

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche**  
**Scientifique**

**Université Ahmed Draia Adrar**

**Faculté Des Sciences et de la Technologie**  
**Département des Sciences de Technologie**



Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme :  
**Master en Electrotechnique**  
**Option : Commande Electrique**

*Thème :*

*La technique SVM (Space Vector Modulation) :  
Différents algorithmes simplifiés pour améliorer son  
fonctionnement appliqués aux onduleurs multiniveaux  
triphases*

**Présenté par :**

**Gafa Fatma**

**Amar Mariam**

Soutenu le .../06/2022

**Devant le jury :**

**Encadreur : Dr. YAICHI Mohammed** M.R.A Unité de Recherche URER/MS. Adrar

**Examineur : Dr. OULED ALI Omar** M.C.B Université Africaine. A.D. Adrar

**Mr. BELBEKRI Tahar** M.A.A Université Africaine. A.D. Adrar

**Année Universitaire : 2021/2022**



## شهادة الترخيص بالإيداع

انا الأستاذ(ة): يعيشي محمد

المشرف مذكرة الماجستير.

الموسومة بـ Différents algorithmes simplifiés pour améliorer son fonctionnement appliqués aux onduleurs multiveaux triphasés

من إنجاز الطالب(ة): فاقا فالحة

و الطائب(ة): عمار مريم

كلية: العلوم والتكنولوجيا

القسم: العلوم والتكنولوجيا

التخصص: الالكترونىة - نظم كهربائىة

تاريخ تقييم / مناقشة:

أشهد ان الطلبة قد قاموا بالتعديلات والتصحيحات المطلوبة من طرف لجنة التقييم / المناقشة، وان المطابقة بين النسخة الورقية والإلكترونية استوفت جميع شروطها. و بإمكانهم إيداع النسخ الورقية (02) والايكترونية (PDF).

- امضاء المشرف:

د. يعيشي محمد

ادرار في .....

مساعد رئيس القسم:

د. قمر باوي إياس  
رئيس قسم علوم التكنولوجيا بكلية  
العلوم والتكنولوجيا



## *Remerciement*

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de  
m'avoir donner le courage et la patience pour  
réaliser ce travail malgré toutes les difficultés  
rencontrées.*

*Nous tenons d'abord à adresser toute nos gratitudes à  
Mr Yaichi Mohammed.*

*Pour avoir encadré et dirigé ce travail avec une grande rigueur  
scientifique, son disponibilité, ses conseils et la confiance qu'il s'accorde  
pour permettre de réaliser ce travail.*

*Nous tenons à remercier Le Directeur de l'Unité de Recherche en Energie  
Renouvelable en Milieu Saharien d'ADRAR «URER-MS» sur le bien  
venu.*

*Nous souhaitons également de remercier tous les amis leurs aides, leurs  
encouragements surtout mes très chers seours et mes très chers frères.*

*A tous Mes amies d'étude surtout ceux  
d'électrotechnique promotion 2022*





## *Dédicace*

*Pour l'âme de mon cher père.*

*Et*

*mon ange gardien, ma mère.*

*Mon premier soutien est ma famille, que Dieu les bénisse et les protège, pour les encourager et les sacrifices qu'ils ont enduré.*

*Aux camarades de la route des questionneurs, la compagne du voyage, « Fatma ».*

*Et*

*A Abdessalam*

*et à d'autres détails de la vie.*

*Mariam*





## *Dédicace*

*Comme il est beau de donner à quelqu'un la chose la plus précieuse qu'il a et la plus belle est de guider le précieux vers le plus précieux*

*C'est le fruit de mes efforts pour faire aujourd'hui un cadeau que je donne :*

*Mon cher père, que Dieu le bénisse.*

*Ma chère mère, que Dieu prolonge son âge.*

*Tous mes frères et sœurs et ma famille, mon amie « Fatima » et ma cousine « Fatima ».*

*Mon amie « Mariam ».*

*à ceux qui m'ont soutenu dans l'achèvement de ce travail.*

*Fatma*



**La technique SVM (Space Vector Modulation) : Différents algorithmes simplifiés pour améliorer son fonctionnement appliqués aux onduleurs multiniveaux triphasés**

**Résumé :** La technologie des onduleurs multiniveaux (OMN) est fortement développée ces dernières années comme choix très important dans le domaine du contrôle de l'énergie à haute tension et puissance. L'intérêt majeur des OMN est l'amélioration remarquable de la qualité spectrale de ses signaux de sortie générés sans augmentation de la fréquence de commutation des interrupteurs. Ce travail rappelle, d'une part, les différentes topologies d'onduleurs multiniveaux et présente, d'autre part, les méthodes, les plus appropriées, de commande et de modulation développées pour cette famille de convertisseur : la commande pleine-onde, la modulation de largeur d'impulsion (MLI) triangulo-sinusoidale multiniveaux et la **modulation vectorielle** (en anglais : **SVM, Space Vector Modulation**). Une analyse plus spécifique la dernière modulation est effectuée. La **modulation vectorielle** offre plusieurs degrés de liberté permettant d'optimiser les formes d'onde appropriée à l'exécution sur un calculateur numérique. La détermination des instants de commutation peut être réalisée en utilisant l'algorithme de modulation de vecteur de l'espace, basé sur la représentation des vecteurs de commutation dans le plan  $(\alpha, \beta)$ . Cependant, l'algorithme classique de la SVM de l'onduleur multiniveaux est beaucoup plus complexe que celui utilisé pour l'onduleur à deux niveaux parce que la plupart des méthodes existantes de modulation SVM multiniveaux dépendent du nombre de niveau. Avec l'augmentation du nombre de niveaux, le nombre d'états de commutation permis dans les convertisseurs augmente également de manière rapide. Le but principal de ce sujet est donc, de présenter **différents algorithmes simples** de SVM pour les **onduleurs triphasés de N niveaux**. Ces algorithmes est extrêmement efficace et indépendant du nombre de niveaux de l'onduleur. On a analysé le mécanisme d'implantation les vecteurs de commutation pour avoir une tension de sortie ayant une image près de ta tension de référence désirée.

**Mots clés :** Onduleurs multiniveaux, Stratégie MLI, Modulation vectorielle SVM. Algorithmes simplifiés, Séquence de commutation.

تقنية تحويل موجه الفضاء SVM : خوارزميات مختلفة مبسطة لتحسين تشغيلها يتم تطبيقها على الموجات المتعددة المستويات

**ملخص:** تم تطوير تقنية الموجات المتعددة المستويات بقوة في السنوات الأخيرة كخيار مهم للغاية في مجال تحويل الطاقة ذات التوتر والاستطاعة العالية. من الإيجابيات الهامة للموجات المتعددة المستويات هي التحسن الملحوظ في الجودة الطيفية لإشارات الخروج (نزع الإشارات ذات التواتر العالي) المتولدة دون زيادة تردد التبديل لمفاتيح الموج. هذا العمل يوضح من جهة الهياكل المختلفة للموجات متعددة المستويات، ويقدم من جهة أخرى طرق التحكم المناسبة وتقنية تحويل طورت لهاته العائلة من المحولات: تقنية الموجة المملوءة وتحويل عرض النبض جيبية-مثلثية وتحويل موجه الفضاء SVM. يتم إجراء تحليل أكثر تحديداً للتقنية الأخيرة. طريقة تحويل موجه الفضاء SVM تعطي الحرية في الاختيار تساعد في تحسين شكل الموجة وجد ملائمة أن نطبقه بالمكرو المعالج. تحديد لحظات التبادل للقواطع نحققه باستعمال الخوارزمية لتحويل موجه الفضاء الذي يتأسس على تمثيل أشعة التبادل في المستوى  $(\beta, \alpha)$ . مع هذا، الخوارزمية المستعملة من اجل الموجات متعددة المستويات أكثر تعقيدا من المستعملة في الموجات ذو مستويين لأن أغلب الطرق الموجودة تتعلق بعدد المستويات. مع زيادة عدد المستويات، يزداد أيضاً عدد حالات التبديل المسموح بها في المحولات بسرعة. لذلك، فإن الغرض الرئيسي من هذا الموضوع هو تقديم خوارزميات SVM بسيطة مختلفة لتحويل موجه الفضاء للموجات ثلاثية الأطوار ذو N مستوى. هذه الخوارزميات فعالة للغاية وكفوة جدا حسابيا ومستقلة عن عدد المستويات. وفي نفس الوقت تعطي إمكانية التحكم بسهولة في الموجات متعددة المستويات. قمنا بتحليل آلية تنفيذ ناقلات التبديل للحصول على جهد خروج قريب من الجهد المرجعي المطلوب.

**الكلمات الدلالية:** الموجات المتعددة المستويات، تحويل عرض النبض MLI، وتحويل موجه الفضاء SVM، خوارزميات مبسطة، آلية تبديل.

*The SVM technique (Space Vector Modulation): Different simplified algorithms to improve its operation applied to three-phase multilevel inverters*

**Abstract:** Multilevel inverter (MLI) technology has been strongly developed in recent years as a very important choice in the area of high power and voltage energy control. The major interest of the MLI is the remarkable improvement of the spectral quality of its generated output signals without increase in the frequency of commutation of the switches. This work recall first the different topologies of multilevel inverters and presents secondly the most relevant control and modulation methods developed for this family of converter : the six-step modulation, multilevel sinusoidal pulse-width modulation and **space-vector modulation (SVM)**. A more specific analysis of the last modulation is carried out. The SVM offers several degrees of freedom to optimize the waveforms, and it is well suited for implementation on a digital computer. The determination of switching instants may be achieved using the space vector modulation algorithm, which is based on the representation of the switching vectors in the  $(\alpha, \beta)$  plan. However, the SVM algorithm of multilevel inverter is much more complex than that used in two-level inverter because most of existing multilevel SVM methods are dependent on the number of level. With the increase in the number of levels, the number of switching states allowed in the converters also increases rapidly. The main purpose of this work is therefore, to present different simple SVM algorithms for N level three-phase inverters. The algorithm is extremely efficient and is independent of the number of converter levels. At the same time, it provides good insight into the operation of multilevel inverters. We analyzed the mechanism of implementation of the switching vectors to have an output voltage having an image close to your desired reference voltage.

**Keywords:** Multilevel inverters, PWM strategy, SVM vector modulation. Simplified algorithms, Switching sequence.

Remerciement.....	I
Dédicace.....	II
Résumé.....	VI
Table des matières .....	V
Liste des figures .....	IX
Liste des tableaux.....	X

## **Chapitre I : Vision sur les Onduleurs Multiniveaux et leurs différentes Topologies**

I-1. Introduction.....	6
I-2. Notion sur l'onduleur.....	6
I.2.1. Onduleur monophasé en pont (pont H) .....	7
I.2.2. Onduleur demi-pont .....	8
I.2.3. Onduleur triphasé.....	9
i). Onduleur triphasé en pont complet (Pont H) .....	9
ii). Onduleur triphasé en pont .....	10
I-3. Analyse de fonctionnement des onduleurs multi niveaux et leurs classification.....	11
I.3.1. Onduleurs multi niveaux.....	11
I.3.2. Topologies multi niveaux.....	11
I.3.3. Onduleurs multi niveaux cascade.....	11
I.3.4. Onduleurs multi niveaux de type NPC .....	13
I.3.5. Structure triphasé.....	15
I.3.6. Synthèse comparative,choix de la stucture.....	15
I-4. Différents types de la commande des onduleurs multi niveaux.....	16
I.4.1. Introduction.....	16
I.4.2. Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	16
I.4.3. MLI triangulo-sinusoidale.....	18
I.4.4. MLI Space Vector modulation(SVM).....	22
I-5. Conclusion.....	22



## **Chapitre II : Principe de la modulation vectorielle : Application aux onduleurs à deux niveaux**

II-1. Introduction.....	24
II-2. Principe de la modulation vectorielle .....	24
II.2.1 .Représentation vectorielle.....	24
II.2.2. Génération des signaux MLI des commutations d'onduleur triphasé à deux niveaux .....	25
II-3. Approximation du vecteur de tension désirée.....	28
II-4. Calcul des temps de conduction .....	30
II-5. Séquences de modulation .....	31
II-6. Comparaison entre la MLI vectorielle et la MLI triangulo-sinusoïdale.....	35
II-7. Simulation.....	38
II-7.1. Résultats de simulation et analyse spectrale .....	39
II-7.2. Comparaison entre la SVM et la MLI triangulo-sinusoïdale .....	43
II-8. Remarques trop importants .....	43
II-9. Principe de la technique SVM appliquée à l'onduleur monophasé à pont complet .....	45
II-10. Conclusion .....	46

## **Chapitre III : Modulation vectorielle appliquée aux onduleurs multiniveaux**

III-1. Introduction .....	47
III-2. Principe de SVM appliquée aux onduleurs a trois niveaux .....	47
III-3. Etats de commutation, représentation des vecteurs de commutation pour l'onduleur à N niveau .....	48
III-4. Synthèse du vecteur de référence à trois niveaux .....	50
III-5. Nouveaux algorithmes de modulation vectorielle SVM .....	61
III-5.1. Introduction .....	62
III-5.2. Principe .....	62
III-5.3. Etape de l'algorithme à base (g,h) .....	64
III-5.3.1. Transformation de la coordonnée .....	64
III-5.3.2. Détection des Trois Vecteurs les plus Proches (TVP) .....	65
III-5.3.3. Calcul des temps de commutations des interrupteurs .....	66
III-5.3.4. Détermination et choix des états de commutation .....	68
III-5.4. Résumé les étapes pour les autres algorithmes .....	68
III-5.5. Autre algorithme pour l'élaboration du signal à N niveaux.....	69
III-6. Principe et mécanisme de trajectoire et de sélection des vecteurs d'état de l'onduleur à 3 niveaux .....	69

III-6.1. Description .....	69
III-7. Principe et mécanisme de trajectoire et de sélection des vecteurs d'état de l'onduleur a cinq niveaux .....	73

**Chapitre IV : Simulation de la technique SVM appliquée aux onduleurs multiniveaux**

IV-1. Introduction .....	79
IV-2. Remarque très importante .....	79
IV-3. Simulation .....	79
IV-3.1. Onduleur à trois niveaux .....	80
IV-3.2. Onduleur à cinq niveaux .....	82
IV-3.3. Onduleur à sept niveaux .....	83
IV-3.4. Onduleur à 11 niveaux .....	85
IV-4. Interpretations et commentaires .....	86
IV-5. Conclusion .....	86
Conclusion générale	
Annexe	
Bibliographiques .	

## Liste des Figures

### Chapitre I : Vision sur les onduleurs multi niveaux et leurs différentes topologies

<b>Figure I.1</b> : Synoptique d'une conversion continue-alternative.....	7
<b>Figure I.2</b> : Représentation de l'onduleur monophasé en pont.....	7
<b>Figure I.3</b> : Deux allures de la tension simple de sortie d'une structure monophasée à pont complet et digramme de conduction correspondants.....	8
<b>Figure I.4</b> : Onduleur en demi-pont .....	9
<b>Figure I.5</b> : Convertisseur à trois niveaux utilisant des interrupteurs électroniques et des diodes.....	9
<b>Figure I.6</b> : Montage de l'onduleur triphasé à trois niveaux utilisant trois structures monophasées à pont complet.....	10
<b>Figure I.7</b> : Montage de l'onduleur triphasé en pont à deux niveaux avec un point milieu.....	10
<b>Figure I.8</b> : Topologies des onduleurs multi niveaux.....	11
<b>Figure I.9</b> : Structure monophasée d'un onduleur cascade à cinq niveaux de tension.....	12
<b>Figure I.10</b> :Tension de sortie de l'onduleur cascade à cinq niveaux dont les interrupteurs fonctionnent avec des combinaisons limitant les pertes de commutation et des intervalles de conduction égaux.....	13
<b>Figure I.11</b> : Structure monophasée d'un onduleur cascade à sept niveaux de tension.....	13
<b>Figure I.12</b> : Structure monophasée d'un onduleur NPC à cinq niveaux de tension.....	14
<b>Figure I.13</b> : Structure monophasée d'un onduleur NPC à sept niveaux de tension.....	15
<b>Figure I.14</b> : Résultats de simulation de l'onduleur triphasé en pont complet pilotés en pleine-onde .....	18
<b>Figure I.15</b> : Principe de la technique ML Triangulo-sinusoïdale du signal à deux niveaux...	19
<b>Figure I.16</b> : Différents types de porteuses pour l'onduleur à 3 niveaux.....	20
<b>Figure I.17</b> : Porteuses de la MLI triangulo-sinusoïdale pour l'onduleur à 5 et à 7 niveaux....	20
<b>Figure I.18</b> : Résultat de simulation de l'onduleur à deux niveaux commandé par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale avec un porteuse bipolaire - Observation de l'effet de la variation dutaux de modulation $r$ .....	21
<b>Figure I.19</b> : Résultat de simulation de l'onduleur à deux niveaux commandé par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale avec un porteuse bipolaire -Observation de l'effet de la variation del'indice de modulation $m$ .....	23
<b>Figure I.20</b> : Résultat de simulation des onduleurs à 3, à 5 et à 7 niveaux commandé par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale avec un porteuse bipolaire pour $r=0.9$ et $m=25$ .....	24

## Chapitre II : Principe de la modulation vectorielle : Application aux onduleurs à deux niveaux

<b>Figure II.1</b> : Représentation dans le plan complexe les tensions et du vecteur spatial $v(t)$ .....	25
<b>Figure II.2</b> : Montage de l'onduleur triphasé en pont à deux niveaux avec un point milieu....	26
<b>Figure II.3</b> : Huit topologies des états de commutation d'un onduleur.....	26
<b>Figure II.4</b> : Représentation de $(V_1)^*$ .....	27
<b>Figure II.5</b> : Représentation du polygone de commutation.....	28
<b>Figure II.6</b> : Fréquence de modulation de la MLI vectorielle.....	29
<b>Figure II.7</b> : Composantes de $V_{ref}$ dans le secteur 1.....	30
<b>Figure II.8</b> : Organigramme de la MLI vectorielle de l'onduleur à deux niveaux.....	32
<b>Figure II.9</b> : Représentation de $V_s$ dans le repère g-h Dans le secteur 1, la décomposition de $V_s$ sur les deux axes du plan (g,h) est la suivante:.....	33
<b>Figure II.10</b> : Organigramme de la MLI vectorielle de l'onduleur à deux niveaux dans le repère g-h.....	34
<b>Figure II.11</b> : Signaux de gâchettes.....	35
<b>Figure II.12</b> : Description des séquences de conduction des interrupteurs.....	36
<b>Figure II.13</b> : Tension $V_{ao}(\omega t)$ , $V_{ref}(\omega t)$ moyennes et la tension entre phase $V_{ca}(\omega t)$ .....	37
<b>Figure II.14</b> : Comparaison entre les MLI triangulo-sinusoïdale et vectorielles.....	38
<b>Figure II.15</b> : Résultat de simulation de l'onduleur à deux niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle -Observation de l'effet de la variation du coefficient de réglage $r$ .....	41
<b>Figure II.16</b> : Résultat de simulation de l'onduleur à deux niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle -Observation de l'effet de la variation de la fréquence d'échantillonnage.....	42
<b>Figure II.17</b> : Représentation du polygone de commutation.....	44
<b>Figure II.18</b> : Représentation de l'onduleur monophasé en pont.....	45
<b>Figure II.19</b> : Représentation vectoriel des états de commutation pour l'onduleur monophasé à pont complet.....	45
<b>Figure II.20</b> : Description des séquences de conduction des interrupteurs pour l'onduleur monophasé à pont complet.....	46
<b>Figure II.21</b> : Résultat de simulation de l'onduleur à monophasé à pont complet commandé par la stratégie de modulation vectorielle.....	46

### Chapitre III : Modulation vectorielle appliquée aux onduleurs multiniveaux

<b>Figure III.1 :</b> Montage de l'onduleur triphasé à trois niveaux de type cascade .....	48
<b>Figure III.2 :</b> Configuration des vecteurs de sortie(Etat de commutation) d'un onduleur à trois niveaux.....	50
<b>Figure III.3 :</b> Etats x, y et z pour les différentes régions du diagramme vectoriel pour l'onduleur à 3 niveaux où les vecteurs $v_x, v_y, v_z$ dépendent de la position du vecteur $V_{ref}$ dans le plan $\alpha-\beta$ .....	50
<b>Figure III.4 :</b> Vecteurs de commutation entre phase d'un onduleur à trois niveaux.....	51
<b>Figure III.5 :</b> Vecteurs de commutation d'un onduleur à quatre niveaux.....	52
<b>Figure III.6 :</b> Vecteurs de commutation d'un onduleur à cinq niveaux.....	52
<b>Figure III.7:</b> Zone de limitation pour générer le vecteur de référence $V_{ref}$ en utilisant trois vecteurs.....	53
<b>Figure III.8 :</b> Projections des vecteurs de référence $V_{ref}$ ( $\rho_1$ et $\rho_2$ ).....	56
<b>Figure III.9 :</b> Projection pour les régions 2, 3 et 4.....	58
<b>Figure III.10 :</b> Organigramme de la MLI vectorielle de l'onduleur à trois niveaux.....	59
<b>Figure III.11 :</b> Représentation graphique de la transformation dq-gh.....	59
<b>Figure III.12 :</b> Composantes g-h de différents vecteurs de référence.Équivalences au premier secteur.....	60
<b>Figure III.13 :</b> Changement d'origine du vecteur de la tension de référence.....	61
<b>Figure III.14 :</b> Vecteurs d'état de commutation d'un onduleur à trois niveaux dans le système (g,h).....	63
<b>Figure III.15 :</b> Vecteurs d'état de commutation d'un onduleur à trois niveaux dans le système (K,L).....	63
<b>Figure III.16 :</b> Vecteurs d'état de commutation d'un onduleur à trois niveaux dans le système( $\alpha',\beta'$ ) .....	64
<b>Figure III.17 :</b> Modèle d'onduleur dans les coordonnées imaginaires $j_a, j_b$ et $j_c$ .....	64
<b>Figure III.18 :</b> Mise en évidence des vecteurs les plus proches pour deux cas différents de la position de vecteur de référence.....	66
<b>Figure III.19 :</b> Définition des secteurs et des régions de l'espace pour un onduleur à 3 niveaux.....	70
<b>Figure III.20 :</b> Sous-ensemble de diagramme de vecteur de l'espace à trois niveaux.....	70
<b>Figure III.21 :</b> Directions de la rotation des séquences de commutation dans la région .....	72

<b>Figure III.22</b> : Directions de rotation de séquence de commutation dans la SVM basée sur la séquence.....	73
<b>Figure III.23</b> : Sous-ensemble de diagramme de vecteur de l'espace à cinq niveaux.....	73
<b>Figure III.24</b> : Séquences de commutation pour la SVM à 5 niveaux.....	74
<b>Figure III.25</b> : Organigramme de la MLI vectorielle pour n'importe quel niveau de l'onduleur.....	77
<b>Figure III.26</b> : Résultats de simulation d'un onduleur à trois niveaux.....	78

#### **Chapitre IV : Simulation de la technique SVM appliquée aux onduleurs multiniveaux**

<b>Figure IV.1</b> : Résultat de simulation de l'onduleur à trois niveaux commandé par la technique SVM - Observation de l'effet de la variation du taux de modulation $r$ .....	81
<b>Figure IV.2</b> : Résultat de simulation de l'onduleur à trois niveaux commandé par la SVM - Observation de l'effet de la variation de la fréquence d'échantillonnage.....	82
<b>Figure IV.3</b> : Résultat de simulation de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la SVM.....	83
<b>Figure IV.4</b> : Résultat de simulation de l'onduleur à sept niveaux commandé par la SVM.....	84
<b>Figure IV.5</b> : Résultat de simulation de l'onduleur à 11 niveaux commandé par la SVM.....	85

## Liste des tableaux

### Chapitre I : Vision sur les Onduleurs Multiniveaux et leurs différentes Topologies

<b>Tableau I.1</b> : Combinaisons de commutation pour l'onduleur NPC à sept niveaux .....	14
<b>Tableau I.2</b> : Nombre de composants nécessaires à la réalisation des trois structures d'onduleurs multiniveaux .....	16

### Chapitre II : Principe de la modulation vectorielle : Application aux onduleurs à deux niveaux

<b>Tableau II.1</b> : Calcul des vecteurs de tensions .....	27
<b>Tableau II.2</b> : Temps de conduction en fonction de $\theta$ .....	31
<b>Tableau II.3</b> : Temps de conduction en fonction de $\theta$ .....	32
<b>Tableau II.4</b> : Temps de conduction dans le plan (g,h) .....	33
<b>Tableau II.5</b> : THD de tensions de sortie et le rang des harmoniques de 1ère famille dans la tension simple pour les techniques de commande MLI triangulo-sinusoïdale et SVM .....	34
<b>Tableau II.6</b> : Calcul des vecteurs de tensions .....	45

### Chapitre III : Modulation vectorielle appliquée aux onduleurs multiniveaux

<b>Tableau III.1</b> : Calcul des vecteurs de tension .....	49
<b>Tableau III.2</b> : Décomposition de l'équation (III-3) La résolution du système formé par l'équation du tableau III.2 donne les expressions de dx, dy et dz indiquées dans le tableau III.3. ....	55
<b>Tableau III.3</b> : Expressions de dx, dy et dz pour les différentes régions d'un secteur .....	55
<b>Tableau III.4</b> : Tableau récapitulatif des informations pour la SVM .....	58
<b>Tableau III.5</b> : Détermination du secteur et des composantes équivalentes m1 et m2 dans le premier sextant .....	60
<b>Tableau III.6</b> : Résumé des algorithmes simplifiés de la technique SVM multi niveaux .....	69
<b>Tableau III.7</b> : Séquences possibles pour le vecteur de l'espace à trois niveaux. Les séquences d'inversion de sous-ensemble ne sont pas montrées .....	71
<b>Tableau III.8</b> : Exemple de deux séquences de commutation .....	72
<b>Tableau III.9</b> : Séquences possibles du le vecteur de l'espace à cinq niveaux. Les séquences d'inversion des sous-ensembles ne sont pas montrées .....	74

# *Introduction Générale*



# *Introduction Générale*

**L**a limitation des énergies fossiles a conduit à l'apparition d'autres formes d'énergie telle que l'énergie photovoltaïque (PV) comme une solution prometteuse parmi les autres [1]. Les cellules solaires génèrent un courant continu. Pour la conversion et/ou l'adaptation de l'énergie électrique, on utilise, le plus souvent, l'onduleur. Aussi dans le domaine d'entraînement des moteurs électriques, l'onduleur joue un rôle important dans ce secteur utilisant la commande à fréquence variable. L'onduleur, délivre, en général, une tension alternative formée de créneaux rectangulaires. Afin de pouvoir obtenir une tension sinusoïdale, il est indispensable de filtrer ces créneaux contenant une importante quantité d'harmoniques. Toutefois, l'utilisation d'un filtre LC est coûteuse et ne permet, le plus souvent, d'obtenir que des résultats médiocres.

Des recherches ont été entreprises pour l'amélioration de la distorsion harmonique de l'onde de sortie des onduleurs de tension. Elles ont permis une évolution importante de la conception de ces onduleurs, en particulier dans leur commande, avec l'apparition des techniques de commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). Cette technique permet de contrôler la valeur du fondamental de la tension par action sur la commande et consiste à moduler les durées de l'impulsion de commande des interrupteurs statiques. Ceci a pour effet d'éloigner le rang des harmoniques de tension vers les hautes fréquences.

La synthèse de la commande par MLI en boucle ouverte est facile à réaliser par les techniques analogiques. Il suffit d'utiliser un comparateur entre les signaux de référence, images des tensions triphasées d'alimentation, et une porteuse de forme triangulaire. Cependant, l'apparition de microprocesseurs et de DSP de plus en plus performants, a permis l'émergence de nouvelles techniques de commandes, qui étaient auparavant difficilement réalisables en analogique. En particulier, les commandes (vectorielle, DTC, non linéaire,..) des machines à courant alternatif, nécessite l'utilisation de transformation vectorielle et de coordonnées en fonction de la position du flux rotorique ou statorique de la machine. Ainsi, les techniques numériques se sont, peu à peu, imposées sur le marché des variateurs de vitesse à hautes performances dynamiques. Leurs nombreux avantages (fiabilité, précision, souplesse, flexibilité, compacité, haut degré d'intégration, possibilité de dialogue homme-machine,...) ont favorisé la recherche de solution «tout numérique».

C'est dans cet esprit qu'ont été développées les techniques de MLI échantillonnées, afin que la commande du convertisseur statique soit, elle aussi, synthétisée de manière numérique. Plusieurs schémas de modulation numérique ont été élaborés, les plus connus étant les MLI à échantillonnage régulier symétrique, et la MLI vectorielle. Dans le cadre de ce travail, on s'intéresse, plus particulièrement, à la modulation vectorielle, nommée généralement SVM (Space Vector Modulation).

---

Cette approche, basée sur la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe et la modulation de vecteur spatial, consiste à calculer le rapport de commutation alloué à chaque bras du convertisseur. Ces temps de conduction sont déterminés en introduisant la notion de vecteur "moyenne des tensions" sur une période de découpage.

Certaines centrales photovoltaïques (PV) de démonstration produisent une puissance allant jusqu'à plusieurs mégawatts, bien que la plupart des systèmes PV installés soient de dimension beaucoup plus modeste [2]. Par ailleurs, l'utilisation des onduleurs à deux niveaux s'avère insuffisante pour les systèmes exigeant de grandes performances, pour lesquels on enregistre une fréquence de commutation des interrupteurs limitée par l'énergie maximale admissible associée aux commutations des interrupteurs fonctionnant à haute fréquence. L'autre problème rencontré par les chercheurs lors de l'optimisation des onduleurs pour les systèmes à grande puissance est lié à la tension (courant) maximale admissible par les interrupteurs. Les onduleurs à thyristors constituent une solution aux puissances élevées, mais reste toujours sensible à la fréquence des commutations des interrupteurs électroniques. Ce problème a trouvé une solution avec l'apparition des onduleurs multiniveaux qui consiste à réaliser une mise en associations de composants. De telles associations apportent, non seulement une augmentation du calibre global en tension ou en courant, mais également une meilleure qualité spectrale des ondes délivrées grâce à des stratégies de commande adaptées. Concernant l'augmentation du calibre tension, 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 actuels. Parmi les associations possibles, citons la mise en série de sources de tension avec distribution du potentiel commun (Neutral Point Clamped : NPC), l'imbrication de cellules de commutation, la mise en série de convertisseurs (cascade).

Pour l'introduction plus large des topologies de convertisseurs multiniveaux, l'attention des chercheurs électrotechniciens fut attirée, et de grands efforts ont été consacrés en parallèle portant, essentiellement, sur l'architecture des convertisseurs (simplification des conceptions de matériel afin de réduire le coût), sur leurs algorithmes de commande, ainsi que sur la synthèse des circuits de commande. Cependant, pour la technique de modulation vectorielle, l'implantation des commutations pour l'onduleur à deux niveaux est très facile. Mais avec l'augmentation du nombre de niveaux, le nombre d'états de commutation permis dans les convertisseurs augmente également de manière rapide. Par conséquent, l'algorithme pour déterminer la position du vecteur de référence devient fortement et extrêmement complexe avec l'augmentation du nombre de niveaux. Cette situation place des défis informatiques significatifs vis-à-vis du modulateur SVM, qui est typiquement mis en application dans le fonctionnement en temps réel et pour la vitesse élevée de commutation.

