.8 Intérêt des convertisseurs statiques multi niveaux	11
1.9 Conclusion	11
CHAPITRE 2	Techniques de modulation des onduleurs
2 Techniques de commande des onduleurs	12
2.1 Introduction	12
2.2. Techniques de commande des onduleurs	13
2.2.1 Modulation à base fréquence	13
2.2.1.1 Commande a pleine onde (180°)	14
2.2.1.1.1 Principes	14

2.2.1.1.2	Forme des tensions de sortie de l'onduleur	18
2.2.1.2	Command décalées (120°)	19
2.2.1.2.1	Principes	19
2.2.1.1.2.2	Forme des tensions de sortie de l'onduleur	19
2.2.1.3	Remarques	20
2.2.2	Modulation à haute fréquence	20
2.2.2.1	Commande par hystérésis	20
2.2.2.2	Modulation de largeur d'impulsion	21
2.2.2.2.1	Introduction	21
2.2.2.2.2	Modulation sinus-triangle	22
2.2.2.2.3	Propriétés de la commande.....	22
2.2.2.3	Modulation par injection d'harmoniques	25
2.2.2.4	Modulation sinusoidale à porteuses multiples	26
2.2.2.5	Commande par MLI vectorielle	26
2.2.2.5.1	Introduction.....	26
2.2.2.5.2	Principe de La MLI vectorielle	27
2.2.2.5.3	Calcul des vecteurs de tension	27
2.2.2.5.4	Détermination des vecteurs, $\vec{V}_\alpha, \vec{V}_\beta, \vec{V}_{ref}$ et l'angle (α)	30
2.2.2.5.5	Calcul du temps de commutation pour chaque secteur.....	31
2.2.2.5.6	Rapports cycliques de chaque bras de l'onduleur	33
2.2.2.6	La modulation la largeur d'impulsion discontinue (MLID)	34
2.2.2.6.1	Introduction	34
2.2.2.6.2	Principe de MLI discontinue DPWM	35
2.2.2.6.3	Les différents types de MLI discontinue DPWM	35
2.3	conclusion	38
CHAPITRE 3	Proposition d'une nouvelle structure d'onduleur à neuf niveaux	
3.	Les onduleurs multi-niveaux	39
3.1	Introduction	39
3.2	Avantages des onduleurs multi-niveaux	40
3.2.1	Avantages technologiques	40
3.2.2	Avantages fonctionnelles pour le convertisseur	40
3.2.3	Avantages fonctionnelles pour les machines tournantes	40

3.3. Principe général de fonctionnement de l'onduleur multi-niveaux	40
3.4 Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux	41
3.4.1 La topologie à diode de bouclage (Structure NPC)	42
3.4.1.1 Principe de fonctionnement	43
3.4.1.2 Avantages de la topologie NPC.	44
3.4.1.3 Inconvénients de la topologie NPC	44
3.4.2 La topologie au condensateur flotteur.	45
3.4.2.1 Avantages de la topologie à condensateur flotteur	45
3.4.2.2 Inconvénients de la topologie d'onduleur à condensateur flotteur	45
3.4.3 La topologie en cascade	46
3.4.3.1 Principes de fonctionnement	46
3.4.3.2 Avantage de la topologie d'onduleur en cascade	48
3.4.3.3 Inconvénients de la topologie d'onduleur en cascade	48
3.5 Autres topologies	48
3.6 Classification des principales structures d'onduleur multi-niveaux	49
3.6.1 Classification des topologies selon leur alimentation	49
3.7 Comparaison entre les trois principaux convertisseurs multi-niveaux.....	49
3.8 Proposition d'une nouvelle structure d'onduleur à neuf niveaux	51
3.8 1 Introduction	51
3.8 2 Structure d'onduleur NPC à neuf niveaux	52
3.8.2.1 Principe de fonctionnement	53
3.8.2.2 Séquences possibles de fonctionnement	54
3.8 2.3 Commande de l'onduleur par la modulation à porteuse multiples	59
3.9 Proposition d'une nouvelle structure d'onduleur à neuf niveaux	59
3.9.1 Introduction	59
3.9.2 Description du fonctionnement de la structure à cinq niveaux	60
3.9.4 Principe de fonctionnent	62
3.9.5 Système de commande	62
3.10 Conclusion	66

Chapitre4..... Simulation et interprétation

4 Simulation et interprétation	67
4.1 Introduction	67
4.2 Critères de performance.....	68
4.3 Simulation d'onduleur alimentant un moteur	70
4.3.1 Application des techniques de commandes avancées	70

4.3.1 .1 Les résultats de simulation	71
4.3.1.1.1 Commande par MLI sinusoïdale	71
4.3.1.1.2 Commande par MLI vectorielle	73
4.3.1.1.3 Commande par MLI discontinue (DPWM).....	76
4.3.2. Par un onduleur à neuf niveaux	78
4.3.2.1 Les résultats de simulation	78
4.3.2.1.1 Avec un onduleur à neuf niveaux traditionnels de type NPC	78
4.3.2.1.2 Avec une nouvelle structure d'onduleur à neuf niveaux	80
4.4 Interprétation des résultats de simulation	82
4.4.1 Résultats de simulation sur le couple	82
4.4.2 Résultats de simulation de la tension à la sortir de l'onduleur	82
4.4.3 Résultats de simulation du courant statorique	83
4.4.4 Résultats de la vitesse de rotation	83
4.4.5 Résultats des nombre de commutations	83
4.4.6 Résultats du nombre de semi-interrupteurs	84
4.5 Application des commandes avancées sur le filtrage actif des harmoniques	84
4.5.1 Par l'application des techniques de commande avancées	87
4.5.1.1 Résultats de Simulation	87
4.5.1.2 Commandé par MLI sinusoïdale	87
4.5.1.3 Commandé MLI vectorielle SVM	88
4.5.1.4 Commandé par MLI discontinue DPWM3	89
4.5.2. Par l'utilisation des structures d'onduleur à neuf niveaux	90
4.5.2.1 Structure d'onduleur à neuf niveaux de type NPC	90
4.5.2.1 Structure d'onduleur à neuf niveaux proposée	91
4.6 Interprétation des résultats de simulation	92
4.6.1 Résultats de simulation avant le filtrage	92
4.6.2 Résultats de simulation après le filtrage	92
4.7 Conclusion	93
Conclusion générale	94
Références bibliographiques	96

Liste des figures

Chapitre 1 Généralités sur les onduleurs

Figure 1.1	Symbole et signal d'un onduleur.....	7
Figure 1.2	Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi-cycle.....	7
Figure 1.3	Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 2ème demi-cycle.....	8
Figure 1.4	Signal à la sortie de l'onduleur.....	8
Figure 1.5	Association Onduleur-charge.....	9

Chapitre 2Techniques de commande des onduleurs

Figure 2.1	Classification des stratégies de modulation selon la fréquence.....	13
Figure 2.2	Génération du signal de commande pleine onde pour les phases (a, b, c).....	15
Figure 2.3	Les signaux de la commande à pleine onde	15
Figure 2.4	Onduleur triphasé à deux niveaux.....	16
Figure 2.5	Mode de fonctionnement(I) de l'onduleur a deux niveaux.....	16
Figure 2.6	Mode de fonctionnement(II) de l'onduleur à deux niveaux.....	17
Figure 2.7	Mode de fonctionnement(III) de l'onduleur à deux niveaux.....	17
Figure 2.8	Forme de la tension V_{an} à la sortie de l'onduleur commandé en pleine onde	18
Figure 2.9	La tension V_{ab} à la sortie de l'onduleur commandé en pleine onde	18
Figure 2.10	Le spectre harmonique de la tension de sortie V_{an}	19
Figure 2.11	Forme de tension de l'onduleur commandé à (120°)	19
Figure 2.12	Principe de contrôle des courants par hystérésis.....	20
Figure 2.13	Principe de la modulation sinus-triangle.....	22
Figure 2.15	Principe de la modulation par injection d'harmoniques trois.....	25
Figure 2.16	Principe de la modulation MLI à double porteuse.....	26
Figure 2.17:	Représentation des vecteurs de tension d'état	28
Figure 2.18	Représentation des vecteurs de tension d'état et le vecteur de référence.....	30
Figure 2.19	Projection des vecteurs des tensions sur le plan (α,β)	31
Figure 2.20	Projection du vecteur de référence (secteur 1).....	31
Figure (2.21)	Chronogramme d'impulsions pour le secteur I.....	33
Figure 2.22	Injection de la composante homopolaire dans les tensions de référence	35
Figure 2.23	Modulation avec une seule saturation de 120° par périodes DPWMMIN	36
Figure 2.24	Modulation avec une seule saturation de 120° par périodes DPWMMAX	36
Figure 2.25	Modulation avec deux saturations de 60° par périodes DPWM0.....	37
Figure 2.26	Modulation avec deux saturations en retard de 60° par périodes DPWM2.....	37
Figure 2.27	Modulation avec deux saturations en avance de 60° par périodes DPWM1.....	37

Figure 2.28	Modulation avec quatre saturations de 30° par périodes DPWM3.....	37
Chapitre 3	Proposition d'une nouvelle structure d'onduleur à neuf niveaux	
Figure 3.1	Onduleur à niveaux multiples à deux (a), à trois (b) et à m niveaux (c)	41
Figure 3.2	Différentes topologies des convertisseurs multi-niveaux	41
Figure 3.3	Bras d'un onduleur NPC : trois(a) et (b) quatre niveaux	42
Figure 3.4	Les trois séquences de fonctionnement possible d'onduleur NPC a trois niveaux.	43
Figure 3.5	Le bras d'un Onduleur à condensateurs flotteurs: à trois et quatre niveaux	45
Figure 3.6 :	Onduleur en cascade à 5 niveaux et à 7niveaux	46
Figure 3.7	Les trois séquences de fonctionnement possible d'onduleur en cascade à trois niveaux	47
Figure 3.8	Structure d'onduleur triphasé NPC à neuf niveaux	53
Figure 3.9	Bras d'onduleur triphasé NPC à neuf niveaux	54
Figure 3.10:	Les Séquences de fonctionnement possible de l'onduleur NPC à neuf niveaux.	58
Figure 3.11	Huit porteuses triangulaires de phases disposées	59
Figures 3.12	Nouvelle topologie du convertisseur a cinq niveaux (une seule phase)	60
Figure 3. 13	Structure de l'onduleur à neuf niveaux proposé (une seule phase)	61
Figure 3.14	Les configurations possibles l'onduleur à neuf niveaux proposé	62
Figure 3.15	Huit porteuses triangulaires de phases disposées	63
Figure 3.16:	Génération des signaux logique	64
Figure 3.16	Algorithme de Génération des signaux logique.....	65
Figure 3.12	Algorithme de Génération des signaux logique.....	39
Chapitre 4	Simulation et interprétation	
Figure 4.1	Les pertes de commutation au moment de commutation	69
Figure 4.2	La forme et le spectre des harmoniques de la tension V_{an}	71
Figure 4.3	La forme et le spectre des harmoniques de la tension composée V_{ab}	71
Figure 4.4	La forme et le spectre des harmoniques du courant statorique I_a	72
Figure 4.5	La variation du couple électromagnétique C_e	72
Figure 4.6	La vitesse de rotation du moteur	73
Figure 4.7	L'impulsion du l'interrupteur K_{11}	73
Figure 4.8	La forme et le spectre des harmoniques de la tension V_{an}	73
Figure 4.9	La forme et le spectre des harmoniques de la tension V_{ab}	74
Figure 4.10	La forme et le spectre des harmoniques du courant statorique I_a	74
Figure 4.11	La variation du couple électromagnétique C_e	75
Figure 4.12	La vitesse de rotation du moteur w	75
Figure 4.13	Les impulsions de l'interrupteur K_{11}	75
Figure 4.14	La forme et le spectre des harmoniques de la tension V_{an}	76

Figure 4.15	La forme et le spectre des harmoniques de la tension V_{ab}	76
Figure 4.16	La forme et le spectre des harmoniques du courant statorique I_a	77
Figure 4.17	La variation du couple électromagnétique C_e	77
Figure 4.18	La vitesse de rotation du moteur w	78
Figure 4.19	Les impulsions de l'interrupteur K_{11}	78
Figure 4.20	La forme et le spectre des harmoniques de tension de l'onduleur	78
Figure 4.21	La forme et le spectre des harmoniques du courant statorique I_a	79
Figure 4.22	La variation du couple électromagnétique C_e	79
Figure 4.23	La vitesse de rotation du moteur	80
Figure 4.24	Les impulsions de l'interrupteur K_{11}	80
Figure 4.25	La forme et le spectre des harmoniques de tension à la sortie d'onduleur	80
Figure 4.26	La forme et le spectre des harmoniques du courant statorique I_a	81
Figure 4.27	La variation du couple électromagnétique C_e	81
Figure 4.28	La vitesse de rotation du moteur w	82
Figure 4.29	Les impulsions de l'interrupteur K_{11}	82
Figure 4.30	Le schéma bloc de simulation du filtre active parallèle	86
Figure 4.31.	La forme de l'onde du courant et son spectre harmoniques avant le filtrage	87
Figure 4.32	Courant identifié	87
Figure 4.33 :	Courant injecté par le filtre.....	88
Figure 4.34.	La forme de l'onde de courant et son spectre harmonique après le filtrage	88
Figure 4.35	Courant injecté par le filtre	89
Figure 4.36	La forme de l'onde du courant et son spectre harmonique après le filtrage.....	89
Figure 4.37	Courant injecté par le filtre	90
Figure 4.38	La forme de l'onde du courant et son spectre harmonique après le filtrage.....	90
Figure 4.39	La forme de l'onde et le spectre harmonique du courant avant le filtrage.....	91
Figure 4.40	Courant identifié.....	91
Figure 4.41	Courant injecté par le filtre.....	91
Figure 4.42	La forme de l'onde et le spectre harmonique du courant après le filtrage.....	92
Figure 4.43	Courant injecté par le filtre.....	92
Figure 4.44	La forme de l'onde et le spectre harmonique du courant après le filtrage.....	93

Liste des tableaux

Chapitre 2	Techniques de commande des onduleurs		
Tableau 2.1	Fonctionnement de l'onduleur avec la commande pleine onde		18
Tableau 2.2	Fonctionnement de l'onduleur avec la commande décalée		19
Tableau 2.3	Calcul des vecteurs de tension		29
Tableau 2.4	Calcul du temps de commutation pour Chaque secteur		32
Tableau 2.5	Les rapports cycliques pour chaque secteur		34
Chapitre 3	Proposition d'une nouvelle structure d'onduleur à neuf niveaux		
Tableau 3.1	Les trois états de commutation possibles		44
Tableau 3.2	Les trois états de commutation possibles		48
Tableau 3.3	Nombres de composants nécessaires pour la topologie multiniveaux		50
Tableau 3.4	Les tensions et les états des intercepteurs d'un bras d'onduleur NPC à neuf niveaux.		57
Tableau3.4 1.	La tension de sortie et les états des intercepteurs		64
Chapitre 4	Simulation et interprétation		
Tableau 4.1 :	Les paramètres du moteur		41
Tableau 4.2	les valeurs de simulation		84
Tableau 4.2	Les paramètres du système de filtrage		85
Tableau 4.4	Comparaison des différentes techniques de commandes		93

Liste des Symboles et Notations

Les principales notations utilisées dans cette thèse, sont rapportées ci-dessous, d'autres significations se trouvent explicitées dans le texte.

K_i	Interrupteurs de puissance.
s	Indices indiquant le stator et le rotor respectivement.
d, q	Indices indiquant le repère $d - q$ tournant avec le champ tournant.
α, β	Indices indiquant le repère fixe lié au stator de la machine asynchrone.
V_{sabc}	Tensions des trois phases statorique
V_{abc_o}	Tensions à l'entrée d'onduleur
V_{abc_n}	Tensions de phase de la charge
[T]	Matrice assurant le passage continu-alternatif.
ω	Pulsation
U, V_{DC}	Tension continu
PWM	Pulse width modulation en anglais
MLI	Modulation de largeur d'impulsions
m	L'indice de modulation
r	Le coefficient de réglage
SVM	Space Vector Modulation
V_{ref}	Vecteur de référence
θ	L'angle de rotation de Vecteur de référence
T_m	Période de modulation
T_1, T_2, T_0	Durées d'utilisations des interrupteurs
f	La fréquence fondamentale
V_α, V_β	La tension dans le plan (α, β)
MLID	La modulation la largeur d'impulsion discontinue
DPWM	discret pulse width modulation
C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant.

V_h	La composante homopolaire
N	Le nombre de niveaux de tension obtenus.
S	Le nombre de sources à courant continu.
K	Le nombre de commutateurs principaux
D	Le nombre de diodes principales.
D_c	Le nombre des diodes clampées.
C	Le nombre de condensateurs d'équilibrage
P	Puissance active
Q	Puissance réactive
S	Puissance apparente
E	Source de tension continue
V_{Kci}	La tension aux bornes des semi-interrupteurs
I_{ci}	Le courant dans les semi-interrupteurs

Résumé

Ce travail a été orienté vers une étude comparative de point de vue qualité-coût, entre deux axes de recherche (commande et topologie). Le premier axe est basé sur l'amélioration des performances de fonctionnement d'onduleur, et le deuxième est basé sur les techniques de commande avancée (MLI vectorielle et MLI discontinue). Dans ce travail une nouvelle topologie de l'onduleur multi-niveaux est proposée. Cette dernière est moins coûteuse à travers le nombre réduits des composants, et par conséquent une diminution des pertes, avec le maintien d'une bonne qualité spectrale de la tension de sortie. Les résultats obtenus par MATLAB/SIMULINK montrent que la capacité de la topologie à neuf niveaux proposée améliore les performances de l'onduleur, ainsi que les stratégies de commande avancées utilisées permettent de garantir une meilleure qualité des grandeurs à la sortie de l'onduleur, par rapport à celles de la stratégie conventionnelle.

MotsClés: Onduleur, MLI vectorielle, MLI discontinue, topologie multiniveaux, filtre actif parallèle.

Abstract

This work is a comparative study from a quality-cost point of view, between two research axes (inverter control and inverter topology). The first axis is based on the improvement of inverter operating performance, and the second is based on advanced control techniques (Space Vector PWM and discontinuous PWM). In this work a new topology of the multilevel inverter is proposed. This topology is less expensive through the reduced number of components, and consequently a reduction in losses, with a good spectral quality of the output voltage. The results obtained by MATLAB / SIMULINK have showed that the capacity of the proposed nine-level topology has improved the inverter performance, as well as the advanced control strategies used to ensure a better quality of the parameters at the output of the inverter, compared to those of conventional strategy

Keywords:Inverter, Space Vector PWM, discontinuous PWM, Multilevel Inverter Topology, Active Power Filter.

ملخص

هذا العمل موجه نحو دراسة المقارنة من وجهة نظر (الجودة - التكلفة)، بين محوري البحث الأساسيين (التحكم والطوبولوجيا). و ذلك بهدف تحسين أداء المحول الموجي، من جهة بتطبيق تقنيات التحكم المتطورة (تعديل عرض النبض الشعاعي و تعديل عرض النبض المتقطع) ومن جهة أخرى البحث على طوبولوجيا جديدة متعددة المستويات بأقل تكلفة من خلال انخفاض عدد المكونات، وبالتالي انخفاض في الخسائر، مع الحفاظ على نوعية طيفية جيدة للجهد الناتج. و قد أظهرت النتائج التي تم الحصول عليها بعد تنفيذ المحاكاة باستخدام ماتلاب / سيمولينك قدرة الطوبولوجيا المقترحة من تسعة مستويات لتحسين أداء المحول الموجي، وأن استعمال استراتيجيات التحكم المتطورة، سمحت بضمان نوعية أفضل للتوتر الناتج من المحول الموجي مقارنة مع الاستراتيجيات التقليدية

الكلمات المفتاحية: المحول الموجي-تعديل عرض النبض الشعاعي - تعديل عرض النبض المتقطع - طوبولوجيا متعددة المستويات المرشح النشط الموازي .

Introduction générale

Introduction générale

Un onduleur est une source de tension contrôlable en amplitude, fréquence et forme. Les performances et la rentabilité des onduleurs utilisés pour sont applications sont des éléments-clés ayant une influence sur la qualité de l'énergie produite et le rendement de l'installation entière.

Pour améliorer la conversion d'énergie, l'attention des chercheurs du domaine fut attirée et de grands efforts ont été consacrés essentiellement, sur l'architecture des convertisseurs (simplification des conceptions de matériel afin de réduire le coût) [1][2], sur leurs algorithmes de commandes, ainsi que sur leurs circuits de commandes. Plusieurs travaux ont été réalisés principalement sur deux axes: le premier est l'utilisation des topologies multi-niveaux de l'onduleur, alors que le second porte sur la commande de l'ouverture et la fermeture des semi-conducteurs formant l'onduleur (Modulation de largeur d'impulsion...) [3].

Les onduleurs sont constitués en grande partie par des interrupteurs (semi-conducteurs commandable à l'ouverture et à la fermeture). Ces derniers sont soumis à des fortes contraintes thermiques puisqu'ils sont appelés à bloquer la pleine tension imposée par la source continue. Ce phénomène est répétitif, le rendement et la durée de vie des composants sont réellement affectés [4]-[5]. La structure des onduleurs multi-niveaux, trois-niveaux et plus génère des tensions formées de plusieurs niveaux, permettent de résoudre ce problème. Elle aide aussi à limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs en fractionnant la tension continue à l'entrée d'onduleur.

Les résultats des travaux précédents montrent que l'onduleur multi-niveaux est de loin plus performant que l'onduleur à deux niveaux et permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites imposées par les semi-conducteurs [1, 2, 6]. En plus une amélioration considérable de la conversion continue-alternative, surtout pour les applications des grandes puissances. Ainsi, les résultats montrent que l'augmentation du nombre de niveaux de l'onduleur fait diminuer forcément la distorsion harmonique totale 'THD'.

Toutefois, un nombre élevé de niveaux avec plus de composants électroniques rendra le système, généralement inacceptable pour des raisons de coût, d'encombrement et de poids, donc la recherche d'une structure multi-niveaux moins coûteuse devient un objectif à atteindre [5]-[7]

Sur le deuxième axe de recherche l'utilisation des techniques de modulation de la largeur d'impulsion (MLI) comme stratégie de commande de l'ouverture et de la fermeture des interrupteurs, qui sert à réduire considérablement les harmoniques et par conséquent,

d'améliorer le contenu spectral des signaux de sortie (tension et courant). Cette stratégie est basée sur l'évolution des interrupteurs semi-conducteurs de puissance à fréquences de commutation très élevées, et les algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs, donnant naissance un nombre important de méthodes développées. Ces méthodes sont différentes dans leurs concepts et leurs performances comme nous allons voir dans le chapitre II (commande hystérésis, MLI sinusoïdale, MLI vectorielle et MLI discontinue) [8, 9,10]

Le choix de la technique dépend du type de charge à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme de commande. Finalement les critères de coût et de performance qui vont déterminer le choix de la technique. Ils permettent aussi d'évaluer et de comparer la qualité des différentes techniques de commandes [1]-[11].

Toutefois des recherches précédentes et des expériences pratiques ont montré que l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage pour améliorer le THD est bloquer par les limites imposées par les critères physiques et chimiques des semi-conducteurs [8, 9,12, 13]. Les commutations élevées provoquent des pertes supplémentaires dans ces semi-conducteurs [14,15, 16, 17].

Dans ce travail, nous nous intéressons surtout aux applications des techniques de commandes avancées MLI vectorielle et MLI discontinue et de les comparer à une méthode conventionnelle afin de trouver une structure performante qui permettra l'amélioration du rendement, dont l'intérêt est de réduire les pertes de commutation dans l'onduleur. Il est important de chercher une nouvelle topologie d'onduleur multi-niveaux moins coûteux à travers le nombre réduits des composants utilisés dans leur structure. Ces applications sont testées sur deux domaines industriels importants : alimentation des machines alternatives, et le filtrage actif des réseaux électriques, dont la réduction de coût d'exploitation global considéré comme critère principal. Cet objectif doit être décomposé en plusieurs facteurs intermédiaires; tel que les performances dynamiques, la réduction des perturbations, et la sûreté de fonctionnement

Pour atteindre cet objectif, nous suivrons la méthodologie suivante :

- ✓ description des généralités sur les onduleurs en présentant leurs structures, principe de fonctionnement, classifications et domaines d'applications des algorithmes de contrôles.
- ✓ Présentations des différentes techniques de commandes des onduleurs, avec une étude détaillée des techniques les plus utilisées actuellement dans le domaine de recherche à savoir la modulation sinusoïdale triangulaire, et la modulation

vectorielle MLI discontinu. Cette étude est consacrée à la conception d'une stratégie de commande qui permet de donner une meilleure forme de la tension de sortie de l'onduleur, donc une meilleure qualité spectrale.

- ✓ une démonstration sur les différentes topologies d'onduleur multi-niveaux ainsi leurs structures, leurs avantages et leurs inconvénients, avec une étude détaillée sur une nouvelle topologie à neuf niveaux.
- ✓ Modélisation et simulation dans l'environnement MATLAB/SIMULINK des méthodes utilisées dans ce travail, testées sur deux domaines différents : alimentation des moteurs à cage ainsi que le filtrage actif des réseaux électriques.

Chapitre I

Généralité sur les onduleurs

CHAPITRE 1

GENERALITES SUR LES ONDULEURS

1.1 Introduction

Les convertisseurs continus alternatifs permettant la transformation de l'énergie continue fournie par des accumulateurs de stockage, par redressement du réseau, ou par les cellules photovoltaïques, ..., en énergie alternative d'une forme sinusoïdale [18].

Cette transformation peut être obtenue par deux moyens à savoir :

- ✓ Les convertisseurs tournants qui sont constitués d'un moteur à courant continu couplé à un alternateur, ils sont de moins utilisés à cause de leur rendement relativement faible et le coût de réalisation et d'entretien assez élevés.
- ✓ Les convertisseurs statiques reposant sur l'emploi des dispositifs de conversion à semi-conducteurs.

Les raisons qui font de ce type des convertisseurs les plus utilisés sont :

- ✓ La simplicité de leur installation.
- ✓ Leur rendement plus élevé et largement plus économique.
- ✓ Transfert de puissance peut-être contrôlé et même régulé.
- ✓ Système moins encombrant et moins lourd.
- ✓ Un coût relatif, en baisse grâce aux progrès dans la fabrication et le montage des composants.

Dans ce chapitre, nous allons présenter des généralités sur l'onduleur et une brève étude sur les différents montages et les types des onduleurs.

1.2 Définition d'un onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique qui assure la conversion continu – alternatif, par exemple, si on dispose à l'entrée d'une tension continue et, grâce à des semi-conducteurs, on peut obtenir entre les bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative.

Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs. Il est donc possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance, soit qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par modulation de largeur d'impulsions (Pulse Width Modulation) [18]-[15].

1.3 Classification des onduleurs

Les montages onduleurs sont très nombreux en fonction de leurs applications, de leurs structures et de leurs commandes. Nous pouvons classer les onduleurs comme suit [19] :

1.3.1 Le nombre de phases de la charge : on distingue:

- ✓ les onduleurs monophasés
- ✓ les onduleurs triphasés.

1.3.2 La nature de la source

- ✓ L'onduleur de tension : alimenté par un générateur de tension continue, il impose par sa commande la tension $u(t)$; la charge impose alors l'intensité $i(t)$.
- ✓ L'onduleur de courant : alimenté par un générateur de courant continu, il impose par sa commande le courant $i(t)$; la charge impose la tension $u(t)$.

1.3.3 La structure du convertisseur

On trouve des structures en demi-point, en pont, avec transformateur.

1.3.4 La nature des interrupteurs

- ✓ Interrupteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture (Transistor bipolaire, MOSFET, IGBT, GTO),
- ✓ Interrupteurs commandés à la fermeture (Thyristors) avec blocage naturel ou forcé,
- ✓ Interrupteurs commandés à l'ouverture (Thyristor dual).

1.3.5 Le mode de commande: On distingue les stratégies de commande suivante

- ✓ Commande pleine onde.
- ✓ Commande décalée.
- ✓ Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)

1.4 Les applications des onduleurs [9,15]

Parmi les nombreux domaines d'emploi des onduleurs, on trouve principalement les onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée: alimentés le plus souvent par une batterie d'accumulateurs. Ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de sécurité, ils constituent à ce titre, les onduleurs à fréquence variable à commutation forcée : alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent une tension de fréquence et de valeurs efficaces nécessaires pour faire tourner à vitesse variable un moteur à courant alternatif [5]. L'onduleur de secours pour le matériel informatique permet d'assurer la continuité de l'alimentation en cas de coupures sur le réseau, il permet aussi de filtrer les éventuels défauts de la tension du réseau (parasites ou surtensions) [2].

1.4.1 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

La vitesse d'un moteur synchrone est fixée par la pulsation des courants statiques. Pour changer de vitesse il faut donc changer la fréquence des tensions d'alimentation. Il faut donc redresser la tension du réseau puis l'onduler à la fréquence désirée [5].

1.4.2 Alimentation des secours

Lors d'une panne d'électricité, un onduleur assure la continuité de l'alimentation des machines à partir des batteries. En informatique professionnelle, un onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations en cas de panne [5].

1.4.3 Filtrage active des réseaux électriques

L'onduleur joue un rôle très important dans la compensation de l'énergie, il est considéré comme un filtre actif connecté en parallèle ou en série, sur le réseau électrique est le plus souvent contrôlé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase. Le courant côté réseaux sera ainsi sinusoïdal.

1.5 Principe générale de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, on génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue

comme la montre la figure 1.1. On peut dire qu'il existe deux moyens pour réaliser cette conversion:

- ✓ L'utilisation directe d'une paire d'interrupteurs de base, qui consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion.
- ✓ Contrôler l'amplitude soit de façon continue en créant d'une source réglable (ce qui suppose l'existence d'un autre étage de conversion), soit de façon discrète en disposant d'un nombre suffisant de sources [19]-[20].

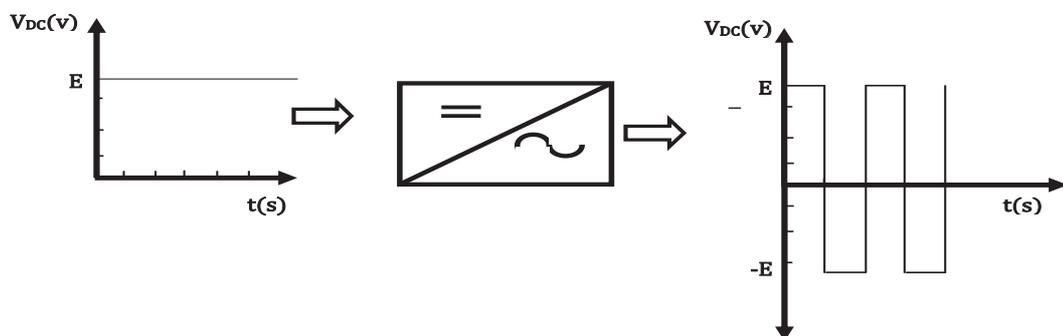


Figure 1.1. Symbole et signal d'un onduleur

Quand $K_{11} - K_{22}$ sont fermés, et $K_{12} - K_{21}$ sont ouverts pour $t_1 < t < t_2$ on obtient une alternance positive $V(t) = E$, comme le montre la figure 1.2.

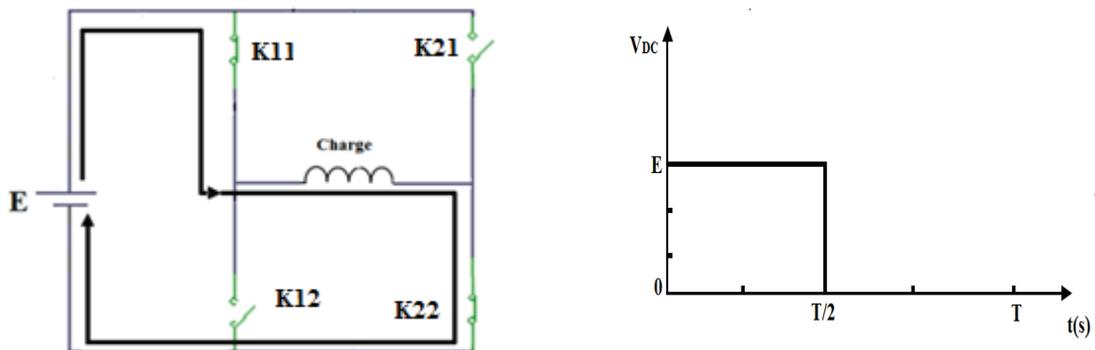


Figure 1.2: Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi-cycle

Quand $k_{11} - k_{22}$ sont ouverts, et $k_{12} - k_{21}$ sont fermés, pour $t_2 < t < t_3$ on obtient une alternance négative $U(t) = -E$, comme le montre la figure 1.3.

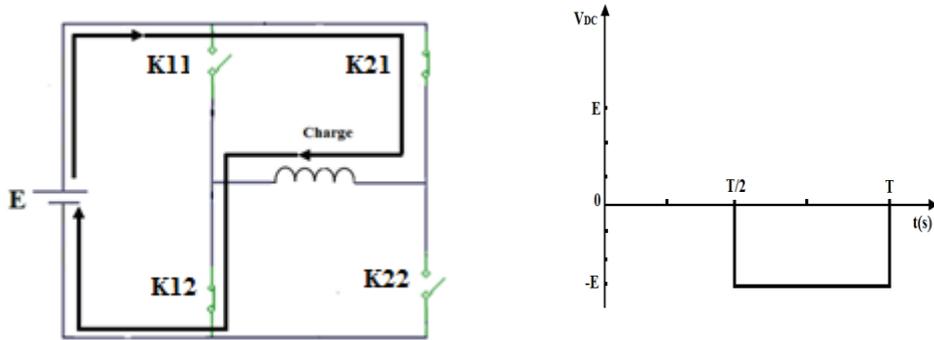


Figure 1.3: Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 2ème demis cycle

Pour obtenir le signal résultant sur la période complète qui est présenté sur la figure 1.4

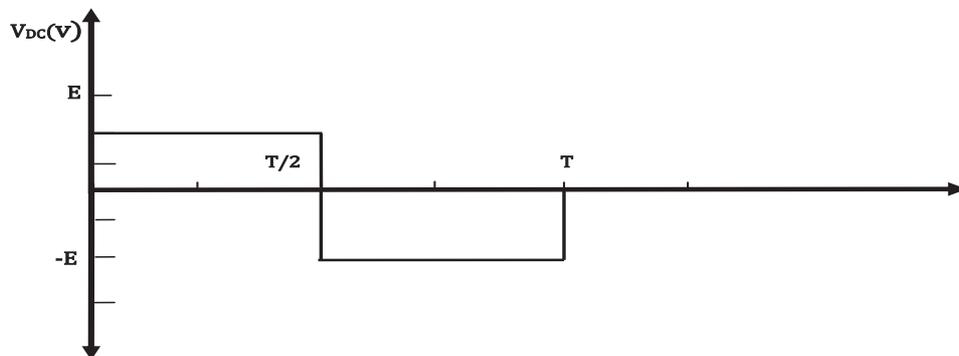


Figure 1.4 : Signal à la sortie de l'onduleur

1.6 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

Les couples d'interrupteurs (K_{11} et K_{12}), (K_{21} et K_{22}), (K_{31} et K_{32}) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors [19].

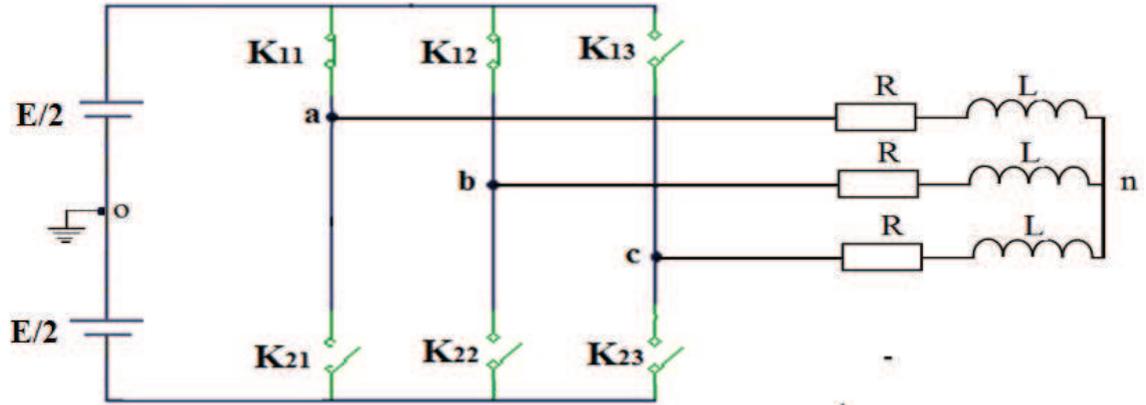


Figure 1.5: Association onduleur-charge

Pour simplifier l'étude, on suppose que :

- ✓ La commutation des interrupteurs est instantanée.
- ✓ La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- ✓ La charge est équilibrée couplée en étoile.

Donc : Interrupteur ouvert $\Leftrightarrow I_{ci} = 0, \quad V_{Kci} \neq 0$;

Interrupteur fermé $\Leftrightarrow I_{ci} \neq 0, \quad V_{Kci} = 0$;

Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (1.1)$$

Tel que V_{ao} , V_{bo} et V_{co} , sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tensions continues. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (1.2)$$

Tel que : V_{an} , V_{bn} et V_{cn} : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative),

V_{no} : tension de neutre de la charge par rapport au point milieu fictif « o ».

Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} est en équilibre, alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (1.3)$$

La substitution de (1.3) dans (1.2) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (1.4)$$

En remplaçant (1.4) dans (1.2), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (1.5)$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu-alternatif.

$$[V_{AC}] = [T][V_{dc}] \quad (1.6)$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}, \quad [V_{dc}] = \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}, \quad [V_{dc}] = E \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

La commutation supposée idéale : $S_i = (1 \text{ ou } 0) \{i = 1, 2, 3\}$. La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{2}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

1.7 Les inconvénients des onduleurs conventionnels

Les onduleurs les plus connus jusqu'ici sont les onduleurs à deux niveaux. Ils sont largement utilisés, mais les appareils existants ont l'inconvénient majeur de présenter des pertes, à vide ou à faible charge, très élevées, leur rendement n'est donc acceptable qu'à pleine charge [21]. Ces onduleurs à deux niveaux sont limités en tension (1.4 KV) et en puissance (1 MVA) [22]. Pour monter en puissance et en tension, on associe généralement plusieurs onduleurs en séries ou en parallèle, d'où une complication dans la commande et

une augmentation du coût du système. Pour remédier à ces inconvénients, la solution naturelle consiste à réaliser une mise en série des éléments conducteurs de manière à réduire la tension à commuter en des valeurs plus petites et directement commutables par les semi-conducteurs. Les onduleurs multi-niveaux permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs

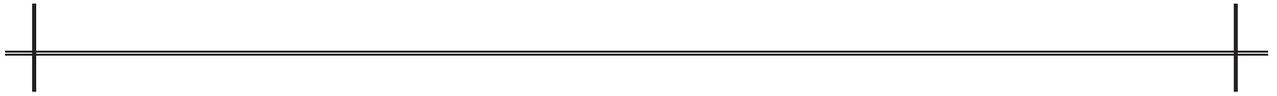
1.8 Intérêt des convertisseurs statiques multi niveaux

Un convertisseur statique est dit « multi niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance. Chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension continue que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales.