Pour pallier cette difficulté, plusieurs algorithmes ont été élaborés, portant, essentiellement sur l'amélioration des temps de calcul des temps de conduction et l'utilisation et l'identification des vecteurs de commutation. Par ailleurs, le nombre d'étapes impliquées dans le calcul est indépendant du nombre de niveaux de l'onduleur. Les différents algorithmes SVM étudiés peuvent être généralisés pour permettre l'exécution efficace en temps réel. L'avantage le plus important du concept étudié est que le nombre d'instructions exigées pour mettre en application l'algorithme est indépendant du nombre de niveaux.

## Organisation générale du mémoire

### *Chapitre I :*

Le premier volet de ce mémoire est consacré à l'étude des onduleurs multiniveaux, avec un bref aperçu sur les modulations appliquées aux ces onduleurs. Ces formulations sont suivies d'une simulation et d'une analyse spectrale de la tension de sortie de l'onduleur multiniveaux commandé par la commande pleine onde et la MLI triangulo-sinusoidale.

Le deuxième volet est beaucoup plus important que le précédent puisqu'il constitue la partie essentielle de notre travail. Il est orienté vers l'étude de la technique SVM (variante des techniques MLI) appliquée aux onduleurs multiniveaux.

### *Chapitre II :*

Nous présentons la stratégie de modulation vectorielle à deux niveaux sachant qu'elle a fait ses preuves ces dernières années lors de son implémentation au sein des commandes des machines. Ainsi, nous abordons le modèle de l'onduleur en traitant les signaux directement dans le plan biphasé de la transformée de Clark, en s'intéressant plus particulièrement à l'approximation du vecteur de tension désiré en le représentant dans un hexagone régulier, à la sélection des séquences de fonctionnement et au calcul des temps de conduction ou d'extinction des composants semi-conducteurs. Ceci, nous a permis de faire le choix des séquences de conduction des interrupteurs suivant un algorithme traité par le logiciel Matlab et son environnement Simulink.

### *Chapitre III :*

Au début, nous présentons les inconvénients de l'algorithme conventionnel de la SVM appliqué aux onduleurs multiniveaux, qui basé sur la détermination de la position de vecteur de référence  $V_{ref}$  selon un angle  $\theta$ , où ces algorithmes sont changés si le nombre de niveaux change. Nous traitons ici des différents algorithmes généraux et faciles de modulation vectorielle appliquée aux onduleurs multiniveaux. Ce chapitre a pour objectif de déduire la trajectoire des séquences qui nous permet d'avoir de meilleures performances et ce pour obtenir une forme d'onde symétrique, moins d'harmonique et diminuer les pertes de commutation dans les interrupteurs.

### *Chapitre IV :*

Nous présenterons les simulations d'onduleurs à plusieurs niveaux commandés par la technique SVM, et alimentant des charges R-L. Nous étudierons les courants et les tensions de sortie, puis nous analyserons leurs spectres harmoniques.

Nous terminerons, enfin, par une conclusion sur l'ensemble de notre étude.

# CHAPITRE I

*V*ision sur les Onduleurs Multiniveaux et  
leurs différentes Topologies

# *Vision sur les Onduleurs Multiniveaux et leurs différentes Topologies*

## **I-1. Introduction**

Jusque maintenant, il y a une utilisation de plus en plus grande de l'électricité sous forme alternative triphasée. Pour les applications photovoltaïques (PV) qu'il est le plus populaire aujourd'hui dans le monde, l'électronique de puissance permet de modifier la forme de l'énergie électrique PV (Courant DC) pour l'adapter aux différents besoins (Courant AC) à travers des convertisseurs statiques, dite l'onduleur. Ces derniers utilisent des interrupteurs électroniques. Aussi, l'onduleur joue un rôle important dans le domaine d'entraînement des moteurs électriques.

Pour un fonctionnement optimal de l'utilisateur alimenté par cet onduleur, les performances requises de ces convertisseurs statiques sont de plus en plus élevées : tant de point de vue de la gamme de la puissance délivrée que de la qualité de la tension générée.

Les premières applications exploitaient les structures d'onduleurs à deux niveaux. Très vite, il devenait nécessaire de monter en tension à cause de l'augmentation des puissances transitées. Cependant, les contraintes en tension et en courant imposées aux interrupteurs doivent être supportées par ceux-ci. La solution viable consiste à utiliser des associations séries et/ou parallèles de plusieurs interrupteurs au lieu d'un seul et de synchroniser leurs commandes. La synchronisation des commandes des différents interrupteurs, n'a aucun effet sur la qualité spectrale des tensions délivrées. Elle est identique à celle générée par la structure classique à deux niveaux.

En profitant cette augmentation de nombre des interrupteurs en associant un certain nombre de convertisseurs élémentaires afin d'augmenter le nombre de niveaux de la tension de sortie pour arriver à des solutions dites «Convertisseurs multiniveaux».

Par ailleurs, et afin d'améliorer beaucoup plus la qualité du signal de sortie, il convient de s'intéresser aux techniques de modulation MLI à appliquer aux onduleurs.

## **I-2. Notion sur l'onduleur [3, 4, 5, 6]**

Un onduleur est un convertisseur statique (Figure I.1) assurant la conversion continue-alternative. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir à la sortie une tension et un courant alternatifs de valeur moyenne nulle. La période  $T$  représente la durée d'un cycle. Sachant que la fréquence  $f=1/T$  et par exemple que la fréquence du réseau vaut 50Hz, la durée d'un cycle est de 0.02 seconde. La tension de sortie de l'onduleur prend un nombre limité de valeurs. Nous appellerons ces valeurs les niveaux de l'onduleur.



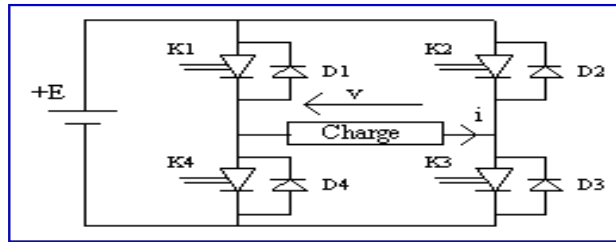
**Figure I.1** : Synoptique d'une conversion continue-alternative

Les onduleurs monophasés les plus utilisés sont :

- L'onduleur en pont composé de quatre interrupteurs ;
- L'onduleur avec diviseur capacitif à l'entrée (appelé onduleur en demi-pont) n'incorporant que deux interrupteurs.

**I-2.1. Onduleur monophasé en pont (Pont H)**

Avec quatre interrupteurs, on obtient l'onduleur de tension en pont complet. La figure I.2 illustre son schéma de principe.

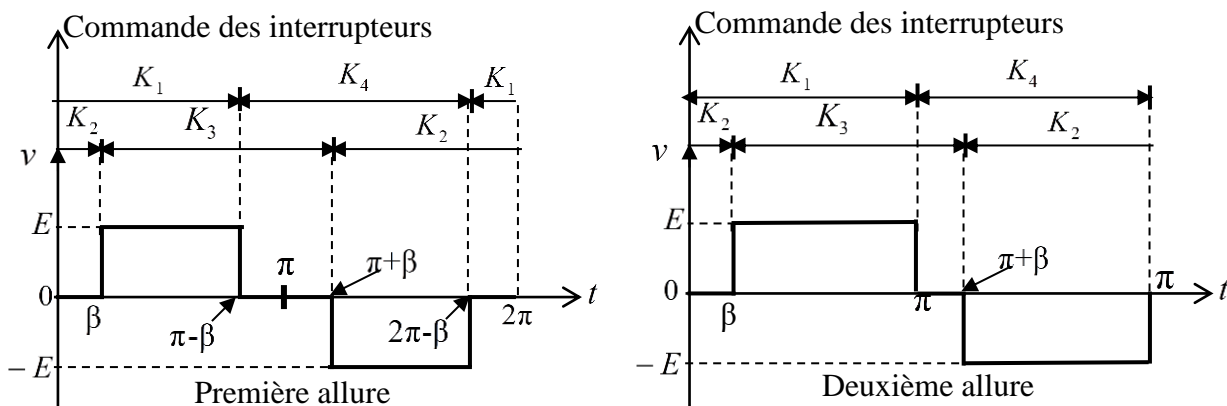


**Figure I.2 :** Représentation de l'onduleur monophasé en pont

Les contraintes de fonctionnement de cette structure (Une source de tension jamais en court-circuit et une source de courant jamais en circuit ouverte) conduisent à écrire les équations logiques (I-01) pour chacun des deux demi-pont, donc deux interrupteurs du même bras ne peuvent pas conduire simultanément [7]. Chaque commutateur est muni d'une diode montée en parallèle inverse pour permettre au commutateur d'écouler un courant s'il est négatif, et ne pas avoir à supporter de tension inverse. Quand les interrupteurs  $k_1$  et  $k_3$ , sont fermés simultanément la tension imposée aux bornes de la charge prend la valeur  $+E$ , et de  $-E$  lors de la fermeture simultanée des deux autres interrupteurs  $k_2$  et  $k_4$ .

$$(K_1 = \overline{K_4} \text{ et } K_2 = \overline{K_3}) \tag{I-01}$$

Par un simple décalage, les deux demi-pont fonctionnent avec la même période  $T$ , mais décalées d'un angle  $\beta$  comprise entre 0 et  $\pi$ . La tension  $v(t)$  représentée figure I.3 est un créneau à trois niveaux, elle fait apparaître des phases de «roue libre» où la charge se retrouve court-circuitée par deux interrupteurs passants par un action simultanément sur les interrupteurs ( $K_1$  et  $K_2$ ) ou ( $K_3$  et  $K_4$ ).



**Figure I.3 :** Deux allures de la tension simple de sortie d'une structure monophasée à pont complet et diagramme de conduction correspondants

La tension de sortie  $v$  ne dépend que de la tension d'alimentation  $E$  et de l'angle  $\beta$ . Sa valeur efficace est variable en agissant seulement sur la durée du créneau  $\alpha$  comme expressions :

$$\blacksquare \text{ première allure } V_{eff} = E\sqrt{1-\frac{2\beta}{\pi}} \quad \text{deuxième allure } V_{eff} = E\sqrt{1-\frac{\beta}{\pi}} \quad (\text{I-02})$$

La tension aux bornes de tous les interrupteurs lorsqu'ils sont ouverts est égale à la tension d'alimentation  $E$ . Donc, pour les quatre semi-conducteurs commandés ainsi que les quatre diodes, on a :

$$V_{Tmax} = -V_{Dmax} = +E. \quad (\text{I-03})$$

Donc on peut conclure que :

- ❖ si  $\beta=0$ , la commande est appelée "commande à onde rectangulaire" (elle donne lieu à un signal de sortie à deux niveaux), la valeur efficace de la tension n'est pas réglable et dépend de la tension continue d'entrée (*Onduleurs à deux niveaux*).
- ❖ si  $\beta \neq 0$ , la commande est appelée "commande décalée" (elle donne lieu à une onde de sortie à trois niveaux). Cette onde est obtenue par une commande décalée de l'interrupteurs (*Onduleurs à trois niveaux*).

### I-2.2. Onduleur en demi-pont

L'onduleur en demi-pont représenté figure I.4 ne comporte que deux interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$  mais, cette fois, la source de tension continue égale  $2E$ , donc nécessite deux générateurs de tension identique  $E$ . Comme le convertisseur en demi-pont ne possède que deux interrupteurs, il semble offrir un avantage marqué sur le convertisseur en pont. Cependant, la tension inverse aux bornes des valves du convertisseur en demi-pont est de  $2E$ , soit le double de celle apparaissant aux bornes des valves du convertisseur en pont. Par conséquent, si par exemple les interrupteurs IGBT sont limitées à une tension inverse de  $1\text{kV}$ , il faudra en utiliser deux en série pour chaque valve. Il en résulte que le convertisseur en demi-pont aura besoin de 4 interrupteurs, tout comme le convertisseur en pont.

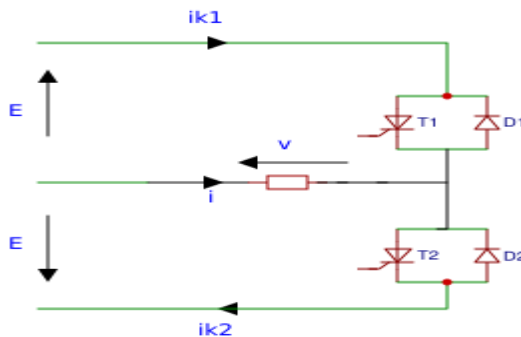
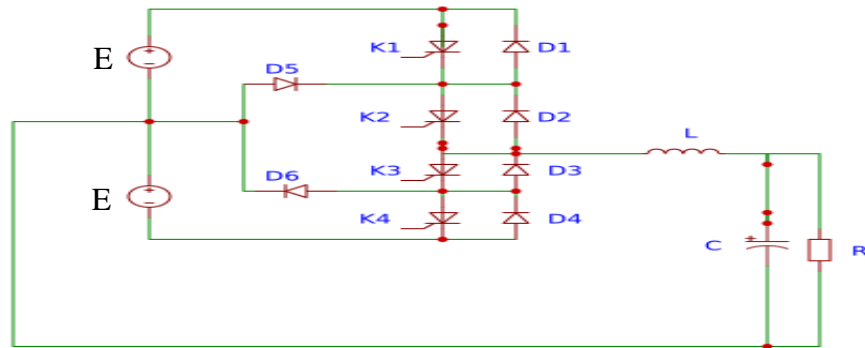


Figure I.4 : Onduleur en demi-pont

Aussi, la tension de sortie  $v$  ne dépend que de la tension d'alimentation  $E$ . Pour régler la valeur efficace de la tension de sortie, on passe à une structure comme montré dans la figure I.5. Ce convertisseur comporte quatre interrupteurs contrôlés ( $K_1$  à  $K_4$ ) et quatre diodes antiparallèles ( $D_1$  à  $D_4$ ). De plus, deux diodes supplémentaires  $D_5$  et  $D_6$  sont reliées au point milieu  $M$ . Pour obtenir l'état 0, on ferme  $K_2$  et  $K_3$ . Si le courant de la charge est positif, ce courant est transféré instantanément à la diode  $D_5$  à travers  $K_2$ , ce qui a pour effet de relier la sortie  $A$  au point milieu  $M$  et de produire une tension zéro. Par contre, si le courant circule en sens inverse, c'est la diode

$D_6$  et l'interrupteur  $K_3$  qui conduisent pour produire l'état 0. Le rôle des diodes  $D_5$  et  $D_6$  est donc d'attacher ou de «clamber» la sortie A au point M pour produire l'état zéro.



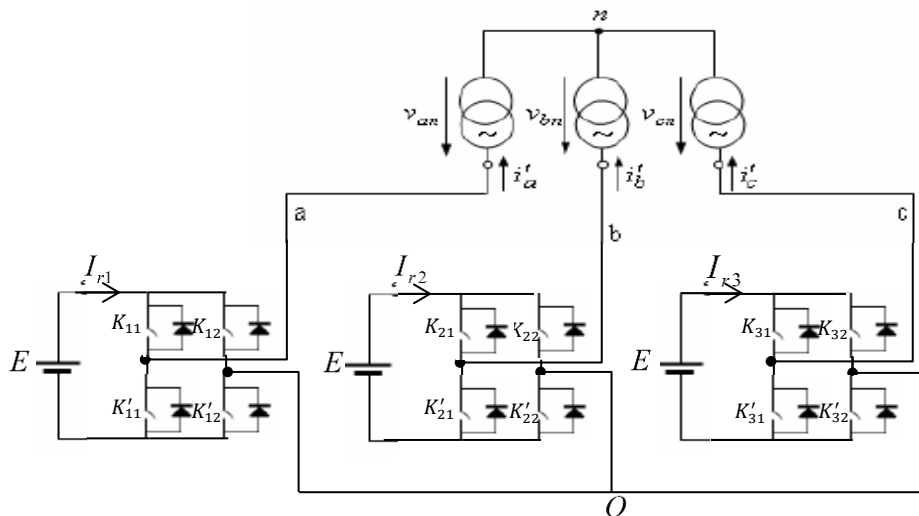
**Figure I.5 :** Convertisseur à trois niveaux utilisant des interrupteurs électroniques et des diodes

**I-2.3. Onduleurs triphasés**

Un onduleur triphasé est très utile pour alimenter à tension et fréquence variable des récepteurs triphasés équilibrés. En groupant trois ponts monophasés, on obtient l'onduleur triphasé. Il suffit de décaler d'un tiers de période les commandes des trois phases afin que les trois tensions simples de sortie soient identiques à un tiers de la période  $T$  de leur fondamental. On a deux types des onduleurs triphasés.

**i) Onduleur triphasé en pont complet (Pont H)**

On peut réaliser l'onduleur triphasé de «douze interrupteurs» en pont complet en associant 3 onduleurs monophasés. Mais, la configuration de sources continues indépendantes est utilisée pour les onduleurs employant des cellules a ponts complète monophasées afin d'éviter la mise en court-circuit de ces source d'alimentation (figures I.6). Cette particularité de sources continues d'alimentation indépendante, qui semble être un inconvénient pour la structure d'onduleur en pont.



**Figure I.6 :** Montage de l'onduleur triphasé à deux ou à trois niveaux utilisant trois structures monophasées à pont complet



### ii) Onduleurs triphasés en pont

En fait, en regroupant trois demi ponts monophasés, on obtient un onduleur en pont triphasé à six interrupteurs représenté par la figure I.7 dont les interrupteurs du même bras de l'onduleur doivent être complémentaires.

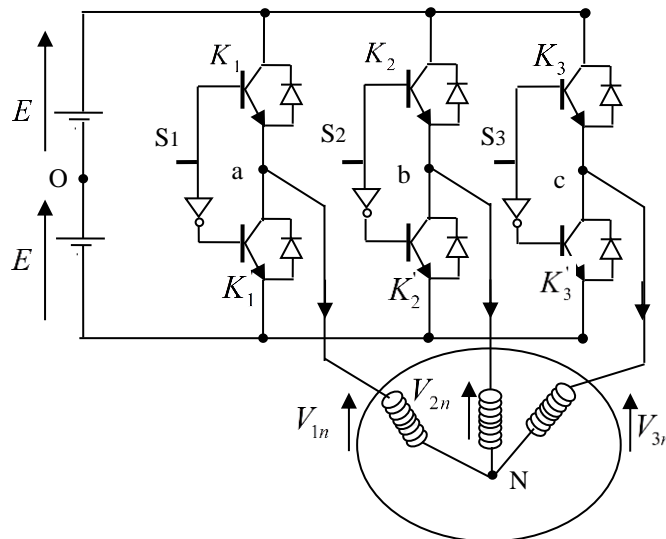


Figure I.7 : Montage de l'onduleur triphasé en pont à deux niveaux avec un point milieu

## I-3. Analyse du fonctionnement des onduleurs multiniveaux et leurs classifications [4, 5, 8, 9, 10, 11, 12, 13]

### I-3.1. Onduleurs multiniveaux

En général, les convertisseurs de puissance multiniveaux peuvent être considérés comme des synthétiseurs de tension. Cette tension de sortie élevée est synthétisée par plusieurs petits niveaux discrets de tension. Les principaux avantages de cette approche sont récapitulés comme suit :

- ✓ On peut traiter une application de puissance donnée avec des semi-conducteurs de calibre réduit qui donnent généralement un meilleur compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, fréquence de découpage, perte par commutation),
- ✓ La forme de la tension de sortie est très nettement meilleure que celle d'un onduleur à deux niveaux.

### I-3.2. Topologies multiniveaux

Les topologies les plus connues d'onduleurs multiniveaux sont montrées dans la figure I.8. Ces onduleurs Multiniveaux sont classés selon les types de configuration et les associations des tensions continus d'entrée.

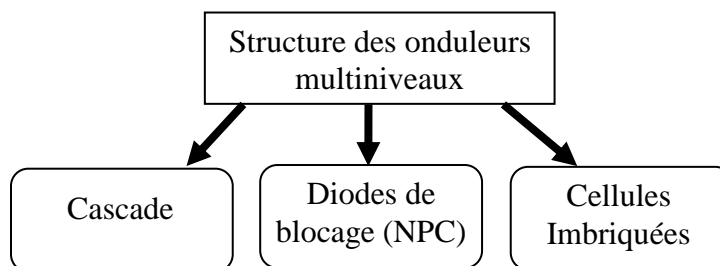
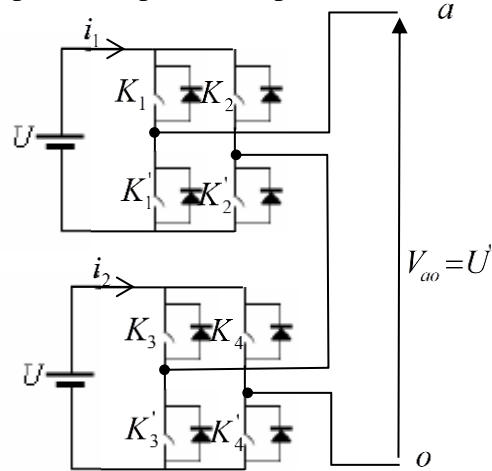


Figure I.8 : Topologies des onduleurs multiniveaux

Entre ces deux types d'onduleurs il existe des types intermédiaires d'onduleur, comme le convertisseur "AC magnetically combined", ou le convertisseur "commutation soft-switching multilevel", l'onduleur "multilevel H-bridge",....etc. Ces derniers ont été développés et étudiés en détail dans [14, 15].

### I-3.3. Onduleurs multiniveaux cascades

La structure de l'onduleur cascade à cinq niveaux est représentée sur la figure I.9. Pour cet onduleur, deux cellules à pont complet monophasé et deux alimentations indépendantes sont utilisées ( $U+U=E$ ).

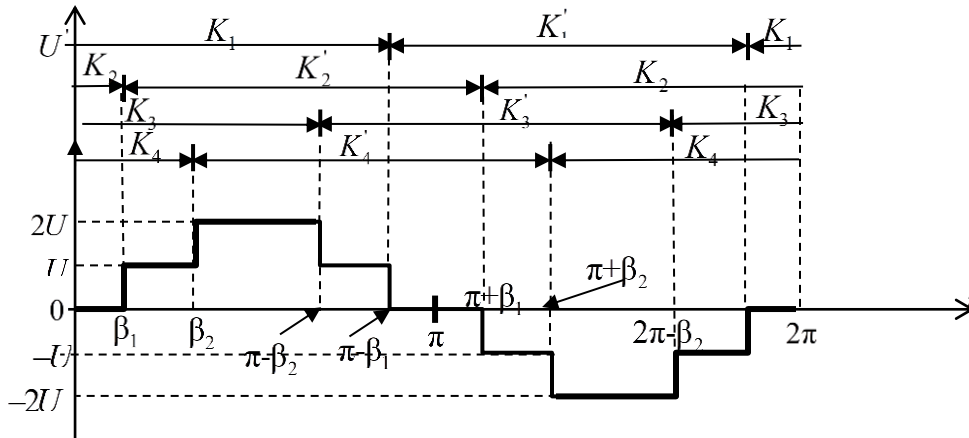


**Figure I.9 :** Structure monophasée d'un onduleur cascade à cinq niveaux de tension

La tension  $V_{ao}$  délivrée à la sortie peut être obtenue par les différentes combinaisons de commutation suivantes :

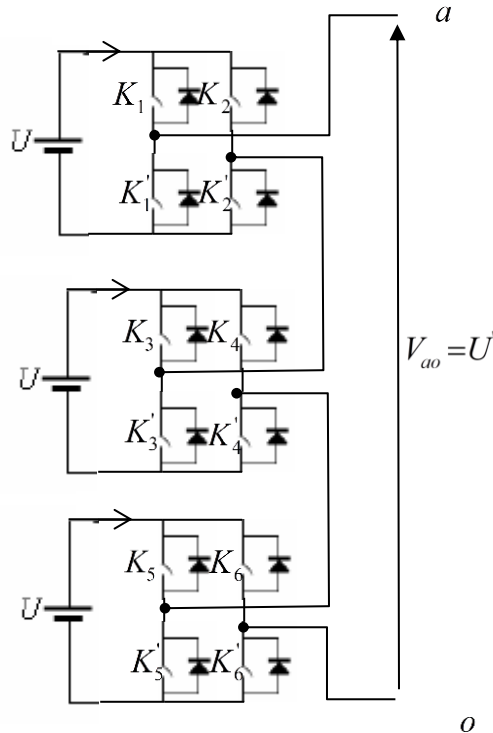
- a) pour  $V_{ao} = 2U$  : les quatre interrupteurs  $K_1, K_2', K_3, K_4'$  doivent être fermés.  
Dans ce cas :  $V_{ao} = U + U$ .
- b) pour  $V_{ao} = U$  : il y a quatre combinaisons possibles :
  - b.1) si  $K_1', K_2', K_3, K_4'$  sont fermés, dans ce cas :  $V_{ao} = 0 + U$ .
  - b.2) si  $K_1, K_2', K_3, K_4'$  sont fermés, dans ce cas :  $V_{ao} = U + 0$ .
  - b.3) si  $K_1, K_2, K_3, K_4$  sont fermés, dans ce cas :  $V_{ao} = U + 0$ .
  - b.4) si  $K_1, K_2, K_3, K_4'$  sont fermés, dans ce cas :  $V_{ao} = 0 + U$ .
- c) pour  $V_{ao} = 0$  : il y a six combinaisons possibles :
  - c.1) si  $K_1', K_2', K_3, K_4'$  sont fermés, dans ce cas :  $V_{ao} = 0 + 0$ .
  - c.2) si  $K_1', K_2, K_3, K_4$  sont fermés, dans ce cas :  $V_{ao} = 0 + 0$ .
  - c.3) si  $K_1', K_2, K_3, K_4'$  sont fermés, dans ce cas :  $V_{ao} = -U + U$ .
  - c.4) si  $K_1, K_2', K_3, K_4$  sont fermés, dans ce cas :  $V_{ao} = U - U$ .
  - c.5) si  $K_1, K_2, K_3', K_4'$  sont fermés, dans ce cas :  $V_{ao} = 0 + 0$ .
  - c.6) si  $K_1, K_2, K_3, K_4$  sont fermés, dans ce cas :  $V_{ao} = 0 + 0$ .
- d) pour  $V_{ao} = -U$  : il y a quatre combinaisons possibles :
  - d.1) si  $K_1', K_2', K_3, K_4'$  sont fermés, dans ce cas :  $V_{ao} = 0 + U$ .
  - d.2) si  $K_1', K_2, K_3, K_4'$  sont fermés, dans ce cas :  $V_{ao} = -U + 0$ .
  - d.3) si  $K_1', K_2, K_3, K_4$  sont fermés, dans ce cas :  $V_{ao} = -U + 0$ .
  - d.4) si  $K_1, K_2, K_3', K_4$  sont fermés, dans ce cas :  $V_{ao} = 0 - U$ .
- e) pour  $V_{ao} = -2U$  : les quatre interrupteurs  $K_1', K_2, K_3'$  et  $K_4$  doivent être fermés, dans ce cas :  $V_{ao} = -U - U$ .

L'analyse fonctionnelle montre clairement l'existence de plusieurs possibilités dans le choix des combinaisons pour obtenir la majorité des niveaux de la tension simple de sortie. Plusieurs de ces possibilités permettent même de limiter les pertes de commutation des différents interrupteurs constituant l'onduleur. La figure I.10 met cela en évidence sur l'exemple de l'onduleur cascade à cinq niveaux (première allure).



**Figure I.10 :** Tension de sortie de l'onduleur cascade à cinq niveaux dont les interrupteurs fonctionnent avec des combinaisons limitant les pertes de commutation et des intervalles de conduction égaux

Regardons maintenant le cas du fonctionnement de la structure à sept niveaux. Son schéma est donné sur la figure I.11. Elle est composée de trois onduleurs partiels ou trois cellules à ponts complet monophasé et trois sources continues d'alimentation ( $E=3U$ ).



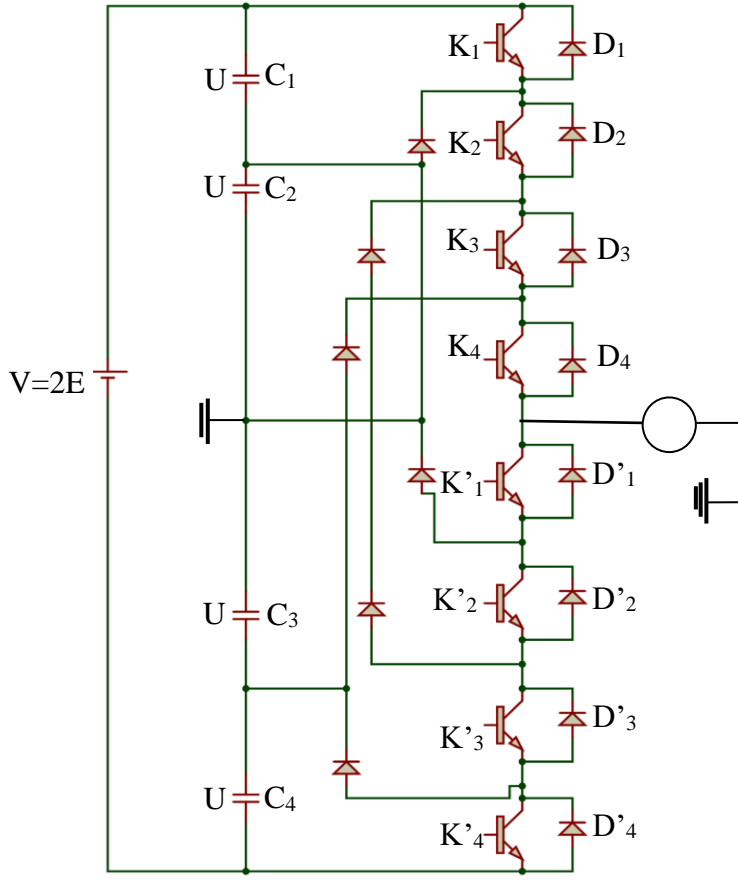
**Figure I.11 :** Structure monophasée d'un onduleur cascade à sept niveaux de tension

Le nombre N de niveaux d'une structure multiniveaux cascade est fonction du nombre S de cellules utilisées. Il s'exprime par la relation générale suivante :

$$N = 2 \cdot \underbrace{(1+1+\dots+1)}_{S \text{ fois}} + 1 = 2 \cdot S + 1 \tag{I-04}$$

**I-3.4. Onduleurs multiniveaux de type NPC**

La structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux est représentée sur la figure I.12. Il est composé de huit interrupteurs commandés qui sont unidirectionnel en tension en tension et bidirectionnels en courant (il s'agit d'associée classique d'un transistor et d'une diode en antiparallèle) et de six diode de maintien connectée tout au long du bus de continue.



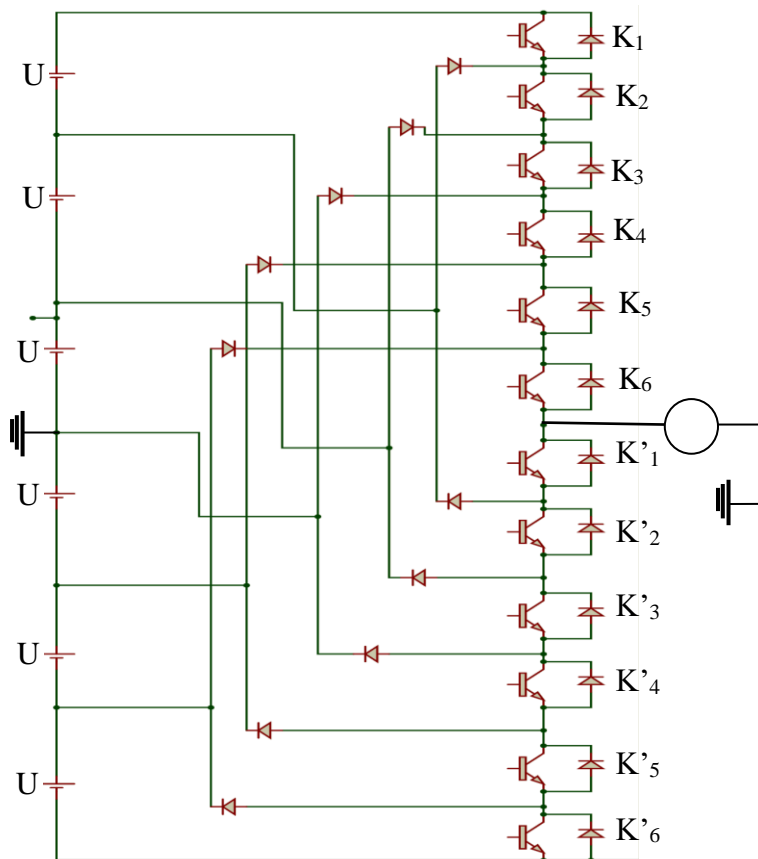
**Figure I.12 :** Structure monophasée d'un onduleur NPC à cinq niveaux de tension

La tension  $V_{ao}$  délivrée à la sortie peut être obtenue par les différentes combinaisons de commutation suivantes (Tableau I.1) :

$K_1$	$K_2$	$K_3$	$K_4$	$K'_1$	$K'_2$	$K'_3$	$K'_4$	$V_{ao}$
1	1	1	1	0	0	0	0	$2U$
0	1	1	1	1	0	0	0	$U$
0	0	1	1	1	1	0	0	$0$
0	0	0	0	1	1	1	0	$-U$
0	0	0	0	0	1	1	1	$-2U$

**Tableau I.1 :** Combinaisons de commutation pour l'onduleur NPC à cinq niveaux

La structure de l'onduleur NPC à sept niveaux est représentée sur la figure I.13.



**Figure I.13 :** Structure monophasée d'un onduleur NPC à sept niveaux de tension

### I-3.5. Structure triphasée

Pour réaliser une structure triphasée, on doit grouper trois structures monophasées. Il suffit de décaler d'un tiers de période les commandes de ces trois structures.

### I-3.6. Synthèse comparative, choix de la structure

Le tableau I.2 [4, 5] récapitule, pour le même nombre de niveaux de la tension simple de sortie, le nombre de composants nécessaires à la conception de chacune des trois structures multiniveaux permettant l'équilibrage de la contrainte en tension exercée sur les interrupteurs les constituant.

Structure du convertisseur Les composants	NPC	A cellules imbriquées	Cascade
Composants de commutations principales	$2 \cdot (N - 1)$	$2 \cdot (N - 1)$	$2 \cdot (N - 1)$
Diodes principales	$2 \cdot (N - 1)$	$2 \cdot (N - 1)$	$2 \cdot (N - 1)$
Diodes de blocage	$(N - 1) \cdot (N - 2)$	0	0
Condensateurs continus (Alimentation)	$(N - 1)$	$(N - 1)$	$(N - 1)/2$
Condensateurs d'équilibrage	0	$(N - 1) \cdot (N - 2)/2$	0

**Tableau I.2 :** Nombre de composants nécessaires à la réalisation des trois structures d'onduleurs multiniveaux

Il est à noter que le choix de la meilleure topologie multiniveaux et de la stratégie de contrôle ou de commande la mieux adaptée à chaque application donnée n'est souvent pas facile à trouver. Par exemple, les onduleurs multiniveaux de type cascade qui utilise des onduleurs élémentaires alimentés séparément, présente des avantages importants par rapport aux autres variantes :

- Elle comporte nettement moins de composants comparativement aux autres structures pour délivrer une tension de sortie avec le même nombre de niveaux,
- Elle ne nécessite, ni diode de blocage, ni condensateurs d'équilibrage de la tension,
- Elle présente une simplicité de configuration et de modularité puisqu'elle est basée sur la mise en série d'onduleurs partiels et ce quel que soit le nombre de niveaux de la tension de sortie,

Mais ils ont un inconvénient suivant :

- Dans le cas d'un système équilibré (besoin trois tensions pour les trois phases identiques), la forme de la sinusoïde peut être fortement perturbée en cas sources du côté DC ne sont pas identique.

#### I-4. Différents types de commande d'un onduleur multiniveaux

##### I-4.1. Introduction

Le fonctionnement principal de l'onduleur décrit dans les figures I.3 et I.10 porte le nom de commande pleine onde. Nous proposons de simuler le fonctionnement des onduleurs multiniveaux de type cascade, où la tension d'alimentation est égale à 300V, à une fréquence de 50Hz (voir Annexe A1), et un débit sur une charge inductive RL ( $R=30\Omega$ ,  $L=4 \cdot 10^{-2}$  H), nous obtenons la figure I.14. Sur les figures, nous avons représenté les tensions  $V_{ao}$  et  $V_{an}$  de sortie de la première phase. Même formes d'onde sont obtenues pour l'onduleur multiniveaux de type NPC, sauf on applique une tension d'alimentation égale à 600V. Cette commande produit des formes d'onde en escaliers.

Pour la détermination des performances de l'onduleur et de la qualité du signal de sortie, il est nécessaire de citer quelques paramètres. Parmi ceux-là, le facteur de distorsion harmonique totale THD. Ce facteur, ou bien ce taux, de distorsion harmonique totale THD est une mesure de similitude de forme c'est-à-dire de proximité et de ressemblance de la forme d'onde avec sa composante fondamentale. Le THD de courant dépend de la charge [5].

$$THD = \frac{1}{U_1'} \left( \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} U_n'^2 \right)^{1/2} \quad \text{Ou } THD = \sqrt{\frac{U_{eff}^2 - U_1'^2}{U_1'^2}} \quad (\text{I-05})$$

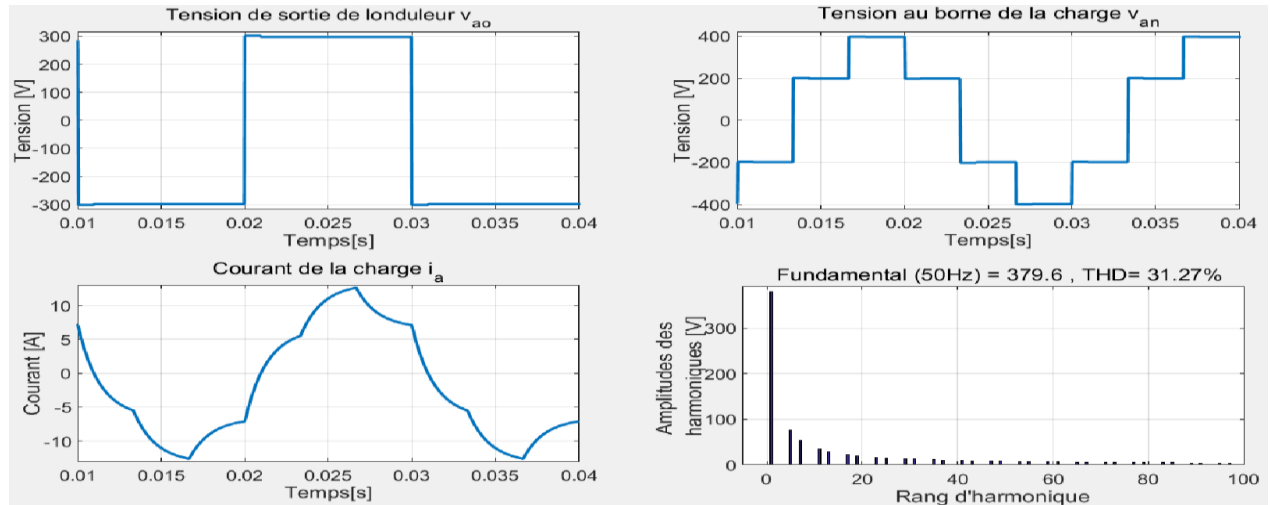
Avec

$U_1'$  : valeur efficace du fondamental de la tension

$U_n'$  : valeur efficace de la tension harmonique de rang n ( $n^{\text{ième}}$  tension harmonique)

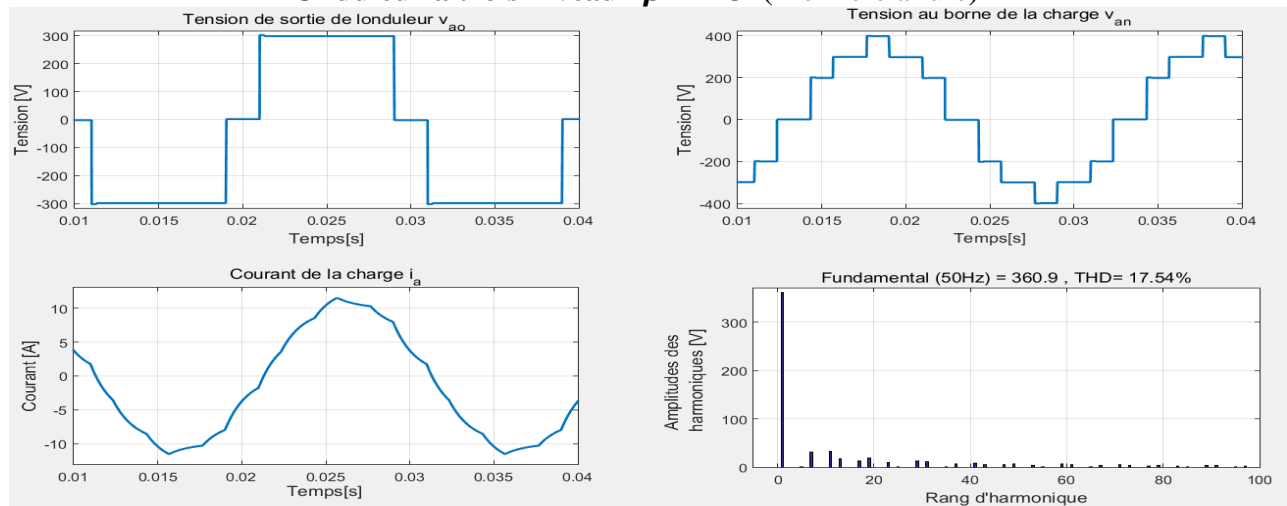
$U_{eff}$  : valeur efficace de la tension de sortie

**Onduleur à deux niveaux**



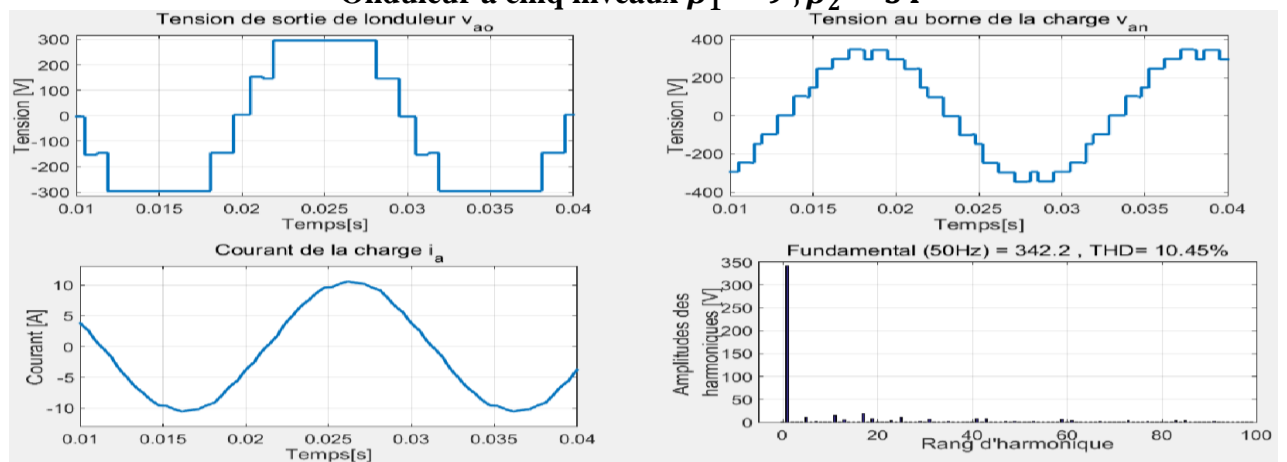
$THD_{Courant}=16.67\%$

**Onduleur à trois niveaux  $\beta = 18^\circ$  (Première allure)**



$THD_{Courant}=3.99\%$

**Onduleur à cinq niveaux  $\beta_1 = 9^\circ, \beta_2 = 34^\circ$**



$THD_{Courant}=1.99\%$

**Figure I.14 :** Résultats de simulation de l'onduleur triphasé en pont complet pilotés en pleine-onde

Bien que ce soit la stratégie de commande pleine onde qui est la plus simple à mettre en œuvre, mais, elle affublée de beaucoup d'inconvénients. Parmi eux : les formes des tensions obtenues sont loin d'être sinusoïdales, et donc les signaux de sortie sont riches en harmoniques d'ordre bas, ce qui pose des problèmes pour une utilisation avec des charges (Les tensions de sortie sous forme carré). La commande décalée permet d'éliminer en partie ces harmoniques. L'emploi des techniques MLI (modulation de largeur d'impulsion) permet, de repousser les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

#### I-4.2. Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) [4, 5, 16]

La MLI est la stratégie, la plus souvent adoptée, pour la commande rapprochée des interrupteurs des convertisseurs statiques. On distingue plusieurs types de commande à MLI. Parmi elles, la MLI naturelle (ou modulation par onde triangulaire et onde sinusoïdale) et la MLI vectorielle.

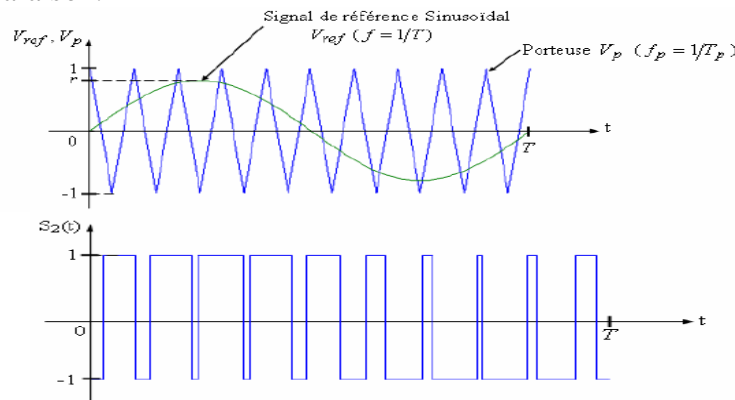
##### I-4.2.1. MLI triangulo-sinusoïdale

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion interactive puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.

Le principe de cette stratégie à deux niveaux (figure I.15) peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$\text{Si } V_{ref} \geq V_p \Rightarrow S_2(t) = 1 \quad \text{sinon } S_2(t) = 0 \quad (\text{I-06})$$

Avec :  $V_{ref}$  désigne la référence et  $V_p$  la porteuse,  $S_2(t)$  est le signal MLI à deux niveaux résultant de la comparaison.



**Figure I.15 :** Principe de la technique MLI triangulo-sinusoïdale du signal à deux niveaux

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

- ❖ Le taux de modulation  $r$  (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_{refm}$  à la valeur crête  $V_{pm}$  de la porteuse :  $r = \frac{V_{refm}}{V_{pm}}$ ,
- ❖ L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f$  de la référence :  $m = \frac{f_{pm}}{f_{refm}}$ .



La technique MLI permet de contrôler la valeur du fondamental de la tension par action sur la commande et consiste à moduler les durées de l'impulsion de commande des interrupteurs statiques par la forme d'onde de la tension de référence à l'aide d'un signal triangulaire. Dans la figure I.15, les signaux MLI issus de la modulation sinusoïdale bipolaire sont obtenus par comparaison entre une porteuse triangulaire bipolaire.

Pour obtenir une tension multiniveaux pour la MLI triangulo-sinusoidale, on applique la stratégie à  $(N-1)$  porteuses. Les porteuses sont décalées entre elles de  $\frac{T}{N-1}$ . L'algorithme correspondant à cette stratégie de commande est la détermination des signaux intermédiaires  $S_{2i}$ .

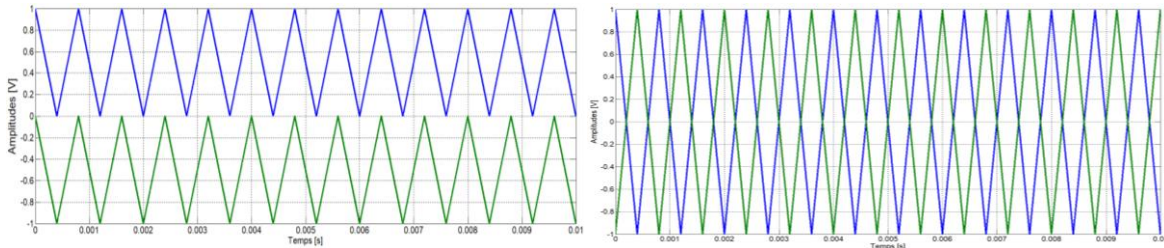
$S_{2i}$  : représente les signaux à deux niveaux nécessaires pour la production du signal à  $N$  niveaux, appelés encore les signaux intermédiaires.

$$\begin{cases} \text{si } V_{refk} \geq V_{pi} \Rightarrow S_{2i} = 1 \text{ pour } i = 1, 2 \dots N - 1 \\ \text{si } V_{refk} < V_{pi} \Rightarrow S_{2i} = 0 \text{ pour } i = 1, 2 \dots N - 1 \end{cases} \quad (I-07)$$

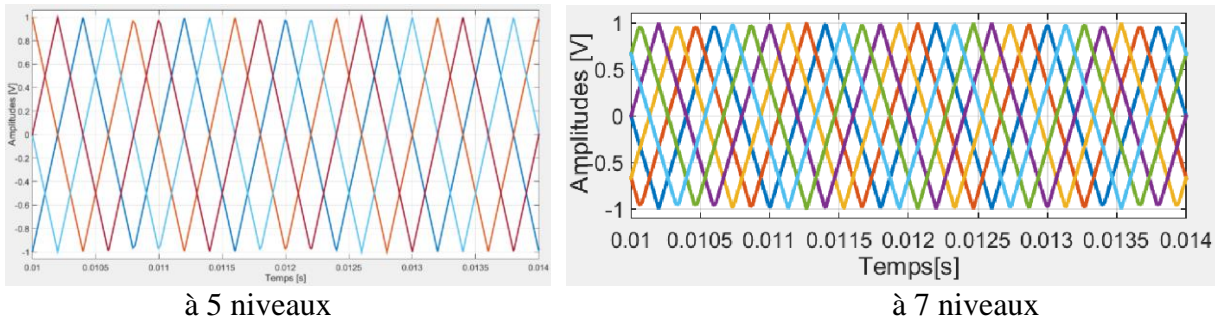
Où  $k=a, b$  ou  $c$  : représente l'indice ou le numéro de la phase.

Il y a des plusieurs types de porteuse, on distingue la MLI bipolaire, unipolaire et dent de scie (figure I.16 et I.17) [4, 11, 12]. D'après [4], les porteuses triangulaires bipolaires sont meilleures que les porteuses unipolaires du point de vue de la pollution harmonique.

Pour un système triphasé, le signal de référence de la seconde phase et de la troisième phase sont dérivés d'une référence déphasée de  $120^\circ$  et  $240^\circ$  respectivement.



Porteuse unipolaire Porteuse bipolaire  
**Figure I.16** : Différents types de porteuses pour l'onduleur à 3 niveaux

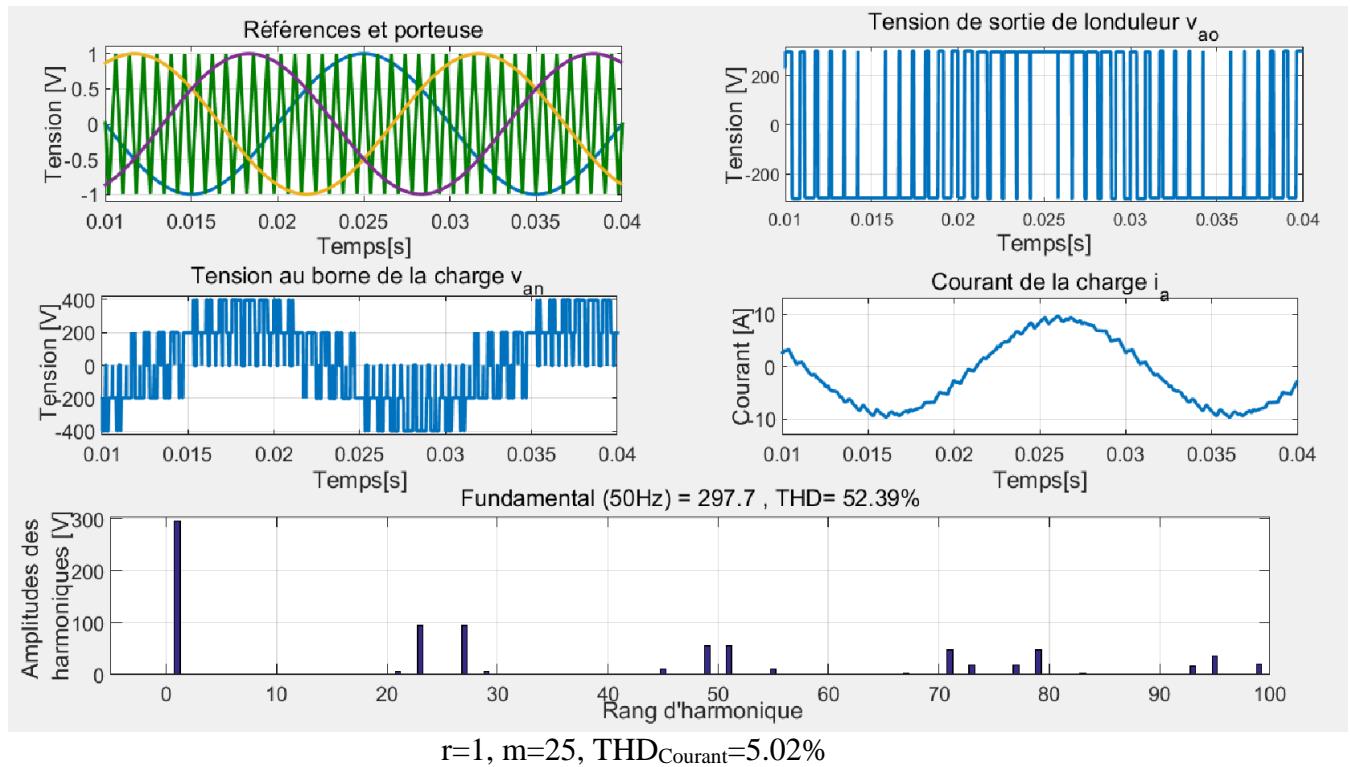
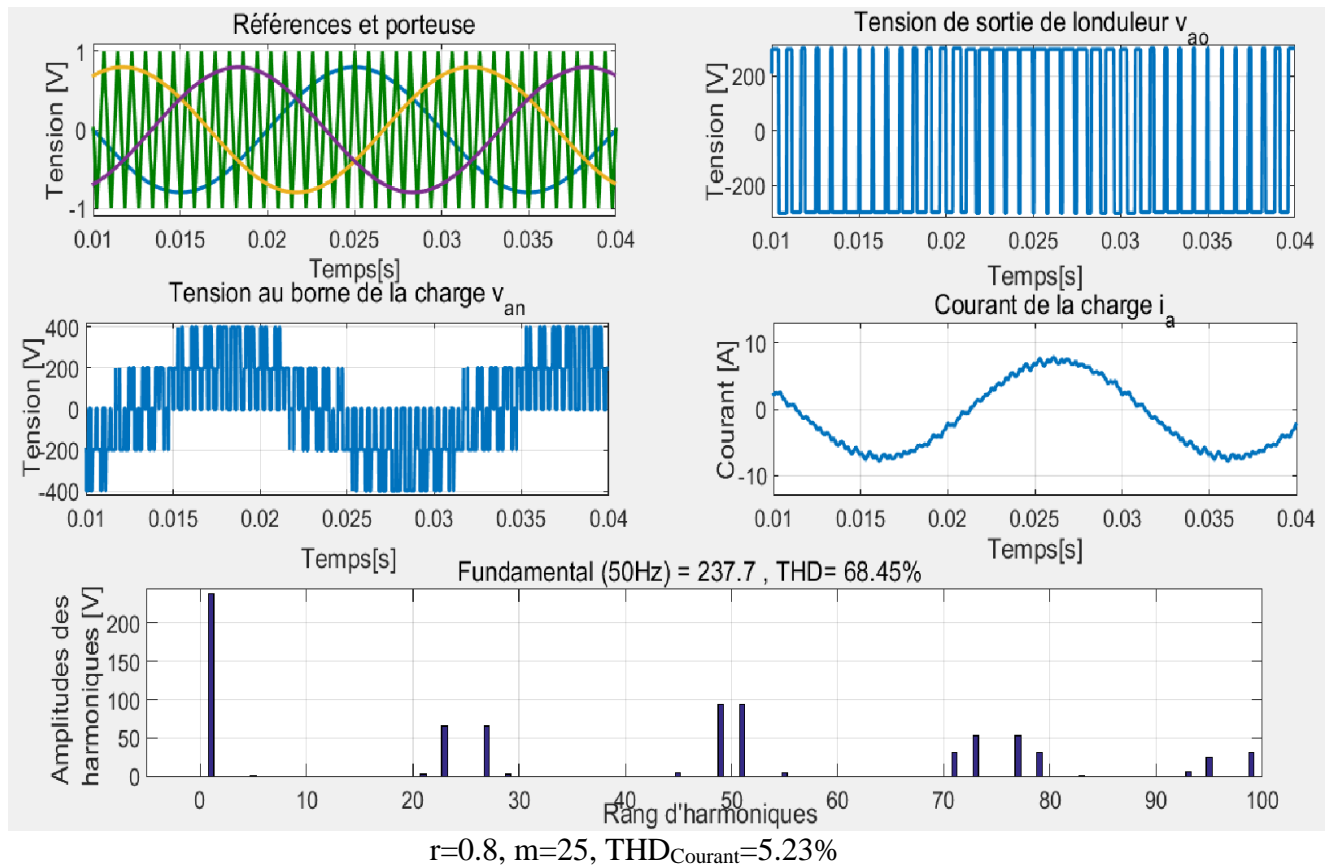


à 5 niveaux à 7 niveaux  
**Figure I.17** : Porteuses de la MLI triangulo-sinusoidale pour l'onduleur à 5 et à 7 niveaux

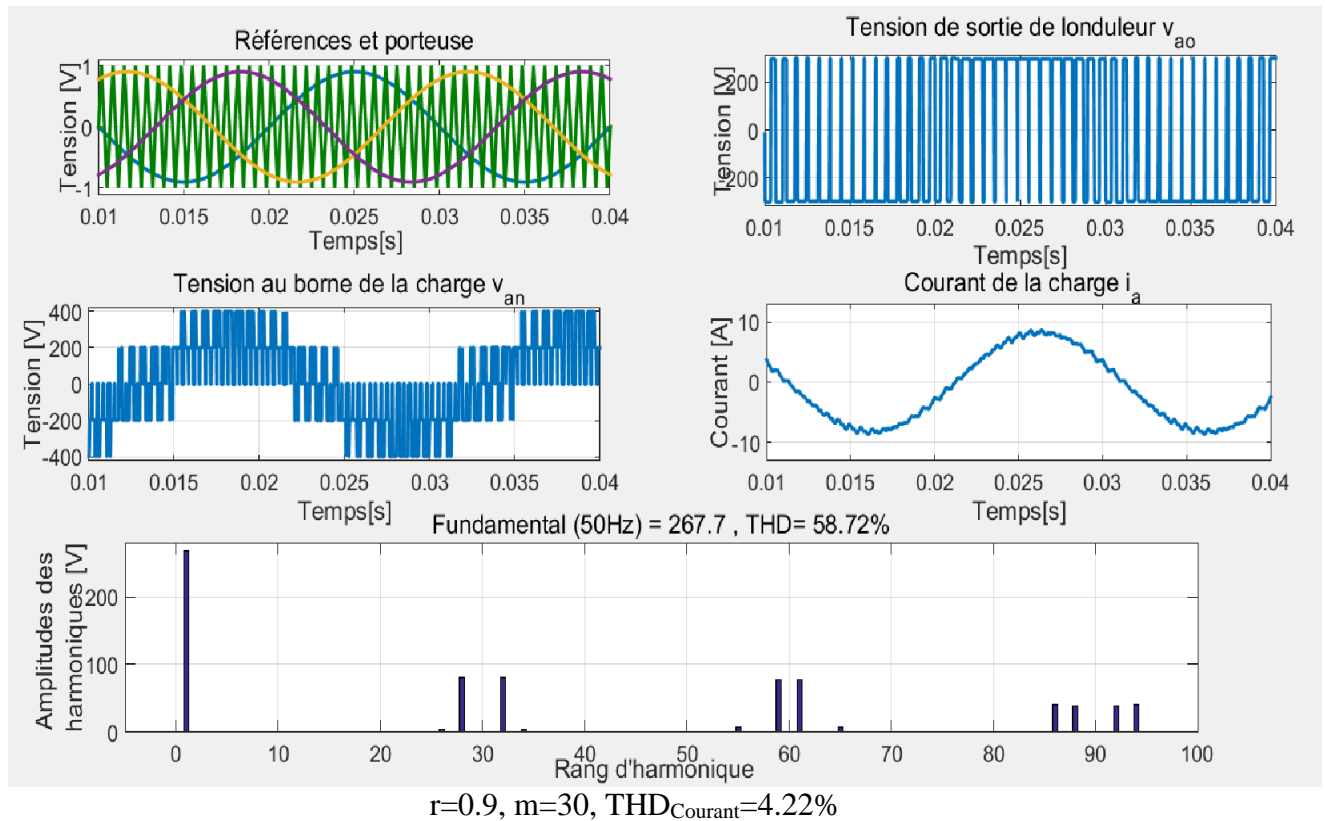
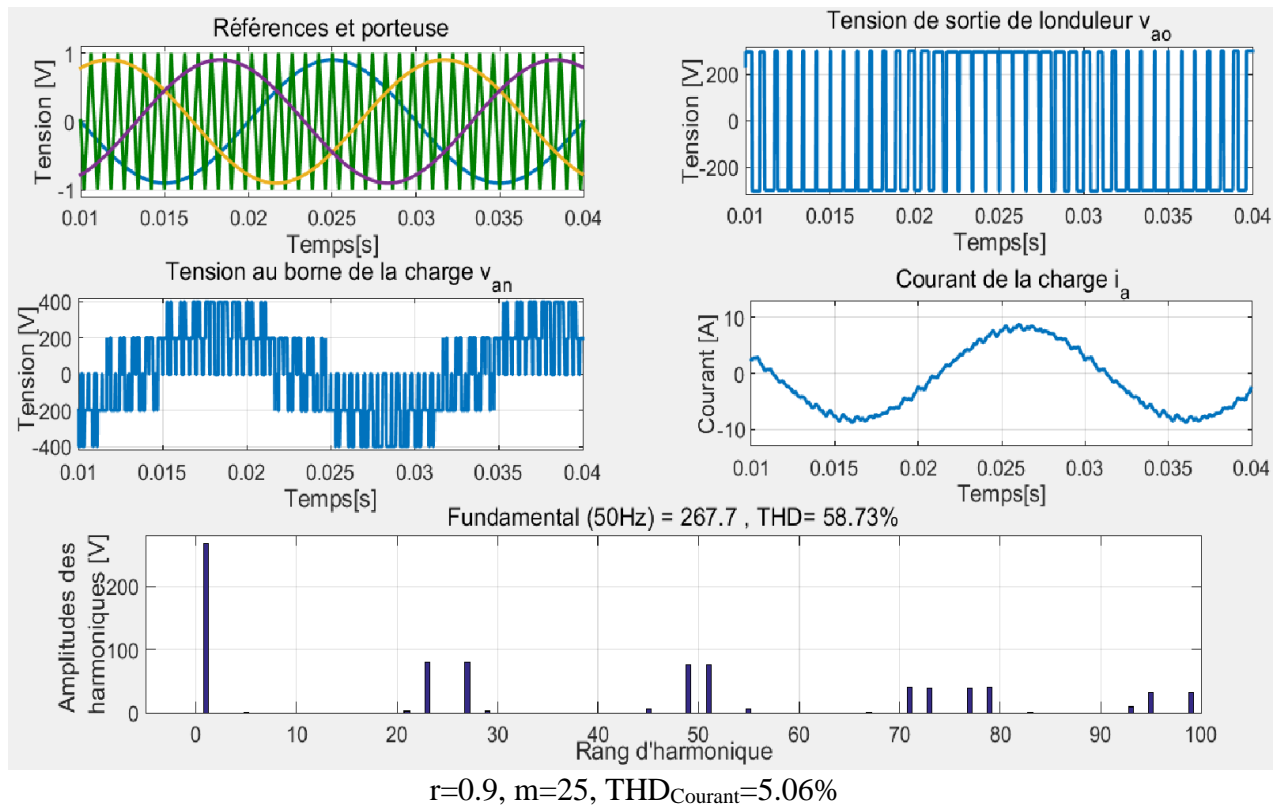
Après l'élaboration des différents onduleurs et leurs commandes (Annexe A2) et après l'exécution de la simulation pour une tension continue d'alimentation  $E=300V$  à une fréquence de  $50Hz$ , et un débit sur une charge inductive  $RL$ , nous obtenons les figures suivantes :

Sur les figures suivantes (I.18 à I.20), nous avons représenté :

- la tension  $v_{ao}$  de sortie de la première phase,
- la tension  $v_{an}$  ainsi que son analyse spectrale,
- le courant de sortie de la première phase,
- l'analyse spectrale de la tension  $v_{an}$ .