Pour les réaliser on doit disposer de plusieurs sources de tension continue (obtenue par exemple à partir d'un diviseur capacitif) [21,23]. On peut faire apparaître autant de cellules de commutation élémentaires et les associer en les superposant ou en les mettant en cascade. Cela permet de multiplier le nombre de niveau que l'on peut donner à la tension de sortie, les onduleurs multi niveaux permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi- conducteurs. Cela permet de multiplier le nombre de niveau que l'on peut donner à la tension de sortie.

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la théorie et les équations donnant les paramètres de sortie de l'onduleur, sa constitution physique élémentaire, son principe de fonctionnement, les classifications des onduleurs et leurs principales applications. Nous avons aussi présenté les différentes structures des onduleurs, ainsi l'avantage et l'inconvénient de l'onduleur à deux niveaux. Nous avons consacré notre étude aux onduleurs de tension et principalement ceux en pont triphasé.



Chapitre II

*Techniques de modulation des
onduleurs*



CHAPITRE 2

TECHNIQUES DE MODULATION DES ONDULEURS

2.1 Introduction

Le choix du type de commande de l'onduleur dépend de deux paramètres : les caractéristiques souhaitées de la tension de sortie (distorsion admissible, spectres basse fréquence souhaité, etc.) et la fréquence de découpage des semi-conducteurs utilisés à la puissance de l'application. Dans ce contexte, les onduleurs de tension peuvent être commandés suivant plusieurs stratégies:

- ✓ A faibles fréquences, ils sont pilotés à pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur,...).
- ✓ A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence, en gardant la source continue constante (pont à diode). Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde.

Différentes stratégies de commande ont été proposées par différents chercheurs comme illustré sur la figure 2.1.

La première partie de ce chapitre introduira les deux techniques de commande de basse fréquence (à pleine ondes et la technique décaler), et nous étudierons par la suite, les commandes de modulation à haute fréquence (commandes MLI). On limite cette étude aux techniques de commande de l'onduleur de tension à deux-niveaux (2N) montré sur la figure 2.4 ci-dessous.

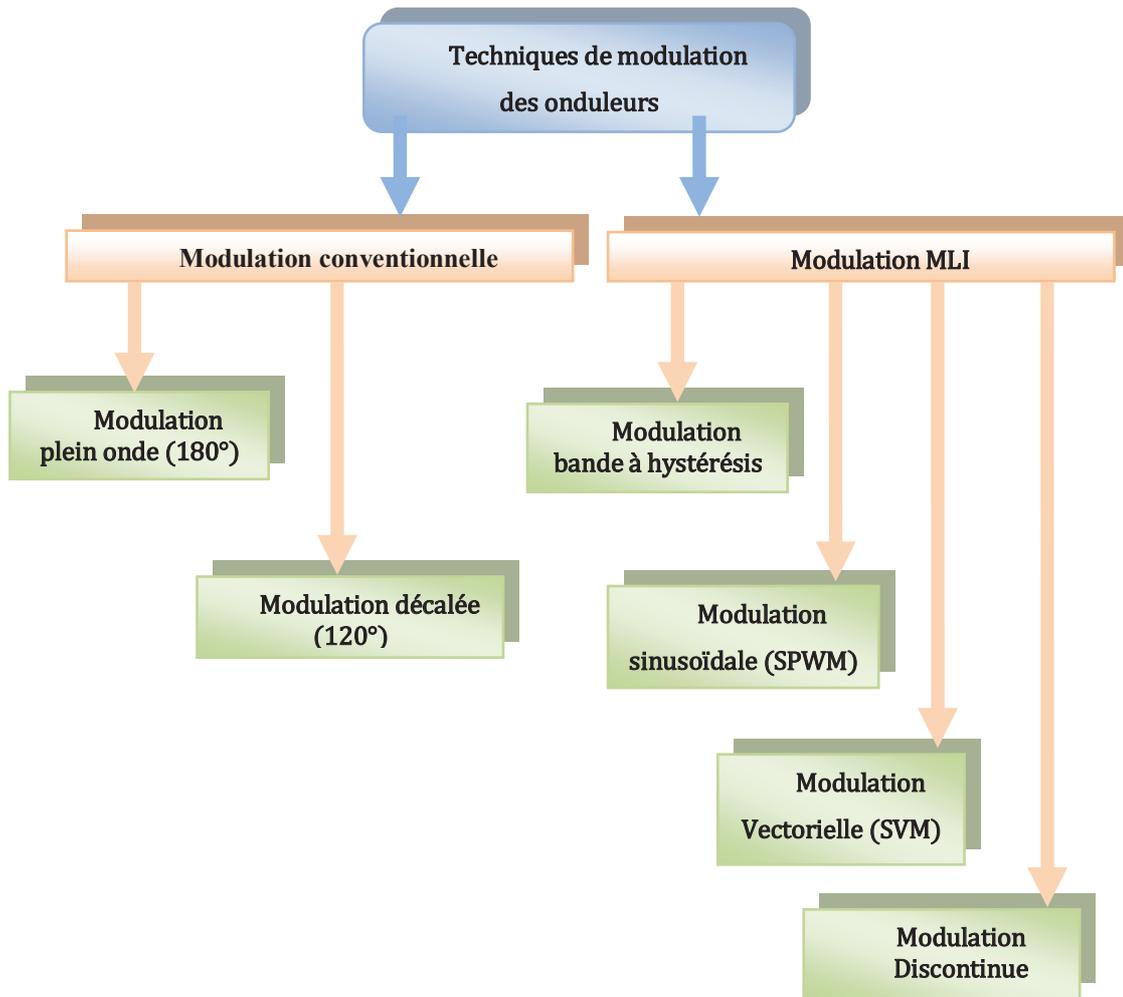


Figure 2.1 : Classification des stratégies de modulation selon la fréquence.

2.2 Techniques de commande des onduleurs

2.2.1 Modulation à base fréquence

Pour les applications de grande puissance (où il n'y a pas de semi-conducteurs disponibles pouvant commuter à fréquence élevée), ou pour les applications où les contraintes sur la tension de sortie ne sont pas très exigeantes [23], on utilise des commandes dites à fréquence réseau, comme la commande à pleine onde.

2.2.1.1 Commande à pleine onde (180°)

2.2.1.1.1 Principes

Pour illustrer le fonctionnement de l'onduleur, il est intéressant d'étudier le comportement de l'onduleur commandé en pleine onde (180°). Ce fonctionnement nous permet de mieux comprendre les autres stratégies de commandes. Cette commande est appelée aussi la commande à six étapes [20].

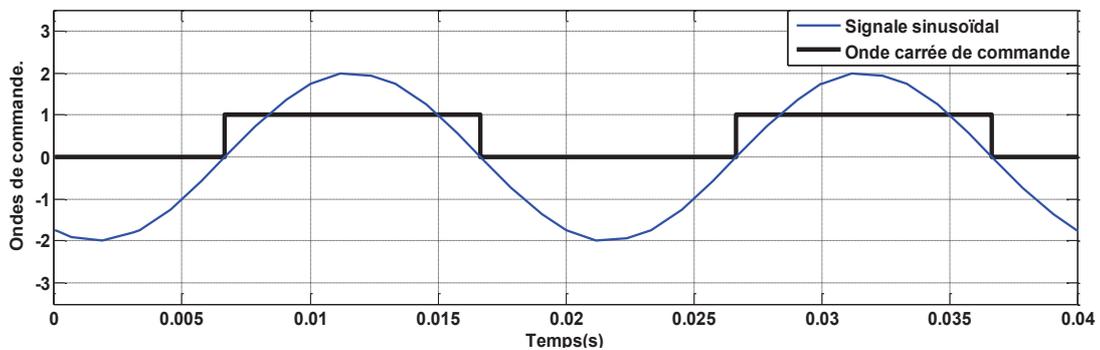
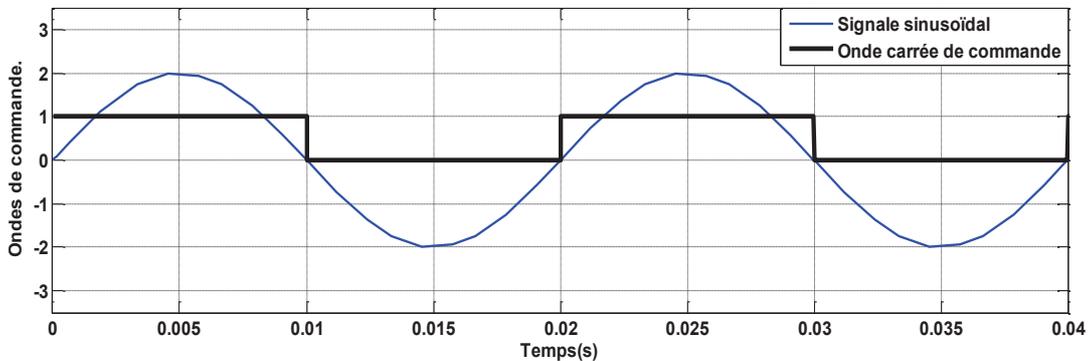
Dans cette technique de commande, on ferme les semi-conducteurs d'une même branche de façon complémentaire pendant une demi-période, et en décalant la commande de chaque bras d'un tiers de la période. Par conséquent, on obtient trois ondes carrées de tension décalées de (120°) aux bras de l'onduleur, dont l'amplitude est égale à la tension continue (V_{DC}), et de même fréquence que la tension du réseau.

La génération des signaux de commande de l'onduleur triphasé, est effectuée en transformant un signal sinusoïdal en un signal carré pour chaque phase selon l'algorithme illustré sur la figure 2.2:

$$\text{Si} : \begin{cases} \sin(\omega t) > 0 \Leftrightarrow S(t) = 1 \\ \sin(\omega t) < 0 \Leftrightarrow S(t) = -1 \end{cases}$$

Où **Sin (ωt)**: est le signal sinusoïdal.

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



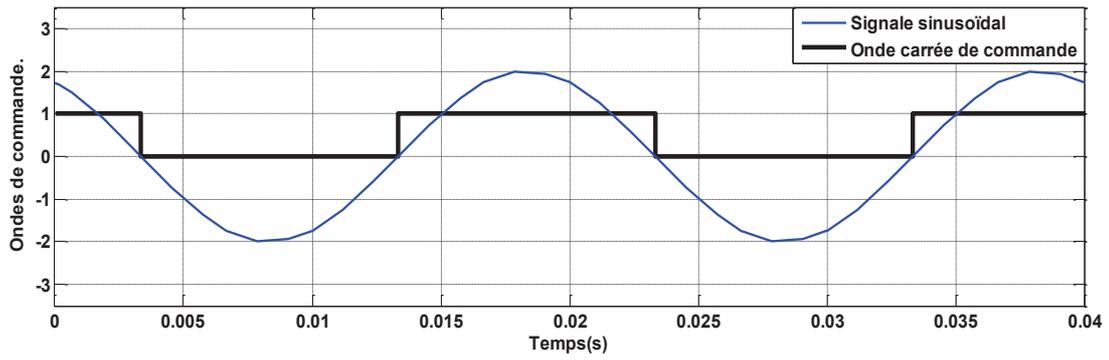


Figure 2.2 : Génération du signal de commande peine onde pour les phases (a, b, c)

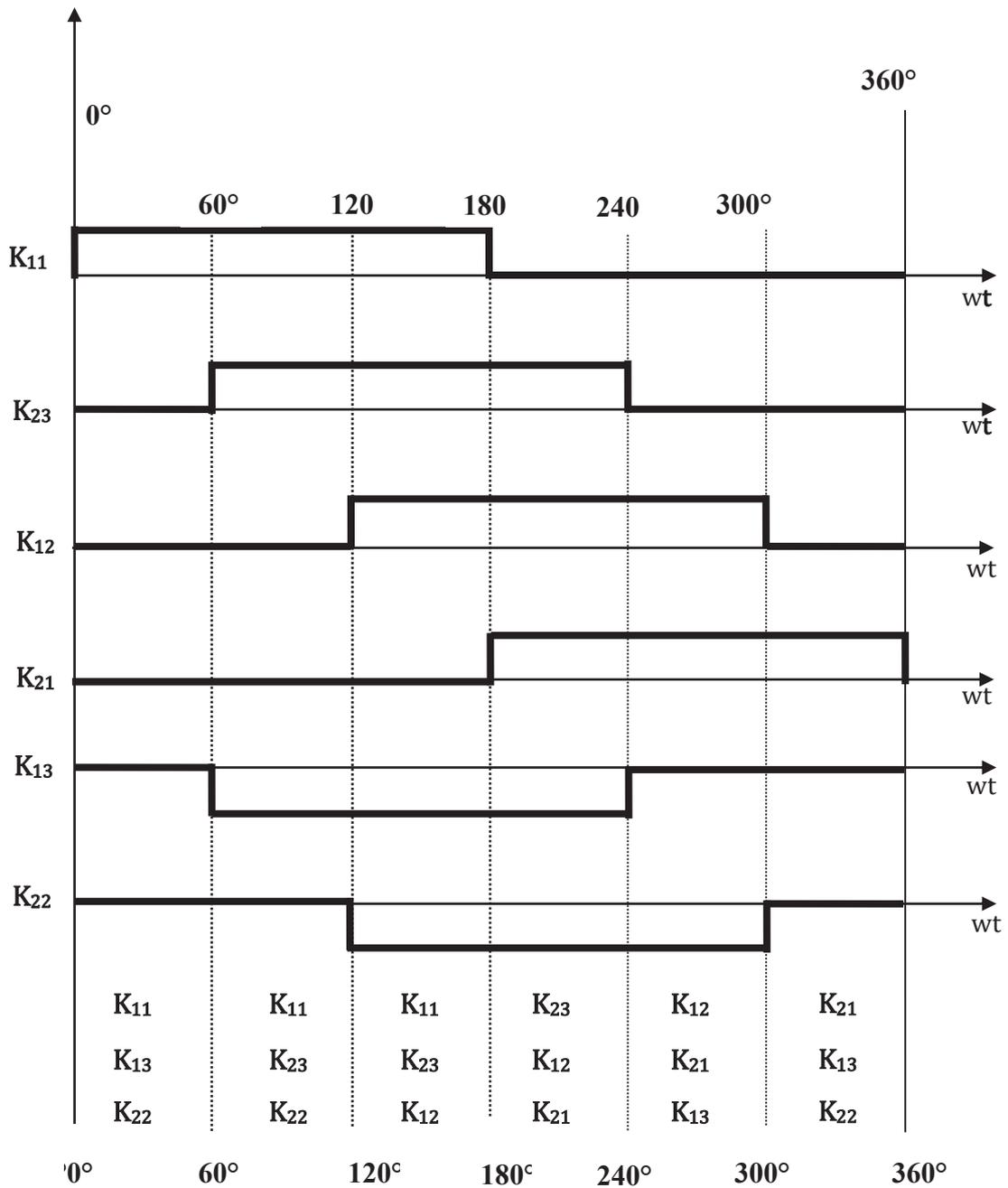


Figure 2.3 : Les signaux de la commande à pleine onde

Dans ce type de commande, chaque interrupteur conduit pendant (180°) , Il existe six modes de fonctionnement dans chaque cycle, et chaque mode dure (60°) , les transistors sont numérotés selon la manière, dont ils reçoivent les séquences. Nous prenons comme exemple l'onduleur de tension à deux-niveaux illustré dans la figure 2.4 pour montrer les modes de fonctionnement possible de l'onduleur.

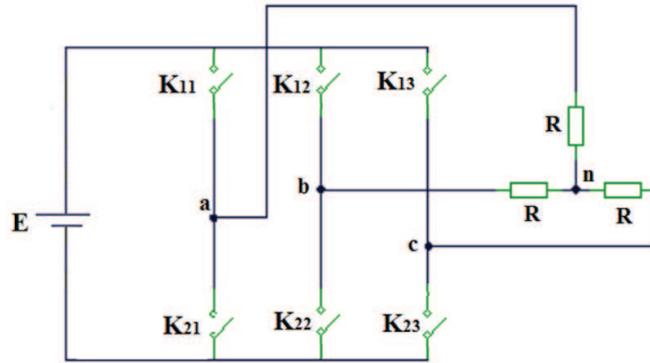


Figure 2.4 : onduleur triphasé à deux niveaux

✓ **Mode de fonctionnement I ou $\omega t \in [0-60^\circ]$**

Dans cet intervalle de temps, les semi-conducteurs K_{11} , K_{13} , K_{22} sont en conduction comme nous montre la figure suivante:

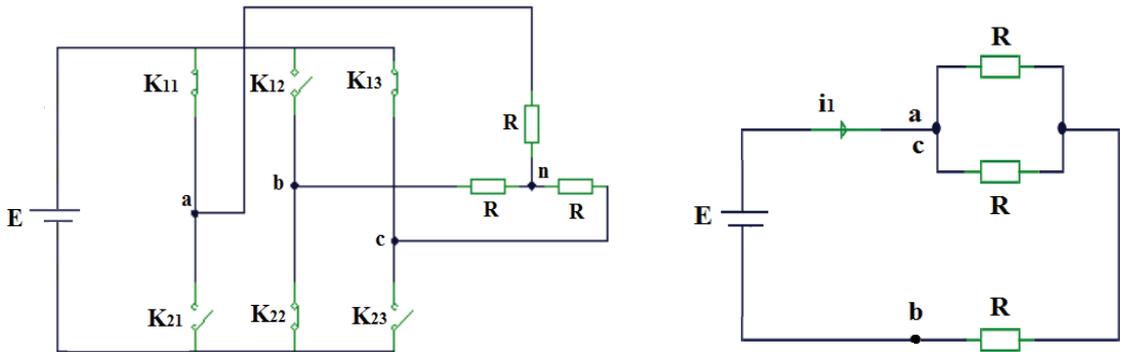


Figure 2.5 : Mode de fonctionnement(I) de l'onduleur a deux niveaux

Dans ce mode de fonctionnement et d'après le circuit illustre dans la figure (2.5), en peut déduire les tensions simples (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) , par le calcul suivant:

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R} = \frac{2}{R} \Rightarrow R' = \frac{R}{2} \tag{2.1}$$

$$R_{\acute{e}q} = R' + R = \frac{3}{2}R \tag{2.2}$$

$$i_1 = \frac{E}{R_{\acute{e}q}} = \frac{2E}{3R} \tag{2.3}$$

$$V_{an} = V_{cn} = i_1 \frac{R}{2} = \frac{E}{3} \tag{2.4}$$

$$V_{bn} = -i_1 R = -2 \frac{E}{3} \tag{2.5}$$

✓ **Mode de fonctionnement, II ou $\omega t \in [60-120^\circ]$**

Les semi-conducteurs K_{11}, K_{22}, k_{23} sont en conduction

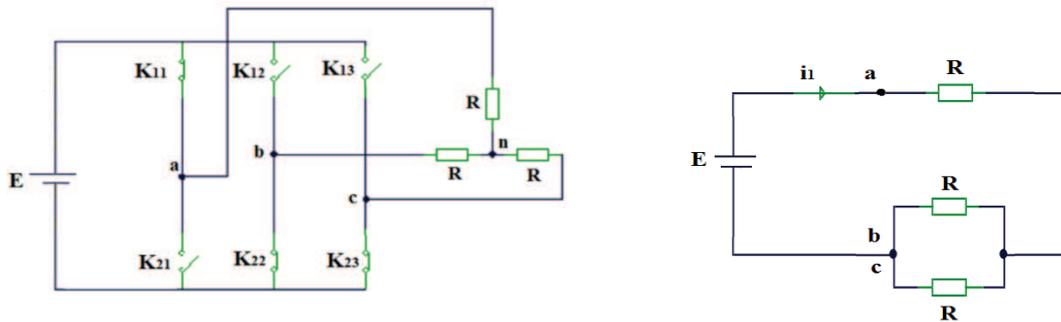


Figure 2.6 : Mode de fonctionnement(II) de l'onduleur à deux niveaux

Pour ce mode de fonctionnement, les tensions simple V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont déterminées de la même manière que le mode précédent.

$$i_2 = \frac{E}{R_{\acute{e}q}} = \frac{2E}{3R} \tag{2.6}$$

$$V_{an} = i_2 \cdot R = 2 \frac{E}{3} \tag{2.7}$$

$$V_{bn} = V_{cn} = -i_1 \cdot \frac{R}{2} = -\frac{E}{3} \tag{2.8}$$

✓ **Mode de fonctionnement III ou $\omega t \in [120-180^\circ]$**

Les semi-conducteurs K_{11}, K_{12}, k_{23} sont en conduction.

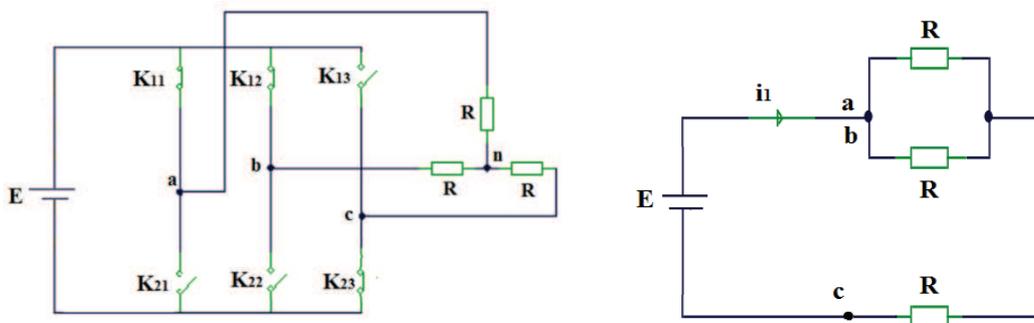


Figure 2.7 : Mode de fonctionnement(III) de l'onduleur à deux niveaux

$$i_3 = \frac{E}{R_{\acute{e}q}} = \frac{2E}{3R} \tag{2.9}$$

$$V_{an} = i_3 \cdot R = 2 \frac{E}{3} \tag{2.10}$$

$$V_{an} = V_{bn} = i_3 \cdot \frac{R}{2} = \frac{E}{3} \tag{2.11}$$

Même calcul pour les trois autres modes. On résume le fonctionnement de l'onduleur dans le tableau suivant.

Tableau 2.1: fonctionnement de l'onduleur avec la commande pleine onde

ωt	0°-60°	60°-120°	120°-180°	180°-240°	240°-300°	300°-360°
Interrupteurs conduits	K _{11, 13, 22}	K _{11, 12, 23}	K _{11, 12, 13}	K _{12, 13, 21}	K _{13, 21, 22}	K _{21, 22, 31}
V_{an}	E/3	2E/3	E/3	-E/3	-2E/3	-E/3
V_{bn}	-2E/3	-E/3	E/3	2E/3	E/3	-E/3
V_{cn}	E/3	-E/3	-E/3	-E/3	E/3	2E/3
V_{ab}	E	E	0	E	E	0
V_{bc}	E	0	E	E/3	0	-E
V_{ca}	0	E/3	-E	0	E	E

2.2.1.1.2 Forme des tensions de sortie de l'onduleur

Les figures (2.8, 2.9) représentent la tension simple V_{an} et la tension composée V_{ab} à la sortie de l'onduleur à deux niveaux commandés en pleine onde.

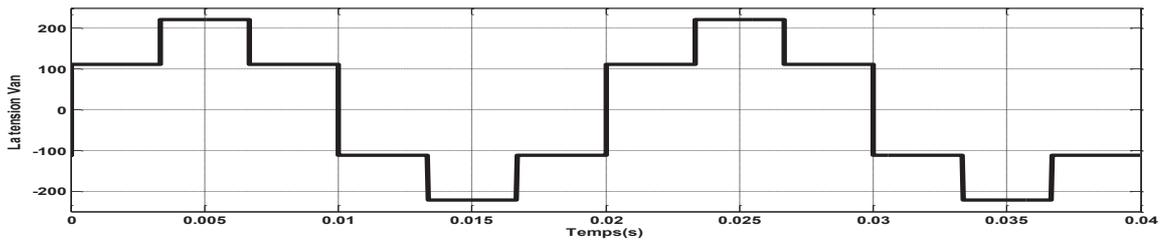


Figure 2.8: Forme de la tension V_{an} à la sortie de l'onduleur commandé en pleine onde

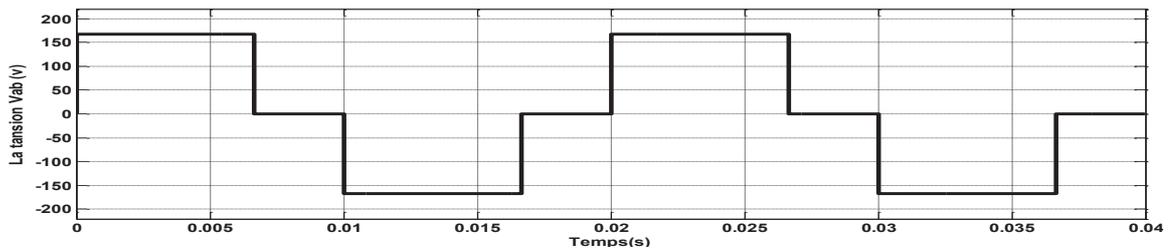


Figure 2.9 : la tension V_{ab} à la sortie de l'onduleur commandé en pleine onde

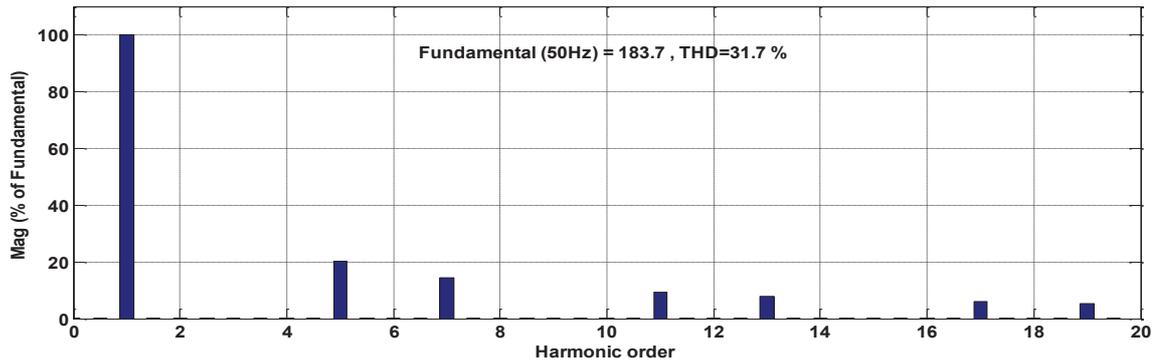


Figure 2.10 : Le spectre harmonique de la tension de sortie V_{an}

2.2.1.2 Commande décalée (120°)

2.2.1.2.1 Principes

C'est une commande qui suit le même le principe que la précédente, sauf que les interrupteurs conduisent pendant 120° , donc ils sont moins utilisés par rapport à la commande (180°). Le fonctionnement de l'onduleur est résumé dans le tableau suivant:

Tableau 2.2 : fonctionnement de l'onduleur avec la commande décalée

ωt	60°	120°	180°	240°	300°	360°
Interrupteurs conduits	$K_{11,31}$	$K_{11,12}$	$K_{12,13}$	$K_{13,21}$	$K_{21,22}$	$K_{22,31}$
V_{an}	$E/2$	$E/2$	0	$-E/2$	$-E/2$	0
V_{bn}	$-U_E/2$	0	$E/2$	$E/2$	0	$-E/2$
V_{cn}	0	$-E/2$	$-E/2$	0	$E/2$	$E/2$
V_{ab}	E	$E/2$	$-E/2$	$-E$	$-E/2$	$E/2$
V_{bc}	$-E/2$	$E/2$	E	$E/2$	$-E/2$	$-E$
V_{ca}	$-E/2$	$-E$	$-E/2$	$E/2$	E	$E/2$

2.2.1.2.2 Forme des tensions à la sortie de l'onduleur

La figure 2.11 présente la tension de la première phase obtenue à la sortie de l'onduleur à deux niveaux en pont complet commandé à (120°).

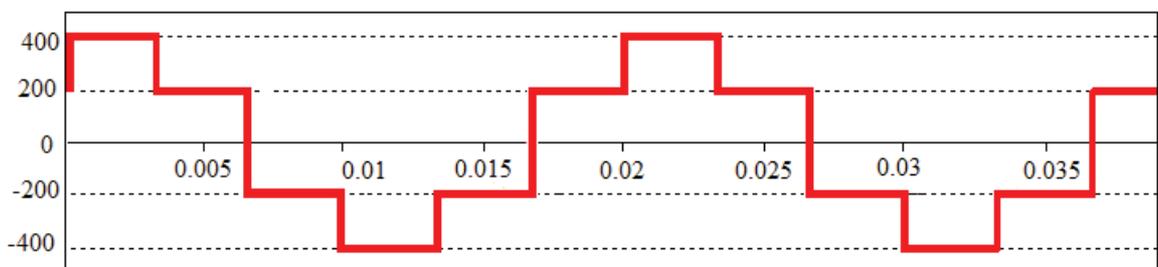


Figure 2.11: Forme de tension de l'onduleur commandé à (120°)

2.2.1.3 Remarques

Nous avons remarqué à partir les ondes délivrées par l'onduleur commandé en pleine onde ou en commande décalée qu'elles sont riches en harmonique figure (2.10). Pour atténuer ces harmoniques on peut placer à sortie de l'onduleur un système de filtrage. Le filtrage de la tension ou du courant de sortie d'un onduleur ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance est difficile et onéreux, car le premier harmonique à éliminer, à une fréquence très voisine de celle du fondamentale.

Le déphasage entre le fondamental de la tension et la tension du réseau est directement imposé par la commande. Par contre l'amplitude de la tension fondamentale de l'onduleur peut être contrôlée indirectement, à travers le contrôle de la tension du bus continu de l'onduleur.

La modulation de la largeur d'impulsion s'avère être la technique la plus appropriée pour la commande de l'onduleur tout en ayant une bonne neutralisation de l'onde de sortie.

2.2.2 Modulation à haute fréquence

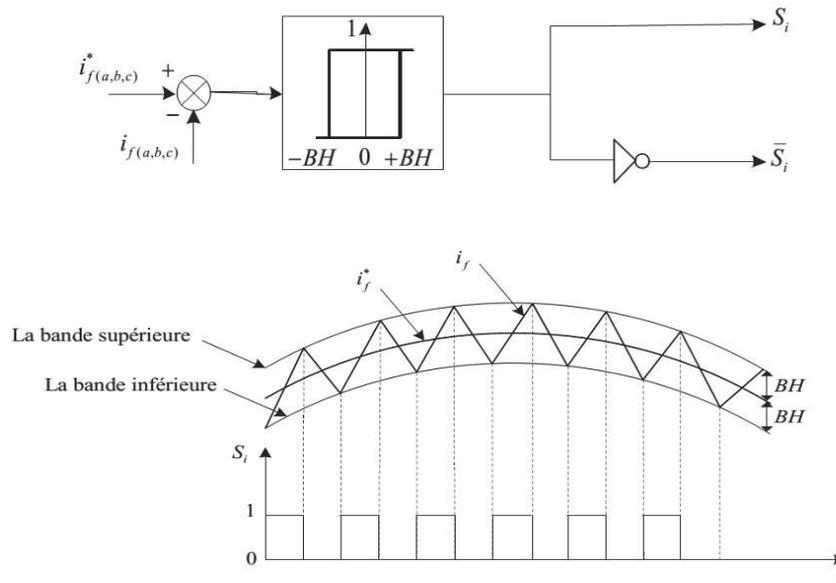
L'utilisation des techniques de commande à fréquences de découpage supérieures, permet de repousser les harmoniques de commutation à des fréquences plus élevées et plus faciles à filtrer, ce qui permet d'obtenir un spectre de tension de meilleure qualité. Ces techniques ne permettent pas seulement le contrôle du fondamental de la tension côté alternatif mais également de tout son spectre de basse fréquence [24].

Dans la suite de ce chapitre on va étudier les commandes suivantes:

- ✓ Commande par hystérésis
- ✓ Commande par modulation de largeur d'impulsion
- ✓ Commande par injection d'harmoniques
- ✓ Commande par MLI vectorielle

2.2.2.1 Commande par hystérésis

Le principe de contrôle des courants par hystérésis, consiste à maintenir chacun des courants générés, dans une bande enveloppant les courants de référence. Si le courant généré dépasse la bande, l'ordre de commutation change, de manière à garder ce courant à l'intérieur de la bande (figure 2.12).



Malgré sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients à savoir [25]-[26] :

- ✓ La fréquence de commutation est variable.
- ✓ La somme des trois courants n'est pas forcément nulle, ce qui crée un déséquilibre des courants qui dépend de la bande d'hystérésis.

2.2.2.2 Modulation de largeur d'impulsion

2.2.2.2.1 Introduction

La Modulation en Largeur d'Impulsions (MLI) est une technique de commande des convertisseurs statiques servant d'interface entre une charge (machine électrique, ...) et son dispositif d'alimentation (onduleur triphasé, ...). Elle est donc une technique utilisée pour la conversion de l'énergie. Elle porte en anglais le nom de Pulse Width Modulation (PWM) [8]. La commande MLI joue un rôle important dans la chaîne de variation de la vitesse, avec des conséquences sur toutes les performances des éléments du système: les performances d'entraînement, les pertes dans l'onduleur ou dans la machine, le bruit acoustique [9]. Cette technique permet de reconstituer, les grandeurs des tensions ou des courants désirés aux bornes de la charge, à partir d'une source à fréquence et tension fixes (en général une tension continue), par l'intermédiaire d'un convertisseur direct. Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs (semi-conducteurs) et par les séquences de fonctionnement [9,26].

2.2.2.2.2 Modulation sinus-triangle

La MLI sinus-triangle est réalisée par la comparaison d'une onde modulante de basse fréquences (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence d'une forme généralement triangulaire figure (2.13). Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par les porteuses. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont décalées de $2\pi / 3$ à la même fréquence fs.

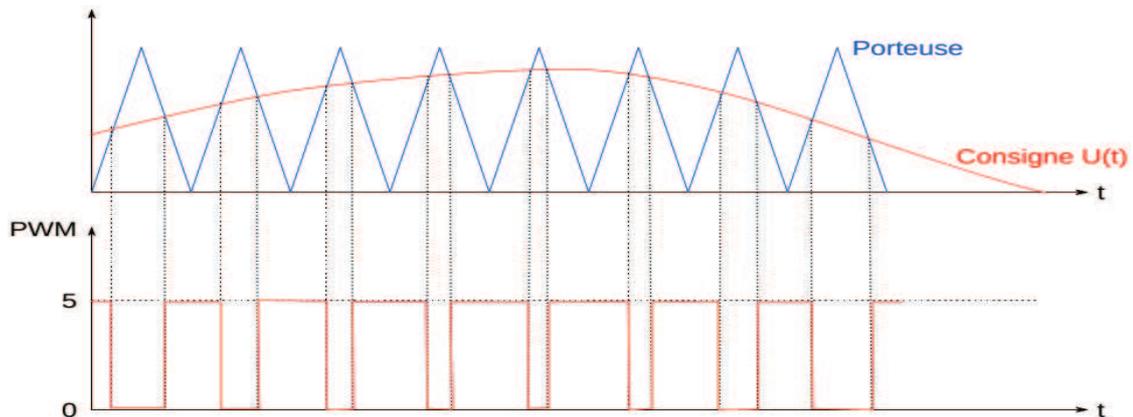


Figure 2.13 : Principe de la modulation sinus-triangle

2.2.2.2.3 Propriétés de la commande

Si la référence est sinusoïdale, on définit deux grandeurs [9,27] :

- ✓ **L'indice de modulation (m)** : c'est le rapport entre la fréquence de modulation sur la fréquence de référence. Pour une modulation synchrone suffisamment importante ($m > 15$), les raies se répartissent par groupes aux rangs, 1, ($m-2, m, m+2$), ($2m-5, 2m-3, 2m-1, 2m+1, 2m+3, 2m+5, \dots$). L'augmentation de m pousse les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées, facilitant ainsi le filtrage. Cependant, m est limité par les temps de commutation des interrupteurs du convertisseur et donc par la largeur minimale des impulsions.
- ✓ **Le coefficient de réglage(r)** : égal au rapport de l'amplitude de tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation. Nous avons toujours $r \leq 1$ pour un fonctionnement en MLI, et par définition $r = 1$ pour un fonctionnement en pleine onde [8].

La valeur maximale du coefficient de réglage, notée r_{MAX} , peut varier sur une plage d'environ 25%, suivant la technique de MLI utilisée. L'indice de modulation r_{MAX} d'une MLI est un critère important puisqu'il montre la capacité d'une méthode à utiliser au maximum

la tension du bus continu. En agissant sur (r), on peut théoriquement faire croître l'amplitude de fondamental de 0 jusqu'au maximum.

La MLI permet de rapprocher du signal désiré. Cependant, cette technique est imparfaite, le contenu harmonique généré par une onde MLI entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes joule dans la ligne et le convertisseur), dans la charge (pertes joule, fer et par courants de Foucault). Elles génèrent dans les machines tournantes des oscillations de couple, des bruits acoustiques et elle introduit des non-linéarités qui peuvent déstabiliser le système [8,9]. Il faut donc minimiser ces harmoniques.

Le principe de fonctionnement de la méthode MLI sinusoïdale ainsi les différentes grandeurs appliquées à l'onduleur, sont montrés par la figure (2.14), comme les signaux de références issues de la commande (V_{aref} , V_{bref} , V_{cref}) et le signal de la porteuse V_p , ainsi la tension simple V_{an} et la tension composée à la sortie de l'onduleur.

Il existe d'autres méthodes pour l'élimination des harmoniques, parmi elles, celle qui consiste à injecter l'harmonique d'ordre trois, qui sera considérée dans ce travail.

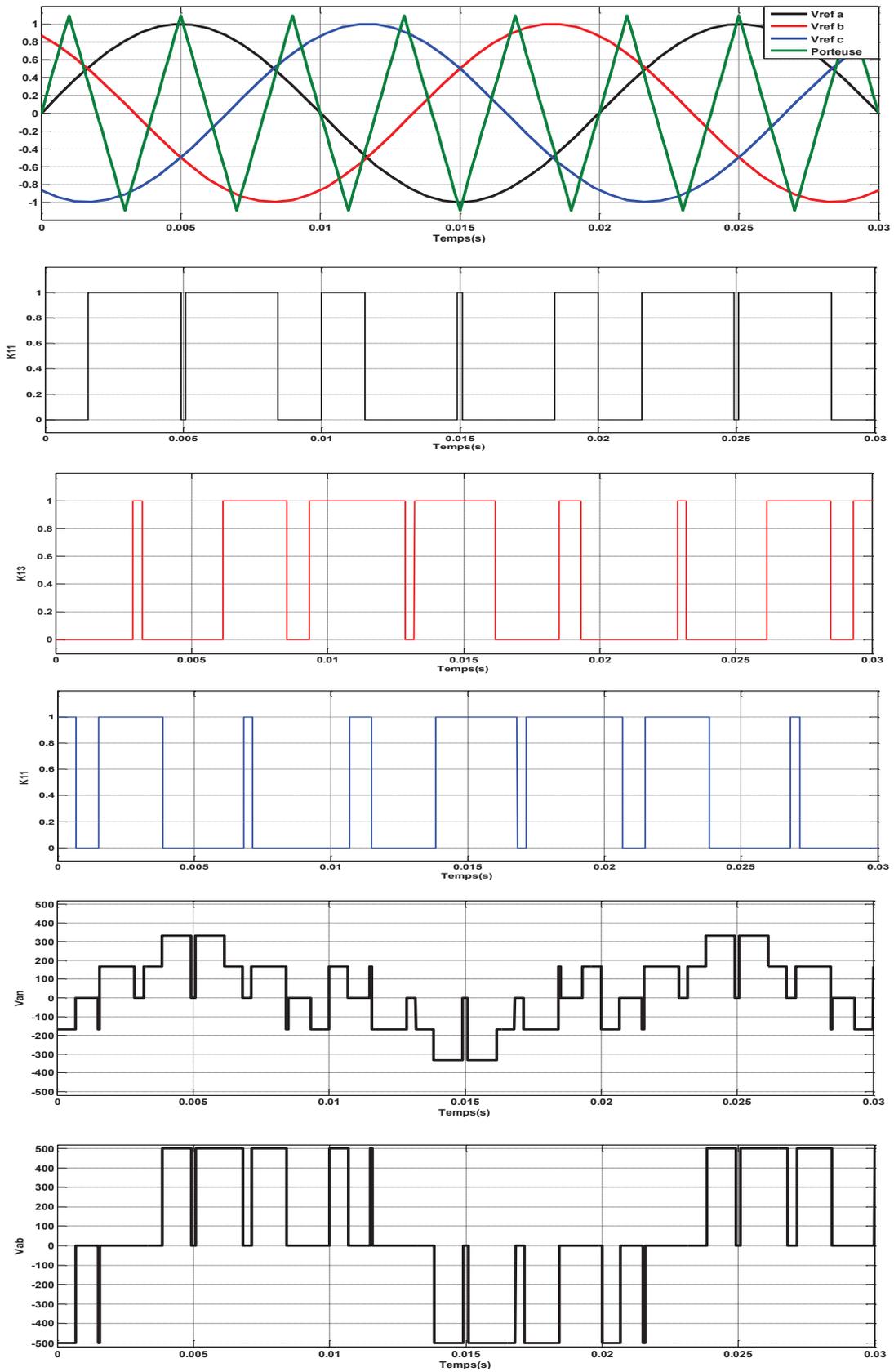


Figure 2.14 : Principe de la modulation sinus-triangle

2.2.2.3 Modulation par injection d'harmoniques 3 :

On peut améliorer les performances de la modulation de la MLI vectorielle par le signal modulé généré, par l'injection des harmoniques sélectionnées dans l'onde sinusoïdale. Il en résulte une forme d'onde " plate" et capable de fournir une grande amplitude de la fondamentale, et une faible distorsion de la tension de sortie. Ce signal modulé avec l'injection de la troisième d'harmoniques est donné par la relation suivante [28] :

$$V_{ref}(t) = \frac{E}{2} (r \sin(\omega t) + a \sin(3. \omega t)) \quad (2.12)$$

Il faut noter que l'injection de la troisième harmonique n'affecte pas la qualité de la tension de sortie, du fait que l'onduleur triphasé ne contiendra pas des harmoniques multiple de trois. Ainsi avec cette modulation l'amplitude de la composante fondamentale est de 15% approximativement supérieure que celle de la MLI sinusoïdale ordinaire.

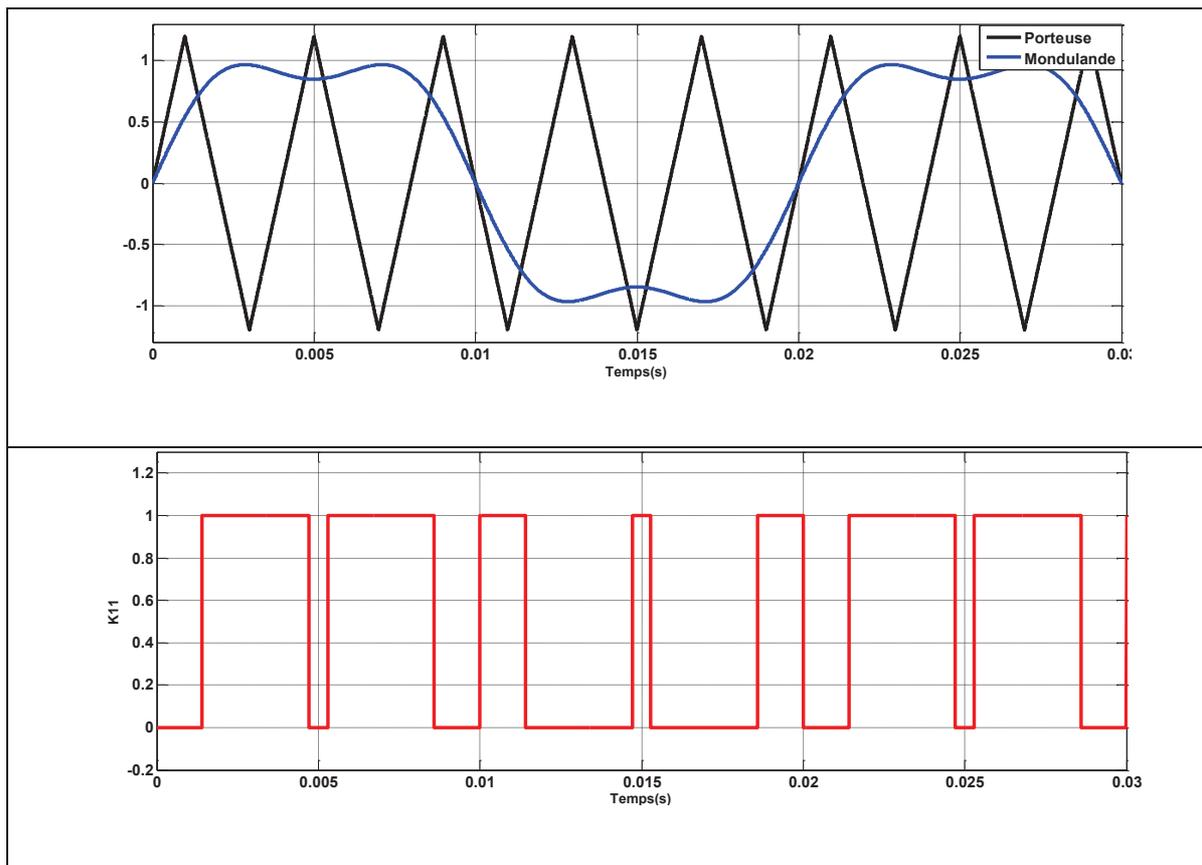


Figure 2.15 : Principe de la modulation par injection d'harmoniques trois

2.2.2.4 Modulation sinusoïdale à porteuses multiples

On utilise la modulation sinusoïdale à porteuses multiples pour les onduleurs avec un nombre du niveau supérieur à deux, puisque la technique sinusoïdale naturelle avec son signal triangulaire unique ne permet pas la génération de tous les signaux de commande requis pour ces types d'onduleurs. Cette stratégie est basée, dans son principe sur la modulation naturelle. Pour un onduleur à n niveaux, elle recommande l'utilisation de $(n-1)$ signaux triangulaires de même fréquence et de même amplitude. La figure (2.16) représente le principe de la modulation sinusoïdale à triangle multiple. Deux porteuses sont utilisées, avec trois signaux de référence, pour générer la commande de chaque phase.

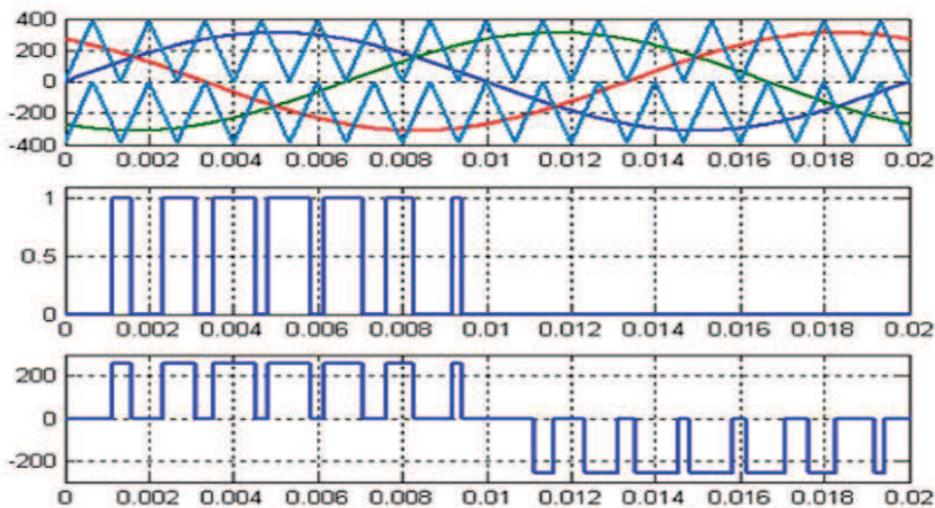


Figure 2.16 : Principe de la modulation MLI à double porteuse

2.2.2.5 Commande par MLI vectorielle

2.2.2.5.1 Introduction

Au milieu des années quatre-vingt, la modulation vectorielle (en anglais : Space Vector Modulation ou SVM) a été proposée [23,26]. Elle diffère des autres techniques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur en même temps. Cette technique est adéquate pour des applications de tension et de puissance élevées car elle diminue l'ondulation du courant et permet une implantation relativement simple dans les processeurs numériques. La modulation vectorielle consiste à obtenir analytiquement une tension de référence (en valeur moyenne) à partir des états de commutation de l'onduleur [23]. Cette modulation présente les avantages suivants par rapport au reste des techniques de modulation [30] :

- ✓ Cette technique de modulation est valable pour tous les types convertisseurs multi-niveaux
- ✓ Elle contrôle directement les trois phases de l'onduleur
- ✓ Une bonne utilisation de la tension du bus continu est atteinte car le troisième harmonique est introduit implicitement
- ✓ Le courant de sortie à une ondulation très réduite
- ✓ L'implantation physique est relativement simple avec un processeur de signaux numériques

Il y a plusieurs algorithmes utilisant la MLI vectorielle pour commander l'onduleur, le but de toutes les stratégies de modulation est de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, et d'assurer une commande précise.

2.2.2.5.2 Principe de La MLI vectorielle

Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur de tension \vec{V}_{ref} à partir des huit vecteurs de tensions $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_7$ parmi eux deux sont nuls (\vec{V}_0, \vec{V}_7), qui correspondent respectivement aux états (000) et (111), les autres sont appelés vecteurs d'états actifs. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé (figure 2.16). Les six vecteurs actifs ont le même module égal à $E\sqrt{2/3}$. Les extrémités de ces six vecteurs définissent les sommets d'un hexagone régulier (figure 2.17), puisque deux vecteurs font entre eux un angle de $\alpha = \frac{\pi}{3}$.

Un vecteur de tension de référence \vec{V}_{ref} d'une manière globale est évalué approximativement sur une période de modulation T_m . Ce dernier est estimé par l'application des vecteurs des tensions actifs adjacentes et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

2.2.2.5.3 Calcul des vecteurs de tension

L'onduleur à deux niveaux ayant trois bras, il possède (2^3) modes de commutations possibles. Il peut donc générer huit vecteurs différents de tension de sortie ($\vec{V}_{an}, \vec{V}_{bn}, \vec{V}_{cn}$) Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension V_{ref} . Nous pouvons donc, adresser un tableau de différents états possibles de l'onduleur résumé dans le tableau (2.3) [5, 15].

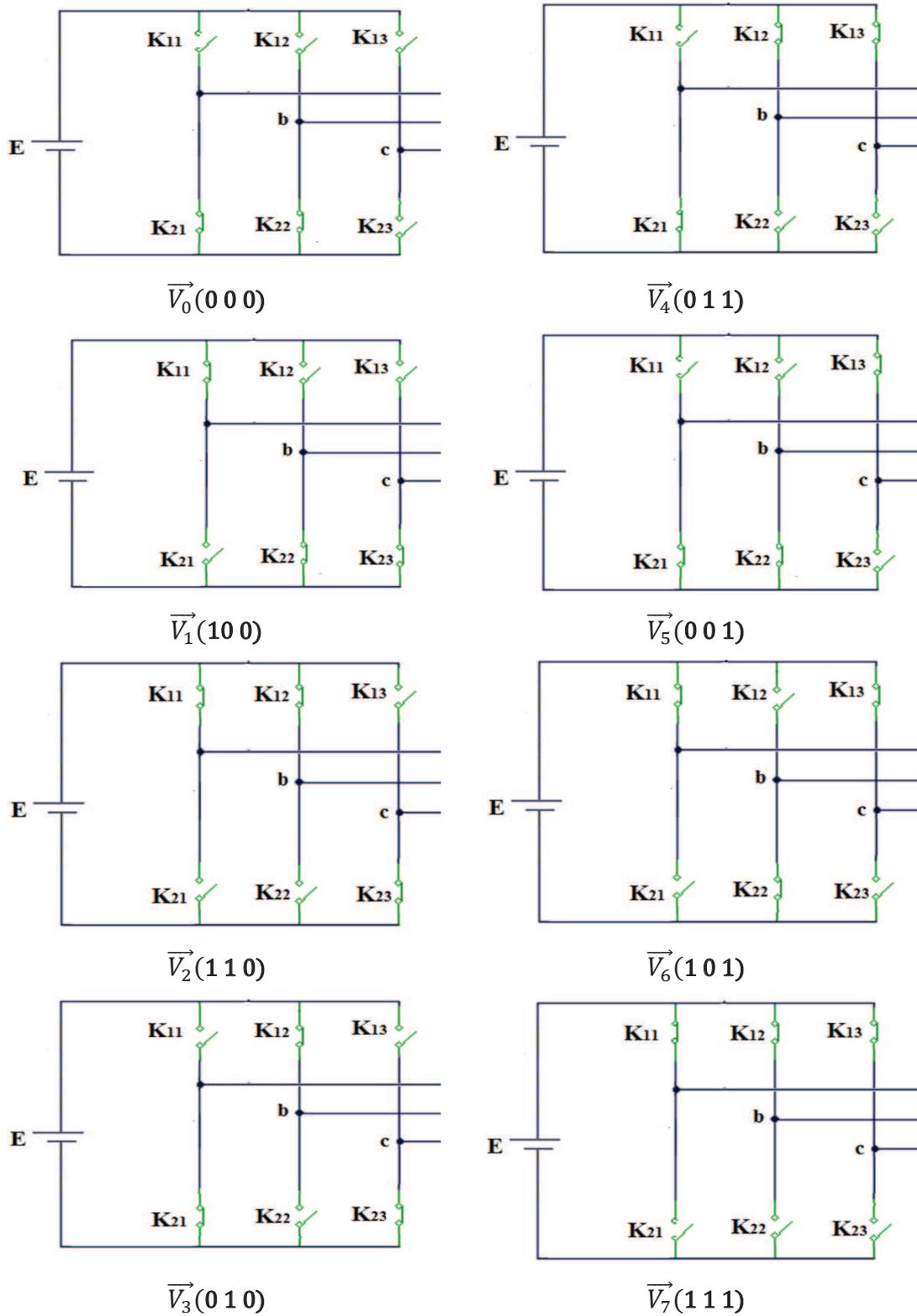
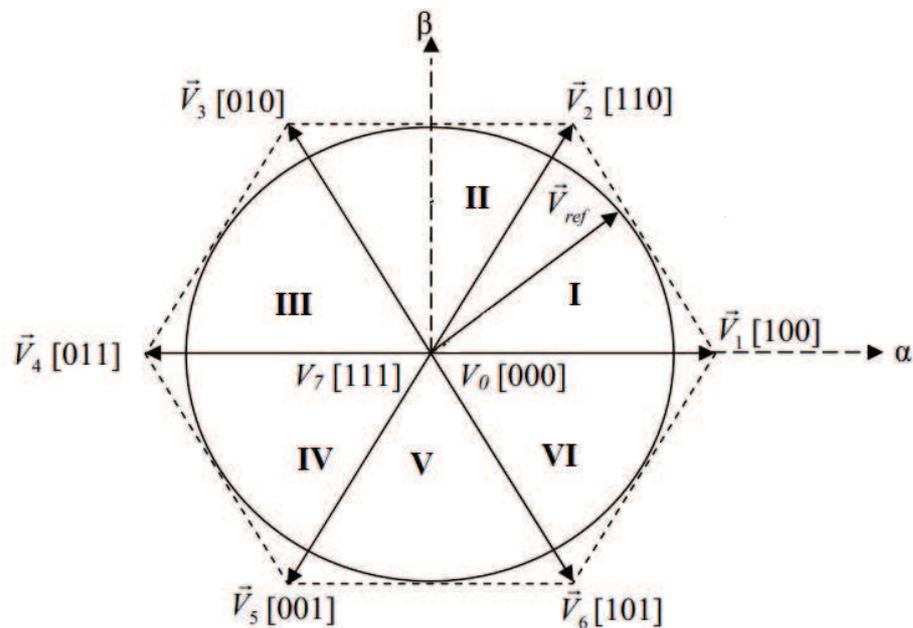


Figure 2.17 : Représentation des vecteurs de tension d'état

Tableau 2.3 : Calcul des vecteurs de tension

K_a	K_b	K_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_α	V_β	Vecteur v_i
0	0	0	0	0	0	0	0	$V_0 = 0$
1	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$V_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}E$
1	1	0	$E/3$	$E/3$	$2E/3$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$V_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{\pi}{3}}$
0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$V_3 = \sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{2\pi}{3}}$
0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$V_4 = -\sqrt{\frac{2}{3}}E$
0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$V_5 = \sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{4\pi}{3}}$
1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$V_6 = \sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{5\pi}{3}}$
1	1	1	0	0	0	0	0	$V_7 = 0$

Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) de la figure 2.17


Figure 2.18 : Représentation des vecteurs de tension d'état et le vecteur de référence

Pour la MLI Vectorielle, la tension de référence est calculée au milieu de deux extrémités d'états de tensions actives, la où le cercle est tangent à l'hexagone (voire la figure (2.18)). Par conséquent, la modulation de largeur d'impulsion par le vecteur spatial peut être mise en application suivant les étapes suivantes

- 1- Détermination des vecteurs $V_\alpha, V_\beta, V_{ref}$ et l'angle (α)
- 2- Détermination des durées d'utilisations des interrupteurs T_1, T_2 et T_0
- 3- Détermination de la période de commutation de chaque interrupteur (K_{11}, K_{12}, K_{13} et K_{21}, K_{22}, K_{23})

2.2.2.5.4 Détermination des vecteurs, $\vec{V}_\alpha, \vec{V}_\beta, \vec{V}_{ref}$ et l'angle (α)

À partir de la figure (2.18) le vecteur \vec{V}_{ref} et l'angle (α) peuvent être déterminés comme suit:

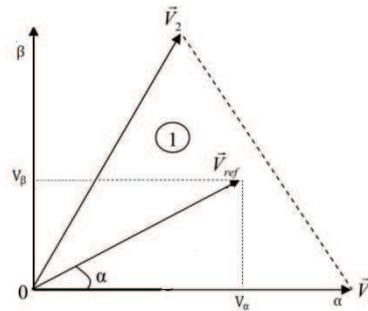


Figure 2.19 : Projection des vecteurs des tensions sur le plan (α, β).

Les tensions simple V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont donnés par:

$$\begin{cases} V_{an} = r \frac{E}{2} \cos(\alpha) \\ V_{bn} = r \frac{E}{2} \cos(\alpha + 120^\circ) \\ V_{cn} = r \frac{E}{2} \cos(\alpha + 240^\circ) \end{cases} \quad (2.13)$$

Où : r est le coefficient de réglage;

On utilise la transformation de Concordia, qui nous permet de substituer les variables réelles V_{an}, V_{bn}, V_{cn} par leurs composantes V_α, V_β , comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\begin{cases} V_\alpha == V_{an} - \frac{1}{2}V_{bn} - \frac{1}{2}V_{cn} \\ V_\beta == \frac{\sqrt{3}}{2}V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{cn} \end{cases} \quad (2.15)$$

$$V_{ref} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (2.16)$$

$$\alpha = \text{tang}^{-1}\left(\frac{V_\alpha}{V_\beta}\right) = \omega \cdot t \quad (2.17)$$

2.2.2.5.5 Calcul du temps de commutation pour chaque secteur

Le vecteur de référence V_{ref} est évalué sur la période de modulation T_m , par la génération d'un vecteur moyen, déterminé par l'application des vecteurs de commande adjacents de l'onduleur et des vecteurs nuls. En utilisant les huit vecteurs disponibles (Tableau 2.3) [12], la figure 2.20 représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1.

Le temps d'application des vecteurs adjacents est donné comme suit [5]:

$$\int_0^T V_{ref} = \int_0^T V_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_m} V_0 dt \quad (2.18)$$

$$T_m \overrightarrow{V_{ref}} = T_1 \overrightarrow{V_1} + T_2 \overrightarrow{V_2} + T_0 \overrightarrow{V_0} \text{ (où } \overrightarrow{V_0} \text{)} \quad (2.19)$$

La détermination des instants T_1 et T_2 est donnée par une simple projection sur les axes α et β figure (2.10) [6], [7].

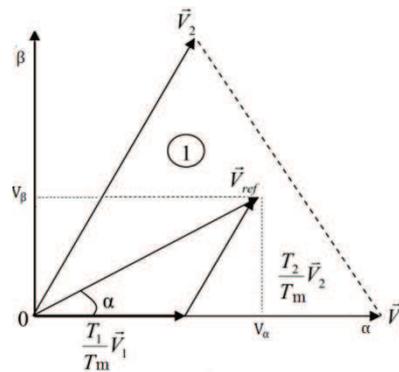


Figure 2.20 : Projection du vecteur de référence (secteur 1)

$$T_m \cdot |V_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\beta) \end{bmatrix} = T_1 \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \sqrt{\frac{2}{3}} E \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ , \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} + T_2 \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ , \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Où ($0 \leq \alpha \leq 60^\circ$)

$$T_1 = T_m \cdot |V_{ref}| / \sqrt{2/3} E \frac{\sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (2.21)$$

$$T_2 = T_m \cdot |V_{ref}| / (\sqrt{2/3} E) \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (2.22)$$

Pour le reste de la période on applique le vecteur nul :

$$T_0 = T_m - T_1 - T_2 \quad (2.23)$$

En effectuant le même calcul pour chaque secteur, et les résultats obtenus sont résumés dans le tableau suivant:

Tableau 2.4 : Calcul du temps de commutation pour chaque secteur

Secteur I	Secteur II	Secteur III
$(0 \leq \varphi \leq \pi/3)$	$(\pi/3 \leq \varphi \leq 2\pi/3)$	$(2\pi/3 \leq \varphi \leq \pi)$
$\frac{T_1}{T_m} = \frac{2}{\sqrt{3}} r \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right)$	$\frac{T_2}{T_m} = \frac{2}{\sqrt{3}} r \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \varphi\right)$	$\frac{T_3}{T_m} = \frac{2}{\sqrt{3}} r \cdot \sin(\pi - \varphi)$
$\frac{T_2}{T_m} = \frac{2}{\sqrt{3}} r \cdot \sin(\varphi)$	$\frac{T_3}{T_m} = \frac{2}{\sqrt{3}} r \cdot \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{3}\right)$	$\frac{T_4}{T_m} = \frac{2}{\sqrt{3}} r \cdot \sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right)$
$\frac{T_0}{T_m} = \frac{T_7}{T_m} = \frac{T_s - (T_1 + T_2)}{2 \cdot T_m}$	$\frac{T_0}{T_m} = \frac{T_7}{T_m} = \frac{T_s - (T_2 + T_3)}{2 \cdot T_m}$	$\frac{T_0}{T_m} = \frac{T_7}{T_m} = \frac{T_s - (T_3 + T_4)}{2 \cdot T_m}$
Secteur IV	Secteur V	Secteur VI
$(\pi \leq \varphi \leq 4\pi/3)$	$(4\pi/3 \leq \varphi \leq 5\pi/3)$	$(5\pi/3 \leq \varphi \leq 2\pi)$
$\frac{T_4}{T_m} = \frac{2}{\sqrt{3}} r \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{3} - \varphi\right)$	$\frac{T_5}{T_m} = \frac{2}{\sqrt{3}} r \cdot \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \varphi\right)$	$\frac{T_6}{T_m} = \frac{2}{\sqrt{3}} r \cdot \sin(2\pi - \varphi)$
$\frac{T_5}{T_m} = \frac{2}{\sqrt{3}} r \cdot \sin(\varphi - \pi)$	$\frac{T_6}{T_m} = \frac{2}{\sqrt{3}} r \cdot \sin\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right)$	$\frac{T_1}{T_m} = \frac{2}{\sqrt{3}} r \cdot \sin\left(\varphi - \frac{5\pi}{3}\right)$
$\frac{T_0}{T_m} = \frac{T_7}{T_m} = \frac{T_s - (T_4 + T_5)}{2 \cdot T_m}$	$\frac{T_0}{T_m} = \frac{T_7}{T_m} = \frac{T_s - (T_5 + T_6)}{2 \cdot T_m}$	$\frac{T_0}{T_m} = \frac{T_7}{T_m} = \frac{T_s - (T_6 + T_1)}{2 \cdot T_m}$

2.2.2.5.6 Rapports cycliques de chaque bras de l'onduleur

On passe ensuite au calcul des largeurs d'impulsions (durées des fermetures des interrupteurs). Ce calcul se fait dans chaque secteur suivant les formes des largeurs des impulsions. La figure (2.20) représente ces largeurs pour le premier secteur [29].

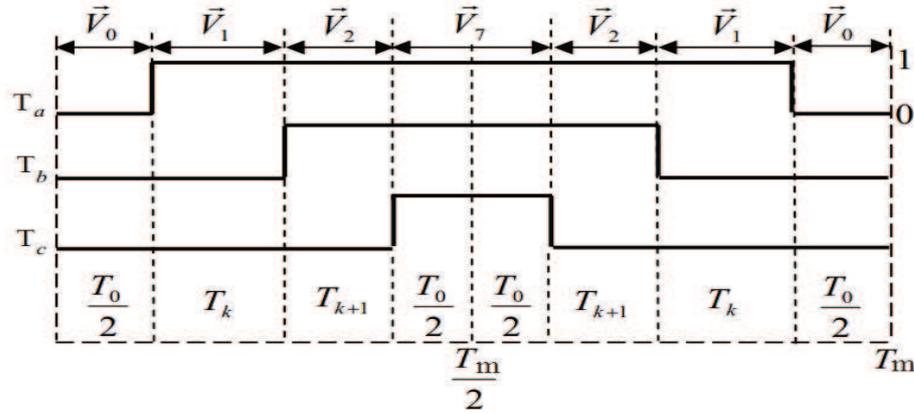


Figure 2.21. Chronogramme d'impulsions pour le secteur I

Donc ;

$$\begin{cases} T_a = T_1 + T_2 + T_0 \\ T_b = T_2 + T_0 \\ T_c = T_0 \end{cases} \quad (2.24)$$

Avec : T_a , T_b et T_c les temps de commutation des interrupteurs en haut pour les bras a, b et c de l'onduleur, respectivement.

Les rapports cycliques pour générer le signal de la modulation vectorielle sont donnés par [48] :

$$\begin{cases} d_a = \frac{T_a}{T_m} \\ d_b = \frac{T_b}{T_m} \\ d_c = \frac{T_c}{T_m} \end{cases} \quad (2.25)$$

Les temps de commutation des interrupteurs pour chaque secteur sont illustrés dans le tableau 2.5

Tableau 2.5 : Les rapports cyclique pour chaque secteur

Secteur	Commutateur supérieur (K_{11}, K_{12}, K_{13})	Commutateur inferieur (K_{21}, K_{22}, K_{23})
1	$K_{11}=T1+T2+T0/2$ $K_{12}= T2+T0/2$ $K_{13}= T0/2$	$K_{21}= T0/2$ $K_{22}= T1+T0/2$ $K_{23}=T1+T2+T0/2$
2	$K_{11}= T1+T0/2$ $K_{12}= T1+T2+T0/2$ $K_{13}= T0/2$	$K_{21}=T2+T0/2$ $K_{22}=T0/2$ $K_{23}=T1+T2+T0/2$
3	$K_{11}= T0/2$ $K_{12}= T1+T2+T0/2$ $K_{13}= T2+T0/2$	$K_{21}=T1+T2+T0/2$ $K_{22}=T0/2$ $K_{23}=T1+T0/2$
4	$K_{11}= T0/2$ $K_{12}= T1+T0/2$ $K_{13}= T1+T2+T0/2$	$K_{21}=T1+T2+T0/2$ $K_{22}=T2+T0/2$ $K_{23}=T0/2$
5	$K_{11}= T2+T0/2$ $K_{12} =T0/2$ $K_{13} =T1+T2+T0/2$	$K_{21}=T1+T0/2$ $K_{22}=T1+T2+T0/2$ $K_{23}=T0/2$
6	$K_{11}=T1+T2+T0/2$ $K_{12} =T0/2$ $K_{13}= T1+T0/2$	$K_{21}=T0/2$ $K_{22}=T1+T2+T0/2$ $K_{23}=T2+T0/2$

2.2.2.6 La modulation la largeur d'impulsion discontinue (MLID)

2.2.2.6.1 Introduction

Pour réduire les pertes de commutation, le plus simple serait de diminuer le nombre de commutations. Ceci est possible par l'obtention des saturations des tensions de référence de l'onduleur, sans changer les tensions simples. Les chercheurs se sont orientés vers ce qu'on appelle les méthodes de la MLI discontinues (en anglais DPWM). Même si la MLI discontinue est connue depuis longtemps, les études sur son fonctionnement sont assez récentes [25, 26, 30]. C'est une méthode groupée sous le nom de méthode deux-phases, vu qu'à tout instant une phase ne commute pas. Donc l'idée principale est de garder l'état d'un bras de pont inchangé pendant chaque période de découpage. A partir de ce concept initial, toute une famille de stratégies MLI dites MLI discontinues (DPWM) [9, 12, 31, 32] est obtenue.

2.2.2.6.2 Principe de MLI discontinue DPWM

Le principe de base de cette technique est de saturer la tension de référence pendant 120° d'une période de 360° du système triphasé, ce qui permet de maintenir un bras sans commutation pendant ce temps (T/3 s). Cela est réalisable par l'injection de la composante homopolaire V_h dans les ondes des références (V_a , V_b et V_c), figure (2.22) [33]-[34], enfin on obtient une discontinuité de commutation l'interrupteur. Ceci, permet de réduire le nombre de commutation d'où la réduction des pertes par commutation. La composante homopolaire V_h est calculée par la formule suivante:

$$V_h = -\left(\frac{(1 - 2k)E}{2} + kV_M + (1 - k)V_m\right) \tag{2.26}$$

Ou K est le facteur de distribution

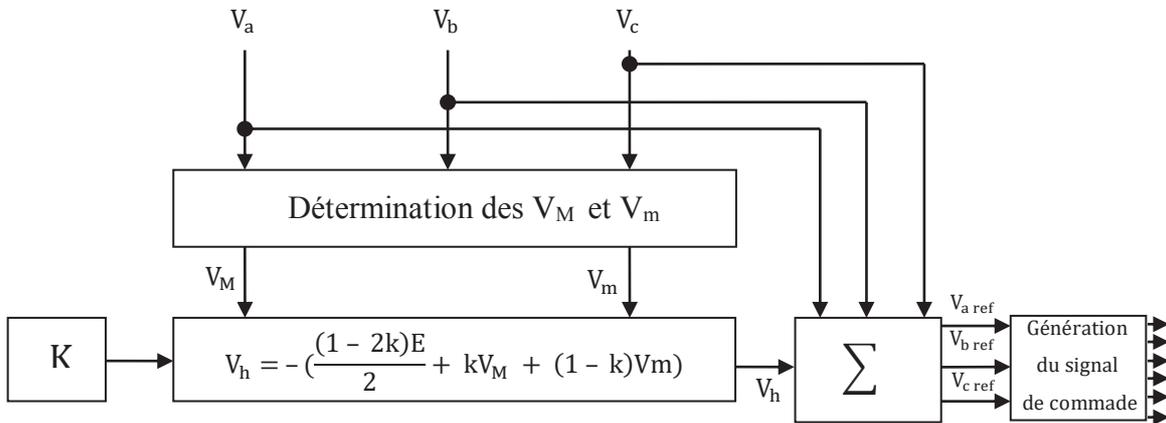


Figure 2.22 : Injection de la composante homopolaire dans les tensions de référence

2.2.2.6.3 Les différents types de MLI discontinue DPWM

Il existe plusieurs stratégies de la MLI discontinue basée sur le choix de la position et la saturation de 120° de la modulante ; soit en haut, soit en bas. Dont le choix du type de la MLI est déterminé selon la répartition de la durée T/3 sur une période, comme suite [15].

✓ **une seule saturation de la modulante pendant 120°:**

Cela correspond aux stratégies qui sont désignées dans la littérature par (DPWMMIN), saturation de la modulante a la valeur (-1) pendant 120° (figure 2.23), ou (DPWMMAX)

saturation de la modulante a la valeur (+1) pendant un tiers de la période T (figure 2.24).

✓ **Deux saturations de 60° de la modulante**

Nous verrons qu'il est possible de prévoir d'autres placements intermédiaires des saturations pour améliorer certains points de fonctionnement. Le placement des saturations qui semble le plus naturel est de bloquer le bras du pont au moment où la tension est la plus grande (saturation à l'état ou haut) et au moment où elle est la plus faible (saturation à l'état bas) [15, 34]. C'est le principe de la **DPWM1** (Figure 2.25).

Si le placement de la saturation est en avance de 30° par rapport au maximum de la tension cela correspond à la modulation DPWM2 (Figure 2.16). Au contraire si on place la saturation en retard de 30° par rapport au maximum de la tension alors on a la modulation DPWM4 (Figure 2.27).

✓ **quatre saturations de 30°**

Cette modulation consiste à diviser la saturation de 120° en quatre morceaux de même longueur 30°. Cela correspond à la stratégie nommée (**DPWM3**) (Figure 2.28).

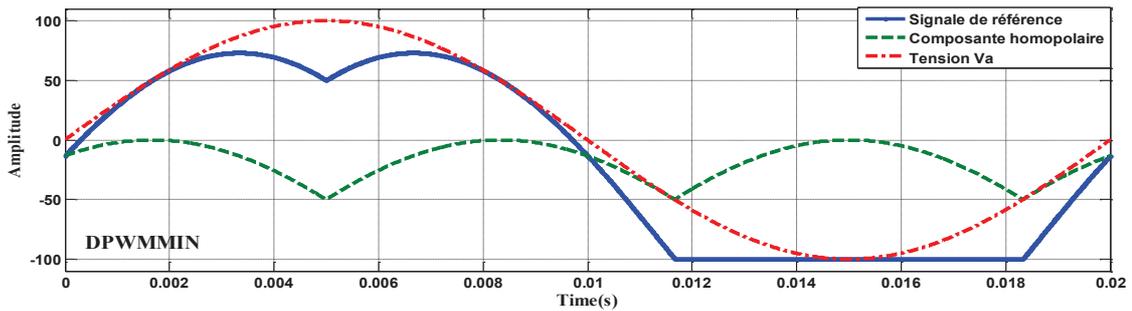
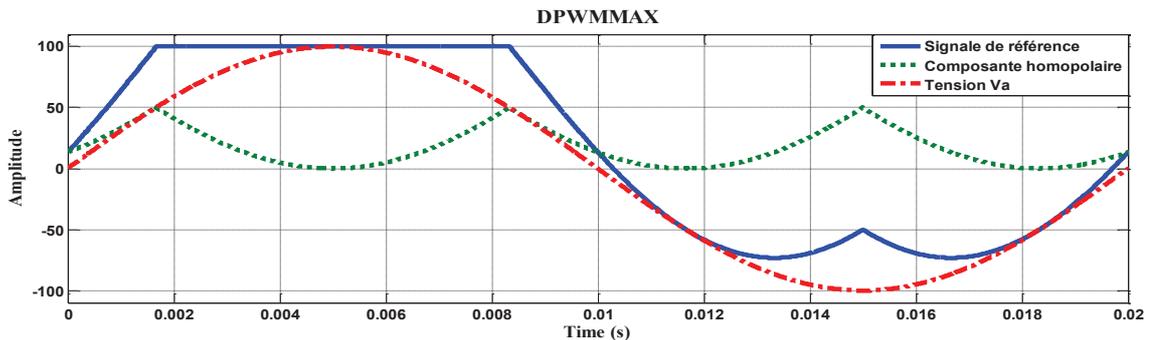


Figure 2.23 : modulation avec une seule saturation de 120° par périodes DPWMMIN



2.24 : modulation avec une seule saturation de 120° par périodes DPWMMAX

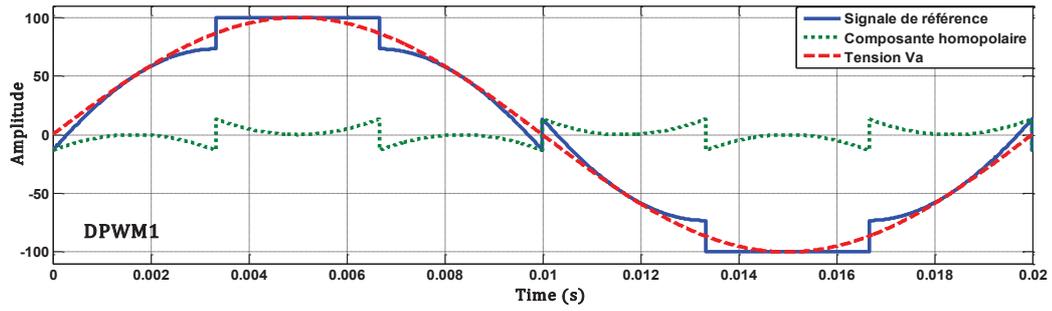


Figure 2.25 : modulation avec deux saturations de 60° par période DPWM0

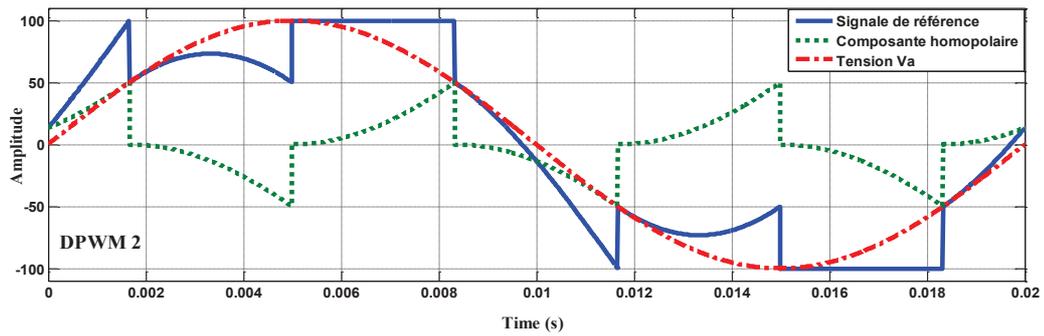


Figure 2.26 : modulation avec deux saturations en retard de 60° par période DPWM2

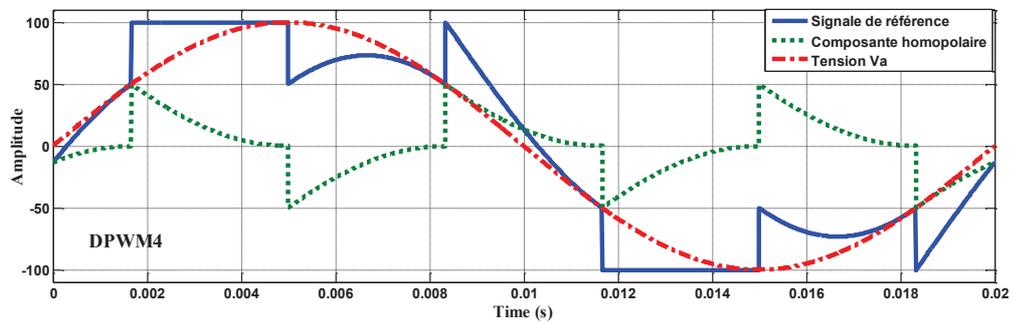


Figure 2.27 : modulation avec deux saturations en avance de 60° par période DPWM1

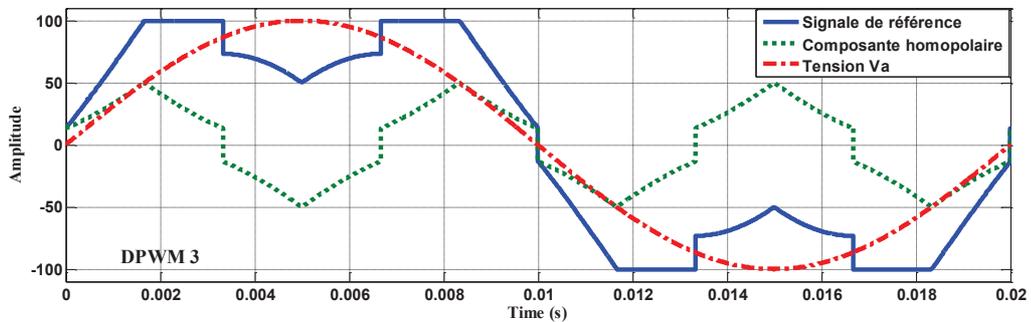


Figure 2.28 : modulation avec quatre saturations de 30° par périodes DPWM3

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes techniques de commande des onduleurs à MLI, avec une étude détaillée des techniques les plus avancées dans le domaine de la recherche, à savoir la modulation vectorielle et MLI discontinue. Cette étude est consacrée à l'étude d'une stratégie de commande qui permet de donner une meilleure performance de l'onduleur, comme la qualité de la tension de sortie et le coût avec l'augmentation de la valeur de son amplitude fondamentale donc une meilleure qualité spectrale. La modulation vectorielle a l'avantage par rapport à la modulation classique, concernant le déchet de tension ou le résidu harmonique. La MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations par chacun des bras de l'onduleur comme la MLI sinusoïdale. Cette technique génère les signaux de commande simultanément avec la rotation du vecteur de référence tandis que la MLI discontinue est préférée pour la réduction des pertes dans l'onduleur.