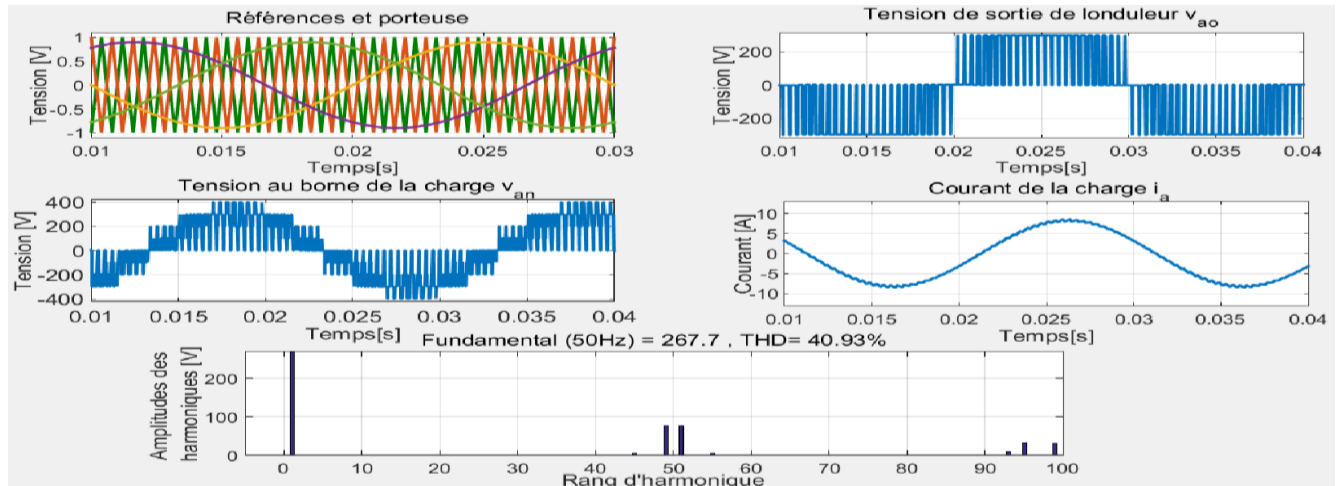


**Figure I.18 :** Résultat de simulation de l'onduleur à deux niveaux commandé par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale avec un porteuse bipolaire - Observation de l'effet de la variation du taux de modulation  $r$



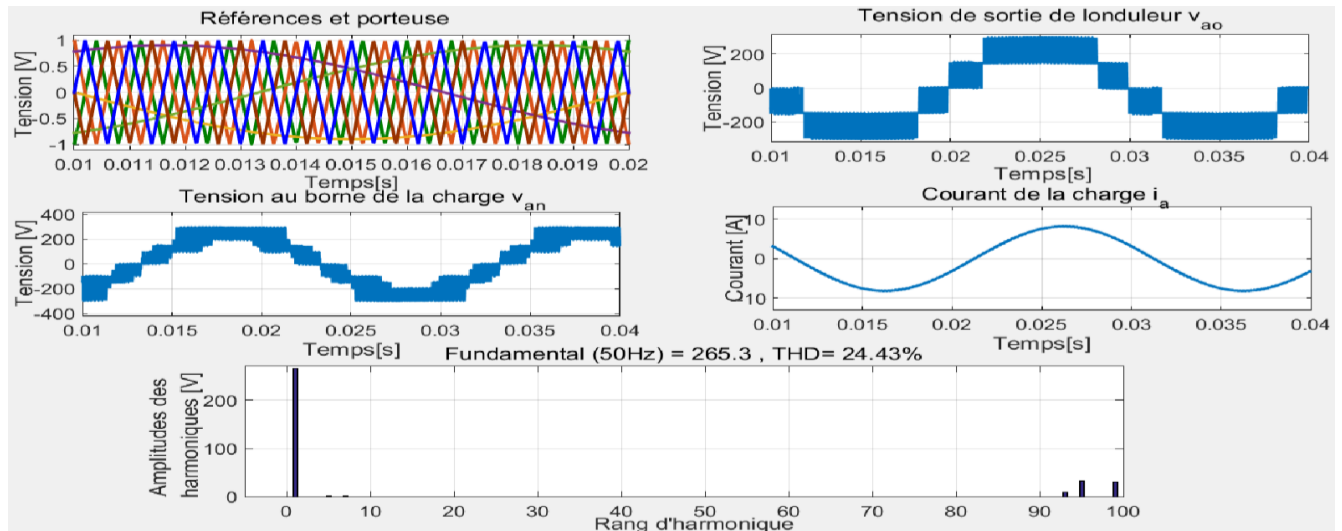
**Figure I.19 :** Résultat de simulation de l'onduleur à deux niveaux commandé par la stratégie MLI triangulo-sinusoidale avec un porteuse bipolaire - Observation de l'effet de la variation de l'indice de modulation  $m$

Onduleur à 3 niveaux



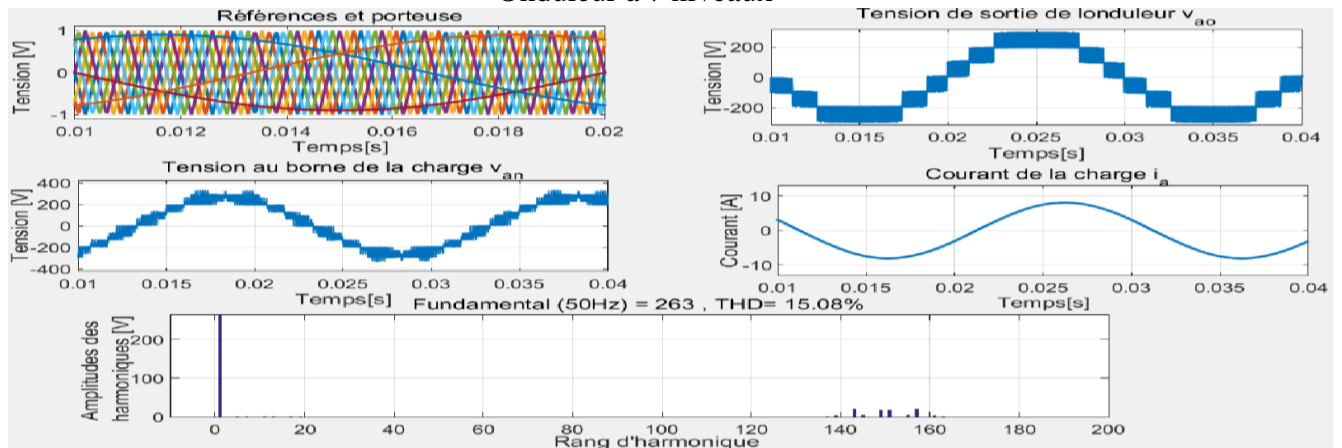
$THD_{Courant}=2.21\%$

Onduleur à 5 niveaux



$THD_{Courant}=0.68\%$

Onduleur à 7 niveaux



$THD_{Courant}=0.39\%$

**Figure I.20 :** Résultat de simulation des onduleurs à 3, à 5 et à 7 niveaux commandé par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale avec un porteuse bipolaire pour  $r=0.9$  et  $m=25$

On remarque pour toutes les techniques que la forme du courant de phase de la structure à trois niveaux est meilleure que la forme du courant de phase de la structure à deux niveaux. Cela est dû aux nombres de séquences et aux nombres de niveaux de la tension simple de l'onduleur à trois niveaux qui a augmenté par rapport à la structure à deux niveaux. De la même manière, pour cinq ou encore sept niveaux de tension. Ce résultat peut être justifié grâce au calcul du THD de tension et la diminution des harmoniques d'ordre bas. A partir de cette technique, on peut la fréquence et la valeur efficace de la tension de sortie tout simplement en agissant sur les tensions de références.

L'emploi de cette technique permet, en augmentant l'indice de modulation  $m$ , de repousser les harmoniques vers des fréquences plus élevées. Les résultats de simulations effectuées sur les onduleurs à deux niveaux montrent que les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse  $f_p = mf$  avec  $f$  fréquence de la référence. Le spectre de la tension montre la présence d'harmoniques pairs et impairs pour le cas  $m$  pair, et seulement des harmoniques impairs pour le cas  $m$  impair.

Les résultats de simulations effectuées sur les onduleurs à trois, à cinq et à sept niveaux montrent que les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence égale  $(N-1) \cdot m \cdot f$ .

#### I-4.2.2. MLI Space Vector Modulation (SVM)

Une autre modulation intéressante est la stratégie SVM (Space Vector Modulation). Cette technique appliquée aux onduleurs multiniveaux sera examinée dans les chapitres suivants.

### I-5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de l'onduleur à deux niveaux et le fonctionnement de la configuration de l'onduleur multiniveaux en cascade et NPC. Les onduleurs à deux niveaux sont généralement limités en tension  $\approx 1.4\text{kV}$  et en puissance ( $\approx 1\text{MVA}$ ). De plus, ils sont souvent pénalisés en terme de qualité médiocre des tensions délivrées à leurs sorties. Afin de palier à ces inconvénients, les onduleurs multiniveaux commencent à être utilisés dans le domaine des puissances allant jusqu'à plus de  $10\text{MVA}$  avec des tensions qui peuvent facilement atteindre plus de  $6\text{kV}$ . Ces convertisseurs sont dits multiniveaux car ils génèrent des tensions formées de plusieurs niveaux (généralement plus de deux).

D'après l'étude comparative et les résultats de simulation entre l'onduleur classique (deux niveaux) et l'onduleur multiniveaux, on peut dire que ce dernier est de loin plus performant. La structure multiniveaux a donné un grand pas positif à la conversion continue-alternative, surtout pour les applications des grandes puissances.

D'après l'étude comparative et les résultats de simulation entre la technique pleine onde et la technique MLI, on peut dire que ce dernier est de loin plus performant. L'emploi de cette technique permet, en augmentant l'indice de modulation, de repousser les harmoniques vers des fréquences plus élevées. Le but principal de cette technique est de régler la fréquence et la valeur efficace de la tension de sortie et de rejeter les harmoniques indésirables vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant alors négligeables.

Le chapitre suivant fera l'objet de l'étude d'une forme particulière de la technique MLI : technique SVM (Space vector modulation) pour l'appliquer sur un onduleur multiniveaux.

# CHAPITRE II

***P*** *rincipe de la modulation vectorielle :*  
*Application aux onduleurs à deux niveaux*

# *Principe de la modulation vectorielle :*

## *Application aux onduleurs à deux niveaux*

### II-1. Introduction

**P**armi les variantes de la MLI, la plus en vue ces derniers temps, essentiellement dans la conduite des machines à courant alternatif, la commande communément appelée en Anglais space vector modulation (SVM).

L'intérêt de ce type de modulation est qu'elle peut être facilement implantée sur un microprocesseur et elle offre l'avantage de permettre un traitement entièrement numérique. Toutefois, comme tous les types de modulation, la qualité de celle-ci réside dans la possibilité d'obtenir une fréquence élevée de modulation, c'est-à-dire d'avoir un nombre élevé d'intervalles  $T_e$  par période [5].

Le principal intérêt de ce type de modulation est de s'insérer naturellement dans un organe de contrôle fonctionnant dans un repère diphasé, comme c'est le cas dans la plupart des commandes modernes des machines alternatives [5].

### II-2. Principe de la modulation vectorielle (SVM) [5, 10, 13, 17]

L'objectif de la modulation vectorielle est la détermination des portions de temps (durée de conduction) qui doivent être allouées à chaque vecteur durant une période d'échantillonnage  $T_e$ . Elle sera étudiée sur un onduleur triphasé.

#### II-2.1. Représentation vectorielle

Dans tout système triphasé équilibré, les variables peuvent être représentées par un vecteur dont les composantes  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$ , disposées sur trois axes déphasés de  $120^\circ$ , sont les valeurs de ces variables sur chaque phase (Figure II.1).

Il est commun de représenter les tensions triphasées dans le plan complexe. Ainsi, on peut représenter, sous forme d'un vecteur pour simplifier les calculs, les tensions  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$  grâce au formalisme des transformations triphasées/diphasées en respectant le transfert de puissance pour mettre en évidence les vecteurs d'espace qui leur sont associés.

$$v(t) = \vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_a + a \cdot v_b + a^2 \cdot v_c) = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = V_{es} \cdot e^{j\omega t} \text{ où } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (\text{II-01})$$

$V_{es}$  : Amplitude du vecteur-espace

$\omega t$  : Phase de vecteur-espace

Si l'on adopte la transformation de Clarke, qui consiste à substituer aux trois variables des tensions réelles leurs composantes  $V_{s\alpha}$ ,  $V_{s\beta}$  et  $V_0$  où la composante  $V_0$  est nulle puisque les tensions  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$  sont généralement équilibrées, l'expression du vecteur d'espace lié aux trois tensions simples en sortie de l'onduleur est :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \text{ d'où } \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-02})$$

On considère les deux composantes  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  comme projections sur deux axes perpendiculaires d'un vecteur  $\vec{V}_s$ .

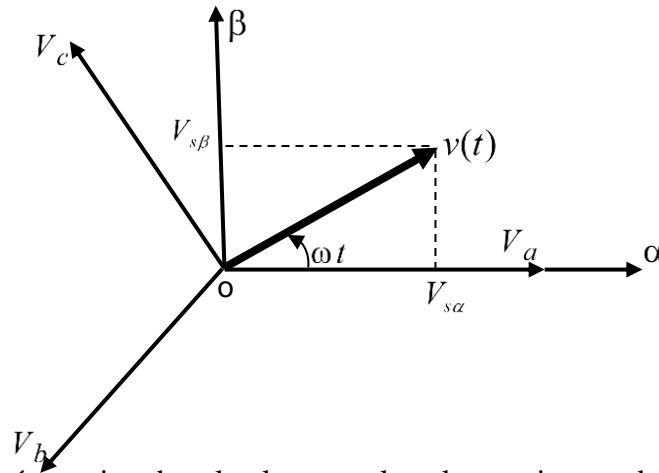


Figure II.1 : Représentation dans le plan complexe les tensions et du vecteur spatial  $v(t)$

**II-2.2. Génération des signaux MLI de commutation de l'onduleur triphasé à pont à deux niveaux [5, 10, 13, 17, 18]**

Un onduleur triphasé de tension est constitué de trois bras de commutation. Chacune d'elles possède deux interrupteurs entièrement commandables. En première approximation, on peut considérer que chaque bras est équivalente à un inverseur à deux états qui établit une liaison entre les bornes de source et, soit fournir une tension positive (p), soit fournir une tension négative (n), en répondant instantanément à la commande (Figure II.2).

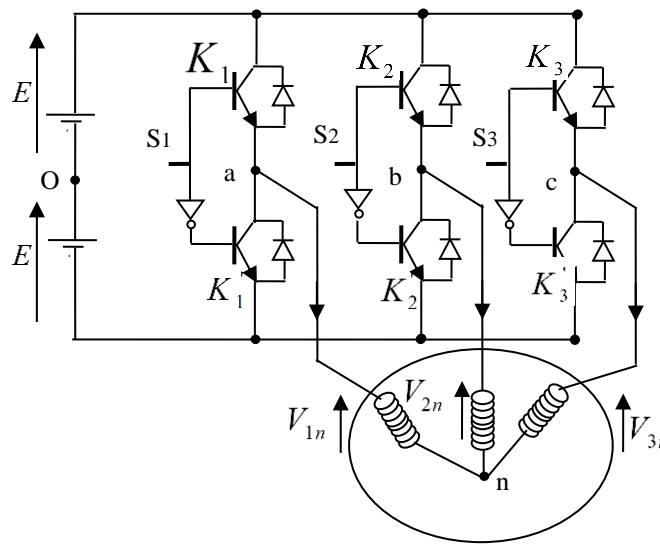


Figure II.2 : Montage de l'onduleur triphasé en pont à deux niveaux avec un point milieu



On représente le fonctionnement des interrupteurs ( $K_d, K'_d$ ) par une fonction notée  $f_d$  définie par :

$$f_d = \begin{cases} p & \text{si } K_d \text{ fermé} \\ n & \text{si } K_d \text{ ouvert} \end{cases} \quad \text{(II-03)}$$

Avec  $d=1, 2, 3$  : indice représentant le numéro du demi-pont ou de la phase.

Le triplet donné par les positions des trois inverseurs définit parfaitement les tensions de sortie de l'onduleur triphasé. Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs, il existe huit combinaisons possibles, soit huit configurations des tensions de sortie (Figure II.3).

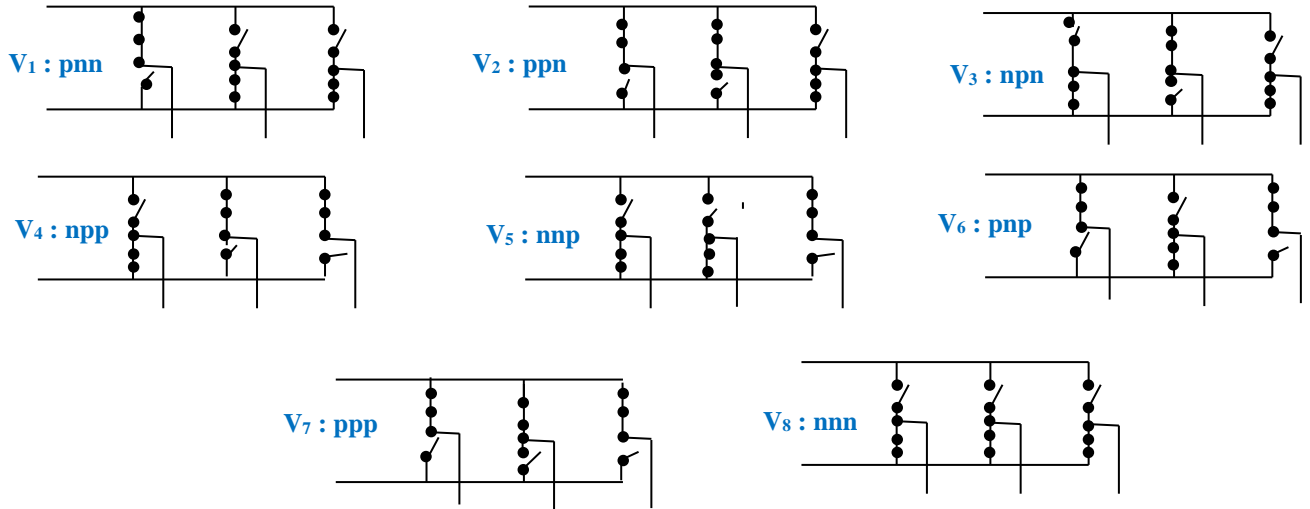


Figure II.3 : Huit topologies des états de commutation d'un onduleur

Considérons comme exemple, le premier état de commutation de convertisseur (100). Le vecteur  $\vec{V}_1$  représente les pôles de sortie  $a, b$  et  $c$  qui sont reliés respectivement à la source positive, négative, négative, d'où la notation (pnn).

$$v_{ao} = E, v_{bo} = -E, v_{co} = -E \quad \text{(II-04)}$$

$$\text{Donc } v_{an} = 4\frac{E}{3}, v_{bn} = -2\frac{E}{3}, v_{cn} = -2\frac{E}{3} \quad \text{(II-05)}$$

Le vecteur résultant de ces trois vecteurs est  $\vec{V}_1$  (Figure II.4).

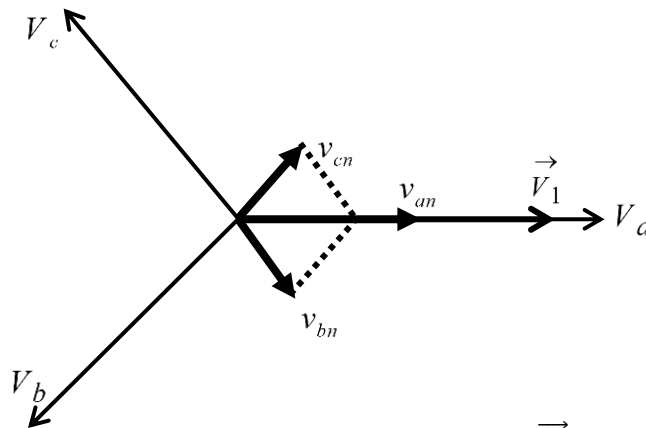


Figure II.4 : Représentation de  $\vec{V}_1$

En employant la transformation de Clark (II-02), le vecteur de l'espace pour la commutation (pnn) avec les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  est donné par :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \end{bmatrix} = \left[ 2\sqrt{\frac{2}{3}}E \right] \text{ Donc } \vec{V}_1 = 2\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j0} \text{ avec } |\vec{V}_1| = 2\sqrt{\frac{2}{3}}E \quad (\text{II-06})$$

Les deux dernières topologies qui ont les états de commutation (ppp) et (nnn) sont données par :

$$\begin{cases} v_{ao} = E, v_{bo} = E, v_{co} = E & \text{pour l'état ppp} \\ v_{ao} = -E, v_{bo} = -E, v_{co} = -E & \text{pour l'état nnn} \end{cases} \quad (\text{II-07})$$

$$\text{Donc } v_{an} = 0, v_{bn} = 0, v_{cn} = 0 \quad \text{pour les deux états} \quad (\text{II-08})$$

Nous avons indiqué sur le tableau II.1, les huit états que peuvent prendre les interrupteurs de l'onduleur triphasé. Ce tableau indique pour chacun de ces huit états, les valeurs de leurs composantes de Clark  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  ainsi que le vecteur de sortie  $\vec{V}_s$  représentatif de ces états.

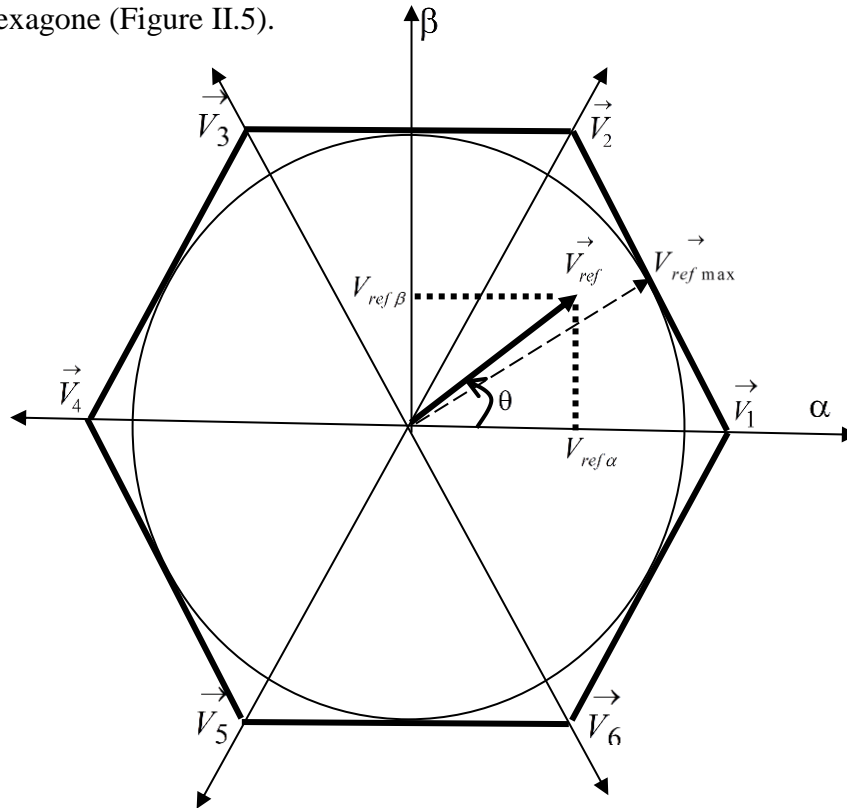
$f_1$	$f_2$	$f_3$	$v_{ao}$	$v_{bo}$	$v_{co}$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	$\vec{V}_s$
<b>n</b>	<b>n</b>	<b>n</b>	-E	-E	-E	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
<b>p</b>	<b>n</b>	<b>n</b>	E	-E	-E	$4\frac{E}{3}$	$-2\frac{E}{3}$	$-2\frac{E}{3}$	$2\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\vec{V}_1$
<b>p</b>	<b>p</b>	<b>n</b>	E	E	-E	$2\frac{E}{3}$	$2\frac{E}{3}$	$-4\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{2}E$	$\vec{V}_2$
<b>n</b>	<b>p</b>	<b>n</b>	-E	E	-E	$-2\frac{E}{3}$	$4\frac{E}{3}$	$-2\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{2}E$	$\vec{V}_3$
<b>n</b>	<b>p</b>	<b>p</b>	-E	E	E	$-4\frac{E}{3}$	$2\frac{E}{3}$	$2\frac{E}{3}$	$-2\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\vec{V}_4$
<b>n</b>	<b>n</b>	<b>p</b>	-E	-E	E	$-2\frac{E}{3}$	$-2\frac{E}{3}$	$4\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$-\sqrt{2}E$	$\vec{V}_5$
<b>p</b>	<b>n</b>	<b>p</b>	E	-E	E	$2\frac{E}{3}$	$-4\frac{E}{3}$	$2\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$-\sqrt{2}E$	$\vec{V}_6$
<b>p</b>	<b>p</b>	<b>p</b>	E	E	E	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7$

**Tableau II.1** : Calcul des vecteurs de tensions

Les vecteurs d'espace de tension  $\begin{pmatrix} \vec{V}_{s\alpha} \\ \vec{V}_{s\beta} \end{pmatrix}$  sont donnés par :

$$\vec{V}_k = \begin{cases} 2\sqrt{\frac{2}{3}}E \cdot e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & k = 1, \dots, 6 \\ 0 & k = 0, 7 \end{cases} \quad (\text{II-09})$$

Nous pouvons ainsi dissocier huit vecteurs dont six, non nuls, ont une norme égale à  $2\sqrt{\frac{2}{3}}E$ . Ils sont appelés "vecteurs actifs". Les deux autres, de norme nulle, sont désignés comme «vecteurs de roue libre». Deux vecteurs actifs successifs sont déphasés de  $60^\circ$  l'un par rapport à l'autre. Ils définissent un hexagone (Figure II.5).



**Figure II.5 :** Représentation du polygone de commutation

Ainsi, c'est à ce stade qu'intervient la notion de modulation de largeur d'impulsion afin de contrôler efficacement le vecteur de sortie.

En voici les principes fondamentaux :

- Les tensions de référence  $V_{ref}$  sont les tensions simples désirées,
- Les tensions de référence sont échantillonnées à intervalle régulier à une durée que nous noterons  $T_e$ . A cette période d'échantillonnage correspond une fréquence d'échantillonnage  $f_e$ . Celle-ci est arbitraire et totalement indépendante de la fréquence du signal de référence,
- La modulation est synchronisée sur les trois phases de l'onduleur.

### II-3. Approximation du vecteur de tension désiré [5, 10, 13, 17]

Pour l'onduleur triphasé, l'onduleur délivre les tensions de sortie  $V_s$  qui doit être fidèle à un objectif fixé à l'entrée (la consigne  $v_{ref}(t)$ ).

$$\begin{cases} V_{refa} = rE \sin(\omega_s t) \\ V_{refb} = rE \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{refc} = rE \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

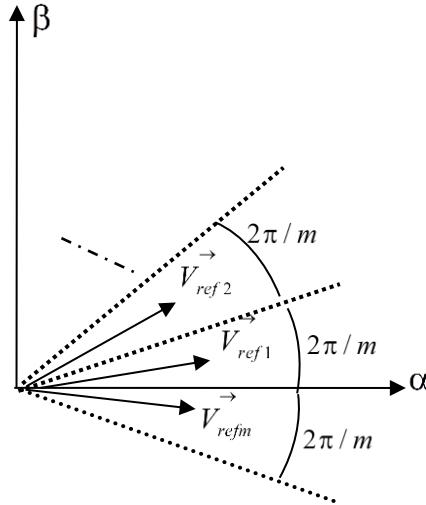
$r$  : Taux de modulation, ou coefficient de réglage en tension. Il donne le rapport entre l'amplitude de la modulante  $v_{ref}$  à la valeur crête de la tension continue.