Dans le dernier chapitre, on présentera la simulation et l'interprétation des résultats des différentes commandes telles que la commande en pleine onde, la MLI sinusoïdale, la MLI vectorielle, et la MLI discontinue.

Chapitre III

*Proposition d'une nouvelle structure
d'onduleur à neuf niveaux*

CHAPITRE 3

PROPOSITION D'UNE NOUVELLE STRUCTURE D'ONDULEUR A NEUF NIVEAUX

3.1 Introduction

On appelle convertisseur statique multi-niveaux, lorsqu' il génère une tension à la sortie de l'onduleur, composée d'au moins trois niveaux. Les premières topologies multi-niveaux ont été proposées au début des années quatre-vingt. La valeur limitée de la tension de blocage aux bornes des interrupteurs est à la base du développement des onduleurs multi-niveaux. Cette valeur limite, est repoussée au fil de l'amélioration des techniques de réalisation, mais elle est toujours moindre d'une dizaine de kV. Cette tension est inférieure à la tension de service des équipements fonctionnant en haut tension, et ne devrait franchir cette limite qu'avec l'apparition des nouvelles technologies [35]. La réalisation d'un convertisseur multi-niveau consiste à employer des topologies plus complexes. Leur commande nécessite davantage des signaux, mais le convertisseur résultant, présente de meilleures performances. En plus permet d'obtenir une tension de service plus élevée.

Ce chapitre est consacré dans sa première partie à la présentation d'une brève synthèse des principales topologies des convertisseurs multi niveaux, leurs principes de fonctionnement et on cite quelques avantages et inconvénients. Dans la deuxième partie, nous discuterons en détail, les structures de l'onduleur à neuf niveaux, avec une étude comparative de la topologie conventionnelle à neuf niveaux du type NPC avec la topologie proposée dans ce travail.

3.2 Avantages des onduleurs multi-niveaux

Les onduleurs multi-niveaux offrent des avantages remarquables par rapport aux onduleurs à deux niveaux. Ces avantages dépendent, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel [3, 36].

3.2.1. Avantages technologiques

La répartition de la tension dans les onduleurs, multi-niveaux est obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque interrupteur indépendamment des autres. Ceci rend le convertisseur plus efficace et plus performant pendant les commutations. La tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation devient plus simple à gérer.

3.2.2 Avantages fonctionnelles pour le convertisseur

Ces convertisseurs ont la possibilité d'accéder à des applications de haute puissance, et possèdent aussi des meilleurs compromis entre les performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (pertes par commutation, temps de commutation).

3.2.3 Avantages fonctionnelles pour les machines tournantes

Le nombre de tensions généré par un onduleur multi-niveaux plus élevé que celui d'onduleur à deux niveaux, permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par la suite à une réduction de sa distorsion harmonique. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation du temps de vie des isolants, la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine [1, 3].

3.3. Principe général de fonctionnement de l'onduleur multi-niveaux

Le principe du comportement multi-niveaux est illustré dans la figure 3.1, elle aide à comprendre comment fonctionnent ces convertisseurs. Un convertisseur à deux niveaux est représenté à la figure 3.1(a), dans laquelle les commutateurs semi-conducteurs ont été remplacés par un interrupteur idéal [15, 37].

La tension de sortie de l'onduleur ne prend que les valeurs: 0 ou V_{dc1} . Sur la figure 3.1(b), la tension de sortie de trois niveaux peut prendre les valeurs: 0, V_{dc1} , ou $-V_{dc1}$. Dans la figure 3.1(c), le cas général de (n) niveaux est présenté.

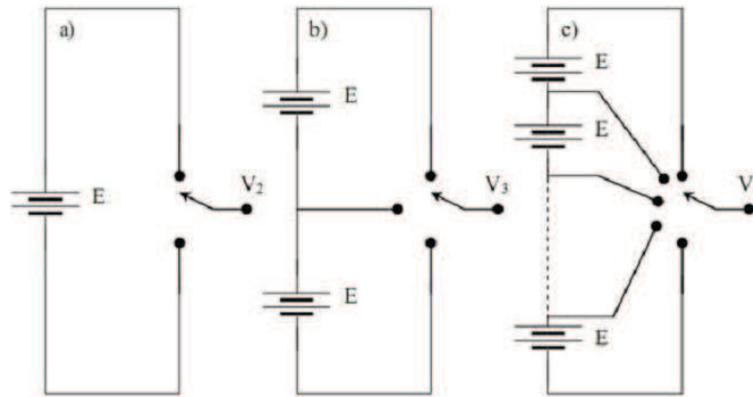


Figure 3.1: Onduleur à niveaux multiples à deux (a), à trois (b) et à n niveaux (c)

3.4 Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

Les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être implantés de différentes manières, dans lesquelles la tension de sortie est produite à partir de plusieurs niveaux.

Les principales topologies sont représentées par la figure 3.2 [38].

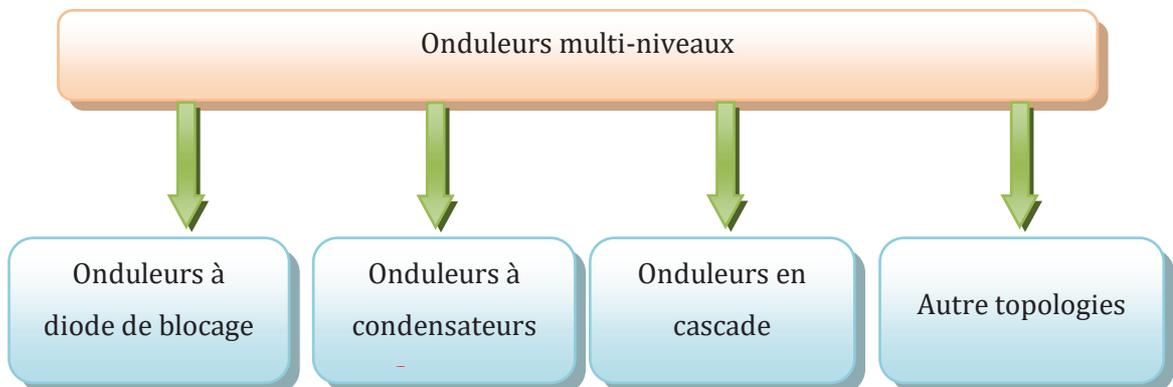


Figure 3.2 : Différentes topologies des convertisseurs multi-niveaux

3.4.1 La topologie à diode de bouclage (Structure NPC)

L'évolution rapide des techniques de création des dispositifs des semi-conducteurs et l'orientation des constructeurs vers la technologie des composants électronique tels que l'IGBT, ont permis de développer des nouvelles structures d'onduleurs tel que le NPC (Neutral Point Clamped Converter) qui est la première structure d'onduleurs multi-niveaux (à trois niveaux) créée en 1981 par Nabea et H. Akagi [5, 15].

Pour un onduleur à N niveaux, le nombre d'éléments constituant sa topologie, notamment le nombre de sources secondaires de tension continue S, les interrupteurs K et les diodes de bouclage D sont régis par les relations suivantes:

$$\checkmark \quad S = N - 1$$

$$\checkmark \quad K = 2 (N - 1)$$

$$\checkmark \quad D = 2 (N - 2)$$

La tendance vers l'augmentation du nombre de niveaux est dictée par le besoin de tensions plus élevées pour les applications de forte puissance.

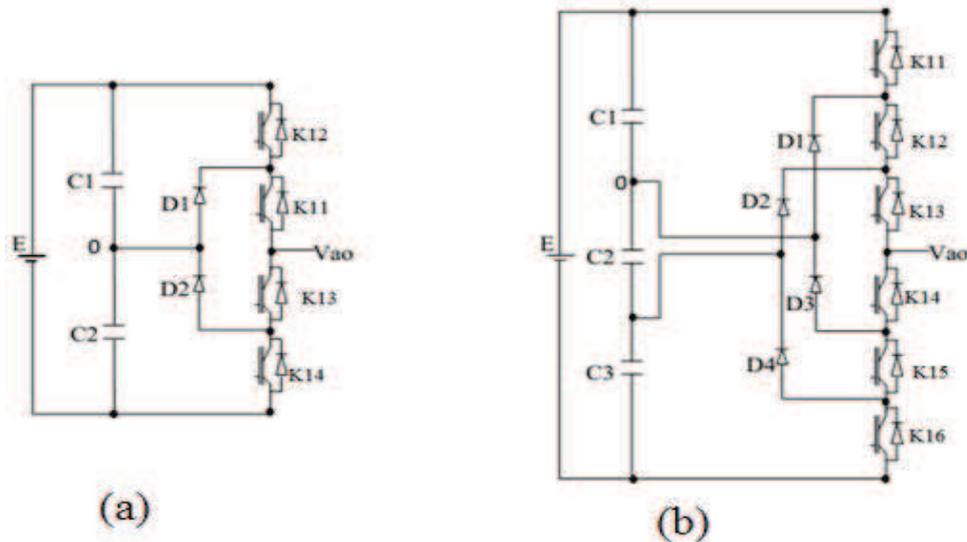


Figure 3.3: bras d'un onduleur NPC : trois(a) et (b) quatre niveaux

3.4.1.1. Principe de fonctionnement d'onduleur NPC

En particulier pour un bras d'onduleur NPC à trois niveaux (Figure 3.3(a)); on a trois séquences de fonctionnement:

✓ **Séquence 1** : génération du niveau maximum

Dans ce cas, les interrupteurs k_{11} , k_{12} sont passants et k_{13} , k_{14} sont bloqués comme le montre la figure 3.4(a), et la tension de sortie V_{ao} a la valeur $(+E/2)$. La tension appliquée aux interrupteurs k_{11} , k_{14} vaut: $(-E/2)$.

✓ **Séquence 2** : génération du niveau intermédiaire

Les interrupteurs k_{12} , k_{13} sont passants et k_{11} , k_{14} sont bloqués, dans ce cas le point a est relié directement au point (o) à travers l'une des diodes de maintien, comme le montre la figure 3.4 (b). Et la tension de sortie V_{ao} est donc nulle, ($V_{ao}= 0$). La tension appliquée aux interrupteurs k_{11} , k_{13} vaut: $(+E/2)$.

✓ **Séquence 3** : génération du niveau minimum

Dans ce cas, les interrupteurs k_{11} , k_{12} sont bloqués et k_{13} , k_{14} sont passants comme le montre figure 3.4(c), Et la tension de sortie (V_{ao}) de $(- E/2)$. La tension appliquée aux interrupteurs k_{11} , k_{12} vaut la valeur $(E/2)$.

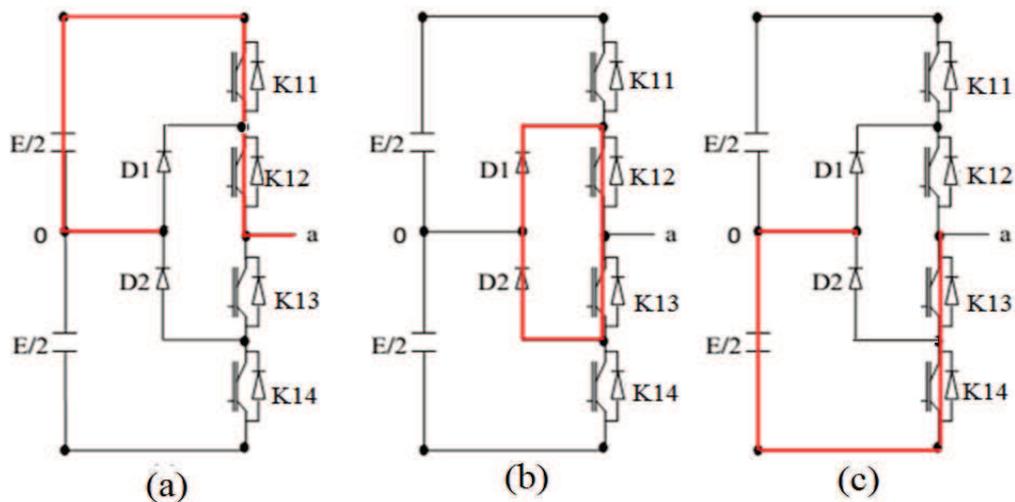


Figure 3.4 : Les trois séquences de fonctionnement possible d'onduleur NPC à trois niveaux

Les trois états de commutation possibles sont résumés au tableau 3.1, l'état 1 représente l'interrupteur fermé et l'état 0 représente l'interrupteur ouvert.

Tableau 3.1 : Les trois états de commutation possibles

V_{ao}	K_{11}	K_{12}	K_{13}	K_{14}
$E/2$	1	1	0	0
$-E/2$	0	0	1	1
0	0	1	1	0

3.4.1.2 Avantages de la topologie NPC

La topologie NPC présente plusieurs avantages par rapport à la topologie de l'onduleur à deux niveaux.

- ✓ les composants de puissance a semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue.
- ✓ toutes les phases partagent le même bus continu.
- ✓ la méthode de contrôle est relativement simple.
- ✓ la forme d'onde résultante donne une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux.

3.4.1.3 Inconvénients de la topologie NPC

Par contre, cette topologie présente des difficultés techniques dans les cas de grande puissance telle que :

- ✓ pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage peuvent augmenter les contraintes en tension jusqu'à une valeur égale à $E(N-1)/N$. Donc, les connexions des diodes en série pourraient être exigées et cela complique la conception et soulève des questions de fiabilité et du coût de réalisation.
- ✓ cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge ;
- ✓ différents calibres pour les appareils de commutation sont nécessaires en raison de leur conduction cyclique.

3.4.2 La topologie au condensateur flottant

La topologie de l'onduleur multi-niveaux à condensateur flottant (flying capacitor multilevel inverter), donnée par la figure (3.5), a été proposée en 1992. Elle est considérée comme l'alternative la plus sérieuse à la topologie de l'onduleur NPC.

Le principe de fonctionnement de cette topologie est presque le même, que celui de la topologie NPC, à travers plusieurs cellules (condensateur et paire d'interrupteurs) qui sont imbriquées les unes dans les autres comme l'illustre la figure [39].

3.4.2.1 Avantages de la topologie à condensateur flottant

Ce type de convertisseur présente plusieurs avantages [40]:

- ✓ le concept de condensateur flottant peut être appliqué à un certain nombre de convertisseurs de différents types, DC /AC ou AC/ DC.
- ✓ La tension de blocage des interrupteurs est partout la même.
- ✓ la plupart des stratégies de modulation sont facilement appliquées à cette topologie.
- ✓ Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus.
- ✓ Elle élimine le problème des diodes de bouclage présent dans les topologies NPC.

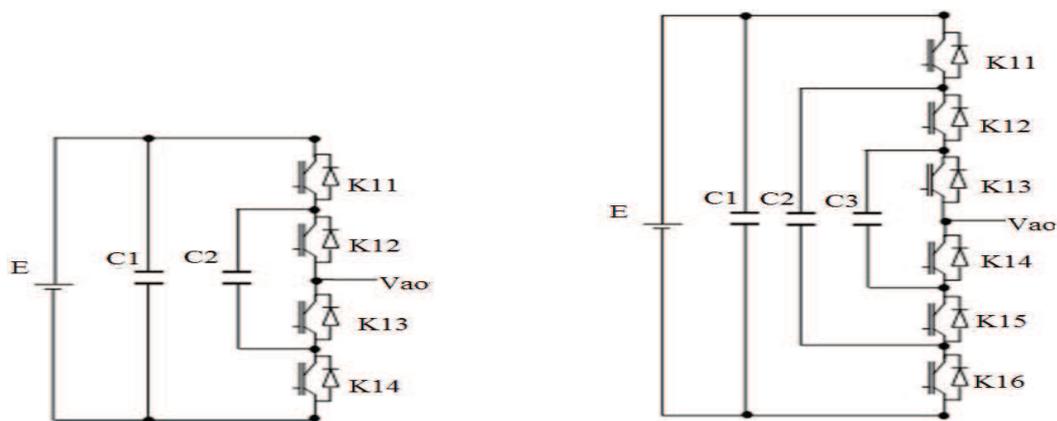


Figure 3.5 : Le bras d'un Onduleur à condensateurs flottants: à trois et quatre niveaux

3.4.2.2 Inconvénients de la topologie d'onduleur à condensateur flottant

Actuellement, il semble que cette topologie à quelques inconvénients:

- ✓ Le contrôleur de la charge du condensateur ajoute la complexité au contrôle du circuit entier.

- ✓ Cette topologie peut exiger plus de condensateurs que la topologie de l'onduleur NPC. De plus, il est évident que des courants de grande valeur efficace circuleront à travers ces condensateurs.
- ✓ Il y a un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés [39].

3.4.3 La topologie en cascade

Les sorties des onduleurs en pont sont connectées en série de telle sorte que l'onde de la tension synthétisée soit la somme des tensions de sortie (figure 3.6). L'avantage majeur de cette approche est que le nombre de paliers sur le motif de la tension de sortie peut être augmenté sans aucun ajout de nouveaux composants. L'utilisation de cellules de conversion de puissance en série permet d'accroître le nombre de niveau de tension et de puissance du convertisseur. Mais l'inconvénient majeur de cette topologie est le grand nombre de tensions continues isolées exigées pour chaque pont.

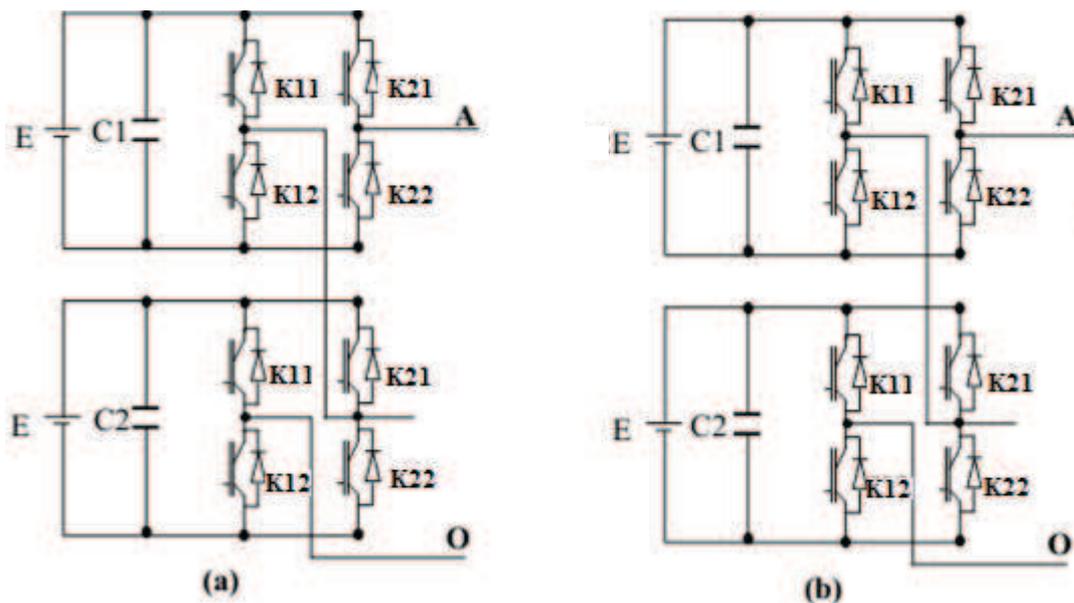


Figure 3.6 : Onduleur en cascade à 5 niveaux et à 7niveaux

3.4.3.1. Principes de fonctionnement

Pour mieux comprendre le fonctionnement de la structure cascade en pont H à trois niveaux de tension, nous allons limiter notre étude à sa structure monophasée. La structure d'un bras de l'onduleur trois niveaux de type cascade en pont H est identique à celui d'un

onduleur classique monophasé en pont complet, figure 2.10(a). Cependant la technique de commande est différente ce qui permettra d'avoir les trois niveaux de tension.

L'objectif visé est donc de déterminer les valeurs que peut prendre la tension V_{ao} pour les différents états possibles des interrupteurs, de montrer les séquences de conductions des interrupteurs. Comme pour le cas de l'onduleur NPC trois niveaux, nous avons trois séquences de fonctionnement possibles [41, 42,43].

✓ Séquences 1 : Génération du niveau maximum

Dans ce cas, les interrupteurs k_{11} , k_{22} sont bloqués et k_{21} , k_{12} sont passants comme le montre la figure 3.7(a), et la tension de sortie V_{ao} est de $(+E)$. La tension inverse appliquée aux interrupteurs k_{21} , k_{12} vaut: $(-E)$.

✓ Séquences 2 : Génération du niveau intermédiaire

Dans ce cas, les k_{11} , k_{21} interrupteurs sont bloqués et k_{12} , k_{22} sont passants comme le montre la figure 3.7 (c), et la tension de sortie V_{ao} est nulle, ($V_{ao}=0$). La tension inverse appliquée aux interrupteurs k_{12} , k_{22} vaut: $(+E)$.

✓ Séquences 3 : Génération du niveau minimum

Dans ce cas, les interrupteurs k_{12} , k_{21} sont passants et k_{11} , k_{22} , sont bloqués comme le montre la figure 3.7 (b), et la tension de sortie V_{ao} est de $(-E)$. La tension inverse appliquée aux interrupteurs k_1 , k_{21} vaut: $(+E)$.

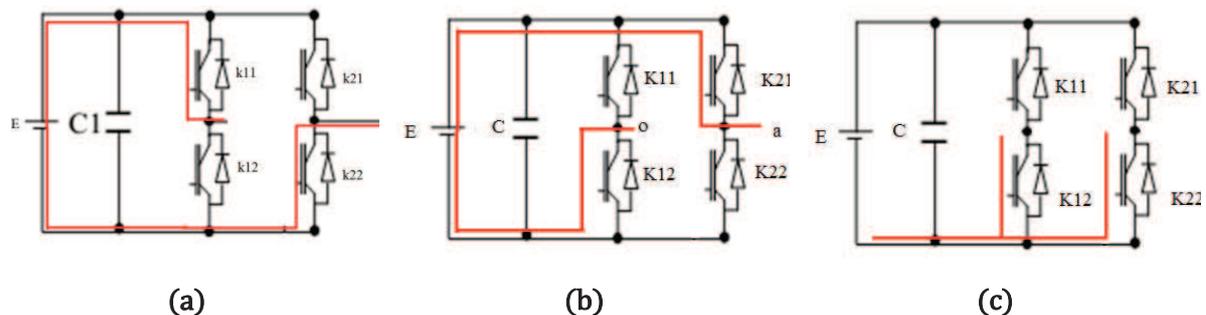


Figure 3.7 : Les trois séquences de fonctionnement possible d'onduleur en cascade à trois niveaux

Les trois états de commutation possibles sont résumés au Tableau 3.2, l'état 1 représente l'interrupteur fermé et l'état 0 représente l'interrupteur ouvert.

Tableau 3.2 Les trois états de commutation possibles

V_{ao}	K_{11}	K_{12}	K_{21}	K_{21}
$E/2$	1	1	0	0
$-E/2$	0	0	1	1
0	0	1	1	0

Le nombre des niveaux de tension de sortie dans un onduleur en cascade est défini par ($m=2s+1$) ou (s) est le nombre des sources des tensions continues.

3.4.3.2 Avantage de la topologie d'onduleur en cascade

- ✓ pour atteindre le même nombre de niveaux de tension, ce type de convertisseur nécessite moins de composants
- ✓ contrairement à l'onduleur à diode de bouclage et à condensateur flottant, aucune diode supplémentaire n'est nécessaire.
- ✓ fabrication modulaire, comme chaque pont monophasé a la même structure.
- ✓ la tension de sortie totale de phase est une sommation des tensions produites par chaque onduleur monophasé.
- ✓ le nombre de niveaux possibles de tension de sortie est plus que le double du nombre de sources à courant continu ($N = 2S + 1$).

3.4.3.3 Inconvénients de la topologie de l'onduleur en cascade

- ✓ pour un système à trois phases, il faudra plus de commutateurs que dans un onduleur traditionnel.
- ✓ nécessité d'équilibrer les sources DC entre les différents niveaux.
- ✓ besoin de plusieurs connecteurs câbles pour connecter les sources DC [13].

3.5 Autres topologies

Outre les trois topologies de base discutées précédemment, d'autres topologies de convertisseurs multi-niveaux ont été proposées, mais la plupart d'entre elles sont à base de circuits hybrides, combinaisons de deux topologies de base ou de légères variations de celles-ci. Ces topologies sont [42]:

- ✓ Le convertisseur asymétrique hybride,

- ✓ Le convertisseur avec des ponts en cascade et sources CC/CC avec isolement,
- ✓ Le convertisseur avec des topologies multi-niveaux en cascade,
- ✓ Le convertisseur avec commutation douce,
- ✓ Les convertisseurs reliés par transformateur,
- ✓ Le convertisseur Diode/Capacitor-Clamped : variante de l'onduleur NPC,

3.6 Classification des principales structures d'onduleur multi-niveaux

3.6.1 Classification des topologies selon leur alimentation

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées divisent leur tension d'alimentation, la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée. Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique. Au contraire, les structures telles que les onduleurs en cascade élèvent leur tension d'alimentation, la tension maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation ; elle est plus petite ou égale à la somme des tensions d'alimentation [4].

3.6.2 Classification des topologies selon le nombre de composants nécessaires

Du point de vue nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadiées paraissent être la solution la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important. C'est effectivement le cas pour les applications monophasées telles que le filtrage actif ou la compensation statique, lorsque le convertisseur n'a pas besoin de fournir l'énergie au système. Pour les applications triphasées et pour un petit nombre de niveaux, les onduleurs NPC sont intéressants, car les condensateurs sont partagés par les différentes branches, ce qui permet un équilibrage de la puissance circulant entre les phases. Cet équilibrage permet une réduction notable de la taille des condensateurs intermédiaires [16].

3.7 Comparaison entre les trois principaux convertisseurs multi-niveaux

A l'aide du tableau (3.3), nous comparons le nombre de commutateurs principaux et de diodes principales, nécessaires pour réaliser le nombre de niveaux de tension. Le maintien des diodes n'est pas nécessaire dans la configuration à condensateur imbriqué et onduleur cascadié [3,16]. Les condensateurs d'équilibrage aussi ne sont pas obligatoires dans la configuration à diode clampée et onduleur cascadié. Implicitement, l'onduleur cascadié exige moins de composants.

Un autre avantage d'onduleur cascadi est la flexibilit dans la disposition du circuit. La disposition du circuit de modulation est possible parce que chaque niveau a la mme structure, et il n'y a aucune diode clampes supplmentaire ou un condensateur d'quilibrage de tension. Le nombre de niveaux de tension de sortie peut tre facilement ajust en ajoutant ou en supprimant les cellules de pont complet.

Tableau 3.3 : Nombres de composants ncessaires pour les diffrents niveaux [15]

Topologie	n	s	K	D	D _c	C
Onduleur à trois niveaux						
NPC	3	2	4	4	2	0
Cellules imbriquées	3	2	4	4	0	1
Cascade	3	1	4	4	0	0
Onduleur à cinq niveaux						
NPC	5	4	8	8	12	0
Cellules imbriquées	5	4	8	8	0	6
Cascade	5	2	8	8	0	0
Onduleur à sept niveaux :						
NPC	7	6	12	12	30	0
Cellules imbriquées	7	6	12	12	0	15
Cascade	7	3	12	12	0	0
Onduleur à neuf niveaux						
NPC	9	8	16	16	56	0
Cellules imbriquées	9	8	16	16	0	28
Cascade	9	4	16	16	0	0
Onduleur à n niveaux						
NPC	n	(n-1)	2(n-1)	2(n-1)	(n-1)(n-2)	0
Cellules imbriquées	n	(n-1)	2(n-1)	2(n-1)	0	(n-1)(n-2)/2
Cascade	n	(n-1)/2	2(n-1)	2(n-1)	0	0

Du point de vue nombre de composants, l'onduleur en cascade paraît être la solution multi-niveaux la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important.

Avec :

N : le nombre de niveaux de tension obtenus.

S : le nombre de sources à courant continu.

K : le nombre de commutateurs principaux

D : le nombre de diodes principales.

D_c : le nombre des diodes clampées.

C : le nombre de condensateurs d'équilibrage

3.8 Proposition d'une nouvelle structure d'onduleur à neuf niveaux

3.8.1 Introduction

Le choix de la structure d'onduleur multi-niveaux dépend du type de la charge à commander, de la gamme de puissance, et des semi-conducteurs utilisés, les critères de performances, aussi permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes topologies, mais ce sont finalement les critères de coût qui vont déterminer ce choix.

Ces onduleurs multi-niveaux permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs. Ils sont utilisés pour les applications de grande puissance, d'autres applications sont possibles pour des moteurs qui tournent à vitesse élevée (> 5000 tr/mn) [44].

Le choix d'un nombre élevé de niveaux et l'utilisation de plus de composants électroniques rendra le système, généralement pas acceptable pour des raisons de coût, d'encombrement et de poids. Il est important de chercher et trouver une structure multi-niveaux moins coûteuse [5]-[7].

Pour cette raison on cherche une nouvelle topologie d'onduleur multi-niveau moins coûteux à travers le nombre réduits des composantes, utiliser dans leur structure avec le maintien d'une bonne qualité de tension à la sortie de l'onduleur. C'est en particulier ce que nous allons essayer de faire dans cette partie du chapitre, où nous avons proposé un modèle d'une topologie d'onduleur à neuf niveaux, avec une étude comparative entre une structure conventionnelle d'onduleur à neuf niveaux du type NPC et la topologie proposée dans ce travail.

3.8.2 Structure d'onduleur NPC à neuf niveaux

Les convertisseurs à structure NPC (ou bien à diodes flottantes), sont parmi les topologies multi-niveaux, particulièrement intéressants, en raison de leur simplicité. Dans ces topologies les niveaux multiples de tension de sortie sont obtenus grâce à un montage simple de conversion d'énergie entre le bus continu et la charge alternative, à travers la commande d'ouverture et fermetures des interrupteurs des semi-conducteurs.

En général, dans les structures des onduleurs NPC, pour l'obtention d'une tension de N-niveaux, N-1 capacités sont nécessaires. Les tensions aux bornes de ces condensateurs sont toutes égales à $E/(N-1)$. Il est composé de $2*(N-1)$ interrupteurs connectés en série. Chaque groupe d'interrupteurs forme une cellule de commutation, ces interrupteurs sont donc commandés de façon complémentaire.

Dans ce travail, l'onduleur triphasé conventionnel à neuf niveaux étudié se compose de trois bras symétriques constitués chacun de (16) interrupteurs bidirectionnels en série. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur (GTO, IGBT,...), et d'une diode montée en tête bêche, on les appelle les diodes flottantes. La structure de l'onduleur de tension triphasé du type NPC à 9 niveaux est représentée par la figure (3.7), à partir de la source principale de tension continue (E) et à l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé des condensateurs (C_1, C_2 et C_3, C_4, C_5, C_6, C_7 , et C_8). Dans cette topologie on obtient huit sources secondaires de tension continue délivrant chacune quatre potentiels positifs $E_C, 2E_C, 3E_C, 4E_C$, et d'autres négatifs $-E_C, -2E_C, -3E_C, -4E_C$. Chaque demi-bras est composé de deux étages, chaque étage comporte huit interrupteurs en série avec un point commun relié par une diode au point neutre O . Des diodes antiparallèles sur les transistors assurent la réversibilité des courants de la charge [45].

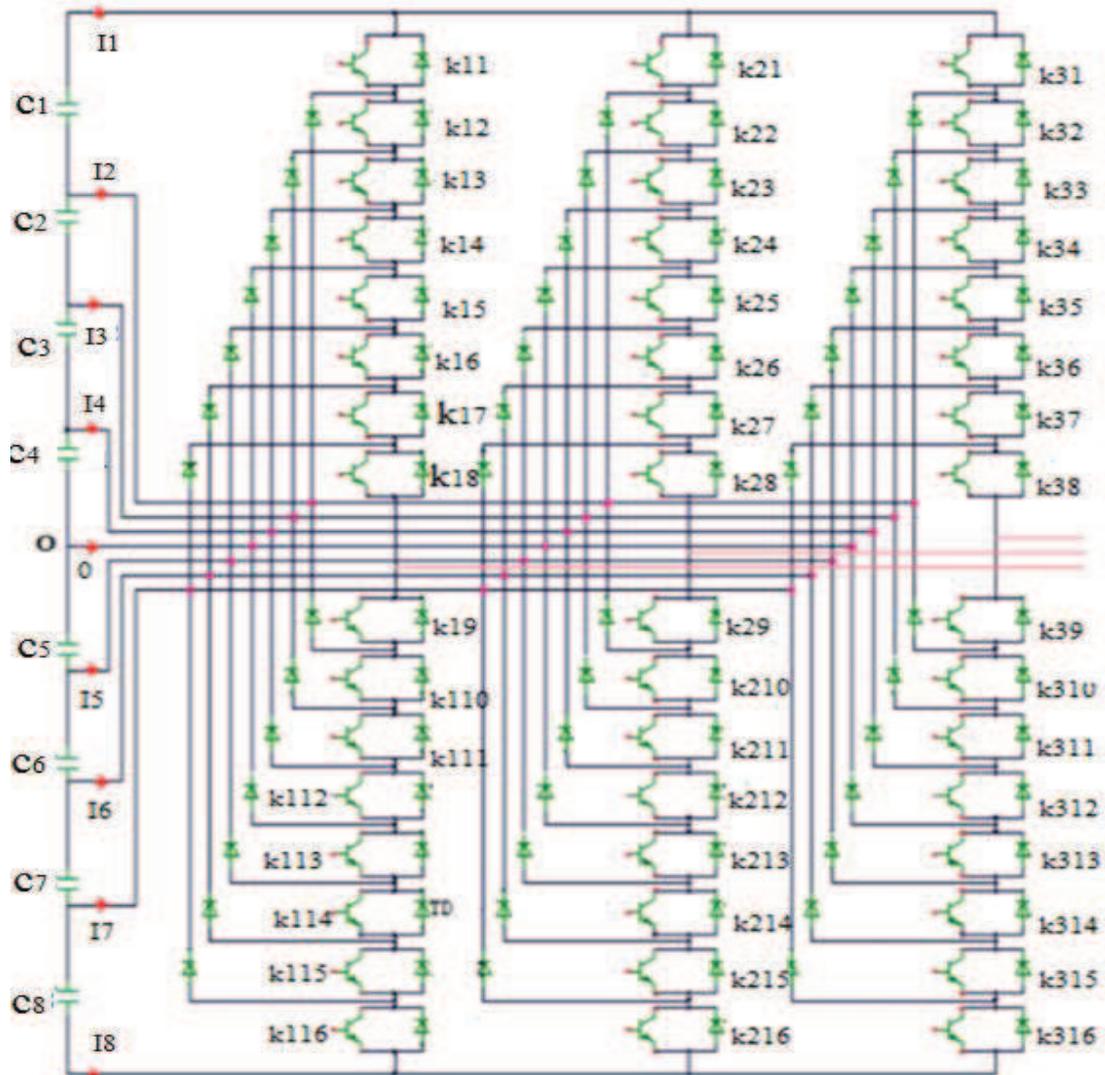


Figure 3.8 : Structure d'onduleur triphasé NPC à neuf niveaux

3.8.2.1 Principe de fonctionnement

Pour décrire le fonctionnement de l'onduleur du type NPC, on considère un seul bras dont la structure est représentée par la figure (3.9). Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple (la tension entre le bras de l'onduleur et le point milieu fictif). Cette tension est définie par l'état (0 ou 1) des seize interrupteurs. Le sens positif ou négatif des courants ($I_1, I_2, I_3, I_4, I_5, I_6, I_7, I_8$) fixe le sens du transfert de l'énergie du convertisseur. Lorsque la source de tension est génératrice et la charge est réceptrice, le courant passe à travers les transistors. Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la charge vers la source d'entrée, ce sont les diodes antiparallèles qui assurent le passage du courant.

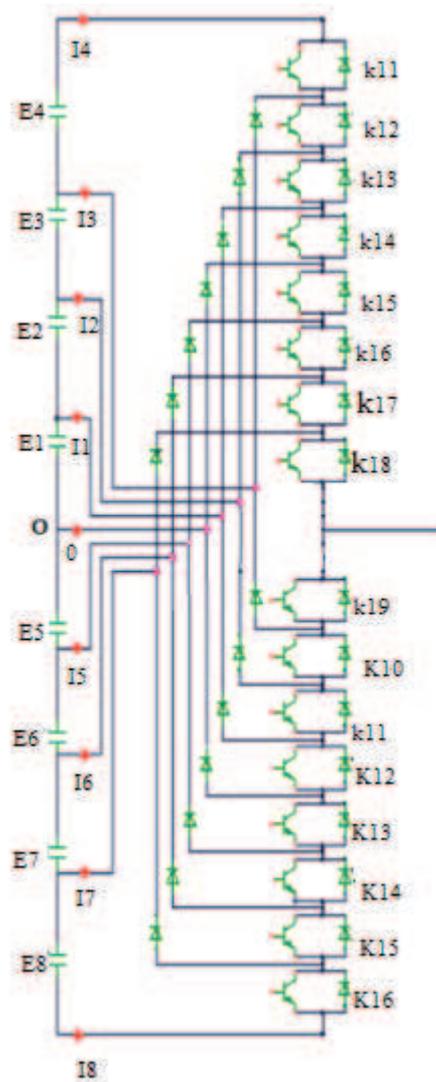


Figure 3.9 : Bras d'onduleur triphasé NPC à neuf niveaux

3.8.2.2 Séquences possibles de fonctionnement

Pour ce type d'onduleur, seules neuf configurations sont fonctionnelles, toutes les autres sont donc à éviter, car elles provoquent soit, des courts-circuits des sources de la tension continue soit, elles provoquent la déconnexion de la charge, Afin d'éviter des courts-circuits des sources de tension, et avoir une conduction continue, et avoir un fonctionnement totalement commandable on adopte une commande complémentaire définie comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} SK_{11} = \overline{SK_{19}} \\ SK_{12} = \overline{SK_{110}} \\ SK_{13} = \overline{SK_{111}} \\ SK_{14} = \overline{SK_{112}} \\ SK_{15} = \overline{SK_{113}} \\ SK_{16} = \overline{SK_{114}} \\ SK_{17} = \overline{SK_{115}} \\ SK_{18} = \overline{SK_{116}} \end{array} \right.$$

Les neuf **Séquences** de fonctionnement sont:

✓ **Séquence 1 (1111111100000000) :**

Dans ce cas, les interrupteurs : $K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{14}, K_{15}, K_{16}, K_{17}, K_{18}$, sont passants et $K_{19}, K_{110}, K_{111}, K_{112}, K_{113}, K_{115}, K_{116}, K_{114}$; sont bloqués, (figure 3.10 (a)). La et la tension de sortie de l'onduleur (V_{ao}) vaut la valeur ($4E_C$), et la tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs ($K_{19}, K_{110}, K_{111}, K_{112}, K_{113}, K_{115}, K_{116}, K_{114}$), égale $E_C = E/8V$.

✓ **Séquence 2 (0111111110000000):**

Avec cette Séquence les interrupteurs : $K_{12}, K_{13}, K_{14}, K_{15}, K_{16}, K_{17}, K_{18}, K_{19}$, sont passants et $K_{11}, K_{110}, K_{111}, K_{112}, K_{113}, K_{114}, K_{115}, K_{116}$; sont bloqués. La tension de sortie de l'onduleur (V_{ao}) vont la valeur ($3 E_C$), et la tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs ($K_{11}, K_{110}, K_{111}, K_{112}, K_{113}, K_{114}, K_{115}, K_{116}$), égale $E_C = E/8 V$. (Figure 3.10 (b)).

✓ **Séquence 3 (0011111111000000):**

Dans ce cas il faut commander les interrupteurs $K_{13}, K_{14}, K_{15}, K_{16}, K_{17}, K_{18}, K_{19}, K_{110}$, à l'état 1 et les autres $K_{11}, K_{12}, K_{111}, K_{112}, K_{113}, K_{114}, K_{115}, K_{116}$, reste à l'état 0. La tension de sortie de l'onduleur (V_{ao}) vont la valeur ($2 E_C$), et la tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs ($K_{11}, K_{12}, K_{111}, K_{112}, K_{113}, K_{114}, K_{115}, K_{116}$), égale $E_C = E/8V$. (Figure 3.10 (c)).

✓ **Séquence 4 (0001111111100000):**

La figure 3.10 (d), montre que les interrupteurs: $K_{14}, K_{15}, K_{16}, K_{17}, K_{18}, K_{19}, K_{110}, K_{111}$, sont passants et $K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{112}, K_{113}, K_{114}, K_{115}, K_{116}$; sont bloqués et la tension de sortie de l'onduleur (V_{ao}) vont la valeur (E_C), par contre la tension supportées par les interrupteurs ($K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{112}, K_{113}, K_{114}, K_{115}, K_{116}$), est égale $E_C = E/8V$.

✓ **Séquence 5 (0000111111110000):**

Dans ce cas les interrupteurs : $K_{15}, K_{16}, K_{17}, K_{18}, K_{19}, K_{110}, K_{111}, K_{112}$, sont passants et $K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{14}, K_{113}, K_{114}, K_{115}, K_{116}$; sont bloqués. La tension de sortie de l'onduleur (V_{ao}) a la valeur (0V), et la tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs ($K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{14}, K_{113}, K_{114}, K_{115}, K_{116}$) égale $E_C = E/8 V$. (figure 3.10 (e)).

✓ **Séquence 6 (0000011111111000):**

Dans cette configuration les interrupteurs: $K_{16}, K_{17}, K_{18}, K_{19}, K_{110}, K_{111}, K_{112}, K_{113}$, sont passants et $K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{14}, K_{15}, K_{114}, K_{115}, K_{116}$; sont bloqués. La tension de sortie de l'onduleur (V_{ao}) a la valeur négative ($-E_C$), (figure 3.10 (f)), et la tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs ($K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{14}, K_{15}, K_{114}, K_{115}, K_{116}$) égale $E_C = E/8V$.

✓ **Séquence 7 (0000001111111100):**

La figure (3.10 (g)) montre que $K_{17}, K_{18}, K_{19}, K_{110}, K_{111}, K_{112}, K_{113}, K_{114}$, sont passants et $K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{14}, K_{15}, K_{113}, K_{115}, K_{116}$; sont bloqués. La tension de sortie de l'onduleur (V_{ao}) a la valeur ($-2 E_C$), et la tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs ($K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{14}, K_{15}, K_{113}, K_{115}, K_{116}$) égale $E_C = E/8V$.

✓ **Séquence 8 (0000000111111110):**

Dans cette configuration les interrupteurs $K_{18}, K_{19}, K_{110}, K_{111}, K_{112}, K_{113}, K_{114}, K_{115}$, sont passants et la tension aux bornes des interrupteurs $K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{14}, K_{15}, K_{16}, K_{17}, K_{116}$; sont bloqués. La tension de sortie de l'onduleur (V_{ao}) a la valeur ($-3 E_C$), et la tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs ($K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{14}, K_{15}, K_{16}, K_{17}, K_{116}$) égale $E_C = E/8V$. (Figure 3.10 (h)).

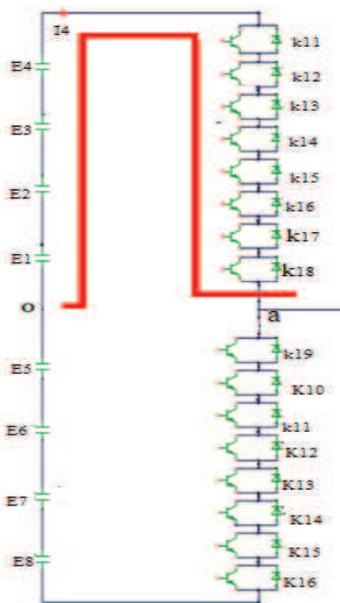
✓ **Séquence 9 (0000000011111111):**

Dans ce cas les interrupteurs: $K_{19}, K_{110}, K_{111}, K_{112}, K_{113}, K_{114}, K_{115}, K_{116}$ sont passants et $K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{14}, K_{15}, K_{16}, K_{17}, K_{18}$; sont bloqués et la tension de sortie de l'onduleur (V_{ao}) a la valeur ($-4 E_C$), (figure 3.10 (i)). La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs ($K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{14}, K_{15}, K_{16}, K_{17}, K_{18}$) égale $E_C = E/8V$.

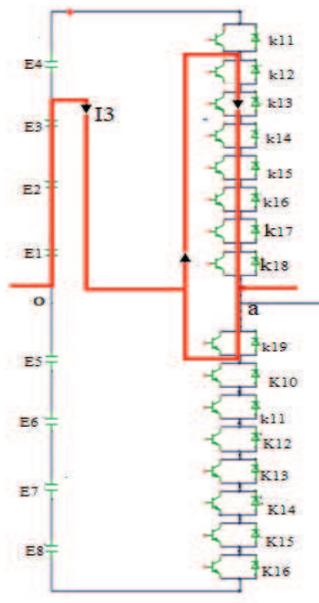
Les neuf séquences fonctionnelles de l'onduleur à neuf niveaux de type NPC sont regroupées dans le tableau de commutation suivant:

Tableau 3.4 : les tensions et les états des intercepteurs d'un bras d'onduleur NPC à neuf niveaux

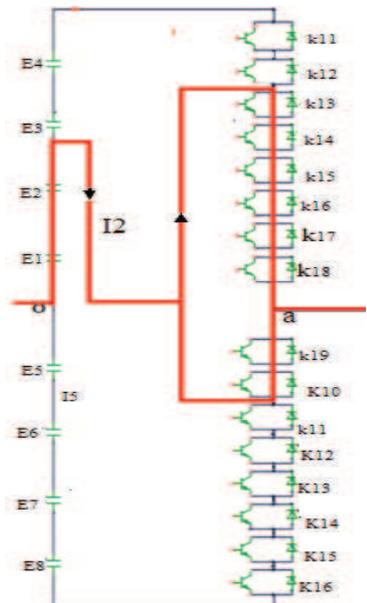
	K_{11}	K_{12}	K_{13}	K_{14}	K_{15}	K_{16}	K_{17}	K_{18}	K_{19}	K_{110}	K_{111}	K_{112}	K_{113}	K_{114}	K_{115}	K_{116}
$4E_c$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$3E_c$	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
$2E_c$	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
E_c	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$-E_c$	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
$-2E_c$	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0
$-3E_c$	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
$-4E_c$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1



(a)



(b)



(c)

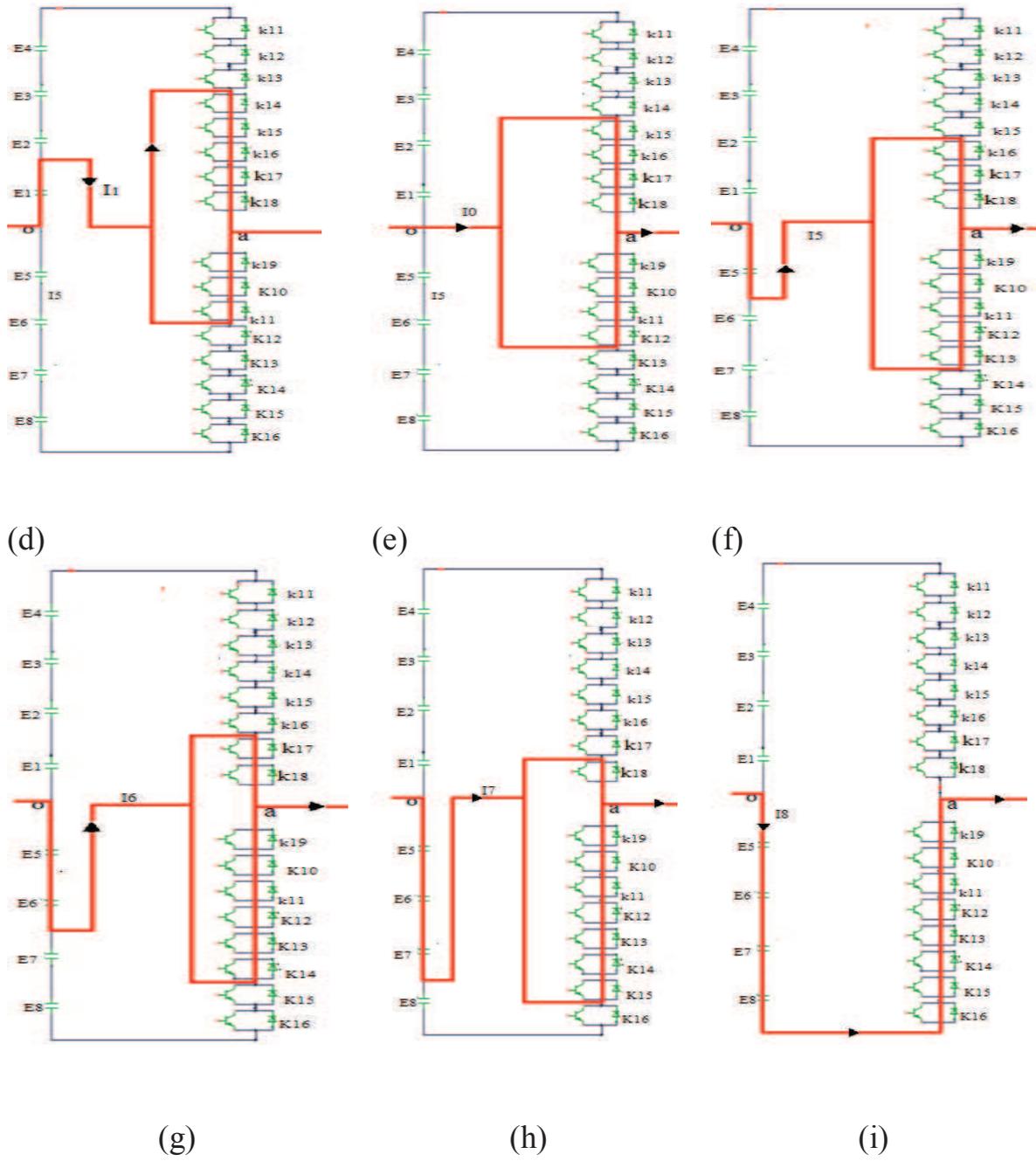


Figure 3.10 : les Séquences de fonctionnement possible de l'onduleur NPC à neuf niveaux

3.8.2.3 Commande de l'onduleur par la modulation à porteuse multiples

Toujours le même principe que la MLI sinusoïdale à une seule porteuse, mais cette fois ci on compare les tensions de références au huit porteuses p1, p2... à p8 [46]. La figure 3.11 montre l'allure du système de tensions de référence triphasé et les huit porteuses unipolaires. La base de cette stratégie est d'utiliser les intersections d'une onde de référence de la tension sinusoïdale (V_{refi}) avec huit porteuses. Ces huit porteuses sont identiques et intercalées d'un ($T_p/8$) de période.

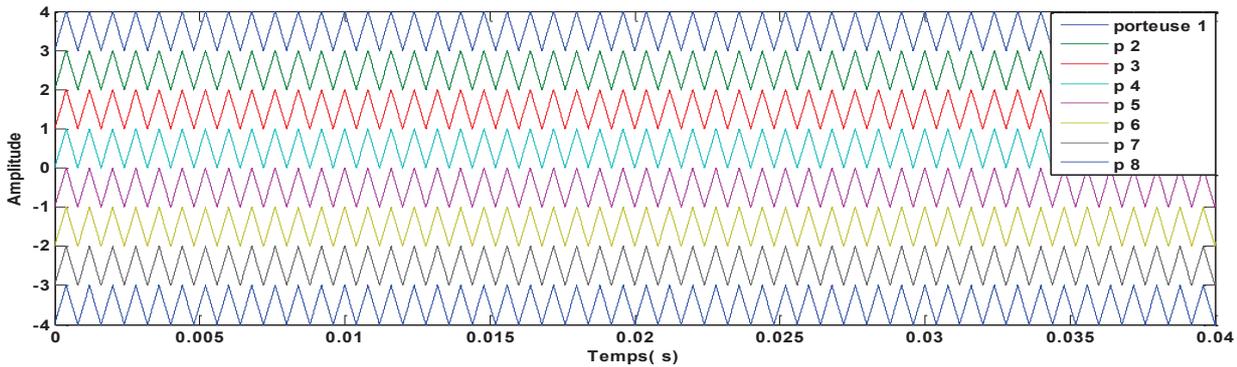


Figure 3.11 : Huit porteuses triangulaires de phases

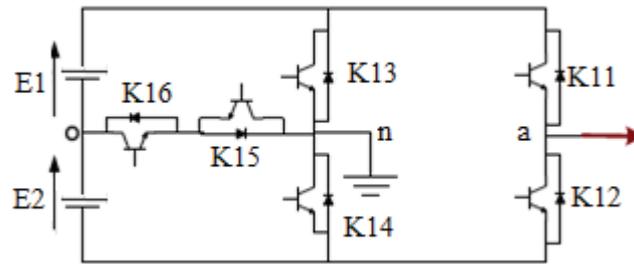
3.9. Proposition d'une nouvelle structure d'onduleur à neuf niveaux

3.9.1 Introduction

La parité de ce chapitre est consacrée à l'étude d'une topologie moderne d'onduleur multi-niveaux avec une proposition d'une nouvelle structure d'onduleur à neuf niveaux. Cette topologie utilise deux interrupteurs de puissance en série de sens opposé méticuleusement contrôlé par un algorithme de commande parallèle. Elle présente un petit nombre d'interrupteurs de puissance, par exemple elle utilise dix-huit interrupteurs de puissance + zéro diodes (pour point neutre serrées), capables de générer cinq niveaux de tension de sortie. Contrairement aux systèmes classiques de l'onduleur NPC exigent vingt-quatre commutateurs de puissance (vingt-quatre interrupteurs de puissance + dix-huit diodes pour point neutre). Il peut améliorer les performances de l'onduleur avec une bonne qualité de tension de sortie et répond mieux aux exigences industrielles [45]. Il peut également réduire au minimum les pertes de puissance dans l'onduleur par un nombre réduit d'impulsions de commutation utilisés. Dans la suite, nous allons étudier ces topologies avec une proposition d'une structure d'onduleur à neuf niveaux.

3.9.2 Description du fonctionnement de la structure à cinq niveaux

Pour mieux comprendre le fonctionnement de la topologie à neuf niveaux proposée on va commencer par l'onduleur à cinq niveaux, montré sur la figure (3.7). Cette structure est composée de trois structures identiques qui fonctionnent indépendamment à chaque phase. Dans une phase unique chaque structure est composée de deux sources de tension continu E_1 et E_2 et six commutateurs K_{11} , K_{12} , K_{13} , K_{14} , K_{15} et K_{16} . Les deux premiers sont minutieusement contrôlés, connectés **en anti-série** entre les points o (centre de la S_1 et S_2 et n). Ils génèrent des niveaux de tension $+E$, 0 , $-E$ et assurent la bidirectionnelle pour le courant et la tension à travers le neutre et le centre du bus continu. Pour générer les cinq niveaux de la tension de sortie ($-2E$), ($-E$), (0), ($+E$), ($+2E$), nous avons choisi de disposer de deux source E_1 et E_2 , qui assurent une alimentation continu du bus dc, chacun a une amplitude égale à E (V), [47].



Figures 3.12: Nouvelle topologie du convertisseur à cinq niveaux (une seule phase)

3.9.3 Description d'une nouvelle structure d'onduleur à neuf niveaux

La topologie proposée (figure 3. 8) est constituée de trois structures identiques, chacune placée sur une phase indépendante. Celles-ci constituent d'un nombre d'interrupteurs de puissance très réduits (30 IGBT) par rapport aux systèmes classiques (48 IGBT). L'alimentation du bus dc capable de générer les neuf niveaux $4E$, $3E$, $2E$, E , 0 , $-E$, $-2E$, $-3E$, $-4E_c$ via la division de la tension V_{DC} réparti uniformément sur les quatre sources connectées en série E_1 , E_2 , E_3 , et E_4 , les interrupteur K_{11} et K_{13} et K_{12} et K_{14} sont montrés en pont H, et Les interrupteur K_5 , K_7 , k_9 sont montées en série avec les interrupteur K_6 , K_8 , k_{10} , respectivement [48].

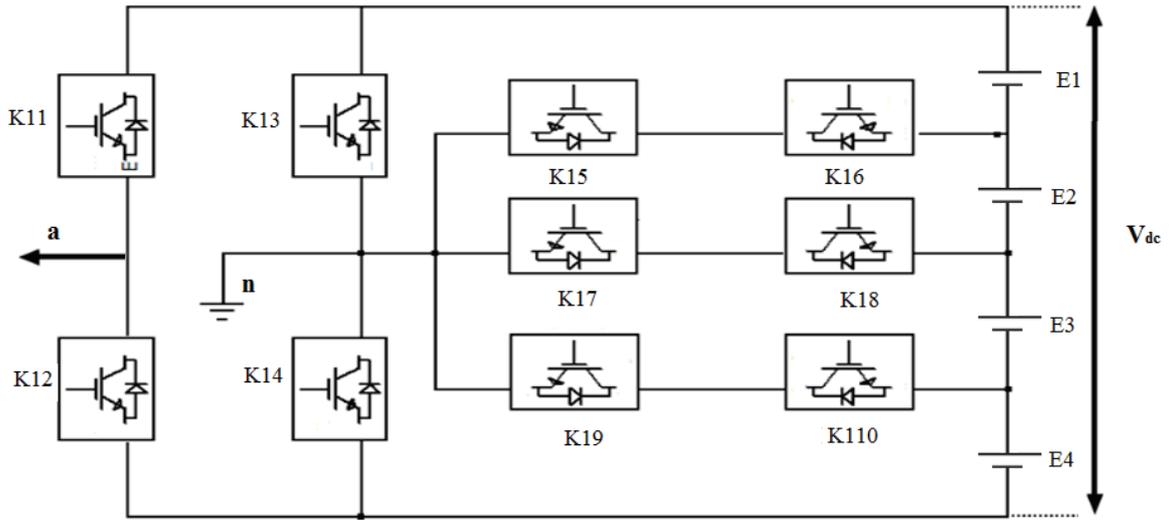
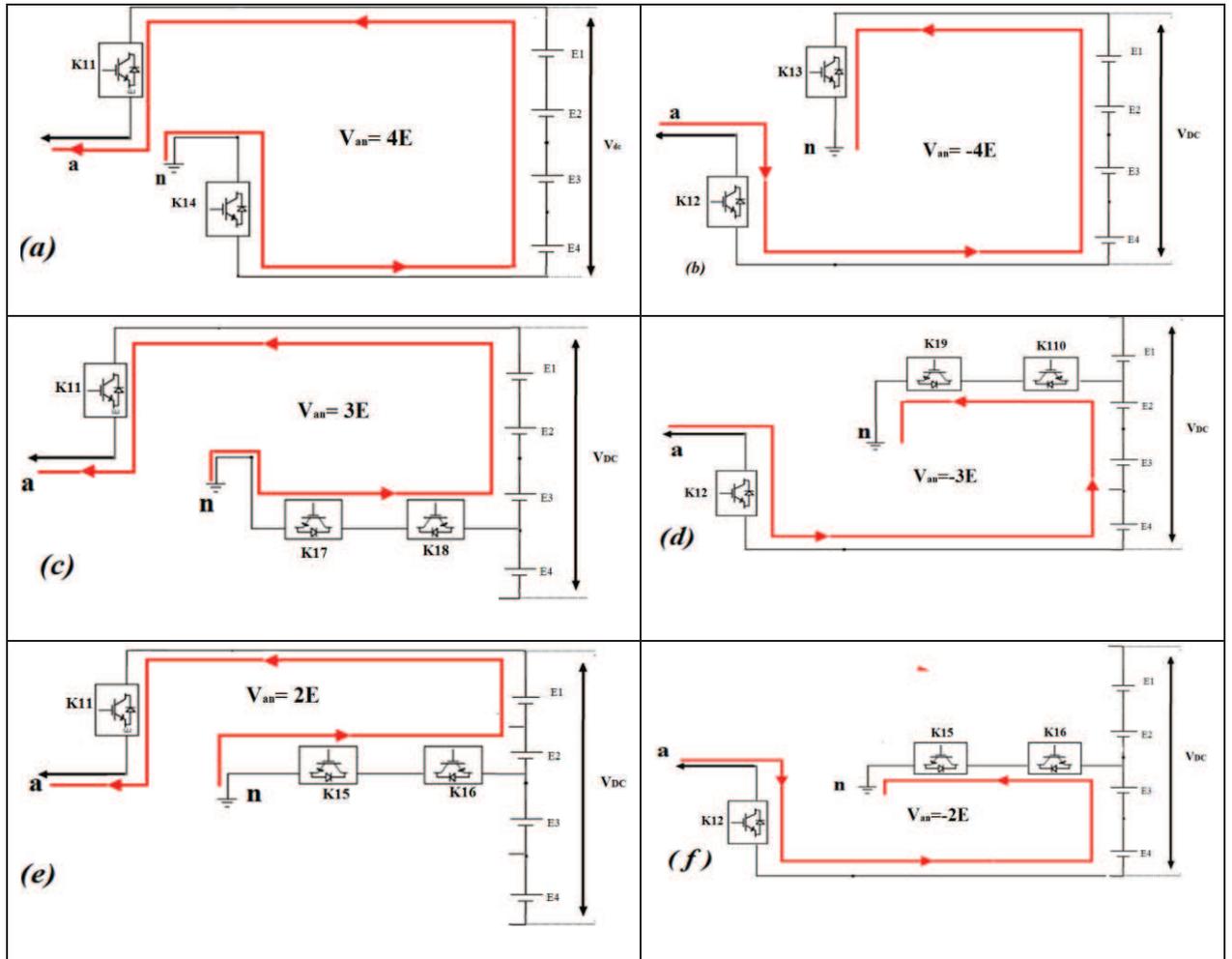


Figure 3. 13: structure de l'onduleur à neuf niveaux proposé (une seule phase)



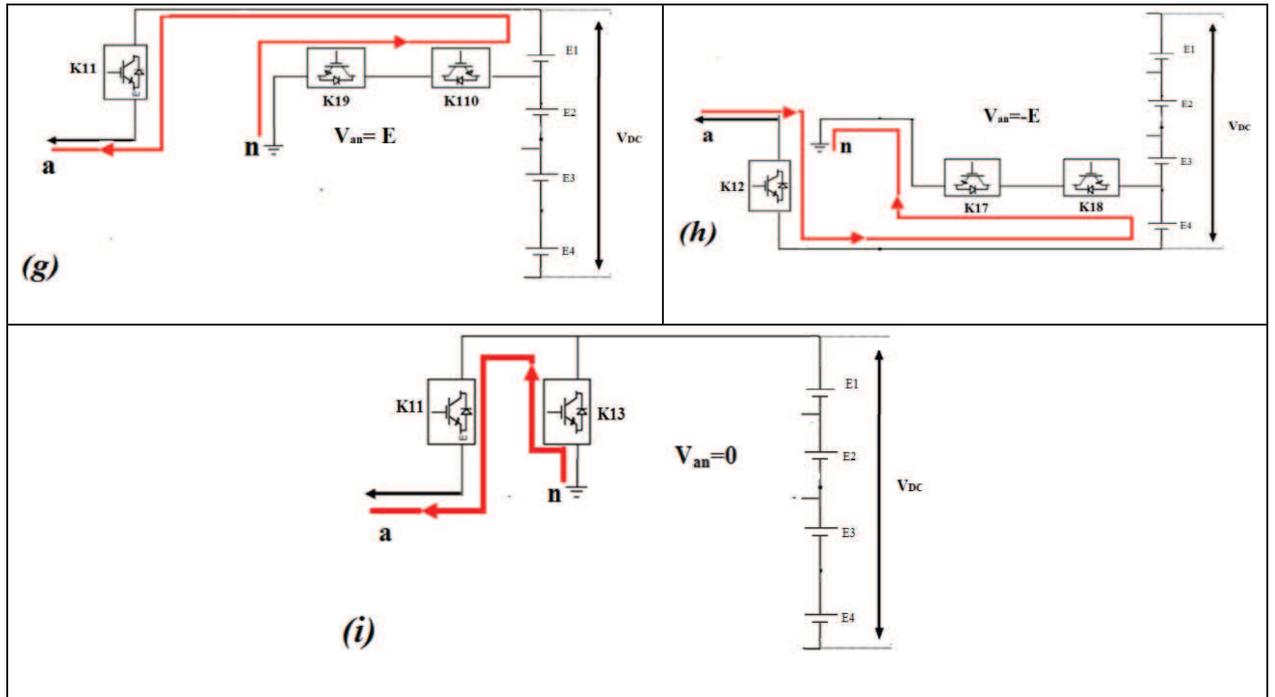


Figure 3.14: les configurations possible de l'onduleur à neuf niveaux proposé

3.9.4 Principe de fonctionnement

Pour maintenir le niveau zéro à la sortie de l'onduleur, il faut activer k_{11} et k_{13} (figure 3.14(i)). Alors que K_{11} et K_{14} sont activés pour obtenir $V_{an} = 4E$ (figure 3.14(a)). Pour inverser la tension de sortie ($V_{an} = -4E$), k_{12} et k_{13} sont fermés (figure 3.14(b)). k_{11} , k_{17} et k_{18} sont activés pour générer $3E$ (figure 3.14(c)) et k_{12} , k_{19} et k_{110} pour générer $-3E$ (figure 3.14(d)). k_{11} , k_{15} et k_{16} sont activés pour générer le niveau $2E$ (figure 3.14(e)) et pour obtenir la tension de l'onduleur $-2E$, les commutateurs k_{12} , k_{15} et k_{16} sont activés (figure 3.14(f)). Le niveau E apparaît lorsque les interrupteurs k_1 , k_9 et k_{10} sont activés (figure 3.14(g)), alors que pour produire $-E$, k_{12} , k_{17} et k_8 sont mis sous tension (figure 3.14(h)). [48]

3.9.5 Système de commande

La tension de sortie souhaitée est obtenue par la commande de fermeture et d'ouverture des interrupteurs IGBT. Ce résultat est tenu par MLI de porteuse multiple, cette technique est principalement basée sur la comparaison du signal de référence de courant V_{ref1} V_{ref2} V_{ref3} et les huit porteuses triangulaires identiques (p_1 p_2 , p_3 , p_4 p_5 p_6 , p_7 , p_8), comme illustré dans la figure 3.10. Celui-ci envoie dix signaux logiques en même temps, égal à 0 ou 1 pour chacun d'eux; transmet aux commutateurs (k_1 , k_2 , k_3 , k_4 , k_5 , k_6 ,

k_7, k_8, k_9, k_{10}). Dans le but de donner des signaux logiques émis vers les transistors à travers un algorithme parallèle comme présenté par la figure 3.11 qui vérifie les neuf conditions suivantes: [46,48]

- Si $I_h \geq p_1, \mathbf{k}_{11}=1, k_{12}=0, k_{13}=0, \mathbf{k}_{14}=1, k_{15}=0, k_{16}=0, k_{17}=0, k_{18}=0, k_{19}=0, k_{110}=0$ & $V_{an}=4E$.
- Si $p_1 > I_h \geq p_2, \mathbf{k}_{11}=1, k_{12}=0, k_{13}=0, k_{14}=0, k_{15}=0, k_{16}=0, \mathbf{k}_{17}=1, \mathbf{k}_{18}=1, k_{19}=0, k_{110}=0$ & $V_{an}=3E$.
- Si $p_2 > I_h \geq p_3, \mathbf{k}_{11}=1, k_{12}=0, k_{13}=0, k_{14}=0, k_{15}=1, k_{16}=1, k_{17}=0, k_{18}=0, k_{19}=0, k_{110}=0$ & $V_{an}=2E$.
- Si $p_3 > I_h \geq p_4, k_{11}=1, k_{12}=0, k_{13}=0, k_{14}=0, k_{15}=0, k_{16}=0, k_{17}=0, k_{18}=0, k_{19}=1, k_{110}=1$ & $V_{an}=E$.
- Si $p_4 > I_h \geq p_5, \mathbf{k}_{11}=1, k_{12}=0, \mathbf{k}_{13}=1, k_{14}=0, k_{15}=0, k_{16}=0, k_{17}=0, k_{18}=0, k_{19}=0, k_{110}=0$ & $V_{an}=0$.
- Si $p_5 > I_h \geq p_6, k_{11}=0, k_{12}=1, k_{13}=0, k_{14}=0, k_{15}=0, k_{16}=0, k_{17}=1, k_{18}=1, k_{19}=0, k_{110}=0$ & $V_{an}=-E$.
- Si $p_6 > I_h \geq p_7, k_{11}=1, \mathbf{k}_{12}=1, k_{13}=0, k_{14}=1, \mathbf{k}_{15}=1, \mathbf{k}_{16}=1, k_{17}=0, k_{18}=0, k_{19}=0, k_{110}=0$ & $V_{an}=-2E$.
- Si $p_7 > I_h \geq p_8, k_{11}=1, \mathbf{k}_{12}=1, k_{13}=0, k_{14}=0, k_{15}=0, k_{16}=0, k_{17}=0, k_{18}=0, \mathbf{k}_{19}=1, \mathbf{k}_{110}=1$ & $V_{an}=-3E$.
- Si $p_8 > I_h, k_{11}=1, \mathbf{k}_{12}=1, \mathbf{k}_{13}=1, k_{14}=1, k_{15}=0, k_{16}=0, k_{17}=0, k_{18}=0, k_{19}=0, k_{110}=0$ & $V_{an}=-4E$.

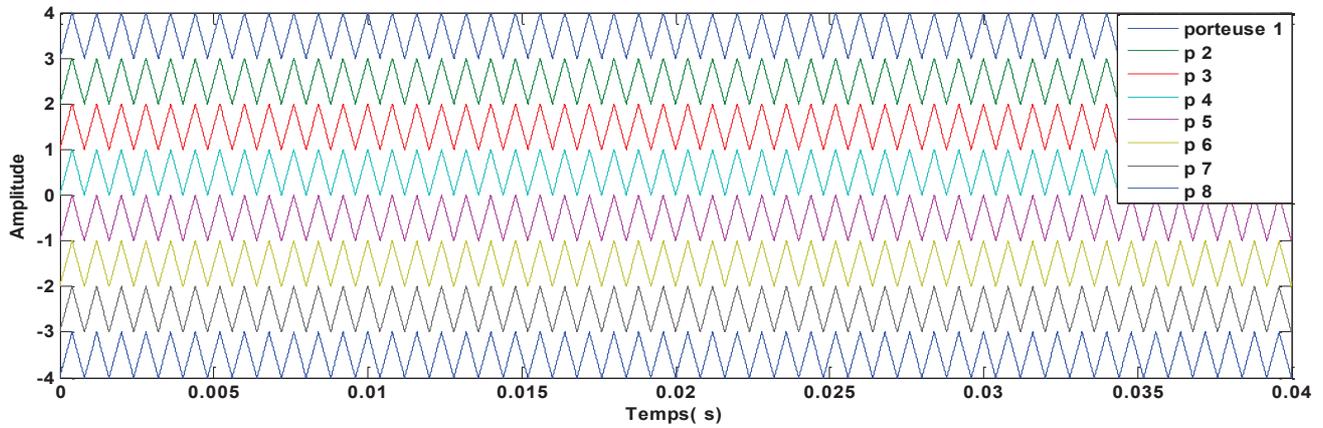


Figure 3.15: Huit porteuses triangulaires de phases disposées

La figure 3.16 explique en détail le contrôle des commutateurs par un nouvel algorithme parallèle (figure 3.12), qui permet simultanément la comparaison entre V_{ref} avec huit porteuses. Cette méthode peut générer rapidement les signaux envoyés aux commutateurs du modèle proposé.

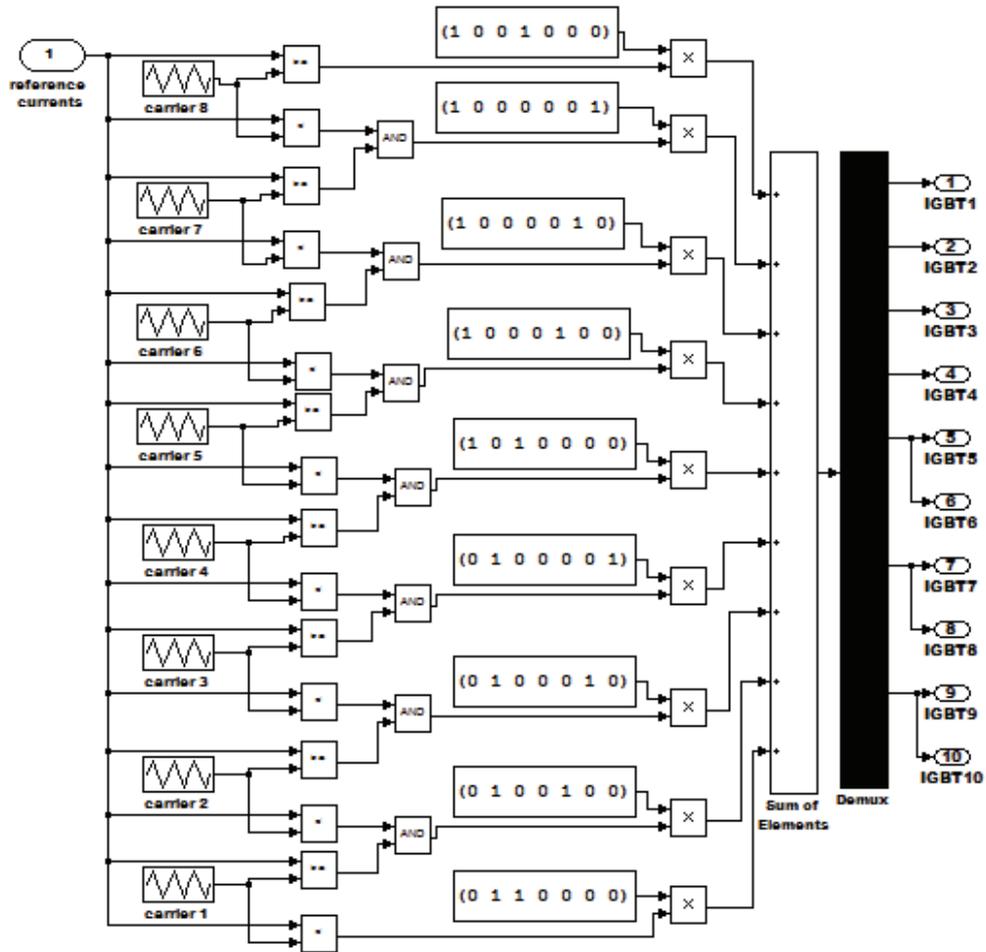


Figure 3.16: Génération des signaux logique

Les états d'ouverture et de fermeture pour tous les commutateurs de cette nouvelle topologie sont résumés dans le tableau suivant [48]:

Tableau 3.5: La tension de sortie et les états des intercepteurs

K_i	K_{11}	K_{12}	K_{13}	K_{14}	$K_{15}=k_{16}$	$K_{17}=k_{18}$	$K_{19}=k_{110}$
4E	1	0	0	1	0	0	0
3E	1	0	0	0	0	1	0
2E	1	0	0	0	1	0	0
E	1	0	0	0	0	0	1
0	1	0	1	0	0	0	0
-E	0	1	0	0	0	1	0
-2E	0	1	0	0	1	0	0
-3E	0	1	0	0	0	0	1
-4E	0	1	1	0	0	0	0

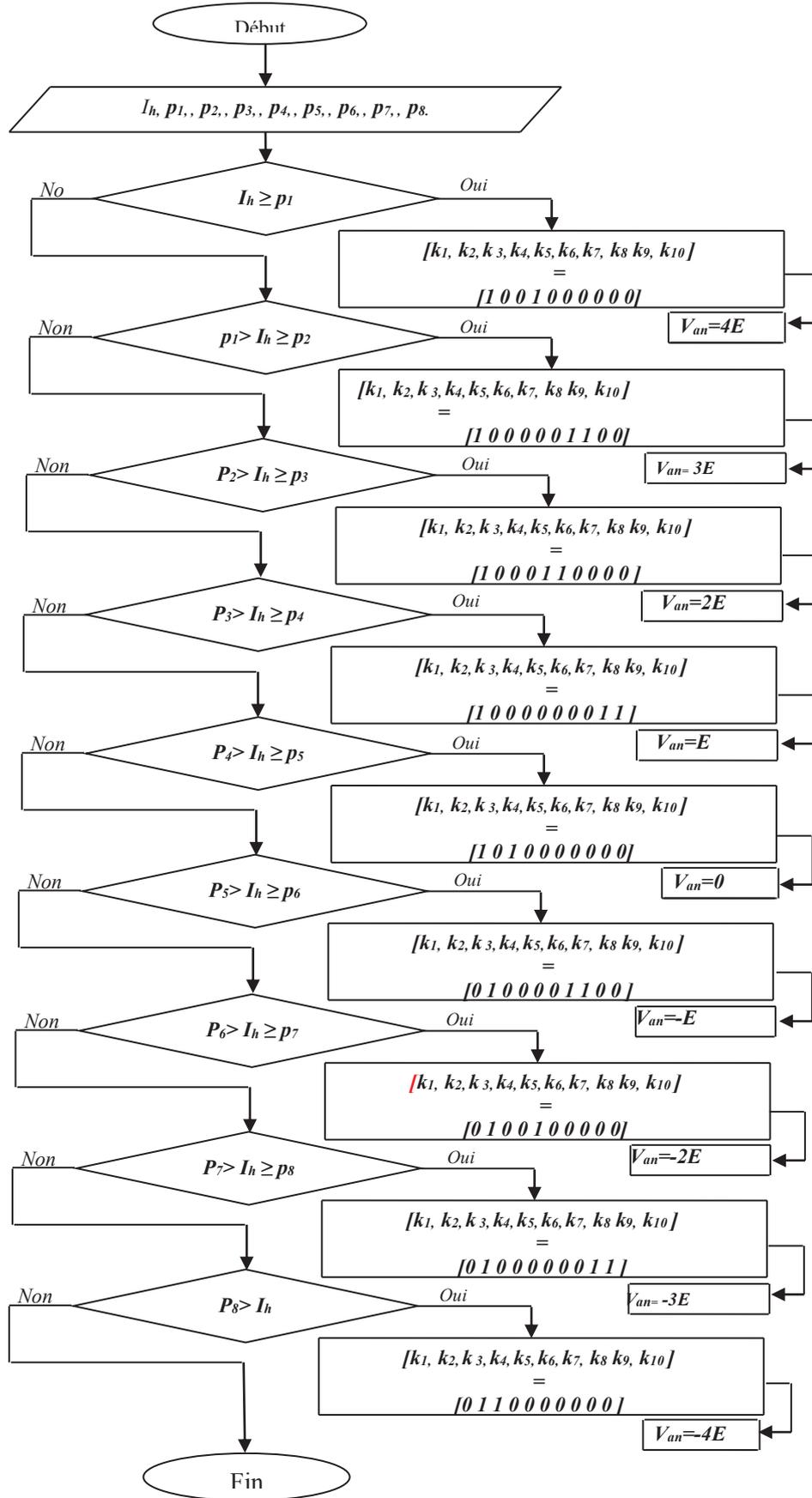
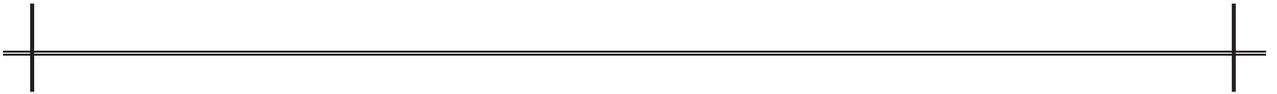


Figure 3.16: Algorithme de Génération des signaux logique

3.10 Conclusion

La technique de commande des onduleurs multi-niveaux représente un domaine de recherche important. Elle est liée également à des applications toujours plus performantes et plus puissantes. Dans ce chapitre on a présenté la description des principales topologies de la conversion multi-niveaux avec leurs avantages et inconvénients. Ces topologies comprennent principalement la technique des onduleurs NPC à potentiels distribués, la technique dite des cellules imbriquées, ainsi que la technique des convertisseurs cascades. On a également proposé une nouvelle structure d'onduleur de tension à neuf niveau avec son principe de fonctionnement et l'étude de son modèle de commande. Dans le dernier chapitre, on présentera la simulation et l'interprétation du résultat obtenus par l'utilisation des différentes commandes ainsi les topologies de l'onduleur à neuf niveaux testée sur deux domaines importants : l'alimentation des machines à courant alternatif et le filtrage actif des harmoniques.