La transformation dans le repère  $(\alpha, \beta)$  donne :

$$\begin{cases} V_{ref\alpha} = r \sqrt{\frac{3}{2}} E \sin(\omega_s t) \\ V_{ref\beta} = -r \sqrt{\frac{3}{2}} E \cos(\omega_s t) \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

On peut définir un vecteur désiré  $\vec{V}_{ref}$ , tournant avec une vitesse angulaire égale à la pulsation  $\omega$  des tensions de référence dans le sens trigonométrique et qui a la même amplitude égale à  $r \sqrt{\frac{3}{2}} E$  que celles des tensions de sortie, dont les coordonnées sont les composantes de Clark  $V_{ref\alpha}$  et  $V_{ref\beta}$  du système triphasé de tension  $v_a, v_b$  et  $v_c$  que l'on veut obtenir en sortie.

Une période des grandeurs de sortie correspond à un tour du vecteur  $\vec{V}_{ref}$  dans le plan  $(\alpha, \beta)$ . Si la fréquence de modulation est égale à  $m$  fois la fréquence des grandeurs de sortie, chaque période de modulation correspond, dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , au secteur d'ouverture angulaire  $\frac{2\pi}{m}$ , au centre duquel se trouve la référence qu'on souhaite obtenir en sortie (Figure II.6).



**Figure II.6 :** Fréquence de modulation de la MLI vectorielle

Le principe général est que dans une unité de temps  $T_e$  (période d'échantillonnage), le vecteur de sortie  $\vec{V}_s$  occupera les trois positions  $M_1, M_2, M_3$  (Figure II.7) qui entourent  $V_{ref}$  ("proche" du vecteur consigne) avec des durées respectives  $T_1, T_2, T_3$  de façon que la position moyenne coïncide avec l'extrémité de  $V_{ref}$ .

Pour un intervalle de temps  $T_e$  assez bref pour qu'on puisse négliger la variation de  $\vec{V}_{ref}$  pendant sa durée, on peut reconstituer la valeur moyenne de ce vecteur à l'aide des vecteurs  $\vec{V}_k$  et  $\vec{V}_{k+1}$  et du vecteur  $\vec{V}_0$  ou  $\vec{V}_7$ , c'est-à-dire un vecteur nul est appliqué pendant le temps  $T_0$  avec  $T_e = T_1 + T_2 + T_0$ .

Le vecteur de référence est défini par une moyenne temporelle de ces deux vecteurs.

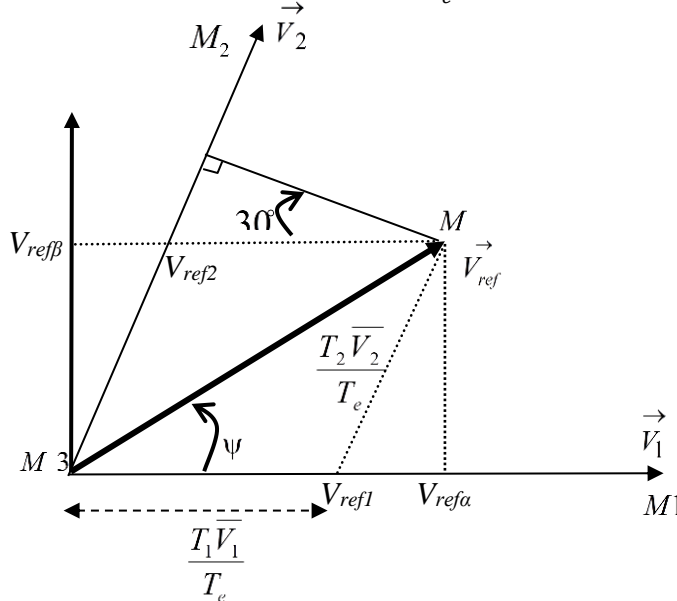
$$\int_0^{T_e} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \vec{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2} + T_k} \vec{V}_k dt + \int_{\frac{T_0}{2} + T_k}^{\frac{T_0}{2} + T_k + T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2} + T_k + T_{k+1}}^{T_e} \vec{V}_7 dt \quad (\text{II-12})$$

Tenant compte que  $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0$  et  $\vec{V}_k, \vec{V}_{k+1}$  et  $\vec{V}_{ref}$  sont constantes, alors :

$$\vec{V}_{ref} T_e = \vec{V}_k T_k + \vec{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (\text{II-13})$$

On vérifie, en effet, que sur un intervalle  $T_e$  du premier secteur, la valeur moyenne est bien égale à  $\vec{V}_{ref}$ .

$$T_e \cdot V_{moyen} = T_1 V_1 + T_2 V_2 \Rightarrow V_{moyen} = \frac{1}{T_e} [T_1 V_1 + T_2 V_2] = \frac{T_1 V_1}{T_e} + \frac{T_2 V_2}{T_e} = V_{ref} \quad (\text{II-14})$$



**Figure II.7 :** Composantes de  $\vec{V}_{ref}$  dans le secteur 1

#### II-4. Calcul des temps de conduction [5, 10, 13]

De façon générale, la décomposition de II-13 sur les deux axes du plan  $(\alpha, \beta)$  est la suivante :

$$T_e \cdot \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} = 2 \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[ T_k \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \right] = 2 \sqrt{\frac{2}{3}} E \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

Où  $k$  est déterminé par l'argument du vecteur de référence

La résolution de cette dernière équation aboutit à :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{T_e}{\sqrt{2}E} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) & -\cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ -\sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

$$T_0 = T_e - (T_k + T_{k+1}) \quad (\text{II-17})$$

$T_k$  : Intervalle de temps alloué au vecteur  $V_k$ ,

$T_{k+1}$  : Intervalle de temps alloué au vecteur  $V_{k+1}$

$T_0$  : Temps alloué aux deux vecteurs  $V_0$  et  $V_7$

$T_e$  : Période d'échantillonnage

Après simplification la formule II-16, les temps de conduction en fonction de  $\theta = \omega t$  et pour tous les secteurs exprimée dans le Tableau II.2.

$$\text{Si on considère un angle } \Psi, \text{ avec } \frac{(k-1)}{3}\pi \leq \Psi \leq \frac{k}{3}\pi \quad (\text{II-18})$$

A partir de Tableau II.2, la formule II-16 devient :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r \frac{\sqrt{3}T_e}{2E} \sin\left(\Psi - \frac{\pi}{3}\right) \\ r \frac{\sqrt{3}T_e}{2E} \sin(\Psi) \end{bmatrix} \quad (\text{II-19})$$

Secteur	$T_k$	$T_{k+1}$
1	$-r \frac{\sqrt{3}T_e}{2E} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$	$r \frac{\sqrt{3}T_e}{2E} \sin(\theta)$
2	$r \frac{\sqrt{3}T_e}{2E} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$	$r \frac{\sqrt{3}T_e}{2E} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$
3	$r \frac{\sqrt{3}T_e}{2E} \sin(\theta)$	$-r \frac{\sqrt{3}T_e}{2E} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$
4	$r \frac{\sqrt{3}T_e}{2E} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$	$-r \frac{\sqrt{3}T_e}{2E} \sin(\theta)$
5	$-r \frac{\sqrt{3}T_e}{2E} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$	$-r \frac{\sqrt{3}T_e}{2E} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$
6	$-r \frac{\sqrt{3}T_e}{2E} \sin(\theta)$	$r \frac{\sqrt{3}T_e}{2E} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$
Tous les secteurs	$T_0 = T_e - (T_k + T_{k+1})$	

**Tableau II.2 :** Temps de conduction en fonction de  $\theta$

Dans le cas de commande en boucle ouvert, les fonctions trigonométriques peuvent être converties en tension de ligne qui est simple à mesurer en utilisant quelques calculs comme suit :

Dans le secteur 1 et à partir de l'équation II-16 :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{T_e}{\sqrt{2}E} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \left(V_a - \frac{1}{2}V_b - \frac{1}{2}V_c\right) \\ \left(\frac{\sqrt{3}}{2}V_b - \frac{\sqrt{3}}{2}V_c\right) \end{bmatrix} = \frac{T_e}{2} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \end{bmatrix} \quad (II-20)$$

Les temps de conduction en fonction de tension composée pour tous les secteurs exprimée dans le Tableau II.3.

Secteur	$T_k$	$T_{k+1}$
1	$\frac{T_e}{2} V_{ab}$	$\frac{T_e}{2} V_{bc}$
2	$\frac{T_e}{2} V_{ac}$	$\frac{T_e}{2} V_{ba}$
3	$\frac{T_e}{2} V_{bc}$	$\frac{T_e}{2} V_{ca}$
4	$\frac{T_e}{2} V_{ba}$	$\frac{T_e}{2} V_{cb}$
5	$\frac{T_e}{2} V_{ca}$	$\frac{T_e}{2} V_{ab}$
6	$\frac{T_e}{2} V_{cb}$	$\frac{T_e}{2} V_{ac}$
Tous les secteurs	$T_0 = T_e - (T_k + T_{k+1})$	

**Tableau II.3 :** Temps de conduction en fonction de  $\theta$

Le choix des séquences s'effectue suivant l'organigramme décrit sur la figure II.8. Il peut être traité par une routine d'interruption activée en synchronisme avec une horloge de période  $T_e$ .

Tous les arrangements de modulation de vecteur d'espace présentés ici assument l'exécution numérique et, par conséquent, le prélèvement régulier, c'est à dire que tous les rapports cycliques sont pré-calculés au début du cycle de commutation, basé sur la valeur du vecteur de tension de référence.

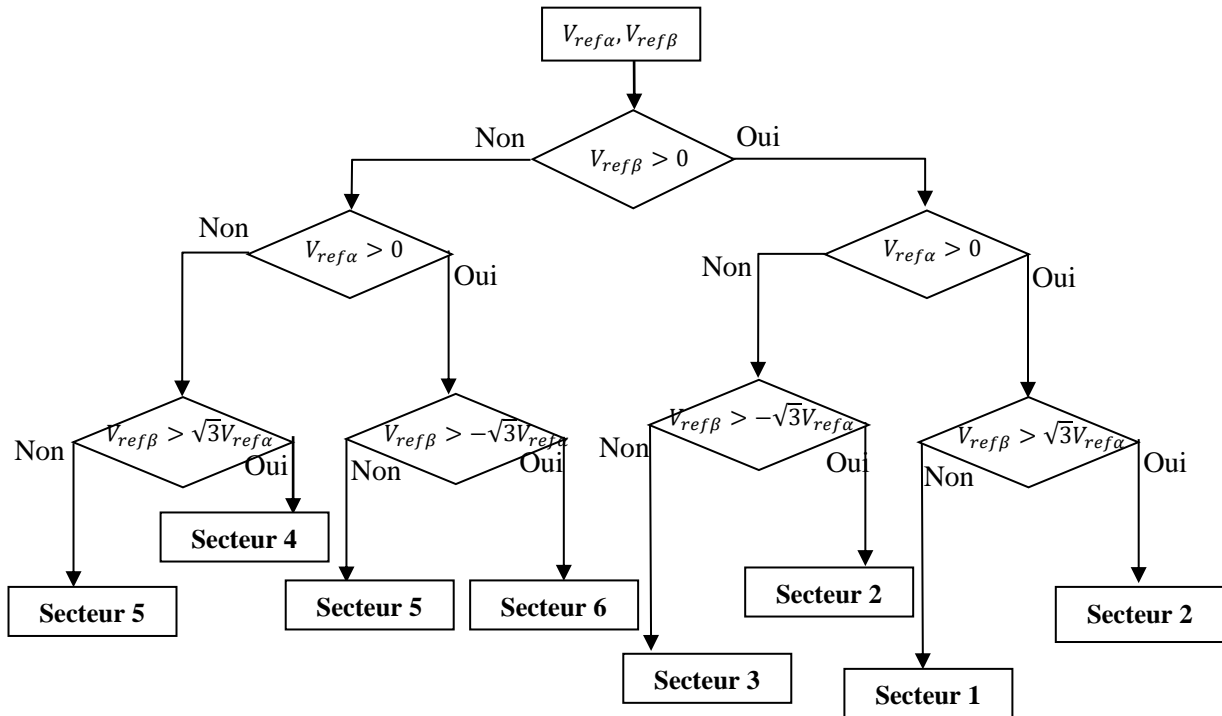


Figure II.8 : Organigramme de la MLI vectorielle de l'onduleur à deux niveaux

Si on applique une transformation Tg-h particulière qui orthogonalise certains vecteurs correspondants aux états de commutation de l'onduleur (Figure II.9). En fait, les nouveaux axes de référence sont ceux qui limitent le premier sextant, et qui sont séparés de 60°. Ainsi pour un onduleur à 2 niveaux la matrice de transformation est la suivante [17] :

$$\begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} \tag{II-21}$$

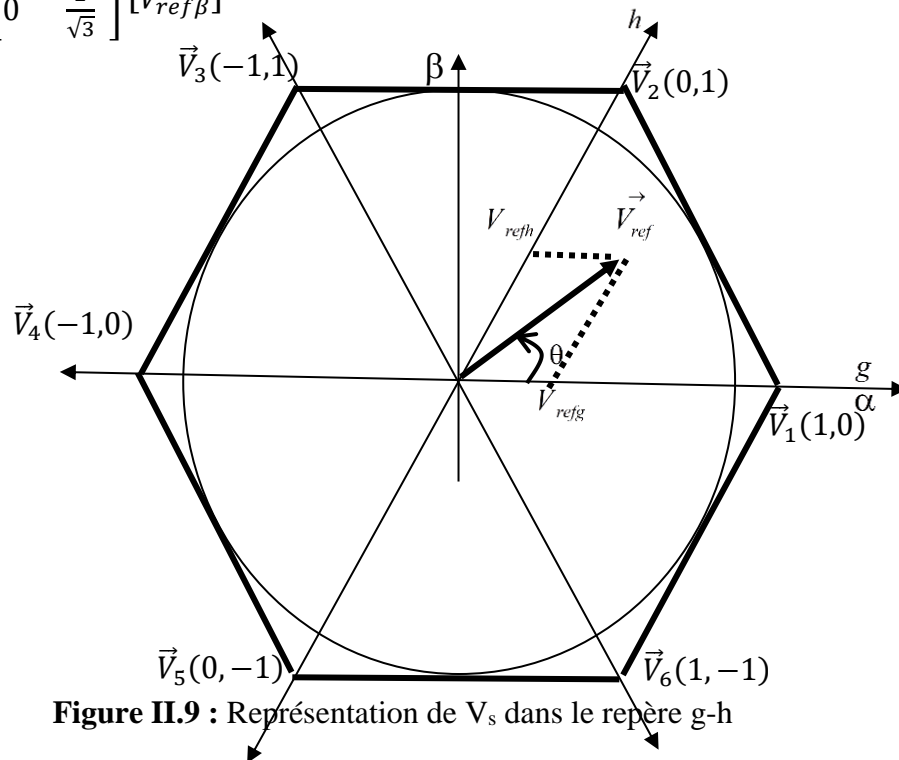


Figure II.9 : Représentation de  $V_s$  dans le repère g-h

Dans le secteur 1, la décomposition de II-13 sur les deux axes du plan (g,h) est la suivante :

$$T_e \cdot \begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} = \left[ T_1 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} = T_e \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} \quad (II-22)$$

Les temps de conduction dans le plan (g,h) pour tous les secteurs exprimée dans le Tableau II.4.

Secteur	$T_k$	$T_{k+1}$
1	$V_g$	$V_h$
2	$V_g + V_h$	$-V_g$
3	$V_h$	$-(V_g + V_h)$
4	$-V_g$	$-V_h$
5	$-(V_g + V_h)$	$V_g$
6	$-V_h$	$V_g + V_h$
Tous les secteurs	$T_0 = T_e - (T_k + T_{k+1})$	

Tableau II.4 : Temps de conduction dans le plan (g,h)

Ce type de repère simplifie l'algorithme de choix et s'appuie sur une transformation linéaire qui déforme l'espace de telle façon que les directions des vecteurs sont colinéaire avec un repère orthonormé ou à 45° (Figure II.10).

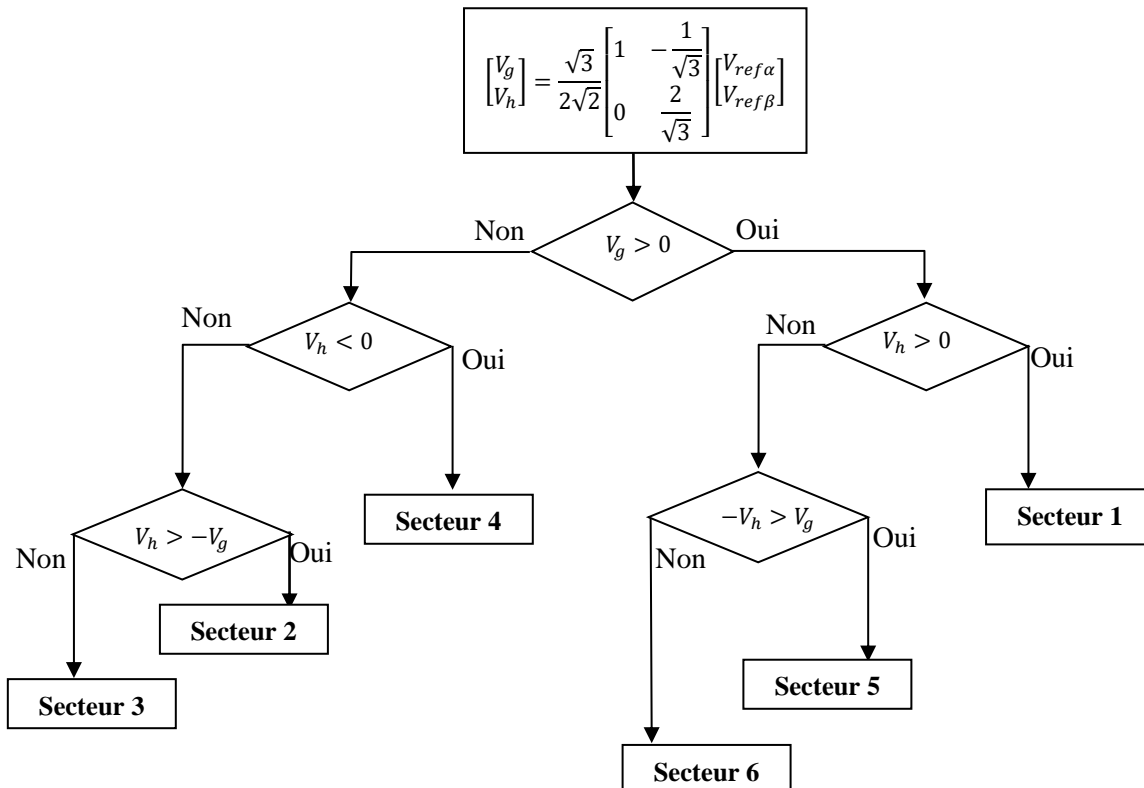


Figure II.10 : Organigramme de la MLI vectorielle de l'onduleur à deux niveaux dans le repère g-h



### II-5. Séquences de modulation [5, 17,18, 19]

Ce type de modulation SVM offre plusieurs degrés de liberté permettant d'optimiser les formes d'onde. Il est ainsi possible de jouer sur :

- la décomposition du vecteur de référence,
- le choix de la séquence d'apparition des vecteurs,
- le choix des vecteurs de roue libre,
- la longueur de l'intervalle de temps élémentaire  $T_e$ .

L'enchaînement des vecteurs d'état permet d'obtenir une forme de stratégie qui consiste à mettre les créneaux de commande des interrupteurs de manière symétrique sur une période de découpage de sorte que tous les interrupteurs d'un même pont (partie supérieure ou inférieure de l'onduleur) ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période MLI. La figure II.11 montre les signaux de gâchettes de cette séquence pour le secteur 1.

Pour minimiser le nombre de commutations et avoir une impulsion centrée sur l'intervalle d'échantillonnage, on impose un ordre précis pour chaque zone par un changement de sélection des deux vecteurs adjacents dans les secteurs 2, 4, 6. La figure II.12 permet de mettre en évidence, le principe de cette solution.

### II-6. Comparaison entre la MLI vectorielle et la MLI triangulo-sinusoidal

Dans un onduleur triphasé, ce sont trois tensions  $v_a, v_b, v_c$  qu'il faut fournir. Dans la technique MLI triangulo-sinusoidal, chacune des trois était élaborée indépendamment à partir de trois consignes  $v_{aref}, v_{bref}, v_{cref}$ . Cela conduisait à un certain manque de cohérence entre les trois ponts. Dans la technique MLI vectorielle, on considère que le problème n'est pas de délivrer trois grandeurs, mais une seule, le vecteur d'espace. Cela conduit à une approche plus globale et une harmonisation entre les trois ponts.

Les valeurs moyennes des tensions  $V_{ao}(\omega t), V_{bo}(\omega t)$  et  $V_{co}(\omega t)$  d'onduleur ramenées par rapport à une moyenne d'un cycle de commutation dans le secteur 1 (selon la figure II.12) sont peuvent s'exprimer de la façon suivante [5] :

$$\begin{aligned} V_{ao} &= \frac{E}{T_e} \left( -\frac{T_0}{4} + \frac{T_1}{2} + \frac{T_2}{2} + \frac{T_0}{2} + \frac{T_2}{2} + \frac{T_1}{2} - \frac{T_0}{4} \right) \\ V_{bo} &= \frac{E}{T_e} \left( -\frac{T_0}{4} - \frac{T_1}{2} + \frac{T_2}{2} + \frac{T_0}{2} + \frac{T_2}{2} - \frac{T_1}{2} - \frac{T_0}{4} \right) \\ V_{co} &= \frac{E}{T_e} \left( -\frac{T_0}{4} - \frac{T_1}{2} - \frac{T_2}{2} + \frac{T_0}{2} + \frac{T_2}{2} - \frac{T_1}{2} - \frac{T_0}{4} \right) \end{aligned} \quad (\text{II-23})$$

D'où :

$$\begin{aligned} V_{ao} &= \frac{E}{T_e} (T_1 + T_2) \\ V_{bo} &= \frac{E}{T_e} (-T_1 + T_2) \\ V_{co} &= -\frac{E}{T_e} (T_1 + T_2) \end{aligned} \quad (\text{II-24})$$

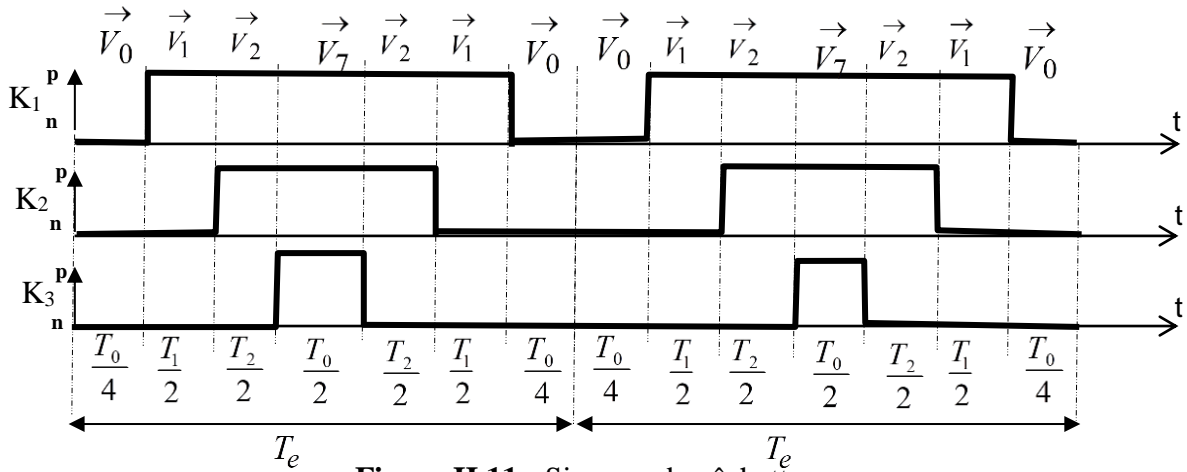


Figure II.11 : Signaux de gâchettes

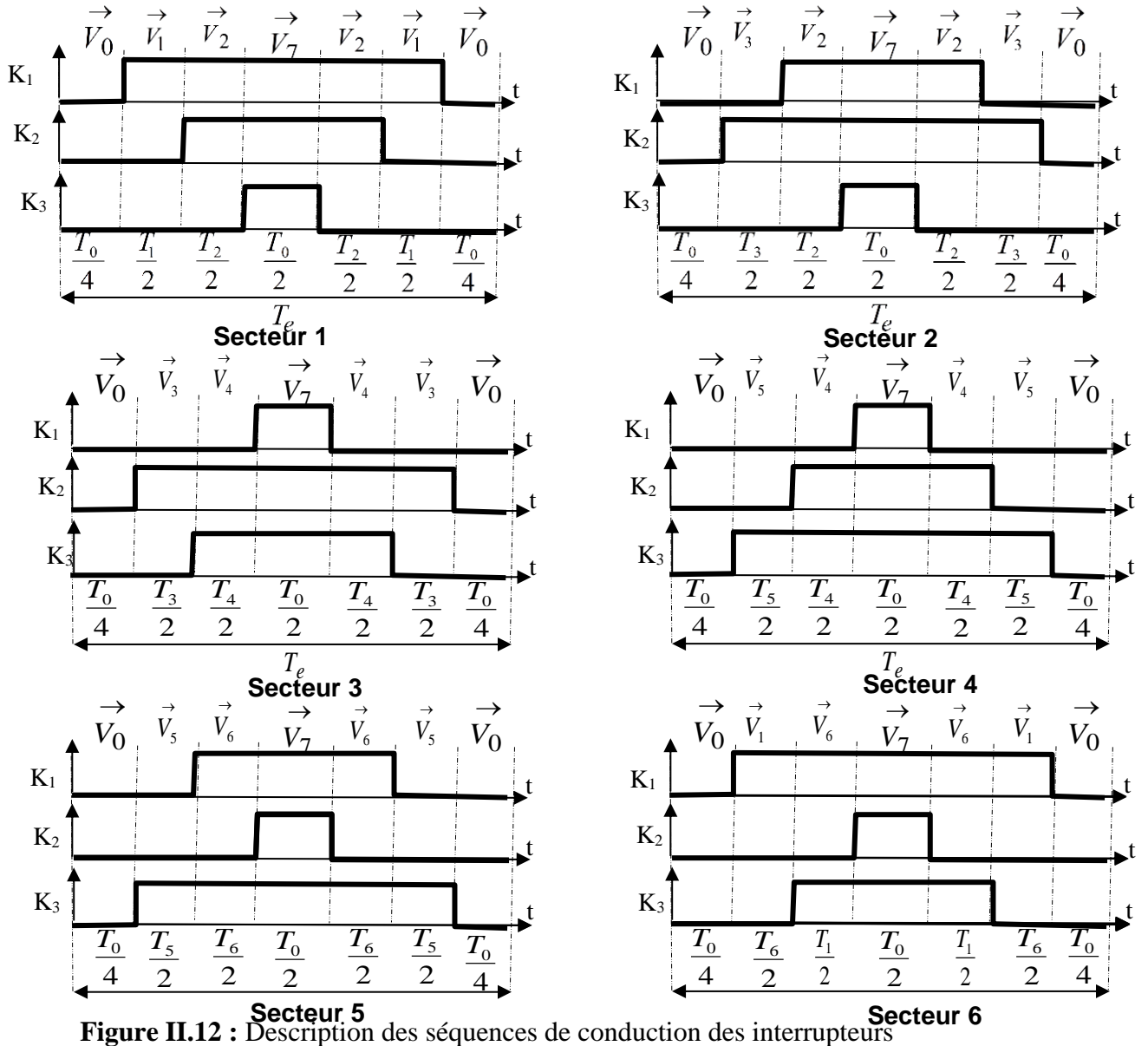


Figure II.12 : Description des séquences de conduction des interrupteurs

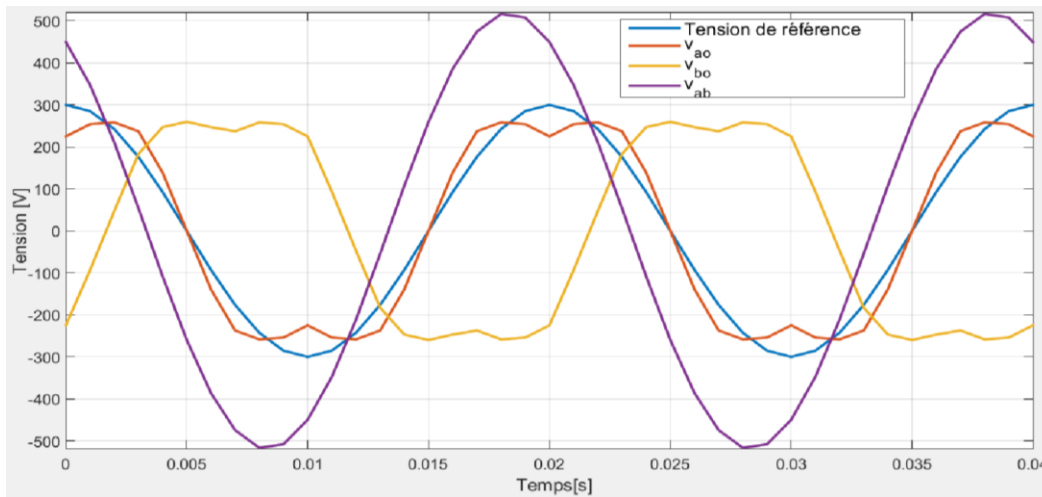
En remplaçant l'équation (II-24) par les formules résumées dans le tableau II.2, nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 v_{ao} &= \frac{E}{T_e} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) && \text{dans le secteur 1} \\
 v_{ao} &= \frac{E}{T_e} \cos(\theta) && \text{dans le secteur 2} \\
 v_{ao} &= \frac{E}{T_e} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) && \text{dans le secteur 3} \\
 v_{ao} &= \frac{E}{T_e} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) && \text{dans le secteur 4} \\
 v_{ao} &= \frac{E}{T_e} \cos(\theta) && \text{dans le secteur 5} \\
 v_{ao} &= \frac{E}{T_e} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) && \text{dans le secteur 6}
 \end{aligned} \tag{II-25}$$

Aussi la tension entre phase :

$$v_{ca} = v_c - v_a \tag{II-26}$$

Les tensions  $v_{ao}(\omega t)$ ,  $v_{ref}(\omega t)$  et  $v_{ca}(\omega t)$  sont représentées sur la figure II.13 :



**Figure II.13 :** Tension  $V_{ao}(\omega t)$ ,  $V_{ref}(\omega t)$  moyennes et la tension entre phase  $V_{ca}(\omega t)$

On remarque que : La tension entre phases, ce qui est vue par la machine, est sinusoïdale, comme prévu. Cependant, la tension de sortie  $V_{ao}(\omega t)$  n'est pas sinusoïdale (relation II-25).

Afin de d'expliquer ce résultat, examinons la figure II.5, et prenons à titre d'exemple le cas du secteur 1.

La valeur maximale de la tension de référence est égale à :

$$V_{Smax} = \left| \vec{V}_1 \right| \cos(30^\circ) = 2 \sqrt{\frac{2}{3}} E \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \sqrt{2} E \tag{II-27}$$

Par ailleurs, la relation (II-11) montre que l'amplitude maximale de la tension désirée est :

$$V_{refmax} = r_{max} \sqrt{\frac{3}{2}} E \quad \text{donc} \quad r_{max} = \frac{\sqrt{2} E}{\sqrt{\frac{3}{2}} E} = \frac{2}{\sqrt{3}} \tag{II-28}$$

D'après la formule II-28 et la figure II.13, l'opération de la transformation de Park qui définit les composantes du vecteur de l'espace puis la génération d'onde de la tension qui est irréversible est équivalente à ajouter l'harmonique trois dans les références.

Donc tant que l'extrémité du vecteur  $\vec{V}_{ref}$  reste à l'intérieur de l'hexagone défini par les extrémités des vecteurs  $\vec{V}_1$  à  $\vec{V}_6$ , le taux de modulation  $r \leq \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.154$ . Par contre, pour la MLI triangulo-sinusoïdale le taux de modulation  $r_{max}=1$ .

Si  $m$  est assez grand, le fondamental de la tension nominale de sortie d'une phase  $V_{effn}$  est pratiquement égal à la tension de référence pour  $r=1.154$ , on prend alors :

$$\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot E = \sqrt{2}V_{effn} \Rightarrow E = \frac{\sqrt{2}V_{effn}}{\frac{2}{\sqrt{3}}} = \frac{\sqrt{6}V_{effn}}{2} \tag{II-29}$$

Exemple : Pour  $V_{eff} = 220$  V,  $E=270$  V

L'amplitude maximale de la tension désirée est :

$$V_{refmax} = r_{max} \sqrt{\frac{3}{2}} E \tag{II-30}$$

Pour triangulo-sinusoïdale, on prend :

$$E = \sqrt{2}V_{effn} \tag{II-31}$$

$$V_{refmax} = 1 \sqrt{\frac{3}{2}} E = \sqrt{\frac{3}{2}} E = \sqrt{2} E \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = V_{refmax(SVM)} \cos(30^\circ) \tag{II-32}$$

Pour une tension  $V = 220$  V il faudra une alimentation continu de  $E=311$ V qui est à comparer à  $E=270$  V obtenu avec la modulation vectorielle.

Donc pour une tension de sortie  $V_{eff}$ , pour la MLI triangulo-sinusoïdale il faudra une tension d'alimentation  $E$  qui comparer à  $\frac{E}{1.15}$  obtenu avec la technique SVM qui montre clairement l'intérêt de la MLI vectorielle.

A partir de la relation (II-31), il est possible d'établir une interprétation sur les directions des commutations une interprétation géométrique de la MLI triangulo-sinusoïdale.

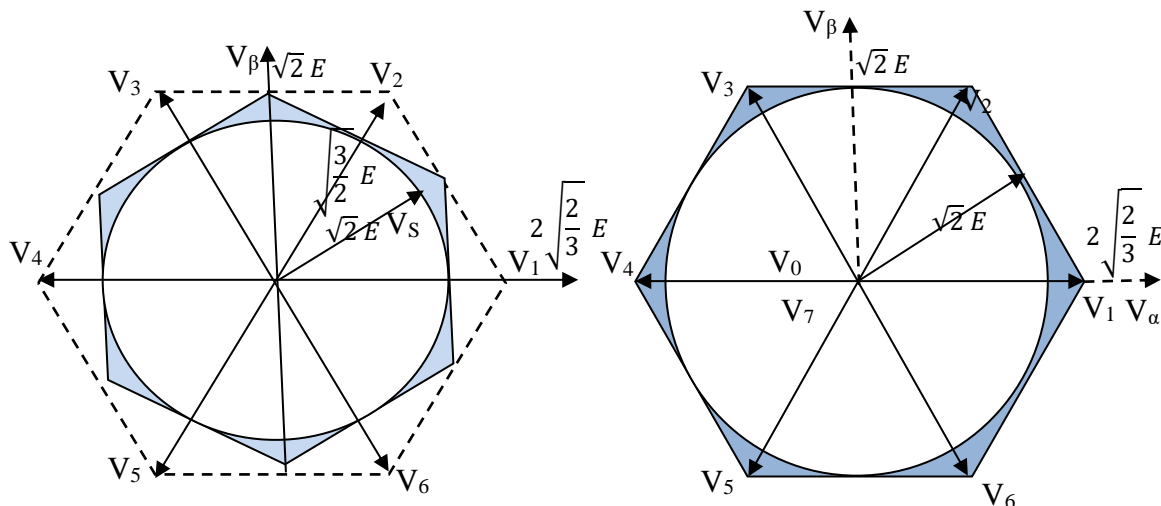


Figure II.14 : Comparaison entre les MLI triangulo-sinusoïdale et vectorielles

## II-7. Simulation

### II-7.1. Résultats de simulation et analyse spectrale

Pour la simulation, nous avons pris un onduleur à pont complet alimentant une charge RL ( $R=30\Omega$ ,  $L=4\cdot 10^{-2}$  H). La commande et les algorithmes, élaborés sous MATLAB-SIMULINK, sont donnés en Annexe A4.

Nous allons effectuer la simulation de la modulation vectorielle, en générant les signaux  $v_{ao}$ , la tension de sortie de l'onduleur  $v_{an}$  et le courant. Nous analyserons, par la suite, la richesse en harmoniques (analyse spectrale) de la tension  $v_{an}$ . Les résultats sont illustrés sur les figures II.15 et II.16.

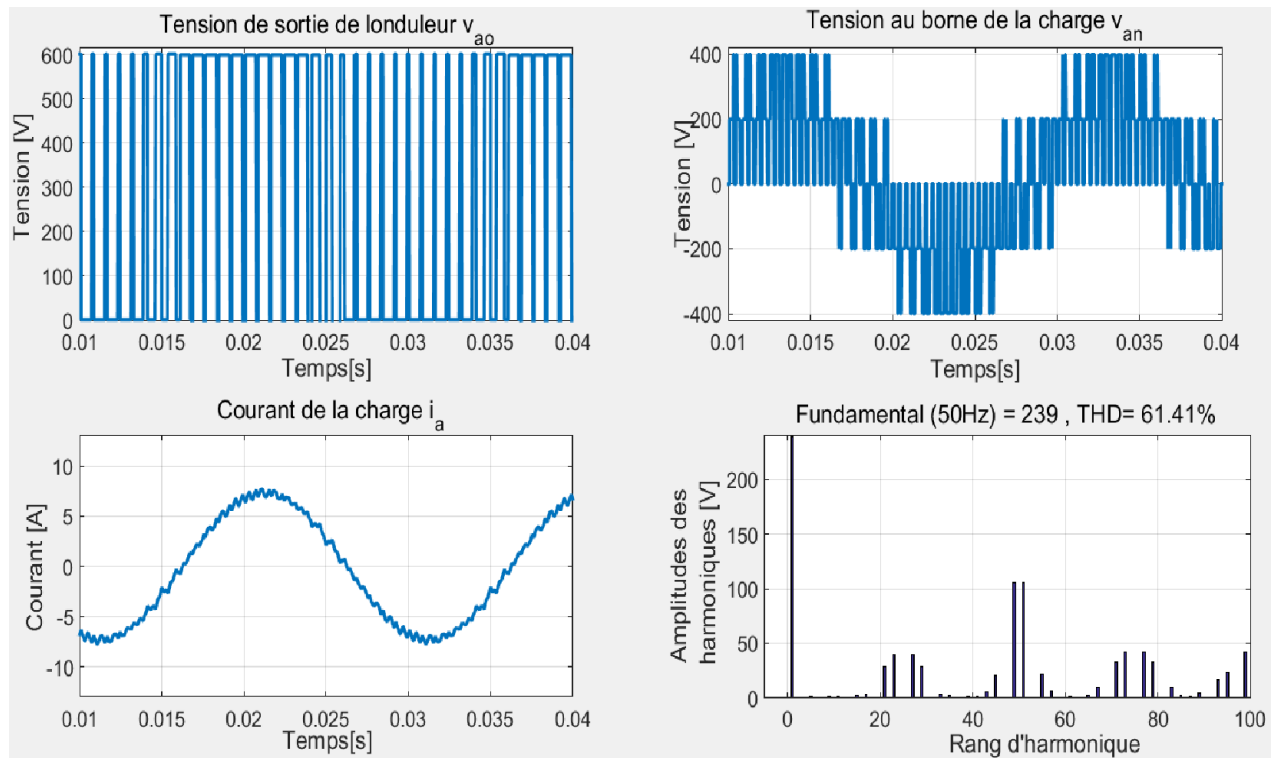
En analysant le spectre du signal SVM à 2 niveaux, on constate qu'il est constitué, en plus du fondamental qui est à la fréquence  $f$  et dont la valeur crête est égale à  $rE$ , de raies d'harmoniques regroupées en familles d'indices  $i$ . Ces indices  $i$  ( $i=1, \dots, \infty$ ) désignent l'indice d'une famille et représentent le rapport entre la fréquence centrale  $f_i$  de la famille et la fréquence d'échantillonnage  $f_p$  ( $i=f_i/f_e=f_i/mf$ ).

Il y a deux sortes de familles : les familles d'indices impairs et celles d'indices pairs. De plus, on peut constater pour les séquences que :

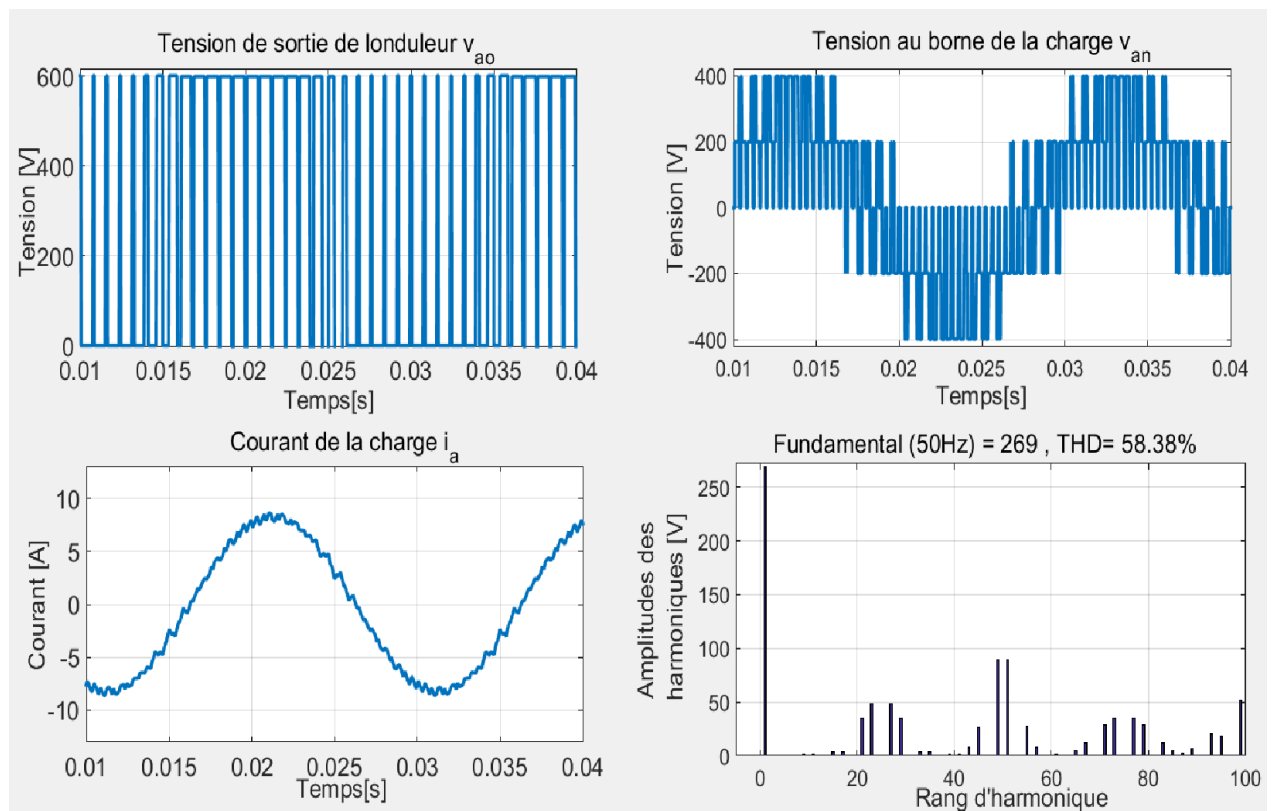
Les familles de la tension simple  $v_{ao}$  d'indices impairs possèdent une raie à la fréquence centrale de la famille, tandis que les familles d'indices pairs n'en possèdent pas (ne présente pas dans les figures). Les familles de la tension  $v_{an}$  d'indices impairs et pairs ne possèdent pas de raie à la fréquence centrale de la famille. Le spectre de la tension montre la présence d'harmoniques pairs et impairs pour le cas  $m$  pair, et seulement les harmoniques impairs pour le cas  $m$  impair.

On constate aussi que si le coefficient de réglage  $r$  augmente, fait diminuer forcément la distorsion harmonique totale THD. Par contre, ce n'est plus le cas pour l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage : le THD reste presque fixe. L'augmentation de la fréquence d'échantillonnage (donc  $m$ ) permet de pousser les harmoniques non nuls vers les fréquences élevées. Ils peuvent donc être facilement filtrés.

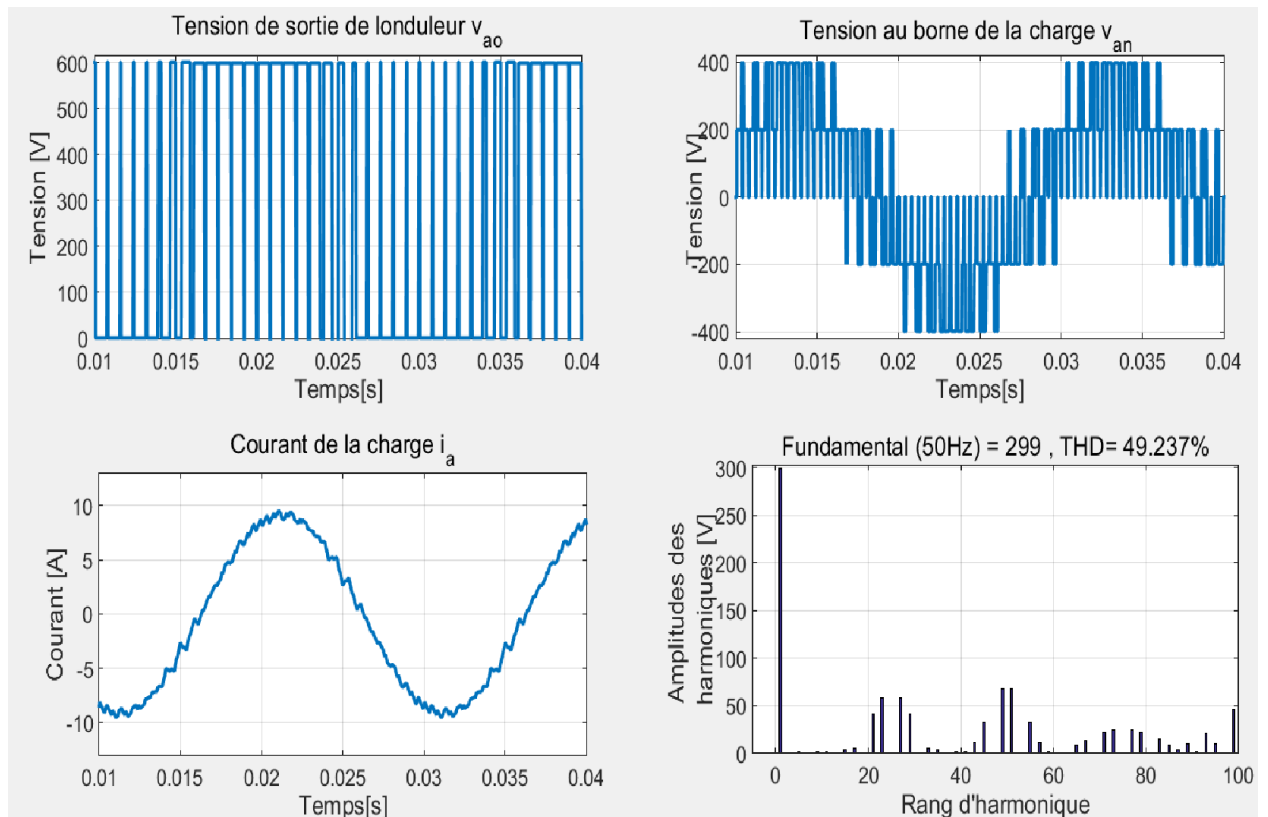
Les résultats de simulation ont montré que cette la modulation vectorielle réduit le déchet de tension à la sortie de l'onduleur en augmentant la zone linéaire de réglage du fondamental (On a simulé jusqu' à 1.15).



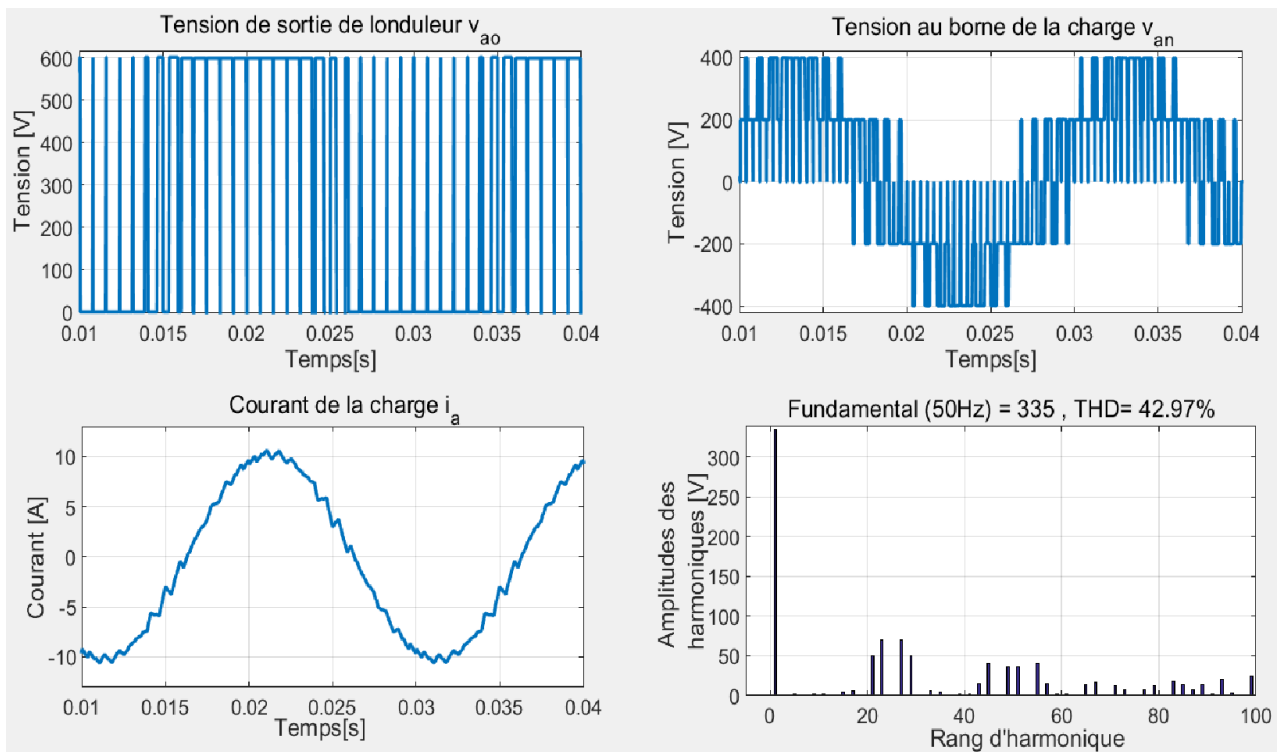
$r=0.8, m=25 (f_e=1250\text{Hz}), \text{THD}_{\text{Courant}}=4.72\%$



$r=0.9, m=25 (f_e=1250\text{Hz}), \text{THD}_{\text{Courant}}=4.39\%$

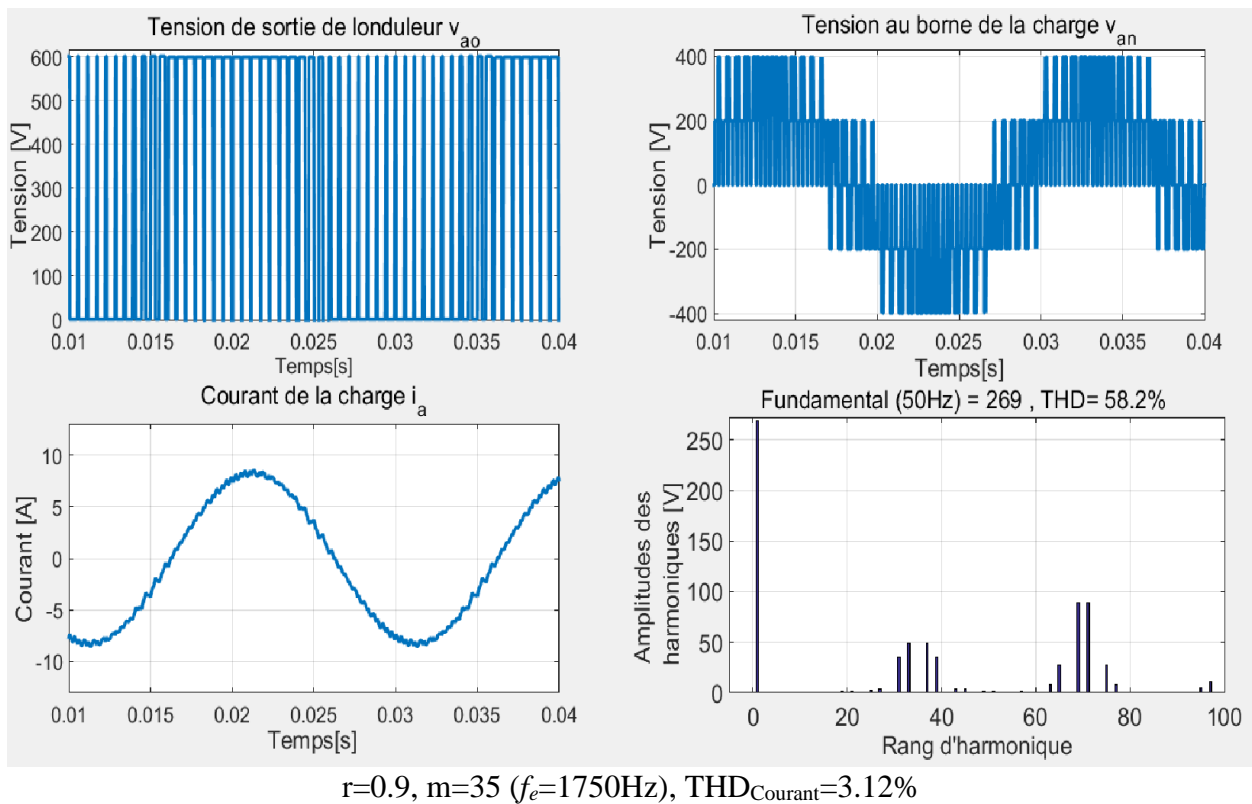
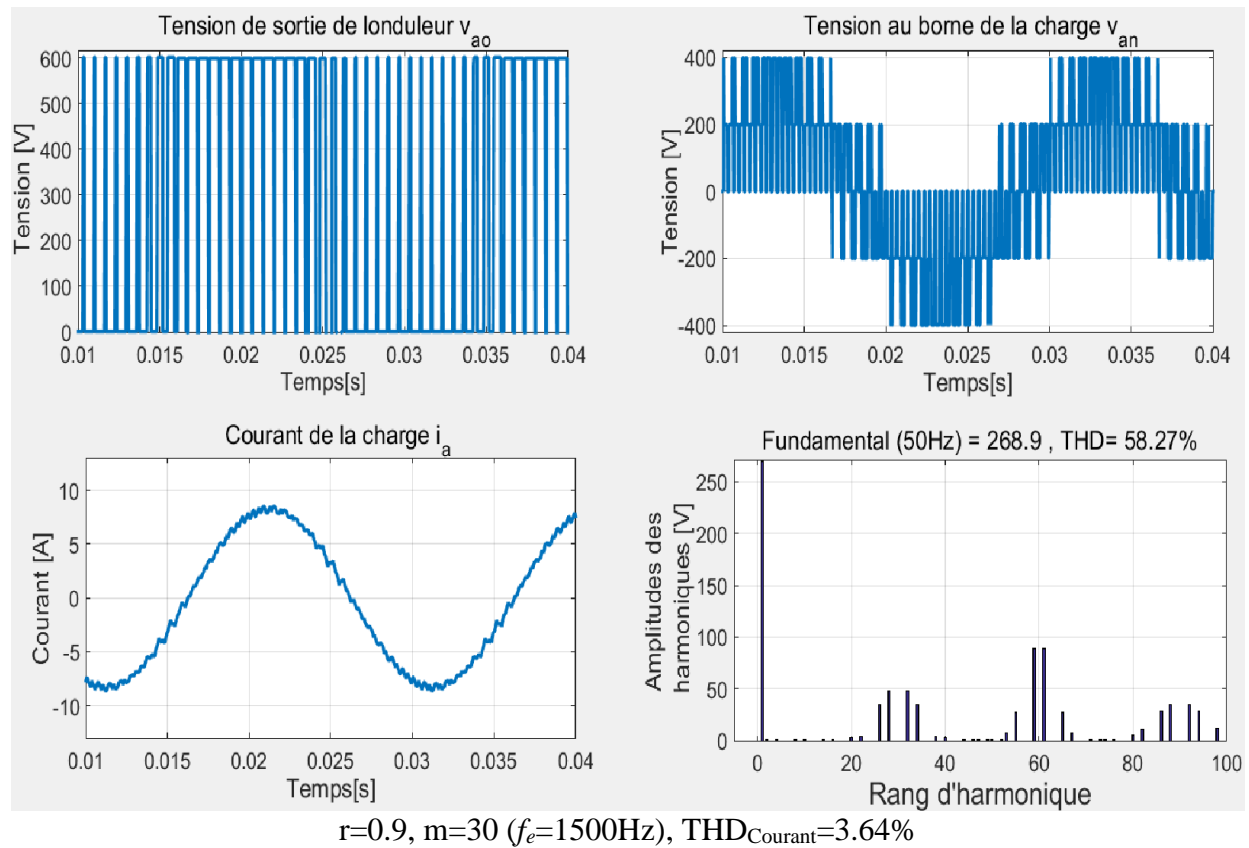


$r=1, m=25 (f_e=1250\text{Hz}), \text{THD}_{\text{Courant}}=4.18\%$



$r=1.12, m=25 (f_e=1250\text{Hz}), \text{THD}_{\text{Courant}}=4.09\%$

**Figure II.15 :** Résultat de simulation de l'onduleur à deux niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle - Observation de l'effet de la variation du coefficient de réglage  $r$



**Figure II.16 :** Résultat de simulation de l'onduleur à deux niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle - Observation de l'effet de la variation de la fréquence d'échantillonnage



### II-7.2. Comparaison entre la SVM et la MLI triangulo-sinusoïdale

Dans ce cas-là, nous avons comparé les valeurs des THD obtenus par la technique MLI triangulo-sinusoïdale aux valeurs des THD obtenus par la technique MLI vectorielle dans les mêmes conditions ( $r, m$  constants).

Les résultats obtenus sont rassemblés dans le tableau II.5.

r	m	THD [%]		Rang des harmoniques de 1 <sup>ère</sup> famille [V]	
		MLI triangulo-sinusoïdale	SVM	MLI triangulo-sinusoïdale	SVM
0.9	25	58.73	58.38	h21 : 3.57 h23 : 80.45 h27 : 80.45 h29 : 3.58	h21 : 34.49 h23 : 48.73 h27 : 48.77 h29 : 34.53
	30	58.72	58.27	h26 : 3.6 h28 : 80.4 h32 : 80.4 h34 : 3.6	h26 : 34.65 h28 : 48.65 h32 : 48.63 h34 : 34.59

**Tableau II.5 :** THD de tensions de sortie et le rang des harmoniques de 1<sup>ère</sup> famille dans la tension simple pour les techniques de commande MLI triangulo-sinusoïdale et SVM

Une comparaison effectuée entre les deux cas, en se basant sur de la THD et l'amplitude les premiers harmoniques montre la supériorité de la modulation vectorielle.

### II-8. Remarques trop importants

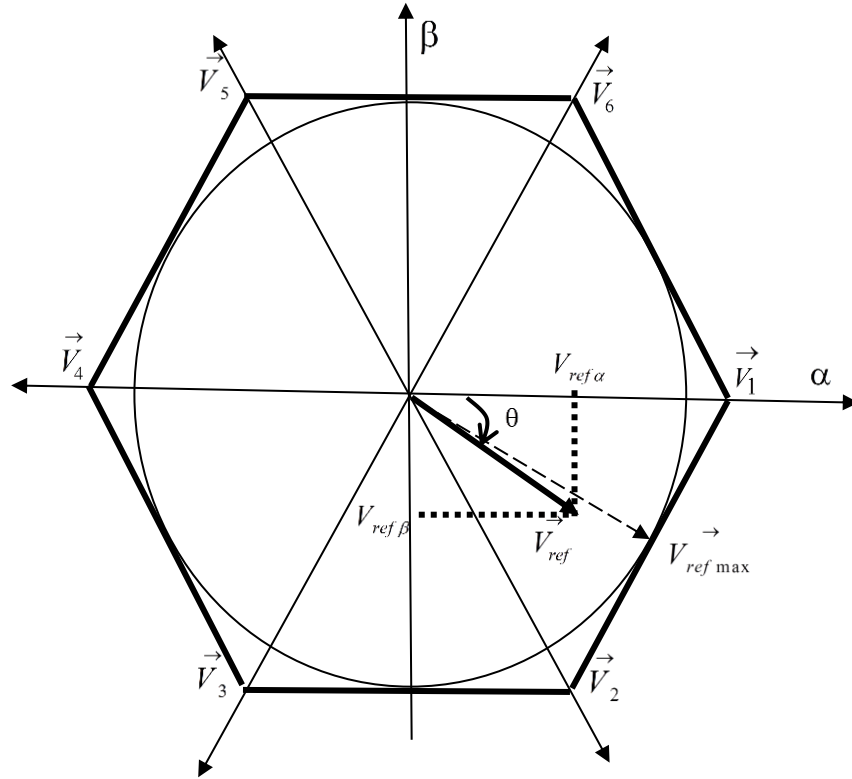
i) Dans le cas où le vecteur de référence tourne dans le sens horaire, c'est-à-dire la matrice de transformation (II-02) devient :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-33})$$

La structure hexagonale est représentée sur la figure II.17. Le calcul de conduction est trouvé en utilisant les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{T_e}{\sqrt{2}E} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ -\sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & -\cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II-34})$$

$$T_0 = T_e - (T_k + T_{k+1}) \quad (\text{II-35})$$



**Figure II.17** : Représentation du polygone de commutation

ii) Dans le cas où le récepteur est monté en triangle ( $\Delta$ ). Nous expliquons en détail dans l'annexe A5.

iii) Dans le cas où le coefficient de la matrice de transformation est  $\frac{2}{3}$ , c'est-à-dire conservation de la tension (Eq.(III-36)).

$$\begin{bmatrix} V_{S\alpha} \\ V_{S\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & +\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-36})$$

Dans ce cas les tensions de référence dans le repère  $\alpha$ - $\beta$  et le calcul de conduction est trouvé en utilisant les équations suivantes :

$$\text{Si par exemple : } \begin{cases} V_{ref\alpha} = rE \sin(\omega_s t) \\ V_{ref\beta} = rE \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{refc} = rE \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II-37})$$

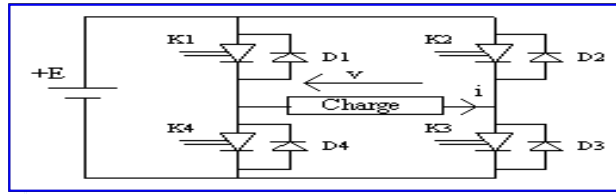
$$\begin{cases} V_{ref\alpha} = rE \sin(\omega_s t) \\ V_{ref\beta} = -rE \cos(\omega_s t) \end{cases} \quad (\text{II-38})$$

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}T_e}{2E} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) & -\cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ -\sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II-39})$$

$$T_0 = T_e - (T_k + T_{k+1}) \quad (\text{II-40})$$

**II-9. Principe de la technique SVM appliquée à l'onduleur monophasé à pont complet [20]**

Nous considérons l'onduleur monophasé à pont complet comme représenté dans la figure II.18.