Chapitre IV

Simulation et interprétation



CHAPITRE 4

SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS

4.1 Introduction

Après avoir étudié dans les deux chapitres précédents, les différentes topologies, et les stratégies de commande des onduleurs, nous allons présenter ici quelques unes de leurs applications ainsi que leurs simulations.

La simulation est réalisée par l'utilisation du logiciel MATLAB/Simulink 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 [49].

Dans notre travail, on va se baser sur deux axes de recherche, la technique de commande et la structure du convertisseur dans le but d'améliorer les performances de fonctionnement de l'onduleur. Ces deux axes seront appliqués dans deux domaines industriels différents

et importants, la première application sur un moteur asynchrone à vitesse variable et la deuxième application dans le domaine du filtrage actif des harmoniques. Cette dernière application est destinée pour la compensation du courant harmonique généré par les charges non linéaires.

4.2 Critères de performance

✓ Problèmes des harmoniques

La présence des harmoniques dans les systèmes électriques signifie que le courant et la tension sont déformés et s'écartent de formes d'ondes sinusoïdales. Ces harmoniques sont à l'origine des pertes joules qui représentent une grande partie des pertes dans les machines. La valeur efficace des harmoniques de courant est donnée par [50]-[51]:

$$I_{hef} = \sqrt{\int_0^T \frac{1}{T} (i(t) - i_1(t))^2 dt} \quad (4.2)$$

On introduit le facteur de distorsion harmonique totale (THD), qui est le rapport entre la valeur efficace de toutes les composantes harmoniques du signal (U ou I) et sa valeur efficace à la fréquence du fondamental. En termes de minimisation de distorsion harmonique, ce facteur permet de caractériser la qualité des grandeurs électriques à la sortie de l'onduleur, à travers la technologie utilisée, la formule du THD est donnée par:[51]-[52].

$$THD = \sqrt{\sum_{K=2}^N \left(\frac{Y_K}{Y_1}\right)^2} \quad (4.3)$$

✓ Ondulation du couple

Les différentes techniques de minimisation des ondulations de couple sont essentiellement classées en deux catégories : la première concerne la géométrie de la machine alors que la deuxième est basée sur le contrôle. [50, 53]. Les ondulations du couple électromagnétique d'une machine créée par une séquence de commande peut être caractérisée par :

$$\Delta C_e = \frac{C_{emax} - C_{emoy}}{C_{enom}} \quad (4.4)$$

Où C_{emax} , C_{emoy} et C_{enom} désignent respectivement le couple maximal, le couple moyen et le couple nominal [[54]. Certaines applications imposent des ondulations de couple faibles. Il existe des commandes optimisées dans ce sens.

✓ Pertes à la commutation

Les pertes dans l'onduleur peuvent être classées en deux catégories : les pertes par conduction et les pertes par commutation [56]-[57].

Les pertes par conduction sont dues à la résistance interne du semi-conducteur à l'état passant. Les pertes par commutation sont dues aux variations affines du courant et de tension, dans les interrupteurs en fonction du temps pendant la phase de commutation. Ces pertes dépendent de la tension du bus continu (E), du courant dans la charge, et de la fréquence de commutation. Au moment de l'ouverture ou de la fermeture du composant, la tension et le courant ne s'annulent pas simultanément (ouverture ou fermeture prennent un temps non nul), (Figure 4.1), même si ces composantes ne présentent pas des pertes joule lorsqu'ils sont à l'état d'interrupteur fermé (Interrupteur idéal). C'est pour cela pour les fortes puissances, le nombre de commutations par période du fondamental sont obligatoirement faibles, on peut calculer ces pertes par la formule suivante [56]:

$$P_{commut} = \frac{1}{2} \cdot f_c \cdot E \cdot (t_{on} + t_{off}) (|i_a(t)| + |i_b(t)| + |i_c(t)|) \quad 4.5$$

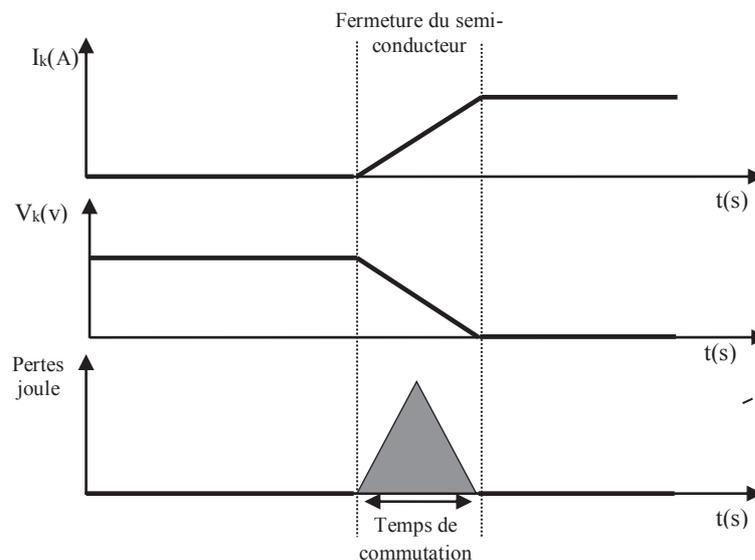


Figure 4.1 : Les pertes de commutation au moment de commutation

Donc on cherche toujours à réduire les pertes dans l'onduleur, a travers la diminution du nombre des commutations des semi-conducteurs par période.

✓ **Le coût d'exploitation**

On peut réduire le coût d'exploitation de l'onduleur, par la réduction des nombres des composants utilisés ce qui permet d'une part, d'obtenir un système moins cher et d'autre part la diminution des pertes de commutation et de conduction [47].

4.3 Simulation de l'onduleur alimentant un moteur asynchrone

4.3.1 Application des techniques de commande avancées

Dans cette partie, on étudiera les performances du moteur asynchrone (tableau 3.1) simulé sous SIMULINK dans deux cas :

- ✓ Le moteur est alimenté par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux commandé par la stratégie MLI sinusoïdale, MLI vectorielle et MLI discontinu.
- ✓ Le moteur est alimenté par un onduleur à neuf niveaux, pour ce faire, on démarre le moteur à vide avec une application d'un couple résistant $C_r = 3 \text{ N.m}$ à l'instant 1.5 s, puis on déduit les courants statoriques, la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et la tension à la sortie de l'onduleur. Les résultats de simulation sont illustrés par les figures 4.2 à 4.19.

Tableau 4.1. Les caractéristiques du moteur asynchrone

paramètres	valeur
La puissance nominale	$P_n = 1.5 \text{ Kw}$
Fréquence nominale	$f = 50\text{Hz}$
Nombre de paire de pole	$P=2$
Tension d'alimentation	$u_n=220\text{v}/380\text{v}$
Courant nominal	$I_n = 6.2/3.7\text{A}$
Vitesse de rotation nominale	$n_n = 1420\text{tr}/\text{min}$
Résistance statorique	$R_s = 4.85 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 3.805 \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0.2740 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.2740 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$M_{sr} = 0.2580 \text{ H}$

Moment d'inertie	$J = 0.031 \text{Kg m}^2$
Coefficient de frottement	$f_t = 0 \text{Kg m}^2/\text{s}$

4.3.1 .1 Les résultats de simulation

Les testes de simulation ont été réalisé en utilisant les paramètres illustrés sur le tableau 4.1.

4.3.1.1.1 Commande par MLI sinusoïdale

Les résultats de simulation de la stratégie de commande MLI sinusoïdale sont donnés par les figures suivantes:

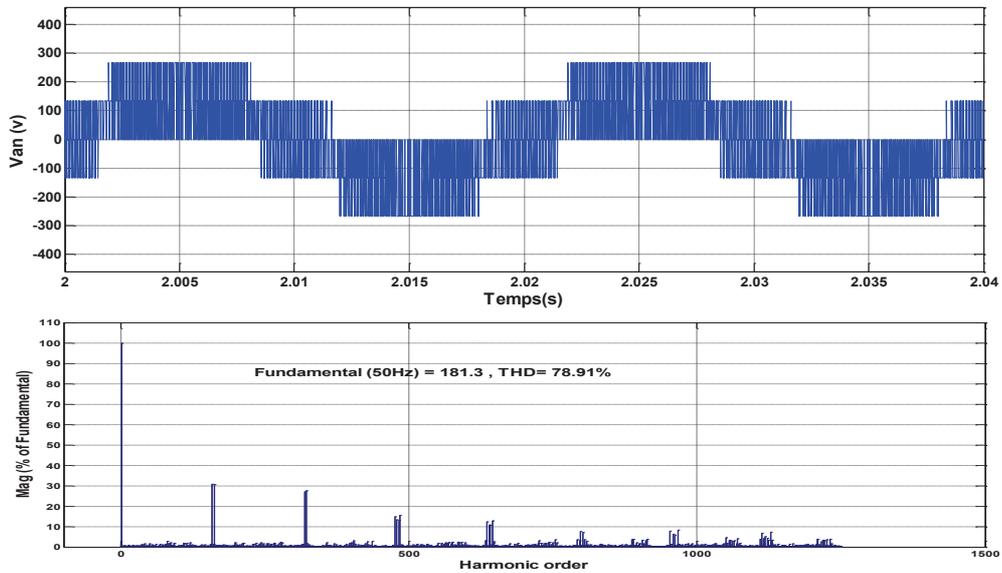


Figure 4.2 : la forme et le spectre des harmoniques de la tension V_{an}

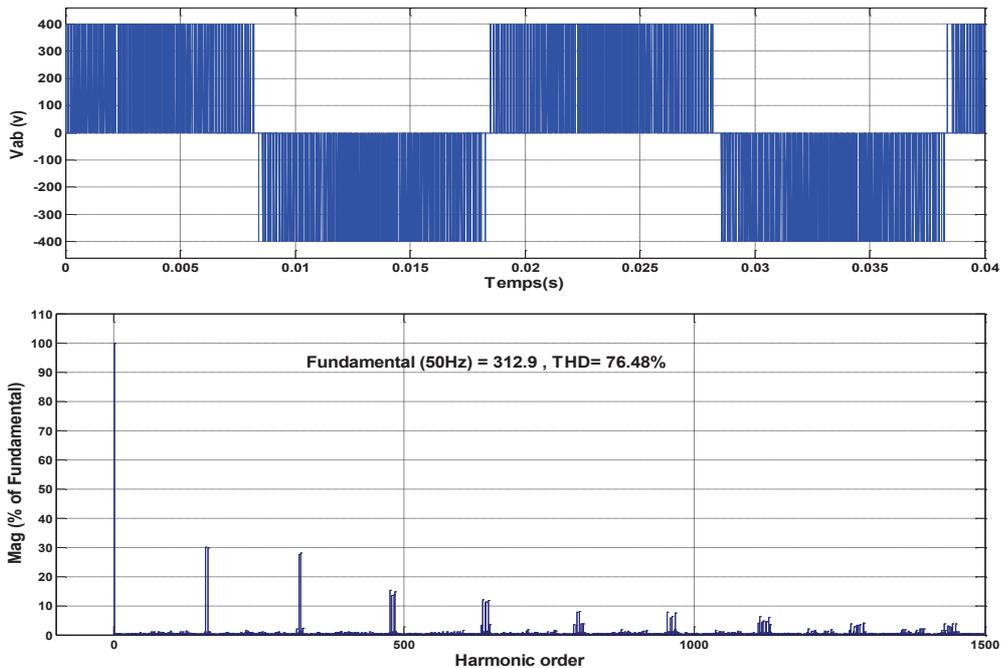


Figure 4.3 : la forme et le spectre des harmoniques de la tension composée V_{ab}

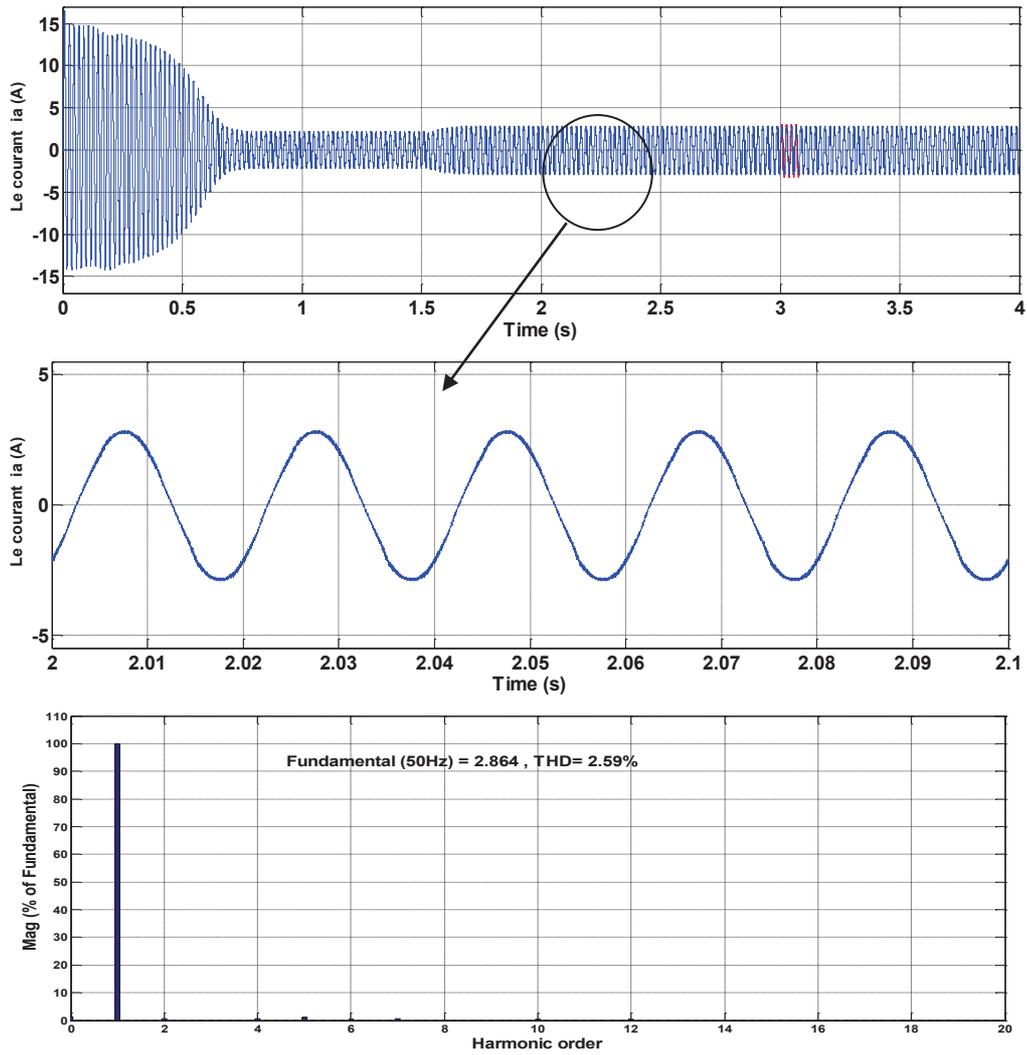


Figure 4.4 : la forme et le spectre des harmoniques du courant statorique I_a

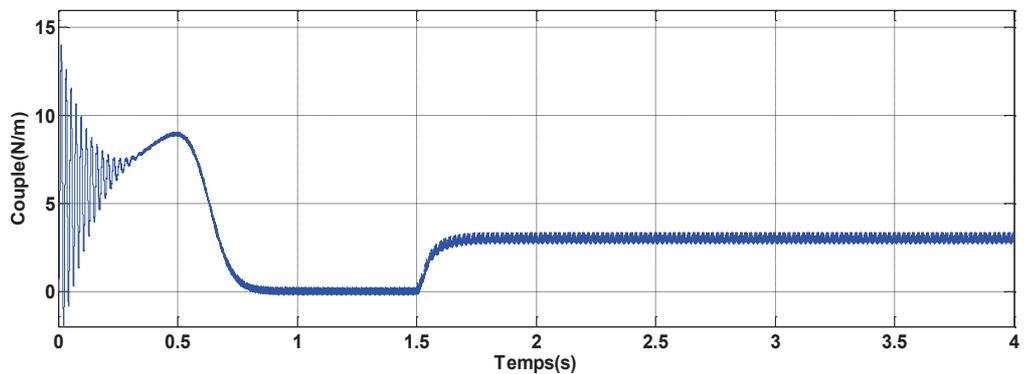


Figure 4.5 : la variation du couple électromagnétique C_e

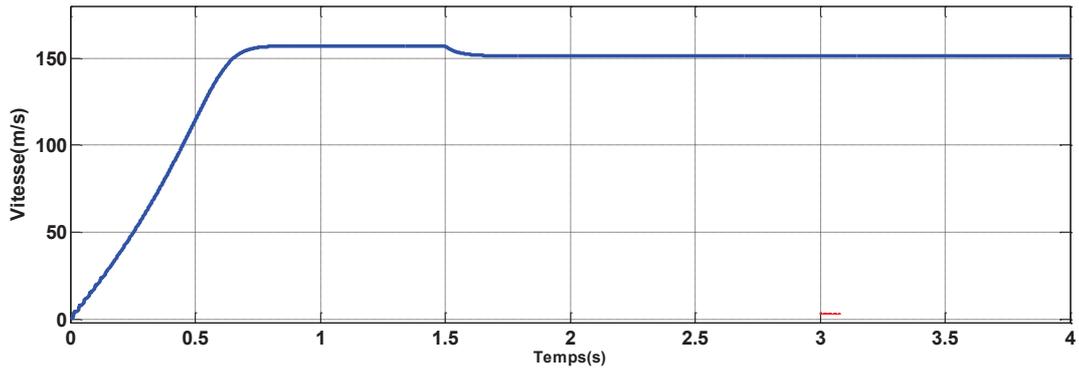


Figure 4.6 : La vitesse de rotation du moteur

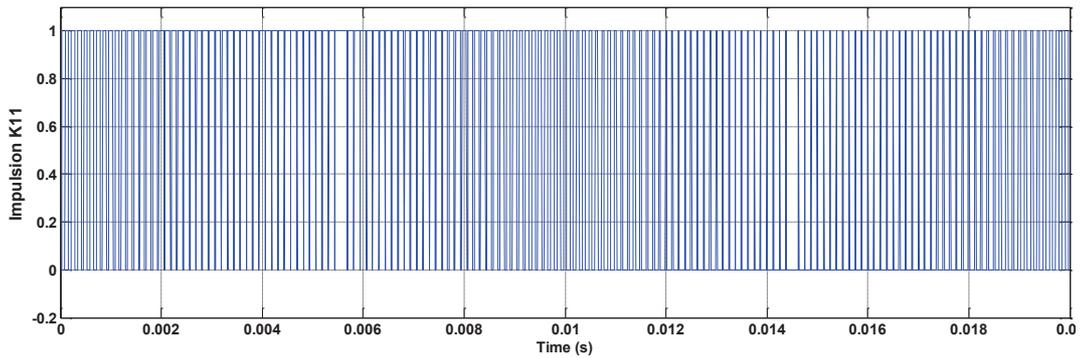


Figure 4.7 : l'impulsion du l'interrupteur K_{11}

4.3.1.1.2 Commande par MLI vectorielle

Les résultats de simulation de la stratégie de commande MLI vectorielle sont donnés par les figures suivantes :

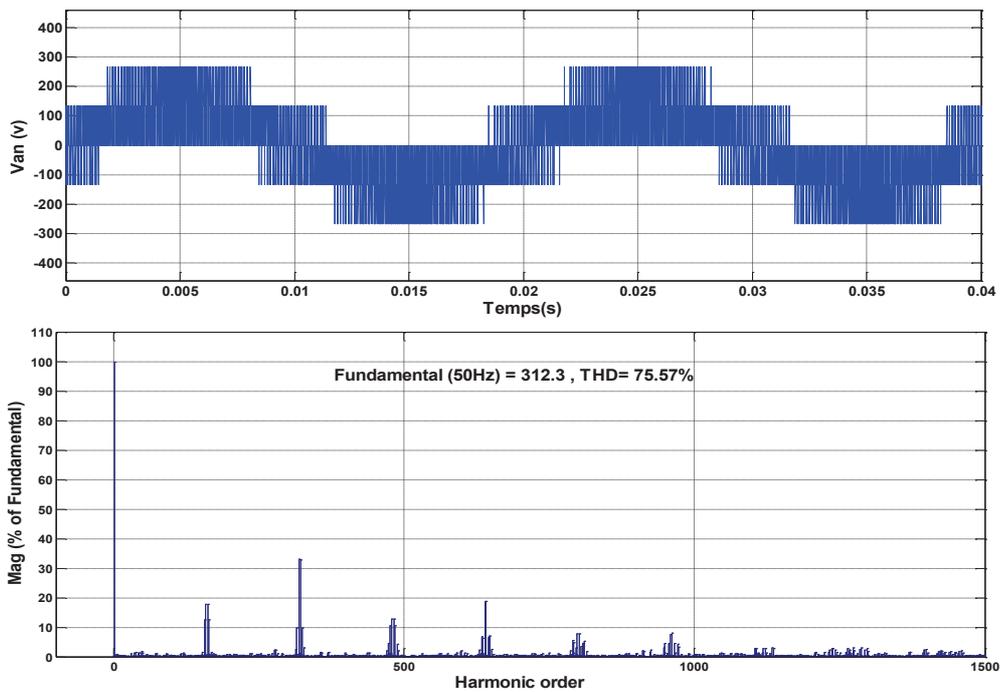


Figure 4.8 : la forme et le spectre des harmoniques de la tension V_{an}

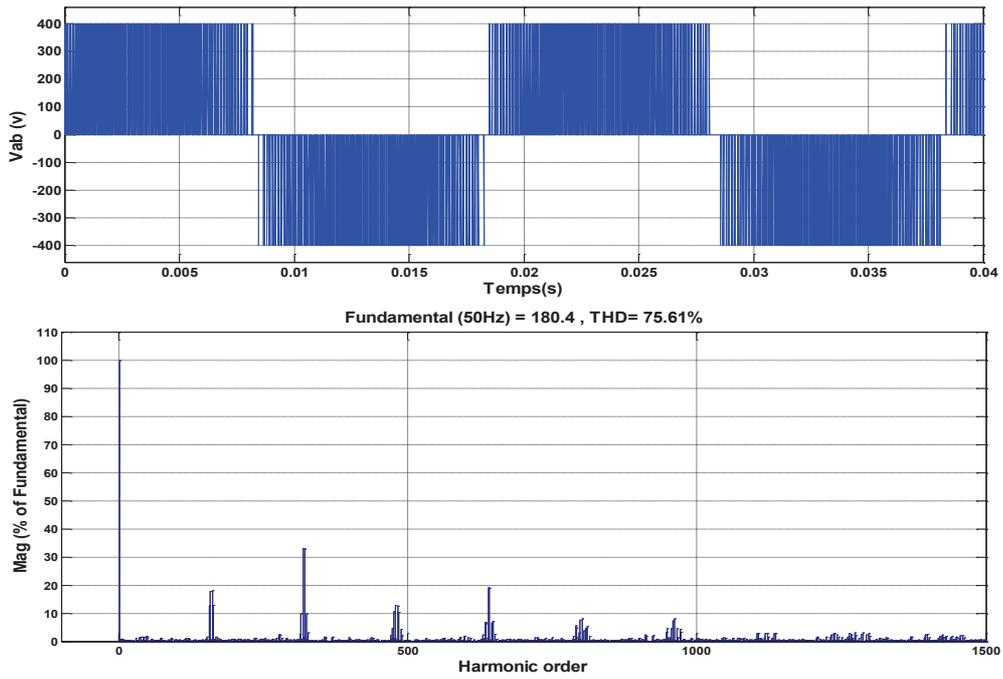


Figure 4.9 : la forme et le spectre des harmoniques de la tension V_{ab}

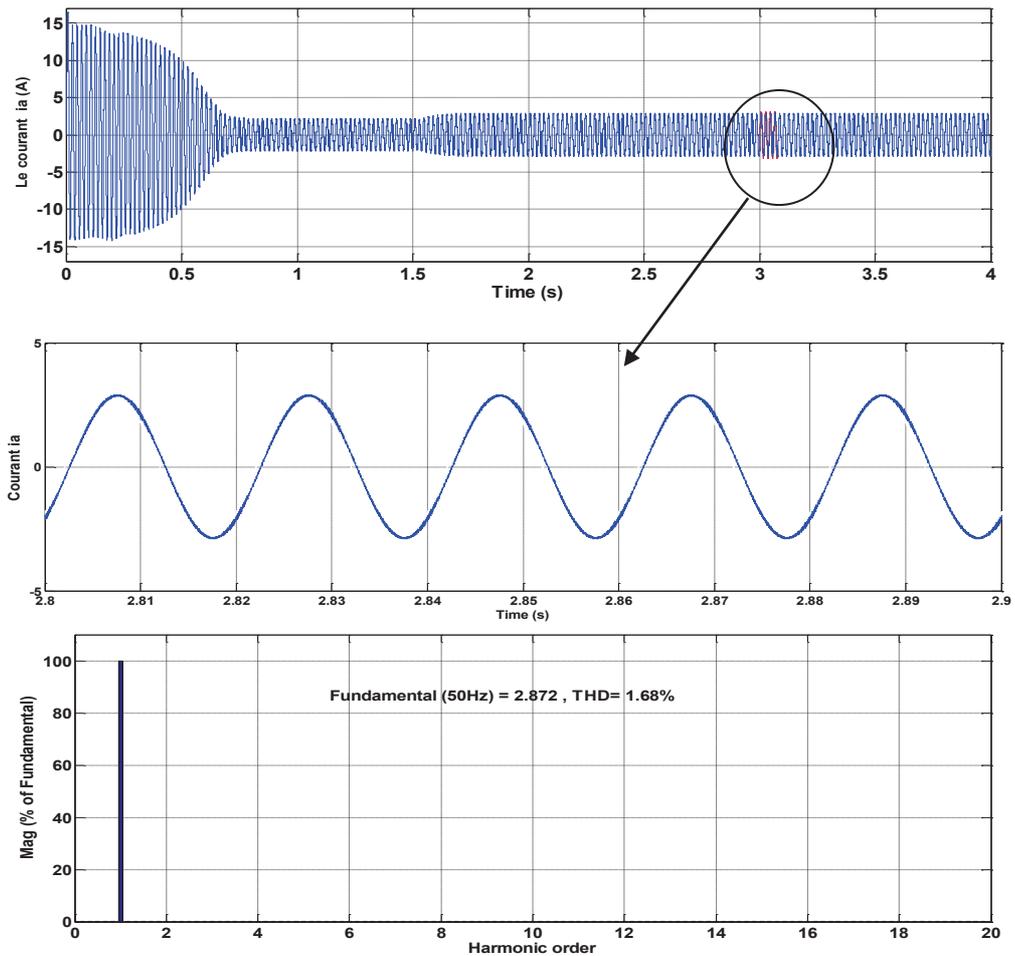


Figure 4.10 : la forme et le spectre des harmoniques du courant statorique I_a

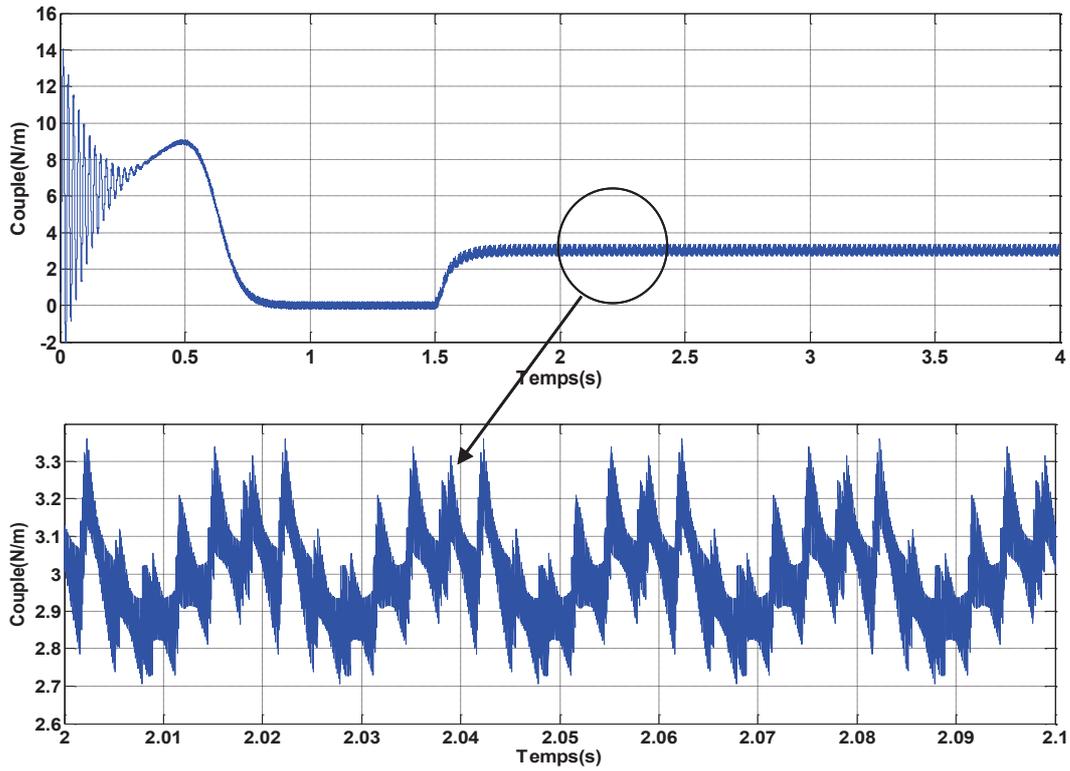


Figure 4.11 : la variation du couple électromagnétique C_e

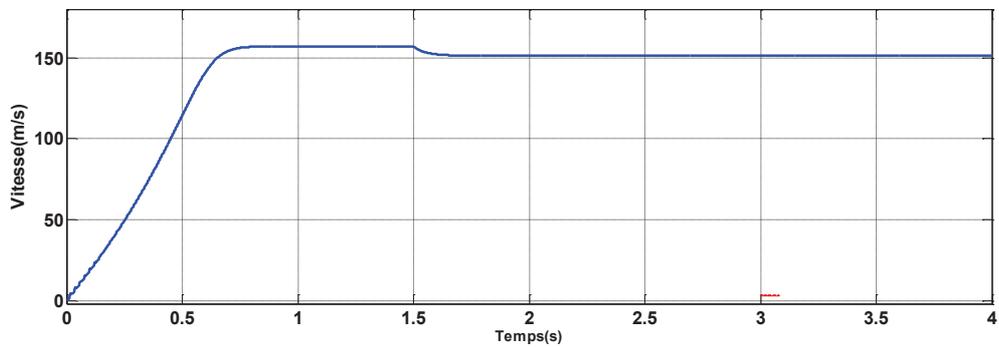


Figure 4.12 : La vitesse de rotation du moteur w

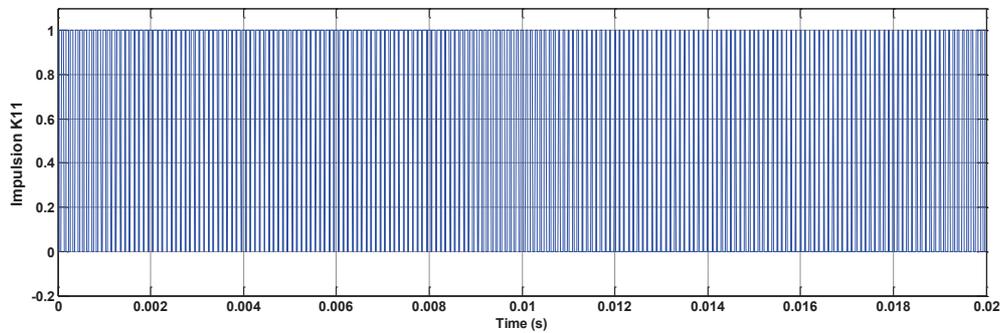


Figure 4.13 : Les impulsions de l'interrupteur K_{11}

4.3.1.1.3 Commande par MLI discontinue (DPWM)

Les résultats de simulation de la stratégie de commande MLI discontinue sont donnés par les figures suivantes :