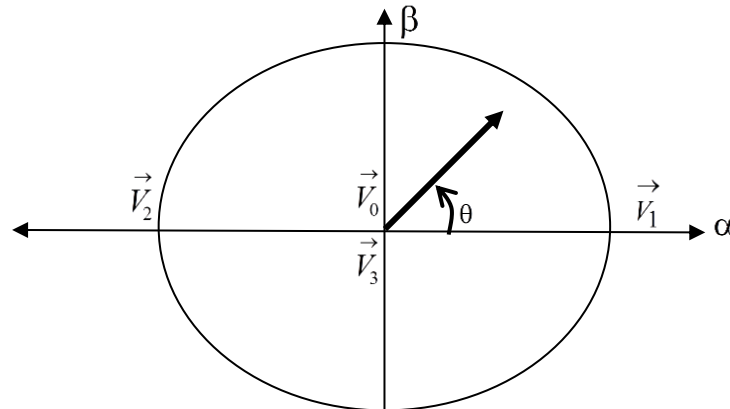


**Figure II.18 :** Représentation de l'onduleur monophasé en pont

Nous avons indiqué sur le tableau II.6, les quatre états que peuvent prendre les interrupteurs de l'onduleur monophasé. Ces états de commutation sont représentés sur la figure II.19.

$f_1$	$f_2$	$V_{charge}$	$\vec{V}_s$
0	0	0	$\vec{V}_0$
1	0	+E	$\vec{V}_1$
0	1	-E	$\vec{V}_2$
1	1	0	$\vec{V}_3$

**Tableau II.6 :** Calcul des vecteurs de tensions



**Figure II.19 :** Représentation vectoriel des états de commutation pour l'onduleur monophasé à pont complet

Pour l'onduleur monophasé, l'onduleur délivre les tensions de sortie  $V_s$  qui doit être fidèle à un objectif fixé à l'entrée (la consigne  $v_{ref}(t)$ ).

$$v_{ref} = rE \sin(\omega_s t) \tag{II-41}$$

Tenant compte que  $\vec{V}_0 = \vec{V}_3 = 0$  et  $\vec{V}_1, \vec{V}_2$  et  $\vec{V}_{ref}$  sont constantes, alors :

$$\text{Si } \omega t \in [0 \pi], \vec{V}_{ref} T_e = \vec{V}_1 T_1 = E T_1 \Rightarrow T_1 = \vec{V}_{ref} T_e = r T_e \sin(\omega_s t) \tag{II-42}$$

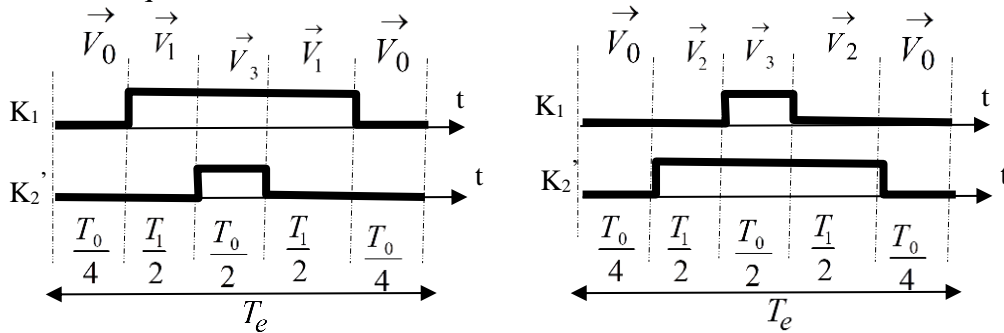
$$\text{Si } \omega t \in [\pi 2\pi], \vec{V}_{ref} T_e = \vec{V}_2 T_1 = -E T_1 \Rightarrow T_1 = \vec{V}_{ref} T_e = -r T_e \sin(\omega_s t) \tag{II-43}$$

En générale,

$$T_1 = \begin{cases} r T_e \vec{V}_{ref} & \text{si } \vec{V}_{ref} \geq 0 \\ -r T_e \vec{V}_{ref} & \text{si } \vec{V}_{ref} < 0 \end{cases} \tag{II-44}$$

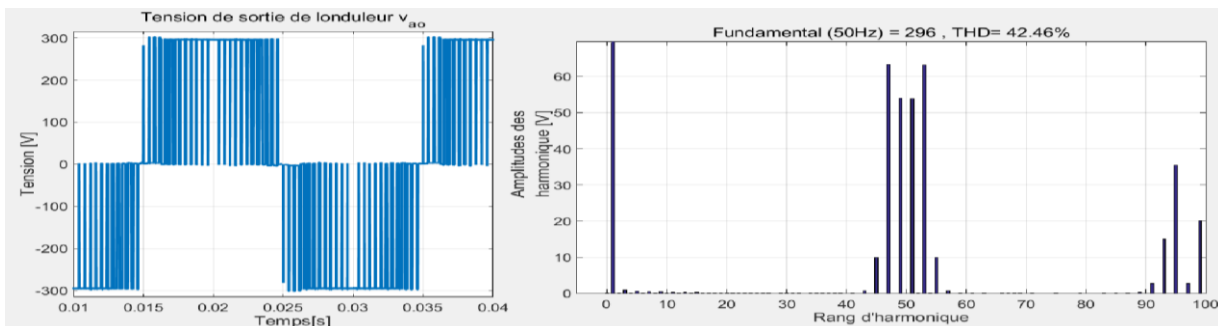
$$T_0 = T_e - T_1 \tag{II-45}$$

L'enchaînement des vecteurs d'état permet d'obtenir une forme de stratégie qui consiste à mettre les créneaux de commande des interrupteurs de manière symétrique sur une période de découpage de sorte que tous les interrupteurs (partie supérieure ou inférieure de l'onduleur) ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période MLI. La figure II.20 montre les signaux de gâchettes de cette séquence.



**Figure II.20 :** Description des séquences de conduction des interrupteurs pour l'onduleur monophasé à pont complet

Les résultats de simulation pour  $r=1$  et  $m=25$  sont illustrés sur les figures II.21.



**Figure II.21 :** Résultat de simulation de l'onduleur à monophasé à pont complet commandé par la stratégie de modulation vectorielle

### II-10. Conclusion

La modulation vectorielle traite les signaux directement dans le plan diphasé de la transformation de Park. Elle représente par un seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie, et on a constaté que cette technique est basée sur la moyenne et la reproduction sur chaque période d'échantillonnage le processus décrit par le vecteur de référence.

Dans ce chapitre, nous avons examiné les taux de distorsion harmonique THD. Ceci a été réalisé en variant les valeurs de la fréquence d'échantillonnage et en maintenant constante la valeur du coefficient de réglage, et inversement.

L'amplitude maximale du fondamental des tensions simples de sortie passe de  $E$  (tension d'alimentation continu) avec la modulation triangulo-sinusoïdale à  $1.154E$ , avec la modulation vectorielle. Cette méthode permet de rejeter les harmoniques vers les fréquences élevées. Elle représente donc une nouvelle solution de filtrage des harmoniques, et offre l'avantage d'avoir des tensions de sortie s'approchant de la sinusoïde parfaite.

D'après les résultats de simulation obtenus, la technique SVM est meilleure que la MLI triangulo-sinusoïdale. Nous l'analyserons et l'appliquerons donc aux onduleurs multiniveaux de type cascade dans le prochain chapitre.

# CHAPITRE III

## *M*odulation vectorielle appliquée aux ondulseurs multಿನiveau

# Modulation vectorielle appliquée aux onduleurs multiniveaux

## III-1. Introduction

Récemment, les microprocesseurs et les DSP ont été largement adoptés pour le contrôle numérique de l'onduleur à MLI. La plupart des méthodes multiniveaux existantes de la modulation vectorielle (SVM) dépendent du nombre de niveaux. Cela signifie quand lorsque le nombre de niveau change, l'algorithme de SVM change aussi, ce qui signifie des difficultés de mise en application de la SVM multiniveaux [21], où il est même impossible de mettre en application l'algorithme multiniveaux de la SVM à l'aide de microprocesseurs.

Plusieurs algorithmes ont vu le jour ces dernières années et ont apporté, au fur et à mesure, des améliorations notables. Par ailleurs, et afin d'améliorer beaucoup plus l'implantation de la SVM, il convient de rechercher des algorithmes simples et rapides.

Ce chapitre présente différents algorithmes de N niveaux pour un onduleur multiniveaux triphasé. Les algorithmes est extrêmement efficace et indépendant du nombre de niveau de l'onduleur.

## III-2. Principe de SVM appliquée aux onduleurs a trois niveaux [5, 10, 13, 22, 23, 24, 25]

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux de type cascade montrée dans la figure III.1 permet de calculer les vecteurs de tensions

$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$  correspondants :

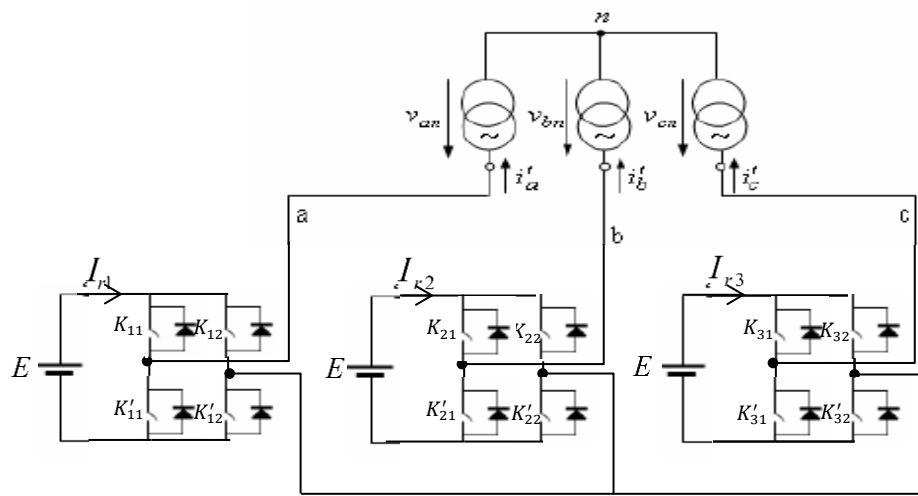


Figure III.1 : Montage de l'onduleur triphasé à trois niveaux de type cascade

La tension de sortie de l'ondeur d'une phase, caractérise son état. Elle est défini par :

$$V_{so} = \begin{cases} +E & \text{si } f_d = 2 \\ 0 & \text{si } f_d = 1 \\ -E & \text{si } f_d = 0 \end{cases} \quad \text{(III-01)}$$

s=a, b ou c avec d=1, 2, 3 représente le numéro de la phase (bras).

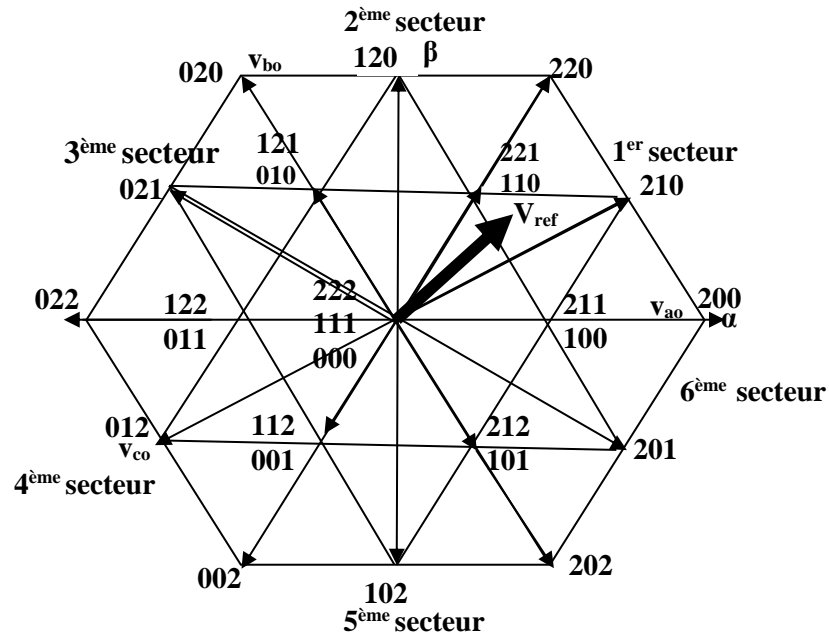
Les différentes configurations d'états possibles sont dressées dans le tableau III.1.

$f_1 f_2 f_3$	$V_{ao}$	$V_{bo}$	$V_{co}$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$(V_s, \theta)$	$\vec{V}_s$
<b>200</b>	E	-E	-E	4E/3	-2E/3	-2E/3	$(2\sqrt{\frac{2}{3}}E, 0^\circ)$	$\vec{V}_1$
<b>210</b>	E	0	-E	E	0	-E	$(\sqrt{2}E, 30^\circ)$	$\vec{V}_2$
<b>220</b>	E	E	-E	2E/3	2E/3	-4E/3	$(2\sqrt{\frac{2}{3}}E, 60^\circ)$	$\vec{V}_3$
<b>120</b>	0	E	-E	0	E	-E	$(\sqrt{2}E, 90^\circ)$	$\vec{V}_4$
<b>020</b>	-E	E	-E	-2E/3	4E/3	-2E/3	$(2\sqrt{\frac{2}{3}}E, 120^\circ)$	$\vec{V}_5$
<b>021</b>	-E	E	0	-E	E	0	$(\sqrt{2}E, 150^\circ)$	$\vec{V}_6$
<b>022</b>	-E	E	E	-4E/3	2E/3	2E/3	$(2\sqrt{\frac{2}{3}}E, 180^\circ)$	$\vec{V}_7$
<b>012</b>	-E	0	E	-E	0	E	$(\sqrt{2}E, 210^\circ)$	$\vec{V}_8$
<b>002</b>	-E	-E	E	-2E/3	-2E/3	4E/3	$(2\sqrt{\frac{2}{3}}E, 240^\circ)$	$\vec{V}_9$
<b>102</b>	0	-E	E	0	-E	E	$(\sqrt{2}E, 270^\circ)$	$\vec{V}_{10}$
<b>202</b>	E	-E	E	2E/3	-4E/3	2E/3	$(2\sqrt{\frac{2}{3}}E, 300^\circ)$	$\vec{V}_{11}$
<b>201</b>	E	-E	0	E	-E	0	$(\sqrt{2}E, 330^\circ)$	$\vec{V}_{12}$
<b>211</b>	E	0	0	2E/3	-E/3	-E/3	$(\sqrt{\frac{2}{3}}E, 0^\circ)$	$\vec{V}_{13}$
<b>221</b>	E	E	0	E/3	E/3	-2E/3	$(\sqrt{\frac{2}{3}}E, 60^\circ)$	$\vec{V}_{14}$
<b>121</b>	0	E	0	$-U/3$	2E/3	$-U/3$	$(\sqrt{\frac{2}{3}}E, 120^\circ)$	$\vec{V}_{15}$
<b>122</b>	0	E	E	-2E/3	E/3	E/3	$(\sqrt{\frac{2}{3}}E, 180^\circ)$	$\vec{V}_{16}$
<b>112</b>	0	0	E	-E/3	-E/3	2E/3	$(\sqrt{\frac{2}{3}}E, 240^\circ)$	$\vec{V}_{17}$
<b>212</b>	E	0	E	E/3	-2E/3	E/3	$(\sqrt{\frac{2}{3}}E, 300^\circ)$	$\vec{V}_{18}$

<b>100</b>	0	-E	-E	2E/3	-E/3	-E/3	$(\sqrt{\frac{2}{3}}E, 0^\circ)$	$\vec{V}_{19}$
<b>110</b>	0	0	-E	E/3	E/3	-2E/3	$(\sqrt{\frac{2}{3}}E, 60^\circ)$	$\vec{V}_{20}$
<b>010</b>	-E	0	-E	-E/3	2E/3	-E/3	$(\sqrt{\frac{2}{3}}E, 120^\circ)$	$\vec{V}_{21}$
<b>011</b>	-E	0	0	-2E/3	E/3	E/3	$(\sqrt{\frac{2}{3}}E, 180^\circ)$	$\vec{V}_{22}$
<b>001</b>	-E	-E	0	-E/3	-E/3	2E/3	$(\sqrt{\frac{2}{3}}E, 240^\circ)$	$\vec{V}_{23}$
<b>101</b>	0	-E	0	E/3	-2E/3	E/3	$(\sqrt{\frac{2}{3}}E, 300^\circ)$	$\vec{V}_{24}$
<b>222</b>	E	E	E	0	0	0	$(0,0^\circ)$	$\vec{V}_{25}$
<b>111</b>	-E	-E	-E	0	0	0	$(0,0^\circ)$	$\vec{V}_{26}$
<b>000</b>	0	0	0	0	0	0	$(0,0^\circ)$	$\vec{V}_{27}$

**Tableau III.1** : Calcul des vecteurs de tension

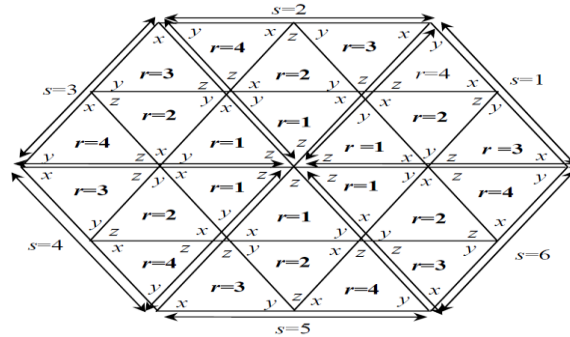
Les différentes combinaisons des grandeurs  $(f_1, f_2, f_3)$  permettent de générer 27 positions du vecteur, dont trois correspondent au vecteur nul. La figure III.2 présente la configuration de 19 vecteurs de sorties distincts et indique pour chaque vecteur les tensions  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  correspondantes.



**Figure III.2** : Configuration des vecteurs de sortie (Etat de commutation) d'un onduleur à trois niveaux



Le fait que l'on dispose de 19 vecteurs de sortie permet de mieux approximer les formes d'ondes des tensions de sortie désirées. Ces vecteurs de tension divisent le plan  $\alpha$ - $\beta$  en 24 portions triangulaires. Chaque secteur est composé de quatre régions triangulaires (Figure III.3) [10]. Quand les vecteurs de tension sont choisis pour synthétiser le vecteur de tension de référence désiré basé sur le principe du temps moyen, est une bonne approximation au vecteur de référence, les tensions de sortie résultante donnée par la sélection des trois vecteurs, sont des tensions quasi-sinusoidales formées de créneaux ou d'impulsions par alternance (MLI) devraient être les bonnes approximations aux tensions triphasées désirées.



**Figure III.3 :** Etats x, y et z pour les différentes régions du diagramme vectoriel pour l'onduleur à 3 niveaux où les vecteurs  $v_x, v_y, v_z$  dépendent de la position du vecteur  $V_{ref}$  dans le plan  $\alpha$ - $\beta$

**III-3. Etats de commutation, représentation des vecteurs de commutation pour l'onduleur à N niveau [5, 10, 13, 22, 26, 27, 28]**

A noter que l'état de sortie d'une phase pour un onduleur à N niveaux prend les nombres 0, 1, 2,3,...N-1 [5, 10, 29, 30]. Puisque le fonctionnement de chaque phase peut être représenté par un simple pôle et N états de commutateur, il apparaît clairement que l'état de commutation (combinaison des commutateurs de phase) qui représentent un seul vecteur produisent des tensions entre phases uniques. Par exemple, les états de commutateur (122, 011) pour un onduleur à trois niveaux produisent le même vecteur de l'espace (vecteur de commutation).

$$\begin{cases} \vec{V}_s(122) = E \cdot [1 - 2 \quad 2 - 2 \quad 2 - 1]^T = E \cdot [-1 \quad 0 \quad 1]^T \\ \vec{V}_s(011) = E \cdot [0 - 1 \quad 1 - 1 \quad 1 - 0]^T = E \cdot [-1 \quad 0 \quad 1]^T \end{cases} \quad (III-02)$$

La figure III.4 montre tous les vecteurs de commutation en coordonnées entre phase ( $v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}$ ) d'un onduleur à trois niveaux. On remarque que la représentation des vecteurs de commutation en coordonnées entre phases est simple et générale pour représenter la structure hexagonale de n'importe quel onduleur multiniveaux, et ceci à partir de celles de l'onduleur à deux niveaux.

Il est important de faire la distinction entre les états de commutation et les vecteurs de commutation, dans le sens où différents vecteurs de commutation peuvent être mis en application avec divers nombres d'états de commutation. Il y a  $n_{états}=N^3$  états de commutation qui donnent lieu à  $n_{vecteurs} = 1 + 6 \sum_{i=1}^{N-1} i$  vecteurs de commutation :

- Exemple pour  $N=3, 5$  et  $7$
- ✓ pour  $N=3,$        $n_{états}=27,$        $n_{vecteurs}=19$
  - ✓ pour  $N=4,$        $n_{états}=64,$        $n_{vecteurs}=37$
  - ✓ pour  $N=5,$        $n_{états}=125,$        $n_{vecteurs}=61$
  - ✓ pour  $N=7,$        $n_{états}=343,$        $n_{vecteurs}=127$

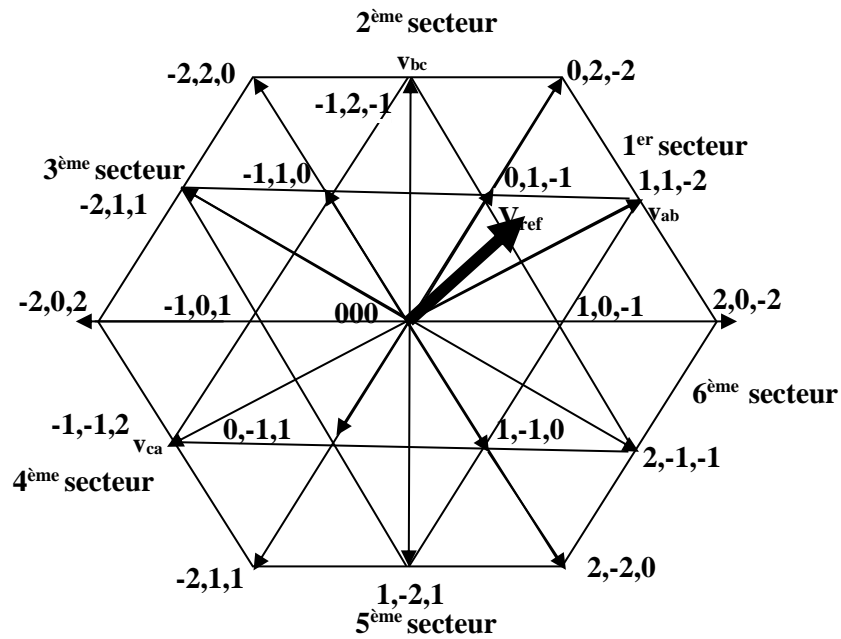


Figure III.4 : Vecteurs de commutation entre phase d'un onduleur à trois niveaux

On voit clairement que le nombre de combinaisons augmente plus rapidement que celui des niveaux. D'après ce qui vient d'être analysé, il est aisé de voir que le nombre d'état de commutation augmente, donc le nombre des vecteurs, et il existe de nombreuses possibilités pour générer un seul vecteur. Le nombre de ces possibilités augmente très vite avec l'augmentation du nombre de niveaux.

On a montré que les vecteurs de tension d'un onduleur triphasé sont toujours situés dans le plan, comme l'indique la figure III.2 donnée pour 3 niveaux. De la même façon, pour la modulation vectorielle, les figures III.5 et III.6 montrent les structures dans le cas de quatre et cinq niveaux.

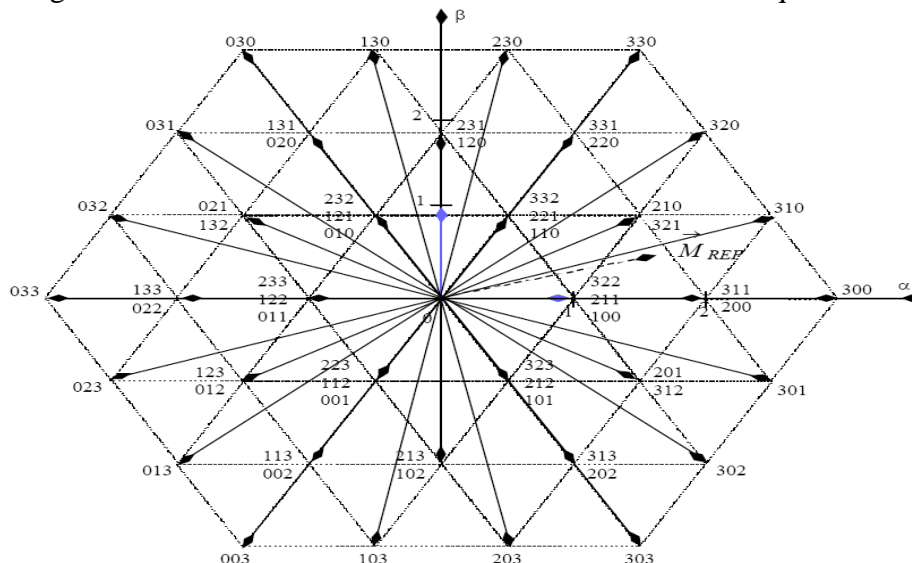


Figure III.5 : Vecteurs de commutation d'un onduleur à quatre niveaux

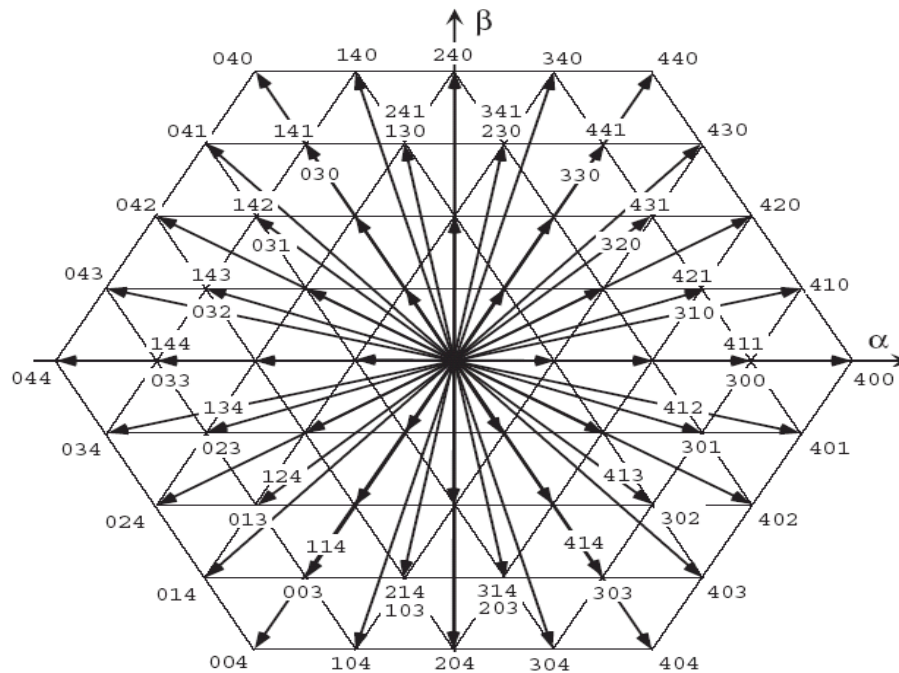


Figure III.6 : Vecteurs de commutation d'un onduleur à cinq niveaux

On peut donc facilement dessiner un hexagone pour la modulation vectorielle à N niveaux par division de l'axe  $\alpha$  et  $\beta$  (partie positive) en N-1 segments égaux.

### III-4. Synthèse du vecteur de référence à trois niveaux

Puisque les onduleurs à trois niveaux ont beaucoup plus d'états de commutation que les onduleurs à deux niveaux, l'algorithme pour la détermination de section triangulaire qui donne la position de  $\vec{V}_{ref}$ , le choix des états de commutation et le modèle de commutation est plus difficile.

Tout ensemble de trois vecteurs  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_2$  et  $\vec{V}_3$  dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  peut générer n'importe quel vecteur de référence  $\vec{V}_{ref}$  dans le même plan en utilisant l'approximation MLI moyenne, si le vecteur de référence se trouve dans le triangle reliant les points de  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_2$  et  $\vec{V}_3$  (Figure III.7).

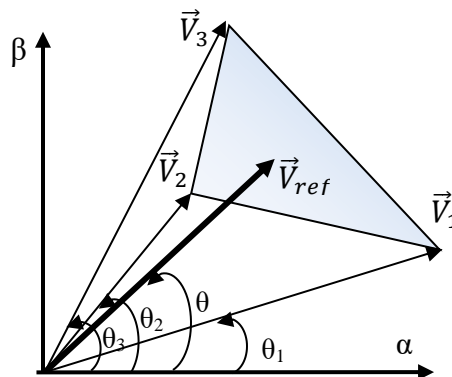


Figure III.7 : Zone de limitation pour générer le vecteur de référence  $\vec{V}_{ref}$  en utilisant trois vecteurs

La tâche du modulateur est de décider quelle position devrait prendre les états de commutation, et la durée requise (temps alloué à chaque vecteur) et de synthétiser le vecteur de tension de référence. En d'autres termes, c'est la tâche du modulateur de rapprocher le vecteur de référence calculé par le contrôleur, en utilisant la MLI de plusieurs vecteurs de commutation. La meilleure manière de synthétiser le vecteur de référence de tension est d'employer les trois vecteurs les plus proches.

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}_1 \cdot d_1 + \vec{V}_2 \cdot d_2 + \vec{V}_3 \cdot d_3 \quad \text{avec} \quad d_i = \frac{T_i}{T_e}, i=1, 2 \text{ ou } 3 \quad (\text{III-03})$$

$d_i$  : Rapports cycliques.