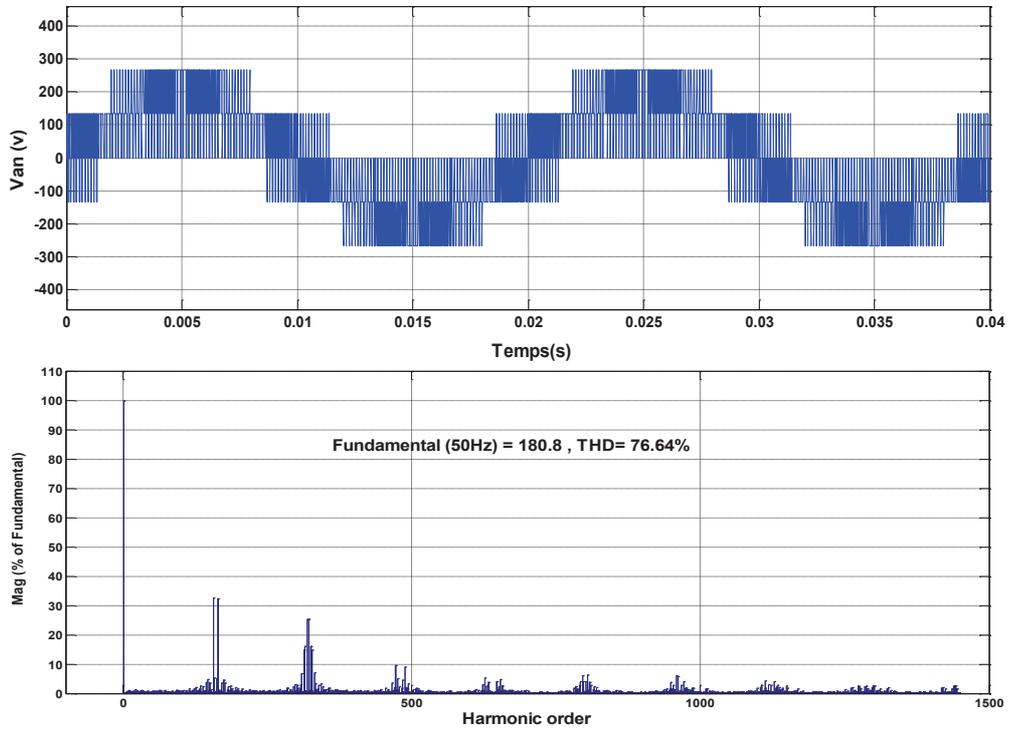


Figure 4.14 : la forme et le spectre des harmoniques de la tension V_{an}

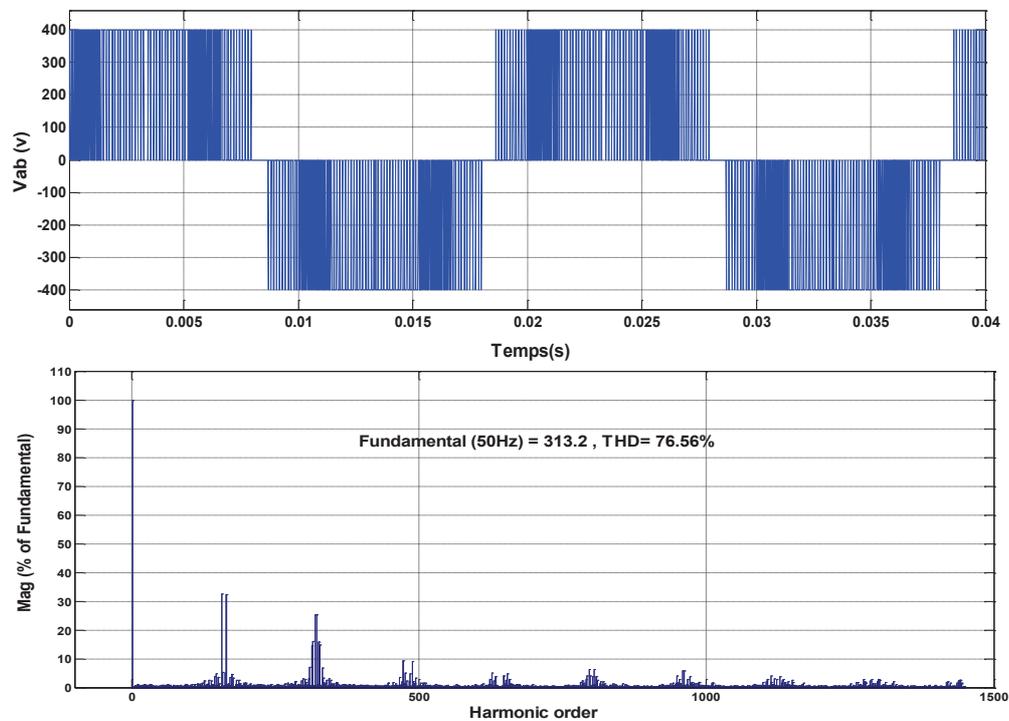


Figure 4.15 : la forme et le spectre des harmoniques de la tension V_{ab}

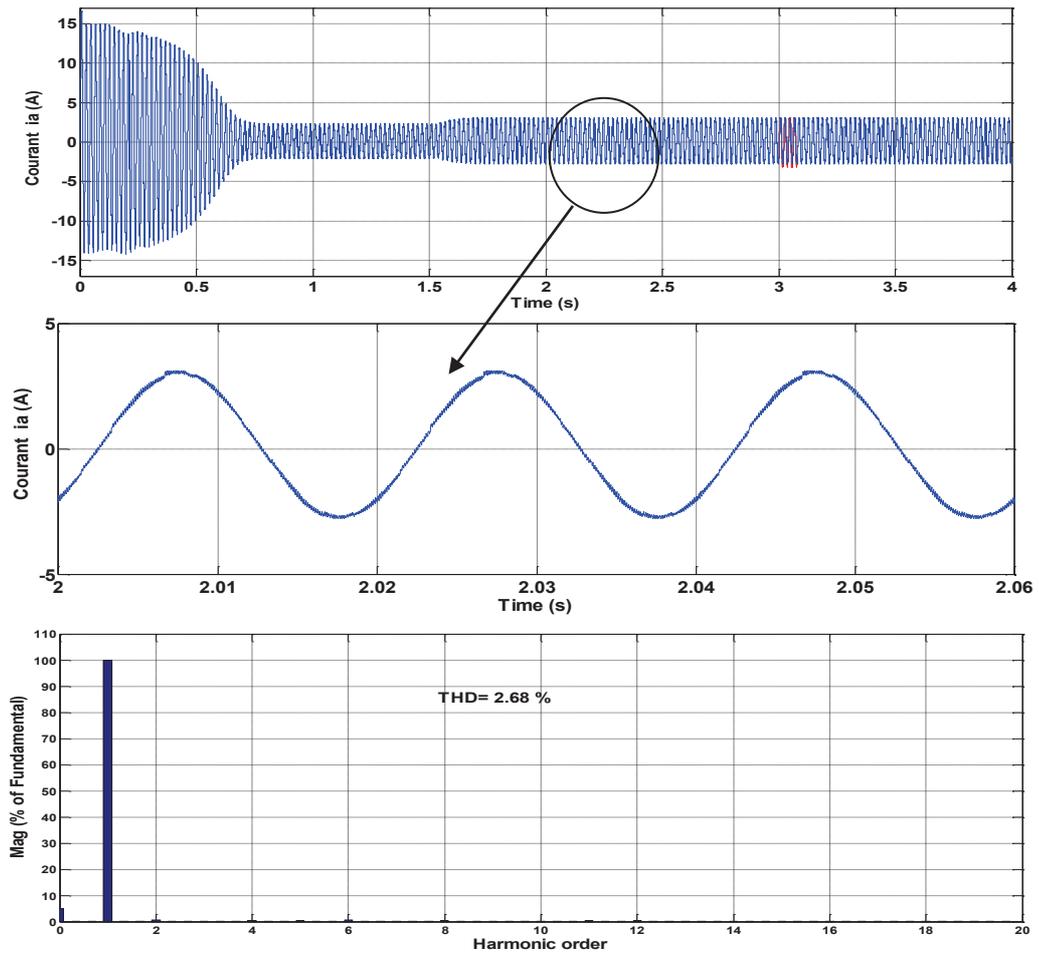


Figure 4.16 : la forme et le spectre des harmoniques du courant statorique I_a

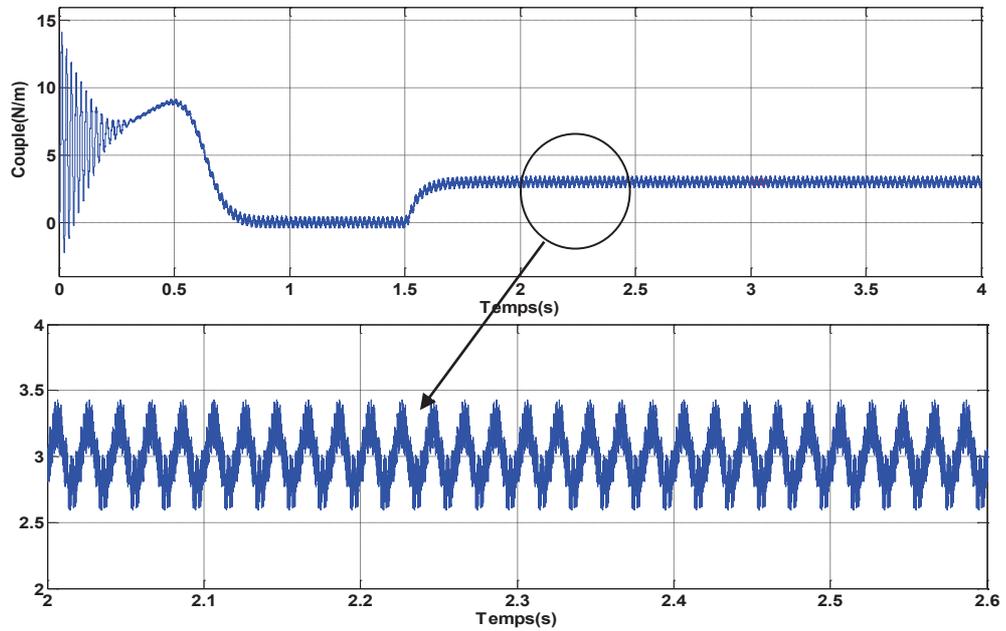


Figure 4.17 : la variation du couple électromagnétique C_e

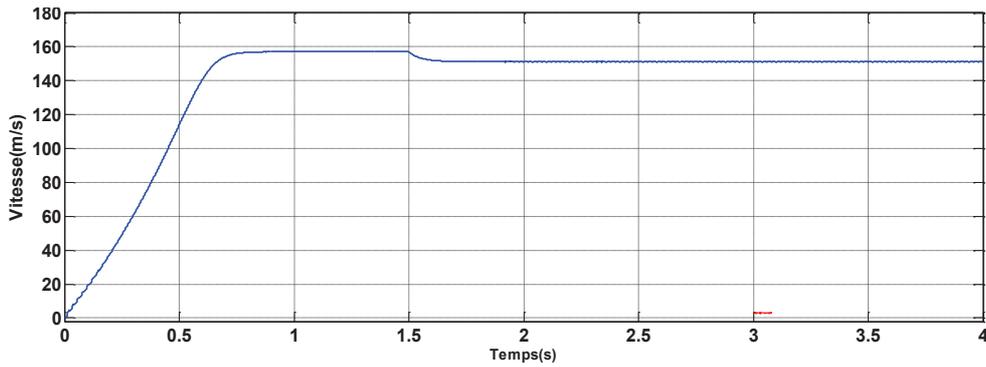


Figure 4.18 : La vitesse de rotation du moteurw

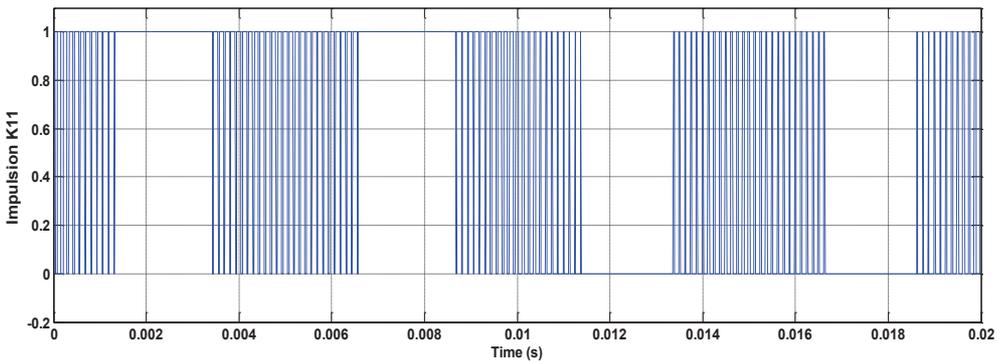


Figure 4.19 : Les impulsions de l'interrupteur K₁₁

4.3.2. Par un onduleur à neuf niveaux

4.3.2.1 Les résultats de simulation

4.3.2.1.1 Avec un onduleur à neuf niveaux traditionnels de type NPC

Les résultats de simulation d'un moteur commandé par un onduleur de type NPC à neuf niveau sont donnés par les figures suivantes :

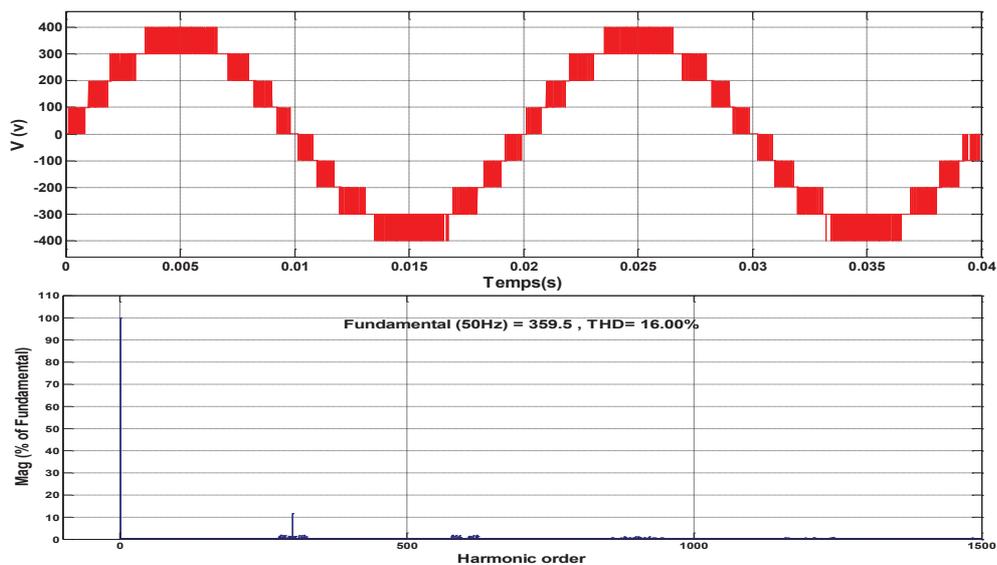


Figure 4.20 : la forme et le spectre des harmoniques de tension à la sortie de l'onduleur

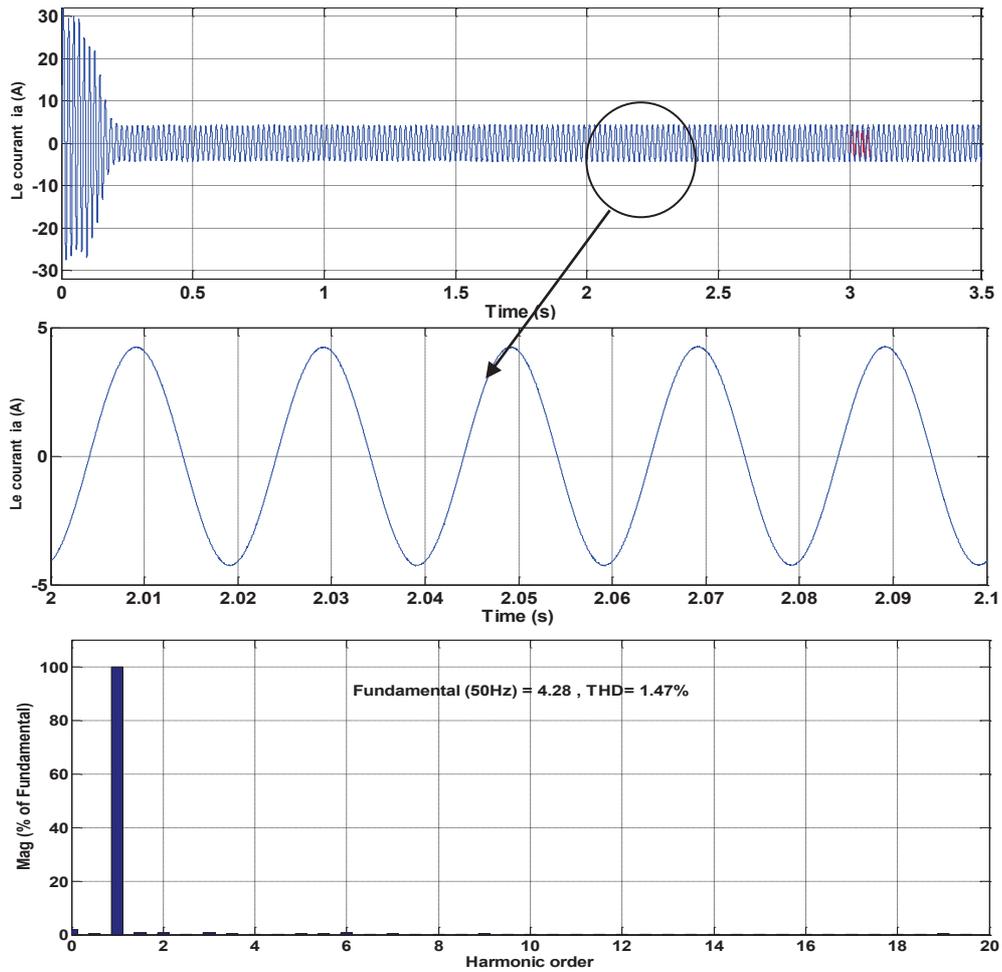


Figure 4.21 : la forme et le spectre des harmoniques du courant statorique I_a

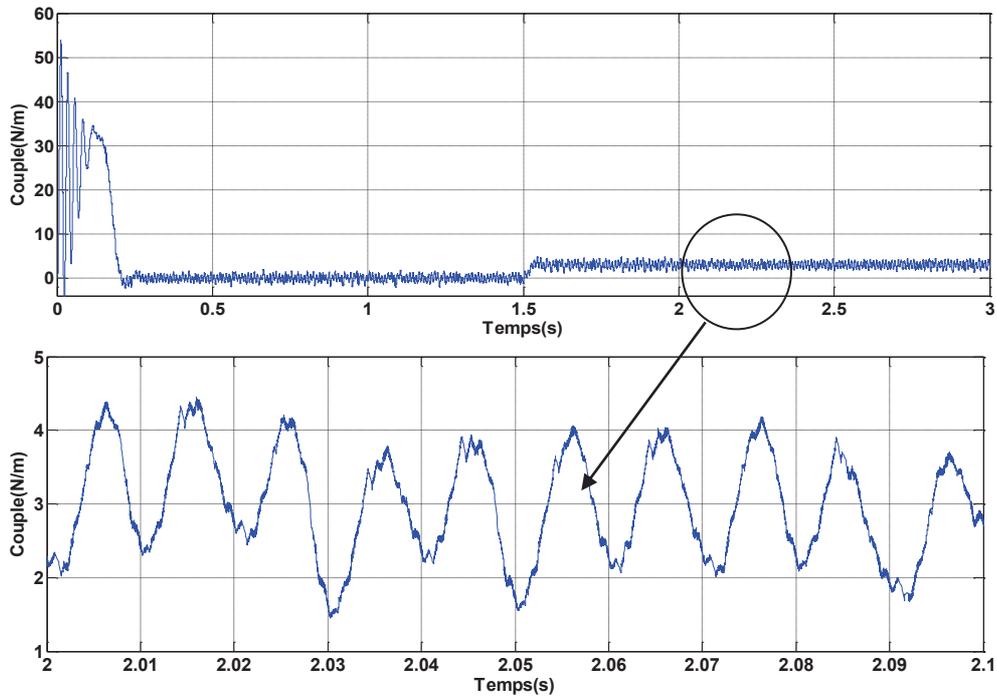


Figure 4.22 : la variation du couple électromagnétique C_e

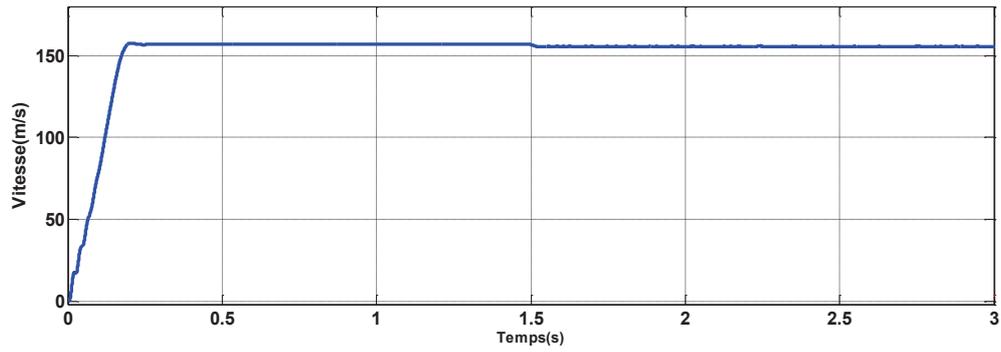


Figure 4.23 : La vitesse de rotation du moteur

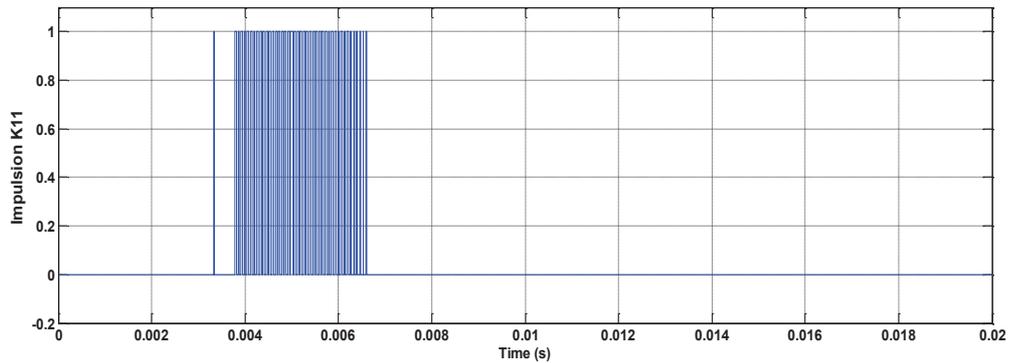


Figure 4.24 : les impulsions de l'interrupteur K₁₁

4.3.2.1.2 Avec une nouvelle structure d'onduleur à neuf niveaux

Les résultats de simulation d'un moteur commandé par la nouvelle structure d'onduleur à neuf niveaux sont donnés par les figures suivantes :

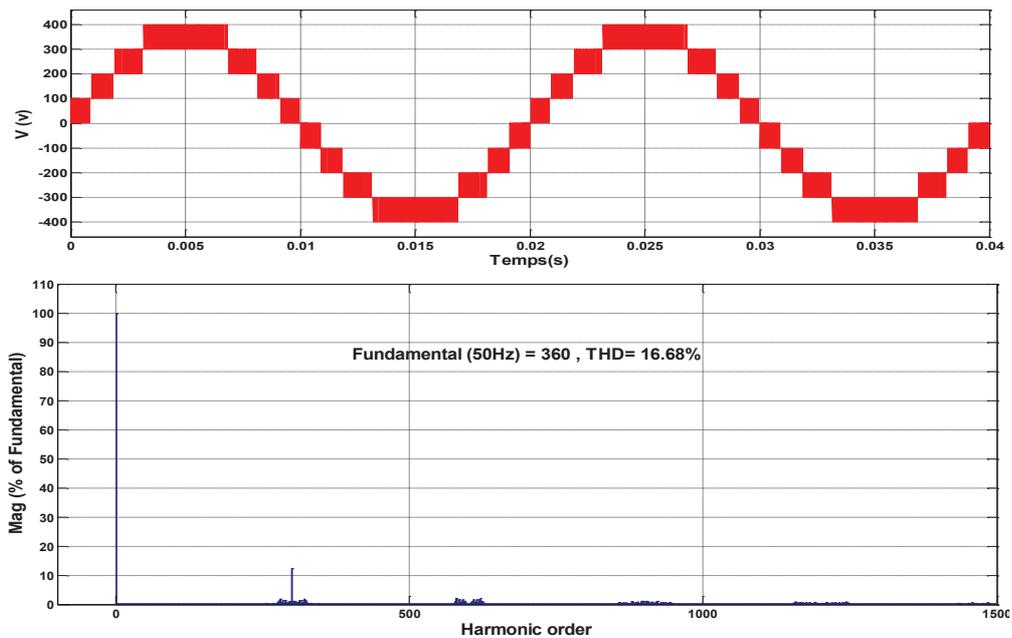


Figure 4.25 : la forme et le spectre des harmoniques de tension à la sortie d'onduleur

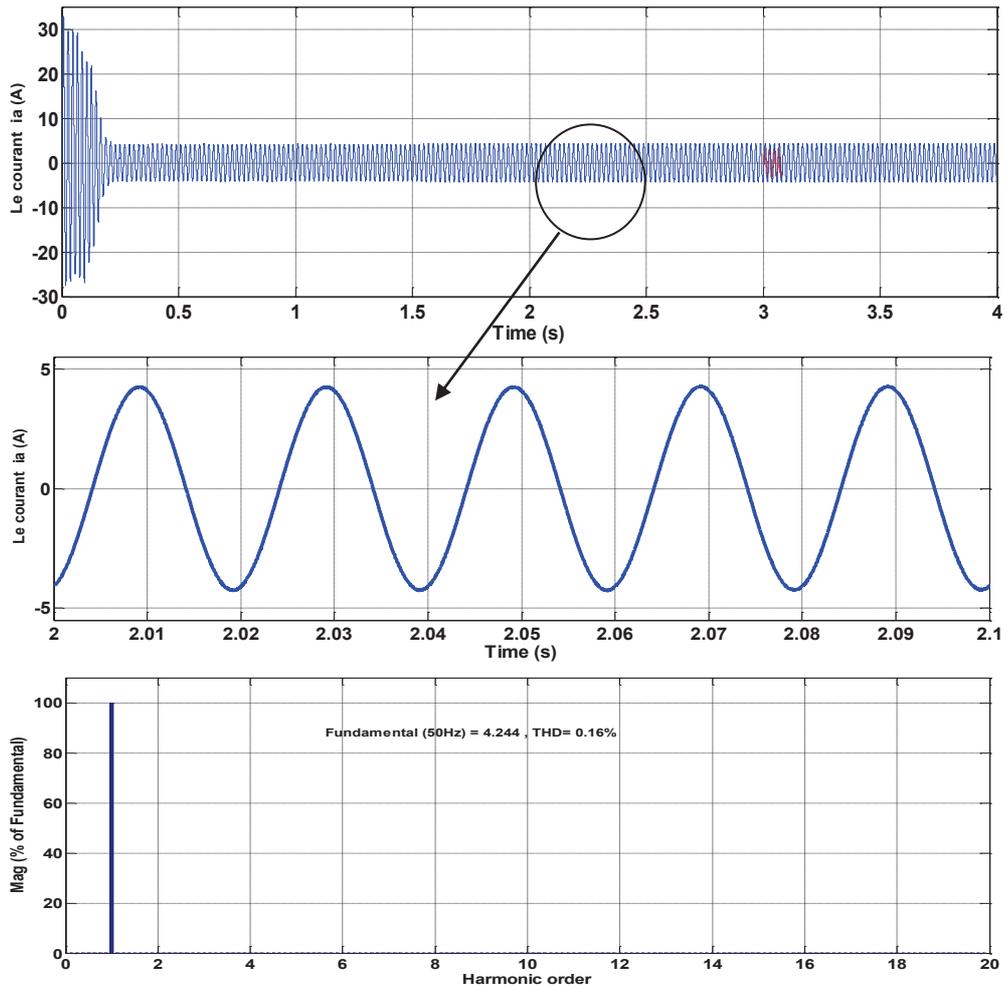


Figure 4.26 : la forme et le spectre des harmoniques du courant statorique I_a

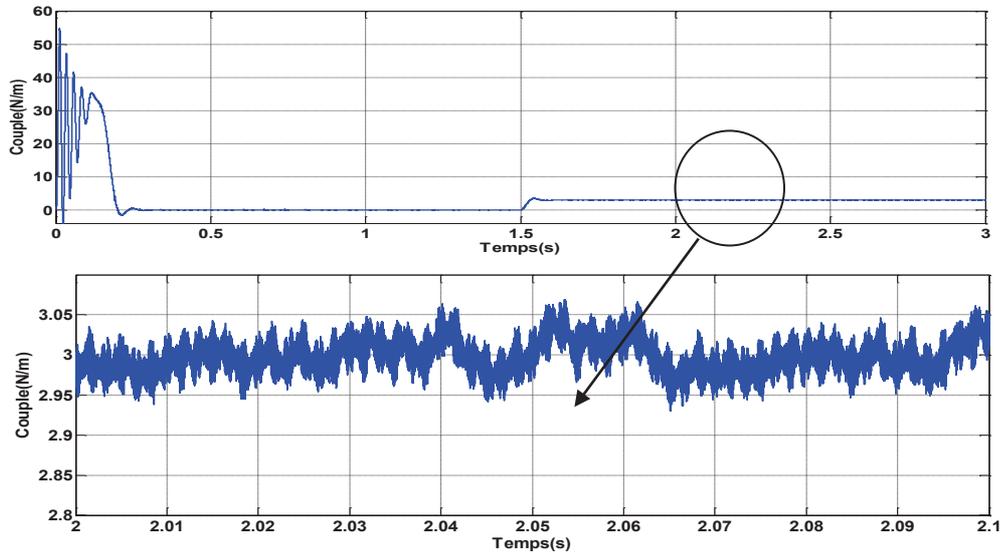


Figure 4.27 : la variation du couple électromagnétique C_e

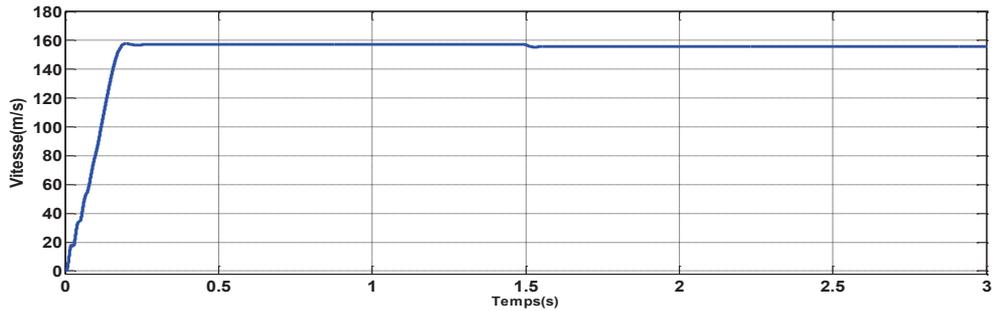


Figure 4.28 : La vitesse de rotation du moteur w

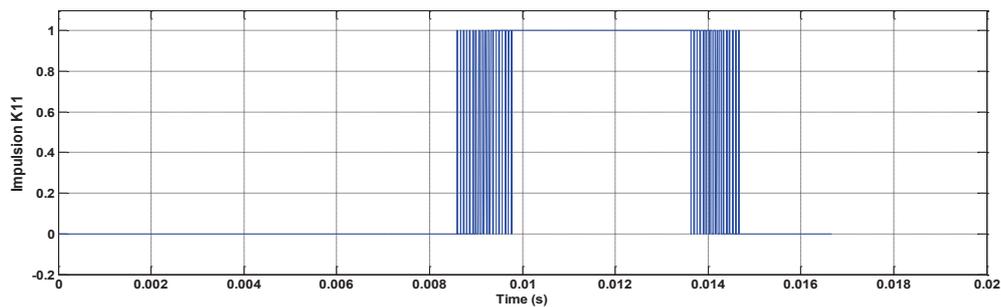


Figure 4.29 : Les impulsions de l'interrupteur K_{11}

4.4 Interprétation des résultats de simulation

4.4.1 Résultats de simulation sur le couple

Pendant le régime transitoire le couple électromagnétique atteint des valeurs $15 \text{ N} \cdot \text{m}$, et en régime permanent, le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur moyenne. À partir de 1.5 (s) le couple tend vers la valeur du couple résistant $C_r = 3 \text{ (N} \cdot \text{m)}$, autour de cette valeur, il continue aussi à osciller, on note que le comportement du couple dans les trois commandes est presque le même, sauf que les ondulations du couple électromagnétique sont moins élevées avec la commande SVM (Figure 4.11). Avec l'onduleur à neuf niveaux, dans les deux topologies, les oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension sont stabilisées pendant une courte durée. 0.25 (s) , mais avec des valeurs élevées $50 \text{ (N} \cdot \text{m)}$, dans le régime en charge le couple continu aussi à osciller autour des valeurs moins élevées par rapport aux trois commandes Figure (4.22, 4.27).

4.4.2 Résultats de simulation de la tension à la sortie de l'onduleur

Les valeurs de distorsion totales des harmoniques obtenues, pour la tension simple de phase V_{an} montrent que la qualité spectrale de l'onde de tension de l'onduleur de tension commandé par MLI vectorielle est moins élevée ($\text{THD} = 75.57\%$) (Figure 4.8) que celle de l'onduleur commandé par MLI discontinue avec un THD de 76.64% , et MLI sinusoïdale ($\text{THD} = 78.91\%$) (Figure 4.2, 2.14). Dans l'onduleur de tension à neuf niveaux, on

remarque que la tension, selon son allure et son analyse spectrale, est de bonne qualité et le taux d'harmoniques de la tension est relativement faible, autour de (THD=16%); pour les deux topologies (Figure 4.20, 4.25).

4.4.3 Résultats de simulation du courant statorique

Dans les figures (4.21, 4.26), on remarque, un appel important du courant au démarrage avec les structures à neuf niveaux peut atteindre des valeurs plus élevées (30 A), par rapport aux trois commandes MLIS, MLIV et MLIV (15 A), qui ont presque les mêmes allures du courant statorique (Figures 4.2, 4.10, 4.16). Le régime permanent est atteint au bout de (0,7 s) avec les techniques de commande et plus rapide avec l'onduleur à neuf niveaux (presque 0.2 s) avec un courant sinusoïdal à vide d'amplitude constante. Mais lorsque le moteur est en charge, le moteur à partir de (1.5 s) le courant augmente à une valeur adéquate avec la charge et reste toujours en forme sinusoïdale avec des qualités spectrales, de (2.59%) pour PWM, (1.68%) pour SVM, (2.68%) pour DPWM, **et de (0.12%)**. De bons résultats sont obtenus pour les deux structures d'onduleur à neuf niveaux 0.16% dans la structure proposée et de 1.47% pour la topologie NPC traditionnelle.

4.4.4 Résultats de la vitesse de rotation

On remarque d'après les figures (4.2, 4.11) que la montée en vitesse du moteur asynchrone associée à l'onduleur MLI simple, MLI vectorielle et MLI discontinue, est quasi linéaire au début du démarrage, puis la vitesse atteinte est proche de 157 **red/s** à l'instant (0.7s), le moteur étant à vide. Lorsqu'on applique le couple résistant nous remarquons que la vitesse diminue entre $t=1.5s$ et $t=1.77s$ jusqu' à la valeur **152 red/s**. On observe presque le même comportement pour les trois commandes. Tandis que, avec la structure à neuf niveaux, on remarque que la vitesse atteinte la même valeur à l'instant 0.25 s, même lors de l'application du couple résistant, la vitesse prend une valeur stable pendant une durée inférieure à celle des trois commandes.

4.4.5 Résultats des nombre de commutations

D'après le tableau (4.2) on remarque le nombre réduit de commutations avec l'utilisation de la commande DPWM avec (99) commutations par période, par rapport aux deux autres (160) commutations, cela implique que cette commande est préférable pour réduire les pertes dans l'onduleur.

La figure (4.29) montre les impulsions des interrupteurs K11 avec la topologie proposées. Une diminution significative est observée dans les intervalles d'ouverture avec une augmentation des intervalles de fermeture des commutateurs. En conséquence, la réduction du nombre de commutations permet une diminution des pertes de commutation avec une réduction de la durée de la tension appliquée et supportée par les semi-conducteurs.

4.4.6 Résultats du nombre de semi-interrupteurs.

En ce qui concerne les structures d'onduleur, le nombre réduit des semi-conducteurs (30 composants), dans la structure proposée par rapport à la topologie conventionnelle (48 composants). D'après les résultats de simulation obtenus, on remarque que la topologie proposée donne de bons résultats. On enregistre aussi le nombre élevé des sources de tension utilisées, ce qu'est considéré comme inconvénient de cette structure proposée.

Le tableau 4.2 résume les différentes valeurs de simulation.

Le tableau 4.2. Les valeurs de simulation

		THD Tension (%)	THD Courant (%)	Nombre des commutations	Nombre des interrupteurs
Technique de commande	MLI sinusoïdale	78.91	2.59	160	06
	MLI vectorielle	75.57	1.68	160	06
	MLI discontinu	76.64	2.68	99	06
Structure d'onduleur	Topologie NPC	16	1.47	57	48
	Topologie proposée	16.68	0.16	48	30

4.5 : Application des commandes avancées sur le filtrage actif des harmoniques

Le modèle de simulation est constitué d'une association d'une source d'alimentation triphasée – charge polluante équilibrée – filtre actif parallèle à neuf niveaux.

Tous les résultats obtenus sont liés à la phase a, les phases b et c, sont décalés de 120 l'une par rapport à autre. Les paramètres du système de filtrage sont présentés sur le tableau 4.2, et le modèle de simulation de l'association de la source

d'alimentation triphasée – charge polluante – filtre actif à neuf niveaux est représenté ci-dessous (Figures 4.30).

Tableau 4.3 : Les paramètres du système de filtrage

Source d'alimentation	V_s	220 v
	L_s	3e-3 H
Charge polluante (redresseur)	L_a	3e-3 H
	L_C	0.001 H
	R_C	20 Ω
Filtre actif shunt à neuf niveaux	V_{dc}	1000 V
	L_f	0.01 H
	R_f	0.01 Ω
	f_s	10 kHz

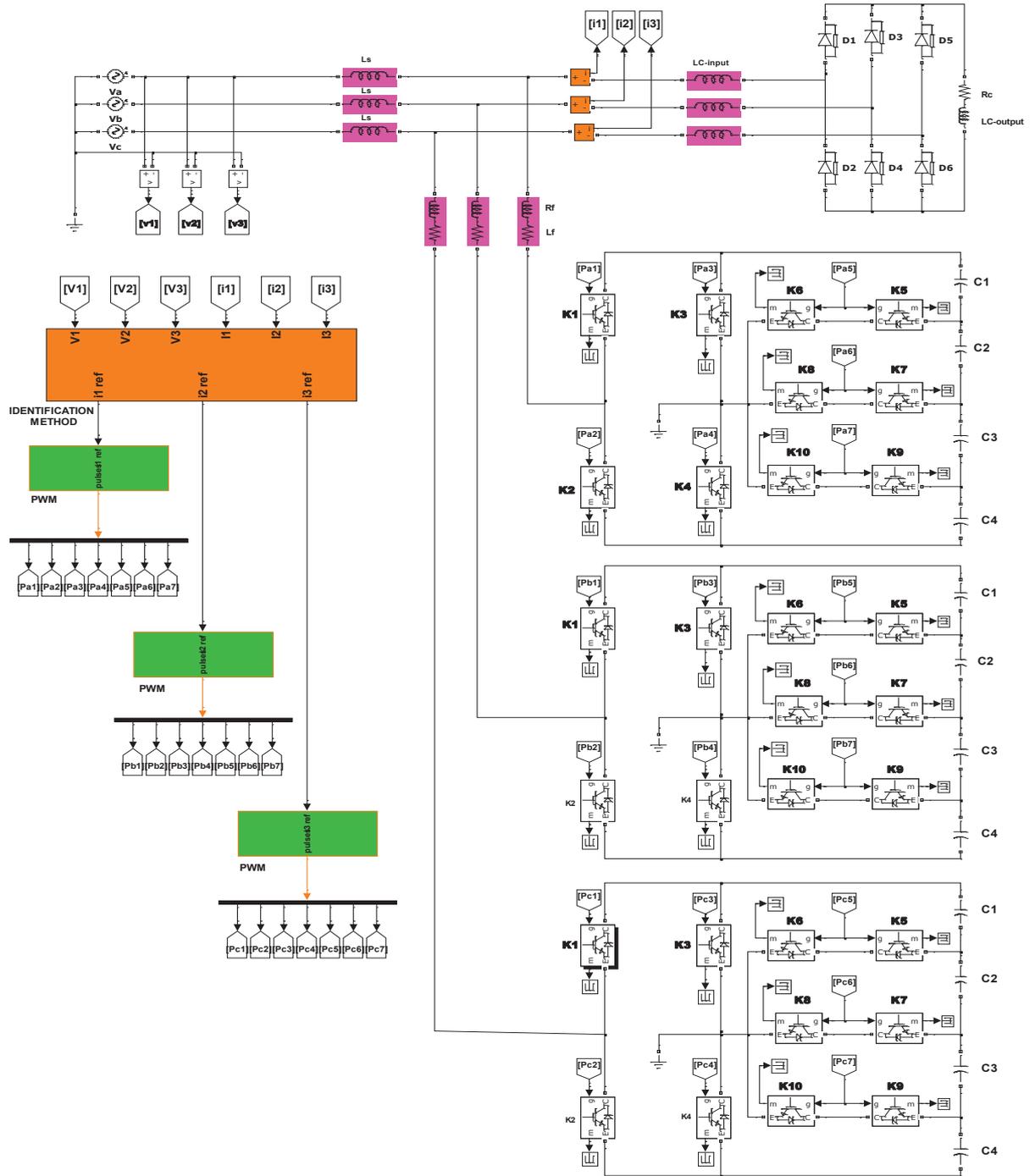


Figure 4.30 : Le schéma bloc de simulation du filtre active parallèle

4.5.1 Par l'application des techniques de commande avancées

Les testes de simulation ont été réalisé en utilisant les paramètres illustrés sur le tableau 4.3.

4.5.1.1 Résultats de Simulation

Les résultats de simulation de l'onduleur utilisé comme un filtre actif parallèle et application des techniques de commande avancées sont donnés par les figures suivantes :

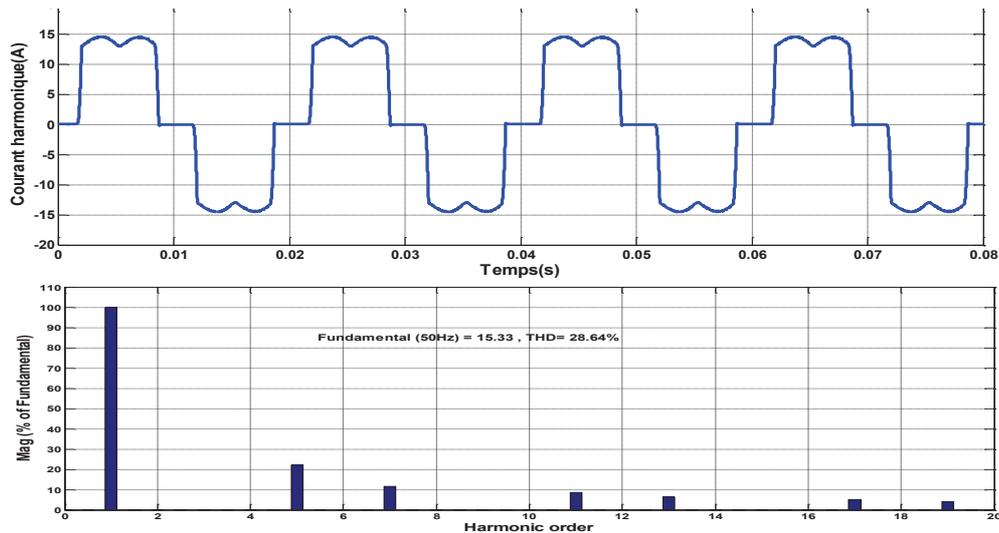


Figure 4.31. la forme de l'onde du courant et son spectre harmoniques avant le filtrage

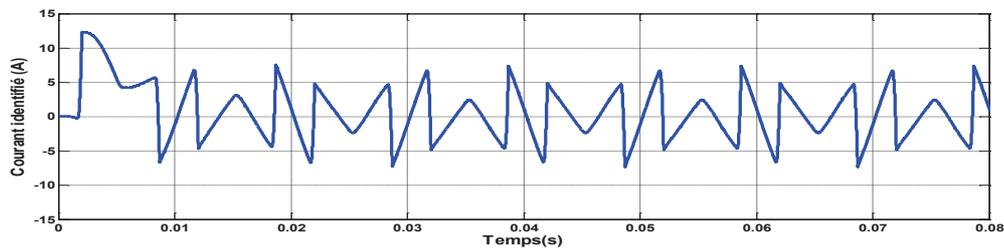


Figure 4.32. courant identifié

4.5.1.2 Commandé par MLI sinusoïdale

Les résultats de simulation d'un moteur commandé par MLI sinusoïdale sont donnés par les figures suivantes :

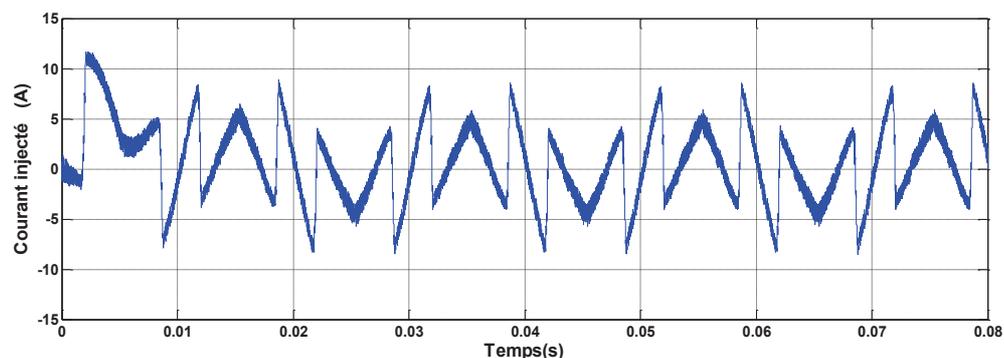


Figure 4.33 : courant injecté par le filtre

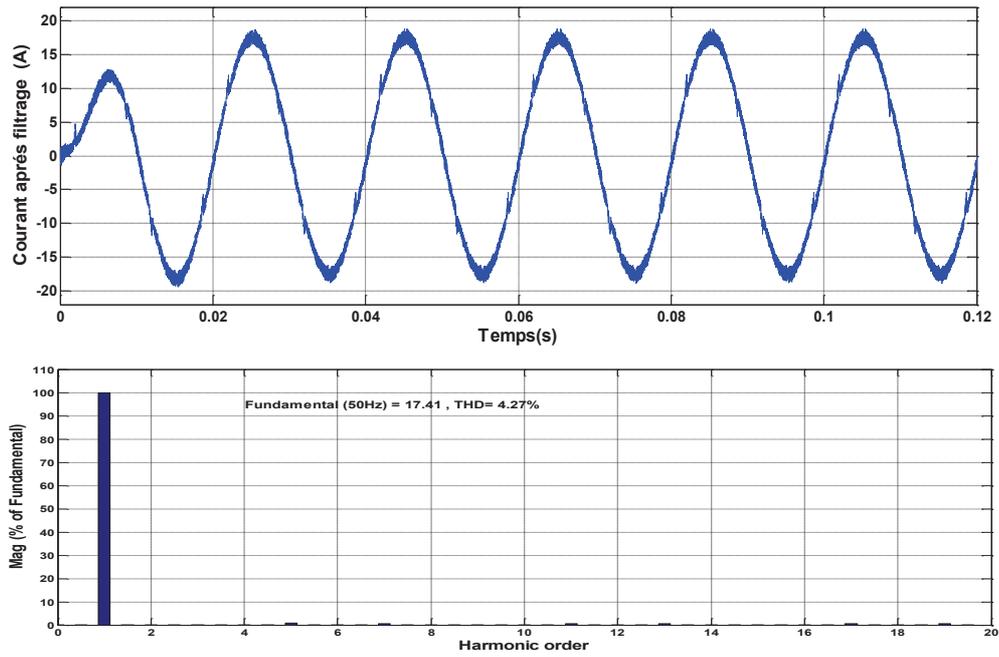


Figure 4.34. la forme de l'onde de courant et son spectre harmonique après le filtrage

4.5.1.3 Commande MLI vectorielle SVM

Les résultats de simulation d'un moteur commandé par MLI vectorielle sont donnés par les figures suivantes :

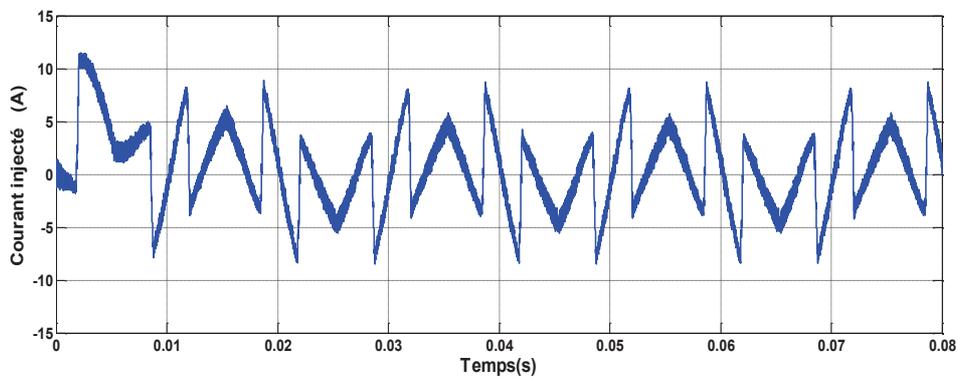
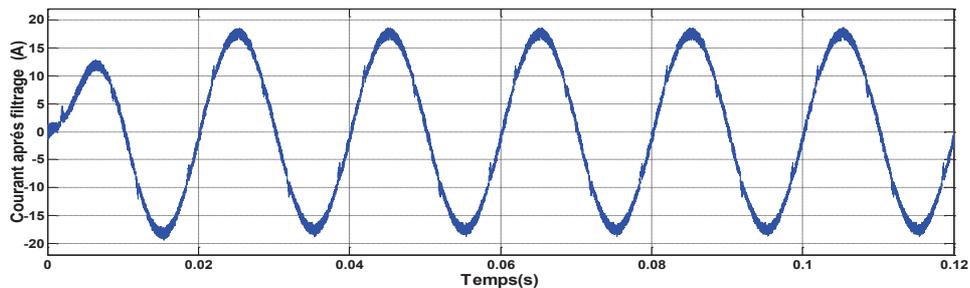


Figure 4.35 : courant injecté par le filtre



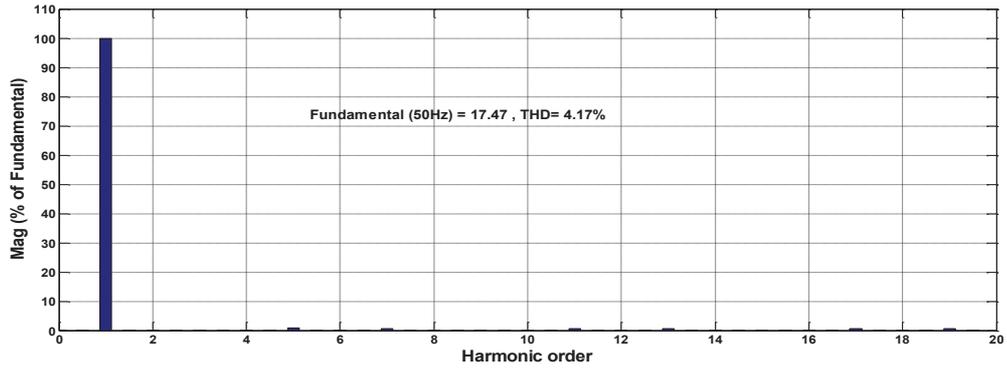


Figure 4.36 la forme de l'onde du courant et son spectre harmonique après le filtrage

4.5.1.4 Commandé par MLI discontinue DPWM3

Les résultats de simulation d'un moteur commandé par MLI discrète sont donnés par les figures suivantes :

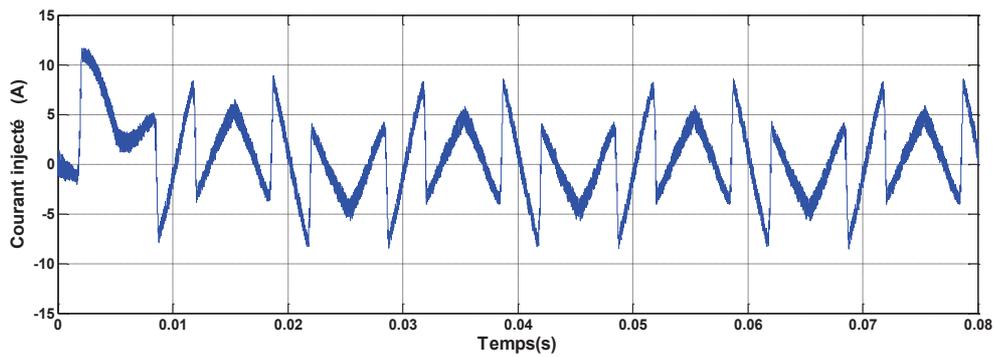
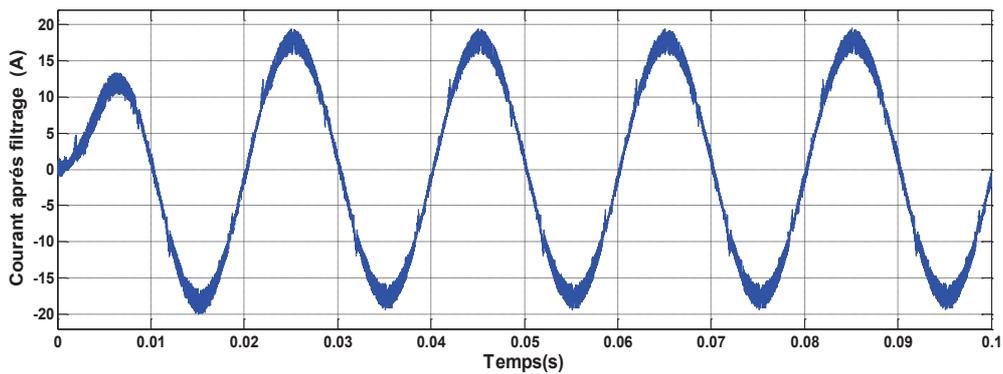


Figure 4.37 : courant injecté par le filtre



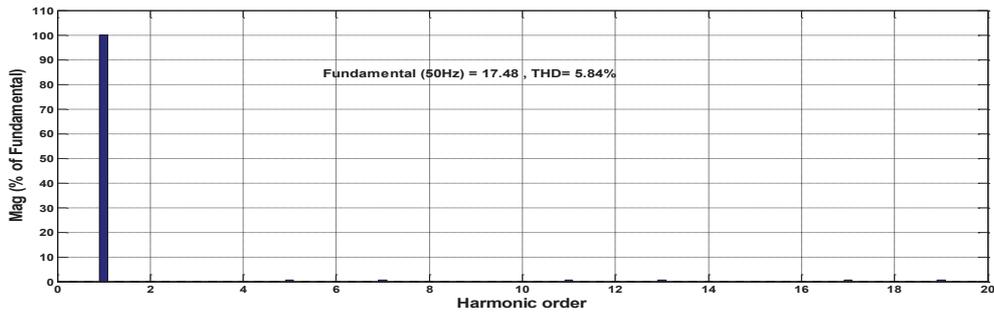


Figure 4.38. la forme de l'onde du courant et son spectre harmonique après le filtrage

4.5.2. Par l'utilisation des structures d'onduleur à neuf niveaux

4.5.2.1 Structure d'onduleur à neuf niveaux de type NPC

Les résultats de simulation d'un moteur commandé par un onduleur de type NPC à neuf niveau sont donnés par les figures suivantes :

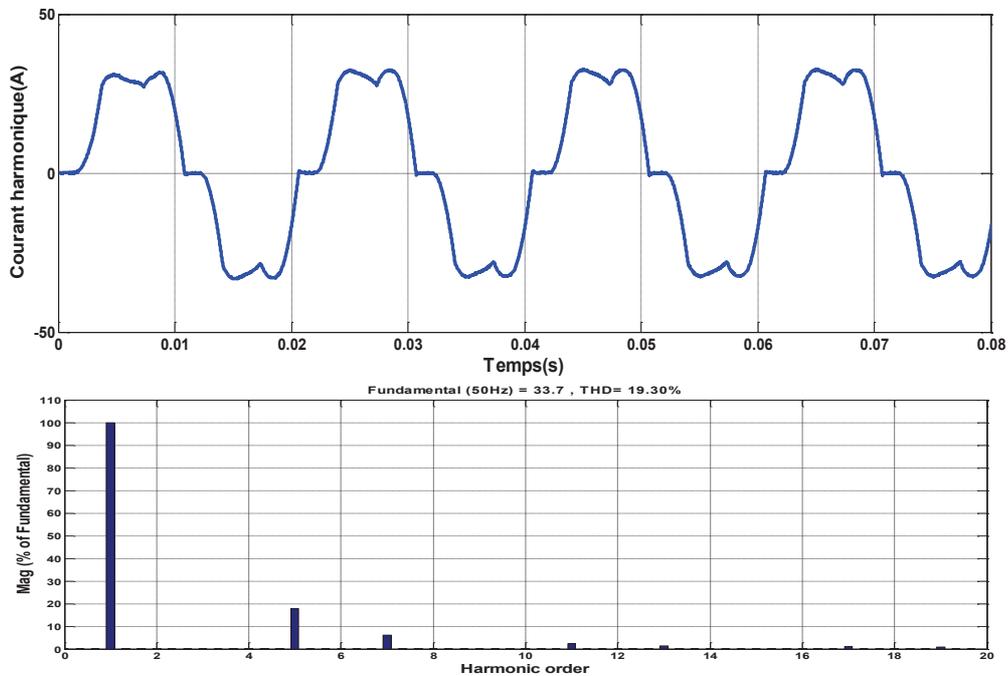


Figure 4.39. la forme de l'onde et le spectre harmonique du courant avant le filtrage

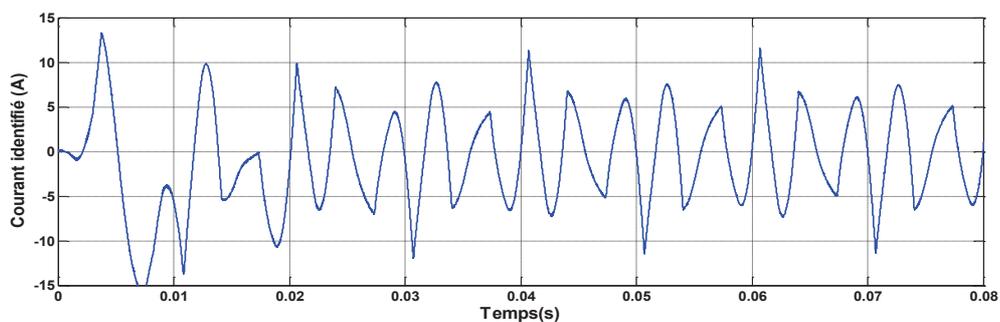


Figure 4.40. courant identifié

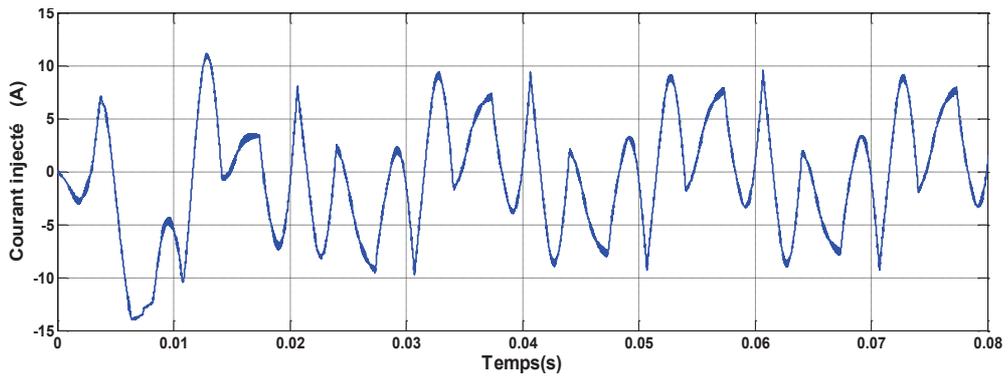


Figure 4.41 : courant injecté par le filtre

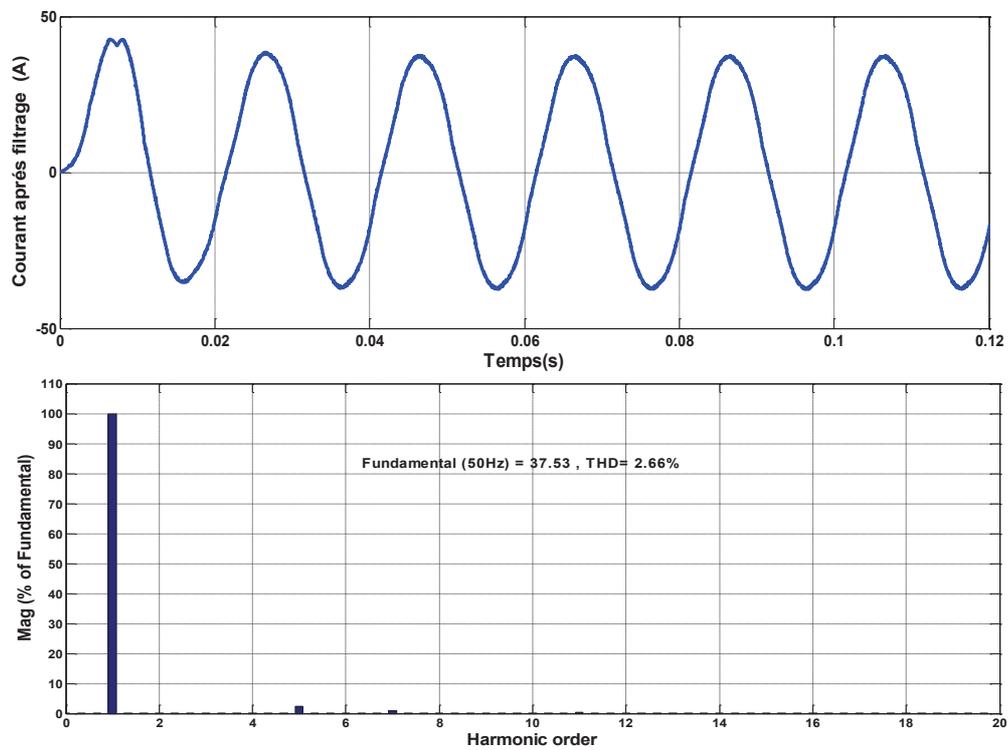


Figure 4.42. la forme de l'onde et le spectre harmonique du courant après le filtrage

4.5.2.1 Structure d'onduleur à neuf niveaux proposée

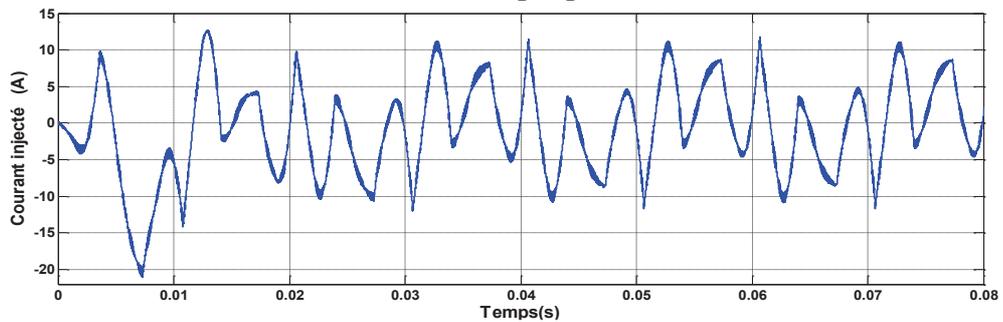


Figure 4.43 : courant injecté par le filtre

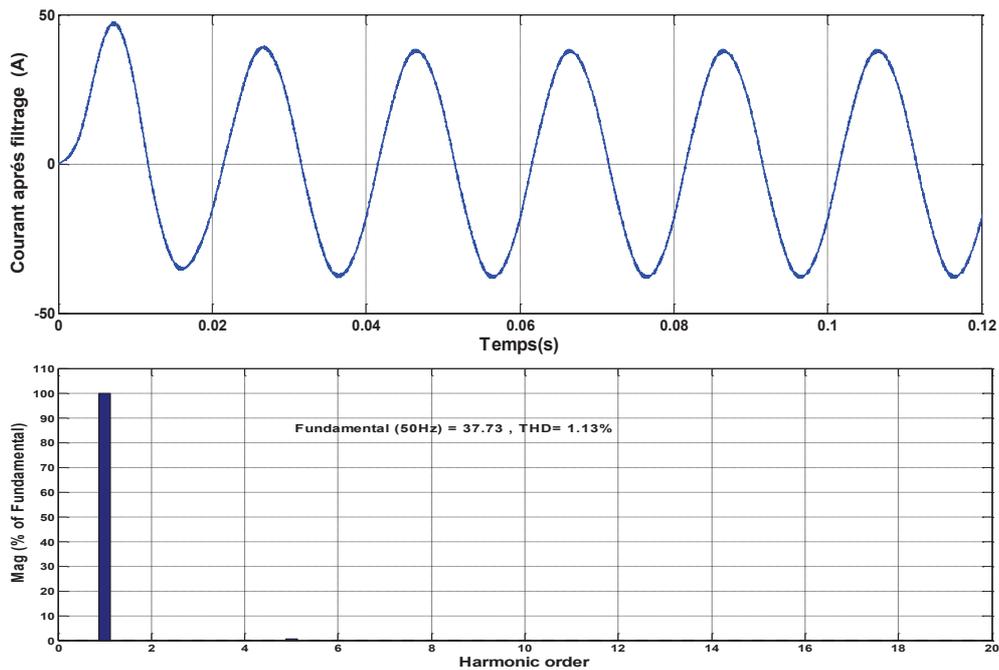


Figure 4.44 : la forme de l'onde et le spectre harmonique du courant après le filtrage

4.6 Interprétation des résultats de simulation

4.6.1 Résultats de simulation avant le filtrage

Les Figures (4.31, 4.39), montrent la forme et le spectre du courant de charge avant le filtrage. Il est clair que le courant de charge présente une distorsion dans la forme d'onde estimée par le spectre de fréquence, avec un taux de distorsion harmonique élevé (THD) autour de 28 % qui dépasse significativement la valeur recommandée (THD <5%) [27].

4.6.2 Résultats de simulation après le filtrage

✓ Techniques de commande

Après l'application des techniques de commande sur le filtre actif parallèle, associé par un onduleur à deux niveaux, on enregistre une amélioration dans l'allure de courant, comme illustré sur les Figures (4.32, 4.36, 4.38). Donc, le courant dépollué à un niveau assez satisfaisant, ceci est confirmé par le spectre des harmoniques (THD), qui est presque le même pour les commandes SVM et PWM, (autour de la valeur 4.2%), mais avec une valeur relativement élevée pour la commande DPWM. On remarque que le courant récupère son allure sinusoïdale cela signifie que l'onduleur a généré un courant qui suit bien sa référence injectée, comme illustré par les courbes des Figures (4.33, 4.35, 4.38).

✓ Structure d'onduleur à neuf niveaux

Les figures (4.41, 4.43) montrent la forme d'onde du courant injecté (injecté par l'onduleur à neuf niveaux). On peut voir que le temps de réponse de l'onduleur à neuf niveaux proposé est très court (environ 0,14 s), ce qui reflète la robustesse de la méthode d'identification du courant harmonique. Le courant de ligne et son spectre de fréquence après filtrage sont illustrés sur la figure (4.42, 4.44). Le courant injecté provenant du filtre actif de la structure à neuf niveaux rend la forme d'onde du courant d'alimentation purement sinusoïdale. Le spectre de fréquence montre l'élimination presque de toutes les harmoniques avec un THD estimé de 2,66% pour la topologie NPC et de 1.13 pour la structure proposée. Ceci présente une réduction significative de la valeur du THD d'environ 90% par rapport à celle obtenue avant le filtrage (THD = 19.30%).

Tableau 4.4 : Comparaison des différentes techniques de commandes

		Alimentation du moteur asynchrone					Filtrage actif	
		THD Tension (%)	THD Courant (%)	Nombre des commutations	Nombre Des		THD Avant le filtrage	THD Après le filtrage
					Interrupteurs	Sources		
Technique de commande	MLI sinusoïdale	Moyens	Bon	Relativement élevé	06	01	28.64	Bon
	MLI vectorielle	Bon	Très bon	Relativement élevé	06	01	28.64	Bon
	MLI discontinu	Moyens	Bon	Faibles	06	01	28.64	Médiocre
Structure d'onduleur	Topologie NPC	Très bon	Très bon	Très faible	Très élève	Très faible	19.30	Très bon
	Topologie proposée	Très bon	Très bon	Très faible	Faible	Elève	19.30	Très bon

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié par simulation les différentes approches utilisées pour l'amélioration des convertisseurs statiques, à travers les techniques de commande et la structure des interrupteurs.

Le tableau 4.1 résume les résultats de la comparaison des différentes techniques de commandes en termes de distorsion harmoniques en courant et tension, le coût de l'ensemble de semi-conducteurs et le nombre des commutations par période.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail effectué et décrit dans cette thèse avait pour objectif une contribution à l'amélioration des performances de l'onduleur (coût-qualité). Le coût a travers la réduction des pertes (le coût d'exploitation) et la qualité a travers l'amélioration de la tension de sortie.

Partant de ce constat, le travail de thèse présenté dans ce mémoire portait sur deux axes ; le première, sur la structure de l'onduleur (l'étude Nouvelle topologie d'onduleur a neuf niveaux) et le deuxième sur les techniques de commandes (l'application des trois commandes avancées de la modalisation de largeur d'impulsion) MLI sinusoïdale, MLI vectorielle et MLI discontinue.

Dans ce travail, une nouvelle structure de convertisseur à neuf niveaux est proposée, utilisant seulement dix interrupteurs de puissance par phase. Cet onduleur est utilisé et testé sur deux applications différentes (alimentation de la machine à courant alternatif et le filtrage actif d'harmonique). Également les techniques de commande MLI, MLIV et MLID sont utilisés pour commander l'onduleur de tension à deux niveaux.

Nous avons décrit dans le chapitre (1) les notions de base de la structure, le principe de fonctionnement, domaine d'application, ainsi les avantages et les inconvénients de l'onduleur à deux niveaux. Au cours du deuxième chapitre nous avons présenté les différentes techniques de commandes telles que la commande en pleine onde, commande par hystérésis, MLI sinusoïdale et une étude détaillée sur la MLI vectorielle (SVM) et la MLI discontinue (DPWM). Dans le troisième chapitre, nous avons montré les différentes topologies de l'onduleur ainsi que le principe de fonctionnement de la structure NPC, onduleur à condensateur flottant et l'onduleur en cascade.

L'augmentation des niveaux donne une meilleure solution pour l'obtention des tensions avec un taux de distorsion harmonique réduit, cela conduit aussi à l'augmentation des pertes de commutations due au nombre élevé des interrupteurs utilisés. Pour cette raison, nous avons proposé une nouvelle structure d'onduleur de tension à neuf niveaux. Les résultats obtenus après plusieurs essais de simulation sous MATLAB, de la topologie proposée et les techniques de commande sont présenté dans le dernier chapitre.

A partir des résultats obtenus dans le cadre de cette étude, les conclusions suivantes peuvent être tirées :

- ✓ La forme de l'onde des courants est devenue purement sinusoïdale avec une réduction significative du taux de distorsion harmonique (THD), surtout avec les structures à neuf niveaux.
- ✓ La réduction du nombre de commutateurs réduit les pertes de commutation et la technique DPWM donne les meilleurs résultats.
- ✓ La réduction du nombre de commutations réduit la durée de la tension appliquée sur les semi-conducteurs
- ✓ Malgré le nombre réduit de commutateurs, le modèle proposé est capable de fournir neuf niveaux de tension
- ✓ Les trois courants du réseau ont les mêmes amplitudes avec des phases équilibrées
- ✓ La réduction du nombre de commutateurs d'alimentation permet d'obtenir une structure simple de l'onduleur à coût réduit.

En perspective nous comptons implanter les algorithmes MLI vectorielle sur la nouvelle structure d'onduleur à neuf niveaux.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] J. Venkataramanaiah, Y. Suresh, A. Panda. « A review on symmetric, asymmetric, hybrid and single DC sources based multilevel inverter topologies ». *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2017; 76: 788–812.
- [2] M.R. Banaei, E. Salary. « New multilevel inverter with reduction of switches and gate driver ». *Energy Conversion and Management*. 2011; 52(2): 1129–1136.
- [3] E.Babaei, S. Hossein Hosseini. « New cascaded multilevel inverter topology with minimum number of switches ». *Energy Conversion and Management*. 2009; 50(11): 2761–2767.
- [4] A. Panda, Y. Suresh. «Research on cascade multilevel inverter with single DC source by using three-phase transformers ». *Electrical Power and Energy Systems*. 2012; 40(1): 9–20.
- [5] A. Bendaikha «Commande par MLI vectorielle d'onduleur multi-niveaux »*Thèse de doctorat. Université badji mokhtar- Annaba, Algérie. Janvier 2018.*
- [6] VK. Chinnaiyan J. Jerome. « An experimental investigation on a multilevel inverter for solar energy applications ». *Electrical Power and Energy Systems*. 2013; 47: 157–167.
- [7] M. AIMÉ. « Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques application aux nouvelles structures multicellulaires». *Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique de Toulouse, France. 2003.*
- [8] TD. NGUYEN. « Etude de stratégies de modulations pour onduleur triphasé dédiées à la réduction des perturbations du bus continu en environnement embarqué». *Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Compiègne, France. Novembre 2011.*
- [9] SL. Capitaneanu. « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux niveaux». *Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France. Novembre 2002.*
- [10] J. Hobraiche. « Contribution à l'optimisation d'une stratégie MLI triphasée vis-à-vis de l'ensemble onduleur/machine/bus continu». *Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, France. Novembre 2005.*
- [11] H.M Bassi. « A modulation scheme for floating source multilevel inverter topology with increased number of output levels». *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*. 2016; 6(5): 1985-1993.
- [12] V.Yousef zadeh, T.Takayama. « Hybrid DPWM with digital delay-locked loop ». *IEEE compel Workshop, Rensselaer Polytechnic Institute. 2006:16-19.*
- [13] OROsli, M Rasheed, S Marizan, MR Tamijis. «Comparative study of a three phase cascaded h -bridge multilevel inverter for harmonic reduction. »*TELKOMNIKA Indonesian Journal of Electrical Engineering*. 2015; 14(3): 481-492.

- [14] M Gnana Prakash, M Balamurugan, S Umashankar. «A new multilevel inverter with reduced number of switches». *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2014 5(1): 63-70.
- [15] F. Zaamouche. «Amélioration des tensions de sorties des onduleurs par l'utilisation des nouvelles topologies et techniques de commandes. »*Thèse de doctorat, Université badji mokhtar; annaba, Algérie.* janvier 2018.
- [16] T. Sudha « Comparison between cascaded multilevel inverter and reduced switch multilevel inverter». *International Journal for Research in Applied Science & Engineering Technology (IJRASET)*. 2016; 4(5): 500-510.
- [17] K.Vipul, M Arvind, HS Abid. « A new model of h-bridge multilevel inverter for reduced harmonics distortion». *Journal of Engineering Research and Applications*. 2014; 4(11): 30-351.
- [18] JS. Mariéthoz. « Etude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques: topologies, modulation et commande ». *Thèse de doctorat. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse.*2005.
- [19] L. Benyettou « Contribution au diagnostic des convertisseurs statiques DC-AC (Onduleurs de tension): application au filtre actif parallèle ». *Thèse de doctorat. Université tahri mohamed Bechar, Algérie* 2016.
- [20] M pinard. « convertisseurs et électronique de puissance commande, description, mise en œuvre applications ». *Technique et Ingénierie, Dunod.* 2007.
- [21] C. Patricio, R.Jose. « Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010; 57(8): 2691-2699.
- [22] A. Pevere ; R. Petrella. « Discontinuous Hybrid Modulation Technique for Three-Phase Three-Level Neutral Point Clamped Inverters ». *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE, Denver, CO, USA.* 15-19 Sept. 2013.
- [23] R. Kannan, MA JagabarSathik, S Selvam. « A new symmetric multilevel inverter topology using single and double source sub-multilevel inverters » *Journal of Power Electronics*. 2015; 15(1): 96-105.
- [24] I. Etxeberria-Otadui. « Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique – application à la qualité de l'énergie ». *Thèse de doctorat. L'institut national polytechnique de Grenoble, France.* 26 septembre 2003
- [25] F. Zaamouche, S. Saad, L. Hamiche, F. Chouaf. « Simulation and experimental tests of a real-time DPWM technique for the control of VSI-IM Drive ». *Revue des Sciences et de la Technologie, Synthèse* 2017; 34(1). 177-187.
- [26] F. Zaamouche, S. Saad, L. Hamiche, F. Chouaf. « Simulation and experimental tests of a real-time DPWM technique for the control of VSI-IM Drive ». *Revue des Sciences et de la Technologie, Synthèse* 2017; 34(1). 177-187.

- [27] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi. « A new neutral-point-clamped PWM inverter ». *IEEE Trans. On Industry Applications*, 1981; 17(5): 518-523.
- [28] W. Subsingha. « A Comparative Study of Sinusoidal PWM and Third Harmonic Injected PWM Reference Signal on Five Level Diode Clamp Inverter ». *Energy Procedia.2016; 89: 137-148.*
- [29] K. HAMID. « Optimised space vector modulation for variable speed drives ». *Thèse de doctotat. Université Blaise Pascal - Clermont II, France. Novembre 2012.*
- [30] F.Zaamouche, S. Saad, A. Belhamra, F. Berrabah. « Comparative study of PWM inverter techniques by simulation and experimental tests ». *First International Conference on Electrical Energy and Systems ICEES'2013, Annaba, Algérie October 2013; 22- 24.*
- [31] K. Zhou, D Wang. « Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: A comprehensive analysis ». *IEEE transactions on industrial electronics. 2002; 49(1):186-196.*
- [32] CR. Balamurugan, SP. Natarajan, R. Bensraj, B. Shanthi. «A Review on modulation strategies of multilevel inverter». *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. 2016; 3(3): 681-705.*
- [33] O. Ojo S. Konduru. « A Discontinuous Carrier-Based PWM Modulation Method for the Control of Neutral Point Voltage of Three -Phase Three-Level Diode Clamped Converters », *Power electronics specialists conference PESC'05. IEEE, 36th.2005 1652-1658.*
- [34] AM. Hava, RJ. Kerkman TA. Lipo. « A High-Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm ». *IEEE transactions on industry applications. 1998; 34(5): 1059-1071.*
- [35] N. Devarajan., A. Reena. « Reduction of switches and DC sources in cascaded multilevel inverter». *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics. 2015; 4(3): 186-195.*
- [36] R. José, L. Jih-Sheng, P. Fang Zheng. « Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications». *IEEE transactions on industrial electronics. 2002; 49(4): 724-737.*
- [37] KKrishna,R Alekh,S. Lalit Kumar, J. Shailendra« Multilevel inverter topologies with reduced device count». *IEEE Transactions on Power Electronics. 2016; 31(1):135-151.*
- [38] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, MA. Pérez. « A Survey on Cascaded Multilevel Inverters ». *IEEE Transactions on industrial electronics. 2010; 57(7): 2197-2206.*
- [39] C.Ilhami, K. Ersan, B. Ramazan. «Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes». *Energy Conversion and Management. 2011; 52(2): 1114-1128.*

- [40] KA. Tehrani. «Synthèse et Application d'une Nouvelle Commande Robuste par PID Fractionnaire pour Les Onduleurs Multiniveaux» *Thèse de doctorat, L'Institut Nationale Polytechnique de Lorraine*. France 2010.
- [41] D. Zhong, MT. Leon , O. Burak, NC. John . « Fundamental frequency switching strategies of a seven-level hybrid cascaded H-Bridge multilevel inverter». *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2009; 24(1): 25-33.
- [42] S. Rajasekar, A. Senthilkumar, YS. Kumar, P. Ajay-D-Vimal Raj.« Power quality enhancement using cascaded multilevel inverter based shunt hybrid active power filter». *International Journal of Engineering, Science and Technology*. 2011; 3(9): 37-46.
- [43] YM.Lada,M. Sabiq Safiuddin, MG. Johar Akbar, MN. Mohamad Riduwan, K. Gan Chin. « Reduction of harmonic using single phase shunt active power filter based on Instantaneous power theory for cascaded multilevel inverter ». *Power and Energy (PECon), 2016 IEEE International Conference*. Melaka, Malaysia. 2016; 702-706.
- [44] Jean Bonal, Guy Séguier, « Entraînements Electriques a Vitesse Variable», *Technique et Documentation*, Vol.2, Décembre 1998.
- [45] M.Nagaraju; D.Ravikiran. « Comparative analysis of nine level inverter with two different topologies ». *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*. 2016; 5(12): 8999-9008.
- [46] Z. Zahzouh. « Amélioration de la qualité de l'énergie dans les réseaux électriques par le biais d'un filtre actif mixte permettant la réduction des harmoniques». *Thèse de doctorat, 2015 Université 20 Août 1955-Skikda, Algérie*, 2015.
- [47] Z. Zahzouh, L. Khochmane, A. Haddouche. « A new multilevel active power filter using switches meticulously controlled». *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2015; 6(1): 168-177.
- [48] F.Chouaf, S. Saad. « A new structure of the nine level inverter used as active power filter with a reduced number of switches ». *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2018; 9(1): 198-209.
- [49] MA. Guizani. « Approche multi-agents pour la conception optimale des systèmes mécatroniques ». *Thèse de doctorat. Université Paris-Saclay*. France. Janvier 2016.
- [50] M. Geoffriault. « Réduction active des vibrations et des bruits d'une machine électrique par la stratégie de commande ». *Thèse de doctorat. Ecole doctorale, Stits*. France. Février 2015.
- [51] W. Frelin. « Impact de la pollution harmonique sur les matériels de réseau ». *Thèse de doctorat. Université de Paris-Sude11*. France. 2009.
- [52] I. Ghadbane. « Etude et réalisation d'un filtre actif parallèle en utilisant différentes stratégies de contrôle » *Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider. Biskra*. Algérie 2016.

- [53] M.O Hamiti. « Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone `à réductance variable. Approches par la structure et par la commande ». *Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I*. France 2009.
- [54] P. Akiki, M. Hage-Hassan, JC. Vannier, P. Dessante, B. Daguse, M. Bensetti. « Réduction des ondulations de couple d'un moteur à aimants en multi-V et bobinage sur dents ». *Symposium de génie électrique (SGE 2016): EF-EPF-MGE 2016, Grenoble, FRANCE 7-9 Juin 2016*.
- [55] J. Brandelero. « Evaluation des pertes par commutation pour la conception des convertisseurs et applications des composants grand gap ». *Communication dans le congrès Symposium de génie électrique 2014, Cachan, France*. Jul 2014.
- [56] BJ. Baliga. « Fundamentals of semiconductor devices ». *Springer* 2008.
- [57] J. Brandelero. « Evaluation des pertes par commutation pour la conception des convertisseurs et applications des composants grand gap ». *Communication dans le congrès Symposium de génie électrique 2014, Cachan, France*. Jul 2014