Avec la contrainte additionnelle suivante sur les temps de conduction :

$$d_1 + d_2 + d_3 = 1 \quad (\text{III-04})$$

A partir des coordonnées et de la position angulaire  $V_{ref\alpha}$ ,  $V_{ref\beta}$  et de la position angulaire  $\theta$ , on déduit dans quel secteur (s), et dans quelle région (r) se situe le vecteur  $V_{ref}$  dans le plan  $\alpha$ - $\beta$ .

Par exemple, dans la région  $r=1$  à l'intérieur du secteur 1 (Figure III.3), ont les équations suivantes [10] :

$$\begin{cases} v_{ref\beta,pu} \geq 0 \\ v_{ref\beta,pu} \leq \sqrt{3}v_{ref\alpha,pu} \\ v_{ref\beta,pu} \leq -\sqrt{3}v_{ref\alpha,pu} + \sqrt{\frac{3}{2}} \end{cases} \quad (\text{III-05})$$

On désigne par  $v_{ref\alpha,pu}$  et  $v_{ref\beta,pu}$  leurs grandeurs relatives :

$$\begin{cases} v_{ref\alpha,pu} = \frac{v_{ref\alpha}}{\sqrt{(v_{ref\alpha})^2 + (v_{ref\beta})^2}} \\ v_{ref\beta,pu} = \frac{v_{ref\beta}}{\sqrt{(v_{ref\alpha})^2 + (v_{ref\beta})^2}} \end{cases} \quad (\text{III-06})$$

Donc l'amplitude de la tension de référence devient :

$$v_{ref,pu} = \frac{r \sqrt{\frac{3}{2}}}{2 \sqrt{\frac{2}{3}}} = r \frac{3}{4} \quad (\text{III-07})$$

Ainsi, le vecteur  $v_{ref}$  situ dans la région  $r=3$  du secteur  $s=1$  lorsque les deux composantes et vérifient les inéquations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ref\beta,pu} \geq 0 \\ v_{ref\beta,pu} \leq \sqrt{3}v_{ref\alpha,pu} - \sqrt{\frac{3}{2}} \\ v_{ref\beta,pu} \leq -\sqrt{3}v_{ref\alpha,pu} + \sqrt{3} \end{cases} \quad (\text{III-08})$$

De cette façon, nous besoin 24 formules mathématiques très compliquées et ceci pour l'onduleur à trois niveaux.

Concernant le calcul des rapports cycliques, par exemple et dans le secteur 1, le tableau III.2 donne la décomposition de l'équation (III-3) pour les quatre régions d'un secteur donné. Cette décomposition s'applique pour tous les secteurs du diagramme vectoriel : pour passer d'un secteur à l'autre, il suffit de positionner l'axe d sur le début du secteur concerné [10], c'est-à-dire dans chaque secteur on considère un angle  $\Psi$ , avec :

$$\frac{(k-1)}{3}\pi \leq \Psi \leq \frac{k}{3}\pi. \tag{III-09}$$

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

**Tableau III.2 :** Décomposition de l'équation (III-3)

La résolution du système formé par l'équation du tableau III.2 donne les expressions de  $d_x$ ,  $d_y$  et  $d_z$  indiquées dans le tableau III.3 [10].

	r=1	r=2	r=3	r=4
$d_x$	$\sqrt{3}r \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$1 - \sqrt{3}r \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$\sqrt{3}r \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1$	$\sqrt{3}r \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1$
$d_y$	$\sqrt{3}r \sin\theta$	$1 - \sqrt{3}r \sin\theta$	$\sqrt{3}r \sin\theta$	$\sqrt{3}r \sin\theta - 1$
$d_z$	Pour toute les régions : $1 - d_x - d_y$			

**Tableau III.3 :** Expressions de  $d_x$ ,  $d_y$  et  $d_z$  pour les différentes régions d'un secteur

L'algorithme conventionnel de la SVM nécessite une énorme quantité d'opérations trigonométriques pour calculer les temps de conduction des interrupteurs, ce qui nécessite plus d'espace de stockage et du matériel supplémentaire. Il existe deux types de fonctions trigonométriques ( $\sin\theta$ ,  $\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$ ) dans le Tableau III.3.

D'autre part et d'une façon générale pour l'onduleur à N niveaux, l'équation (III-3) peut être exprimée par la notation exponentielle suivante :

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}_{ref} e^{j\theta} = \vec{V}_1 d_1 e^{j\theta_1} + \vec{V}_2 d_2 e^{j\theta_2} + \vec{V}_3 d_3 e^{j\theta_3} \quad (\text{III-10})$$

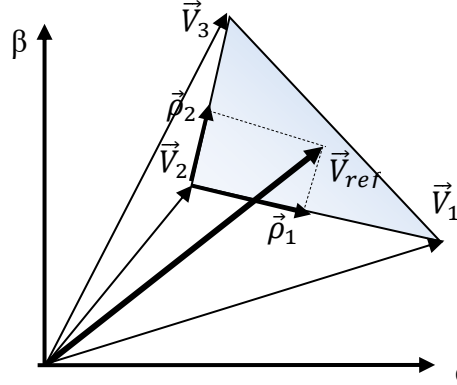
Par conséquent, la décomposition de l'équation (III-3) suivant les deux axes permet de déduire les rapports :

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{V}_1 \cos \theta_1 & \vec{V}_2 \cos \theta_2 & \vec{V}_3 \cos \theta_3 \\ \vec{V}_1 \sin \theta_1 & \vec{V}_2 \sin \theta_2 & \vec{V}_3 \sin \theta_3 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \vec{V}_{ref} \cos \theta \\ \vec{V}_{ref} \sin \theta \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III-11})$$

Le processus de calcul pour l'un quelconque de ces systèmes d'équation nécessite l'inversion d'une matrice, ce qui complique l'application de cette méthode à un système de processeur en temps réel. De plus, le système d'équations peut devoir être résolu plus d'une fois par période de modulation ( $T_c$ ), puisque la région où se trouve le vecteur de référence est auparavant inconnue. Un processus mathématique simplifié devrait être trouvé.

Une méthode générale de calcul des rapports cycliques des vecteurs est expliquée dans cette section. Cette méthode est basée sur la détermination de certaines projections du vecteur de référence, et elle sera appliquée afin de simplifier le processus de modulation ultérieurement [31].

Les vecteurs  $\vec{\rho}_1$  et  $\vec{\rho}_2$  de la figure. III.8 sont les projections du vecteur de référence  $\vec{V}_{ref}$  sur les segments qui joignent respectivement l'extrémité de  $\vec{V}_3$  à  $\vec{V}_1$  et à  $\vec{V}_2$ .



**Figure III.8 :** Projections des vecteurs de référence  $\vec{V}_{ref}$  ( $\vec{\rho}_1$  et  $\vec{\rho}_2$ )

Par conséquent, le vecteur de référence peut être exprimé comme suit :

$$\vec{V}_{ref} = \vec{\rho}_1 + \vec{\rho}_2 + \vec{V}_3 \quad \text{ou} \quad \vec{V}_{ref} = \bar{\rho}_1 \frac{\vec{V}_1 - \vec{V}_3}{l_1} + \bar{\rho}_2 \frac{\vec{V}_2 - \vec{V}_3}{l_2} + \vec{V}_3 \quad (\text{III-12})$$

Où  $l_1$  et  $l_2$  sont les longueurs des vecteurs  $\vec{V}_1 - \vec{V}_3$  et  $\vec{V}_2 - \vec{V}_3$ , respectivement. Enfin, le vecteur de référence  $\vec{V}_{ref}$  peut être exprimé par :

$$\vec{V}_{ref} = \frac{\bar{\rho}_1}{l_1} \vec{V}_1 + \frac{\bar{\rho}_2}{l_2} \vec{V}_2 + \left(1 - \frac{\bar{\rho}_1}{l_1} - \frac{\bar{\rho}_2}{l_2}\right) \vec{V}_3 \quad (\text{III-13})$$

A partir de (III-12), les rapports cycliques des vecteurs peuvent être directement déduits comme suit :

$$d_1 = \frac{\bar{\rho}_1}{l_1}, d_2 = \frac{\bar{\rho}_2}{l_2}, d_3 = 1 - \frac{\bar{\rho}_1}{l_1} - \frac{\bar{\rho}_2}{l_2} \quad (\text{III-14})$$

Si le diagramme SVM équilibré est normalisé pour avoir des régions triangulaires avec des longueurs unitaires ( $l_1=l_2=1$ ), le calcul de ces rapports cycliques est simplifié comme suit :

$$d_1 = \bar{\rho}_1, d_2 = \bar{\rho}_2, d_3 = 1 - \bar{\rho}_1 - \bar{\rho}_2 \tag{III-15}$$

Compte tenu de la symétrie de tous les secteurs, il est intéressant de refléter le vecteur de référence dans le premier secteur afin de réduire le nombre de régions pertinentes. De plus, l'amplitude du vecteur de référence doit être normalisée pour s'adapter à un diagramme dans lequel les régions triangulaires ont des longueurs unitaires.

La longueur maximale théorique de la référence normalisée  $\vec{V}_{ref}$  est la valeur de deux unités. Cependant, dans des conditions de régime permanent, sa longueur est limitée à  $\sqrt{3}$  en raison du fait que des longueurs plus longues de ce vecteur seront en dehors de l'hexagone du diagramme vectoriel (Figure III.9).

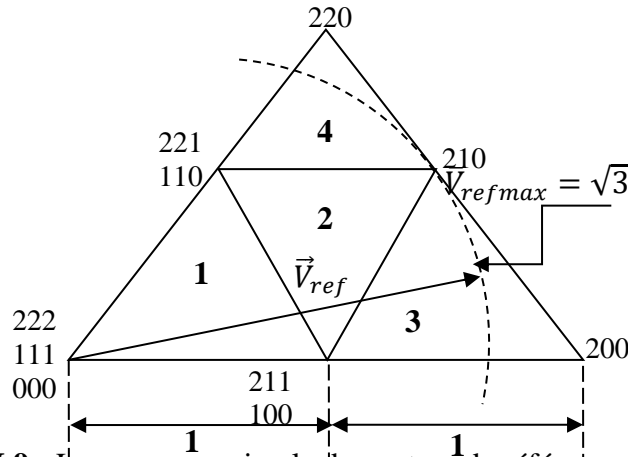


Figure III.9 : Longueur maximale du vecteur de référence normalisé

Définissant un taux de modulation  $r$  qui utilise potentiellement des valeurs dans l'intervalle  $r \in [0, 1.154]$  pour la modulation linéaire, la longueur du vecteur de référence normalisé serait :

$$\bar{V}_{ref} = \frac{r \sqrt{\frac{3}{2}}}{\frac{2}{2\sqrt{3}}} = \frac{3}{2}r \quad (0 \leq \bar{V}_{ref} \leq \sqrt{3}) \tag{III-16}$$

Sur la figure III.10, le vecteur de référence normalisé est décomposé en axes situés à zéro et soixante degrés, obtenant respectivement les projections  $m_1$  et  $m_2$ .

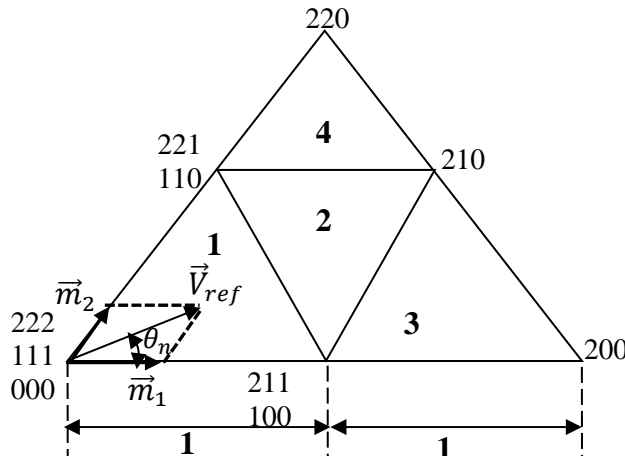


Figure III.10 : Projections du vecteur de référence normalisé dans le premier secteur (Région 1)

Les longueurs des nouveaux vecteurs sont déterminées comme suit :

$$m_1 = \bar{V}_{ref} \left( \cos \theta_n - \frac{\sin \theta_n}{\sqrt{3}} \right) \text{ et } m_2 = 2\bar{V}_{ref} \frac{\sin \theta_n}{\sqrt{3}} \quad \text{(III-17)}$$

Conformément à la méthode générale révélée au paragraphe au-dessus, ces valeurs sont directement les rapports cycliques des vecteurs, comme suit :

$$d_{100/211} = m_1, d_{110/221} = m_2 \text{ et } d_{000/222} = 1 - m_1 - m_2 \quad \text{(III-18)}$$

Les cas pour lesquels le vecteur de référence normalisé est situé dans les régions 2, 3 et 4 sont illustrés à la figure III.11.

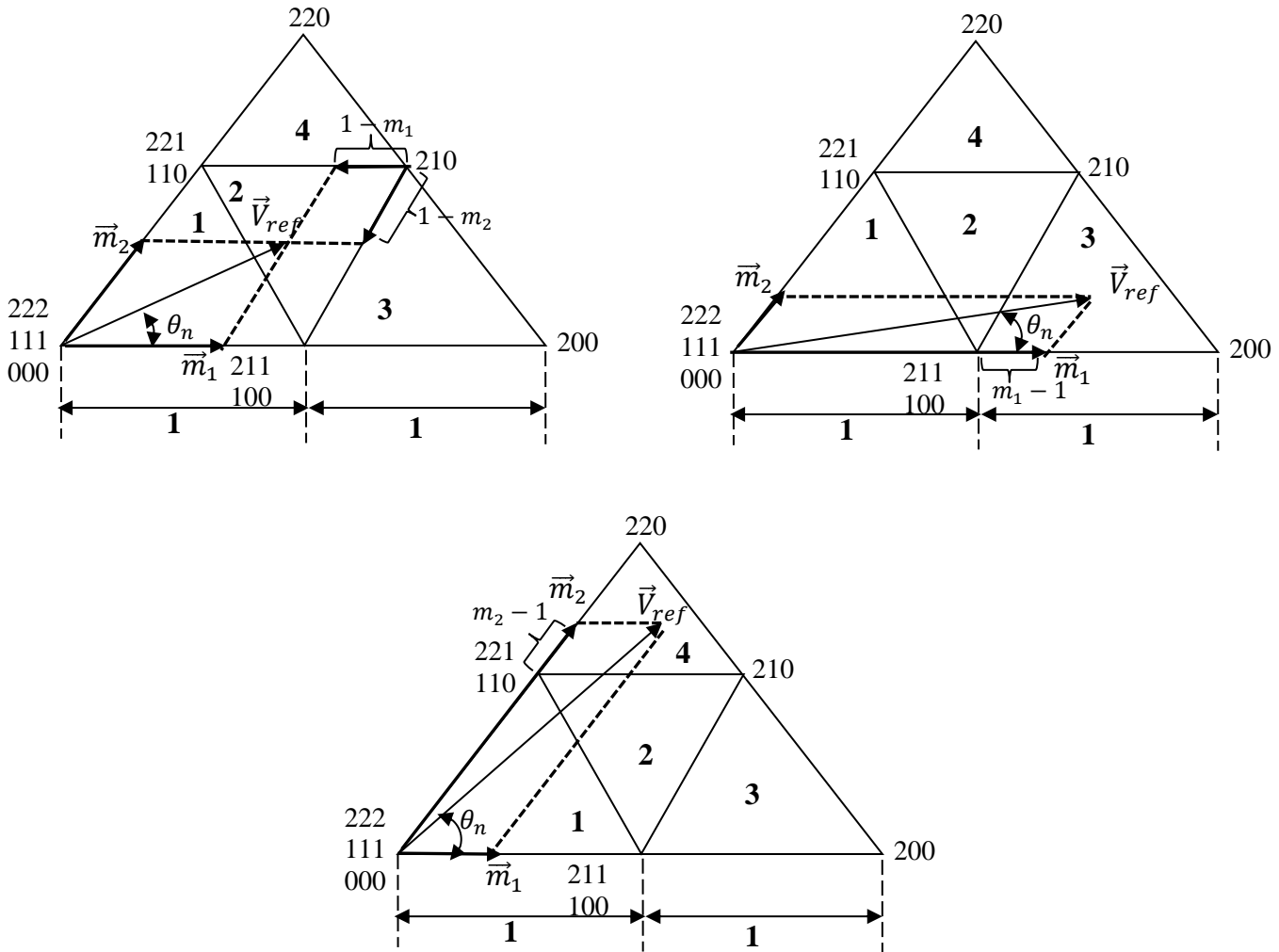


Figure III.11 : Projection pour les régions 2, 3 et 4

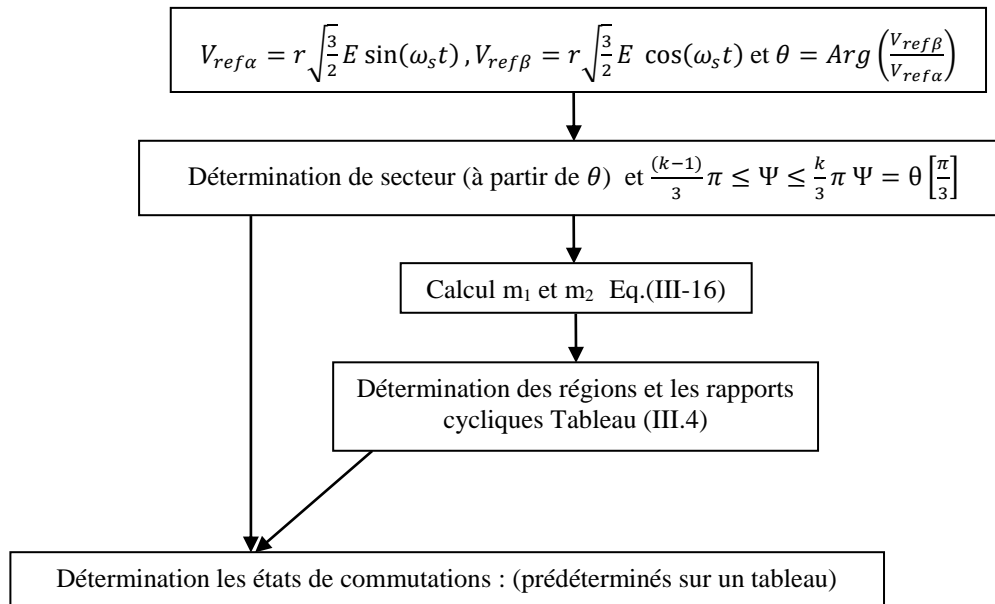
Le tableau III.4 résume les informations nécessaires pour déterminer la région où se trouve le vecteur de référence et les vecteurs les plus proche dans le premier secteur. Dans tous les cas, on suppose que la somme de  $m_1$  et  $m_2$  n'est pas supérieure à 2.



Etats	Region	Temps de conductions
$m_1 \leq 1 \quad m_2 \leq 1 \quad m_1 + m_2 \leq 1$	1	$d_{x(100/211)} = m_1 \quad d_{y(110/221)} = m_2$ $d_{z(000/222)} = 1 - m_1 - m_2$
$m_1 \leq 1 \quad m_2 \leq 1 \quad m_1 + m_2 > 1$	2	$d_{y(100/211)} = 1 - m_2 \quad d_{x(110/221)} = 1 - m_1$ $d_{z(210)} = m_1 + m_2 - 1$
$m_1 > 1$	3	$d_{x(200)} = m_1 - 1 \quad d_{y(210)} = m_2$ $d_{z(100/211)} = 2 - m_1 - m_2$
$m_2 > 1$	4	$d_{x(210)} = m_1 \quad d_{y(220)} = m_2 - 1$ $d_{z(110/221)} = 2 - m_1 - m_2$

**Tableau III.4 :** Tableau récapitulatif des informations pour la SVM

L’organigramme suivant (figure III.12) résume les étapes pour déterminer les hexagones, donc la position du vecteur de référence  $V_{ref}$  pour un onduleur à trois niveaux.



**Figure III.12 :** Organigramme de la MLI vectorielle de l’onduleur à trois niveaux

Malgré cette simplification, la dernière méthode besoin de connaître l’angle  $\theta$ . La transformation (III-19) est proposée pour traduire les composantes  $\alpha$ - $\beta$  (ou bien d-q) directement en une variable très utile pour la modulation [31] :

$$\begin{bmatrix} m_g \\ m_h \end{bmatrix} = T_{dq-gh} \begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} \tag{III-19}$$

$$\text{Avec } T_{dq-gh} = \frac{(N-1)\sqrt{2}}{E} \begin{bmatrix} \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \tag{III-20}$$

Où  $\theta_r$  est l’angle des coordonnées d-q.

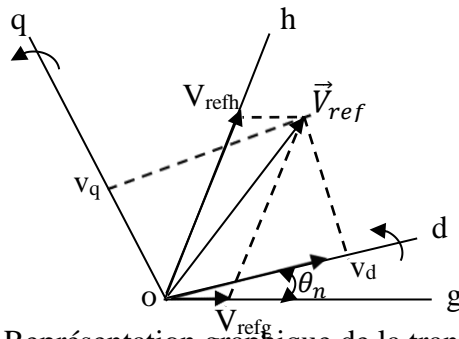


Figure III.13 : Représentation graphique de la transformation dq-gh

A partir des valeurs  $m_g$  et  $m_h$ , on trouve directement le secteur où se trouve le vecteur de référence, ainsi que les composantes  $m_1$  et  $m_2$  du vecteur équivalent dans le premier secteur. Ces relations sont illustrées dans la figure III.14 et le tableau III.5.

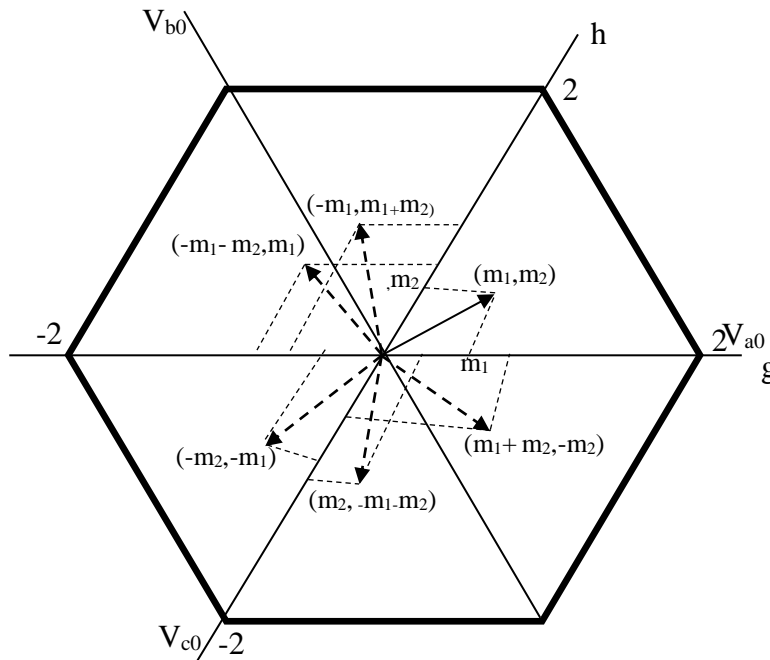


Figure III.14 : Composantes g-h de différents vecteurs de référence. Équivalences au premier secteur

Composantes g-h ( $m_g, m_h$ )	Secteur	Équivalences au premier secteur ( $m_1, m_2$ )
$m_g \geq 0 \quad m_h \geq 0$	1 <sup>er</sup>	$m_1=m_g \quad m_2=m_h$
$m_g < 0 \quad m_h \geq 0 \quad m_g + m_h \geq 0$	2 <sup>ème</sup>	$m_1=-m_g \quad m_2=m_g+m_h$
$m_g < 0 \quad m_h \geq 0 \quad m_g + m_h < 0$	3 <sup>ème</sup>	$m_1=-m_h \quad m_2=-m_g-m_h$
$m_g < 0 \quad m_h < 0$	4 <sup>ème</sup>	$m_1=-m_h \quad m_2=-m_g$
$m_g \geq 0 \quad m_h < 0 \quad m_g + m_h < 0$	5 <sup>ème</sup>	$m_1=-m_g -m_h \quad m_2=m_g$
$m_g \geq 0 \quad m_h < 0 \quad m_g + m_h \geq 0$	6 <sup>ème</sup>	$m_1=m_g +m_h \quad m_2=-m_h$

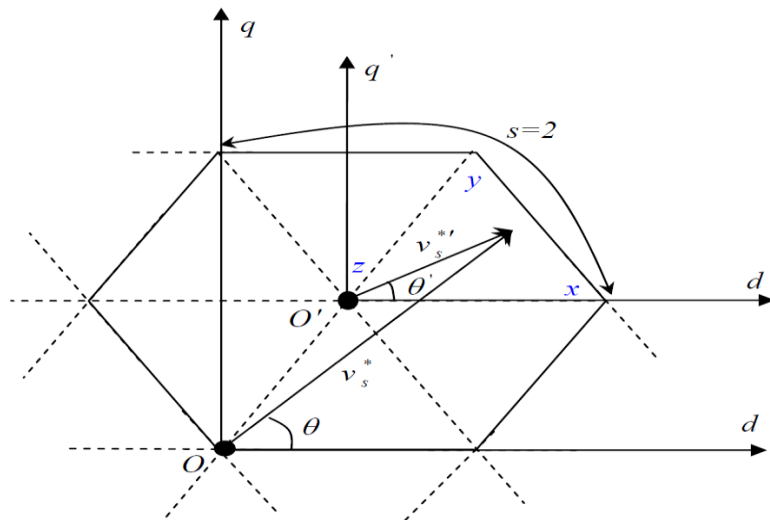
Tableau III.5 : Détermination du secteur et des composantes équivalentes  $m_1$  et  $m_2$  dans le premier sextant

L'utilisation d'un DSP pour traiter les rapports cycliques des vecteurs sera très rapide si la transformation dq-gh est appliquée et que les tableaux III.4 et III.5 sont utilisés.

Il existe une autre méthode basé sur le où  $V_{ref}$  est dans un hexagone, il est approprié de transformer le vecteur dans le repère  $\alpha$ - $\beta$  vers où  $V'_{ref}$  se trouve dans le plan  $\alpha'$ - $\beta'$  (Figure III.15) parce que le diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux peut être vu comme étant composé de six hexagones, chacun étant le diagramme vectoriel d'un onduleur à deux niveaux.

$$\text{On a la relation vectorielle : } V_{ref} = V'_{ref} + \overline{OO'}$$
 (III-21)

Le détail sera trouvé dans [5, 10].



**Figure III.15 :** Changement d'origine du vecteur de la tension de référence

Le principe de l'algorithme de SVM multiniveaux est de diviser l'hexagone en de petites zones pour déterminer la position exacte. Ces zones sont très petites lorsqu'on augmente le nombre de niveaux. Le choix des vecteurs est compliqué, et les trois sommets de triangle sont mémorisés au préalable (prédéterminés sur un tableau). L'ensemble d'états de commutations nécessite une capacité mémoire importante pour le stockage.

En conclusion, il est clair que si nous mettons en application le SVM dans le système de coordonnées rectangulaires ou polaires, l'exécution devient de plus en plus complexe à mesure que le nombre de niveaux augmente. Cela vaut particulièrement pour l'exécution de l'algorithme dans les coordonnées polaires, qui exige la division, des fonctions de sinus et cosinus.

L'approche de SVM est peut-être la plus puissante, parce qu'elle permet plus de liberté pour commander et optimiser les modèles de commutation que n'importe quelle autre approche de modulation. En même temps, à cause des convertisseurs avec un nombre de niveaux plus élevé, elle devient trop encombrante pour l'exécution en temps réel. Par conséquent, la première grande tâche dans ce travail était de simplifier et généraliser l'exécution de la SVM pour des convertisseurs avec des nombres de niveaux quelconques.

### III-5. Nouveaux algorithmes de modulation vectorielle SVM [5, 22, 26, 27, 28, 32]

#### III-5.1. Introduction

La modulation SVM offre la flexibilité significative d'optimiser les schémas de commutation [22], parce qu'elle est bien adaptée à l'exécution sur un ordinateur numérique. Cependant, indépendamment de ses avantages, la détermination de la position de commutation du SVM est difficile lorsque le nombre de niveau change, l'algorithme devrait également être changé. Nous allons étudier des nouveaux algorithmes de SVM très efficace pour les onduleurs à N niveaux.

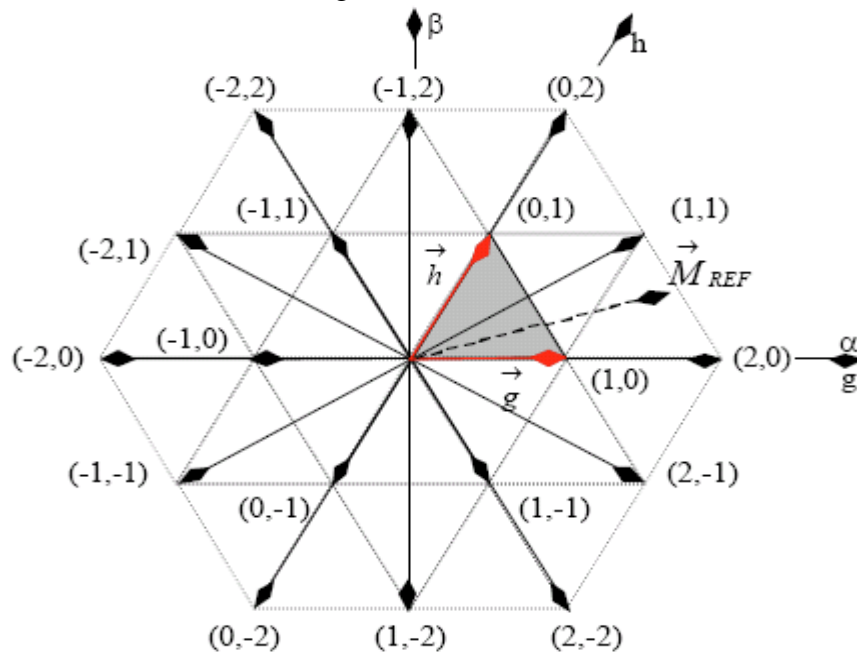
#### III-5.2. Principe

Comparons les vecteurs d'un onduleur à trois niveaux (figure III.2) à ceux des vecteurs de l'espace de tension des figures III.5 et III.6 : Les tensions de sortie de l'onduleur sont représentées par un modèle de structure hexagonale. Commençons par l'hexagone le plus simple qui correspond aux onduleurs à deux niveaux : chaque nouveau niveau ajoute des anneaux en triangle équilatéral constituant un nouvel hexagone formé de vecteurs de tension. Cette observation servira de base pour l'établissement du nouvel algorithme.

Il s'avère que cette régularité dans la structure des hexagones peut être employée pour représenter plus efficacement les vecteurs dans le plan, et peut être utilisée pour généraliser l'algorithme de SVM. Afin de se servir de la symétrie dans la structure des hexagones, un ensemble de vecteurs non orthogonaux peut être choisi comme nouvelle base dans laquelle peuvent être représentés la commutation et le vecteur de référence.

##### 1) Algorithme à base (g,h)

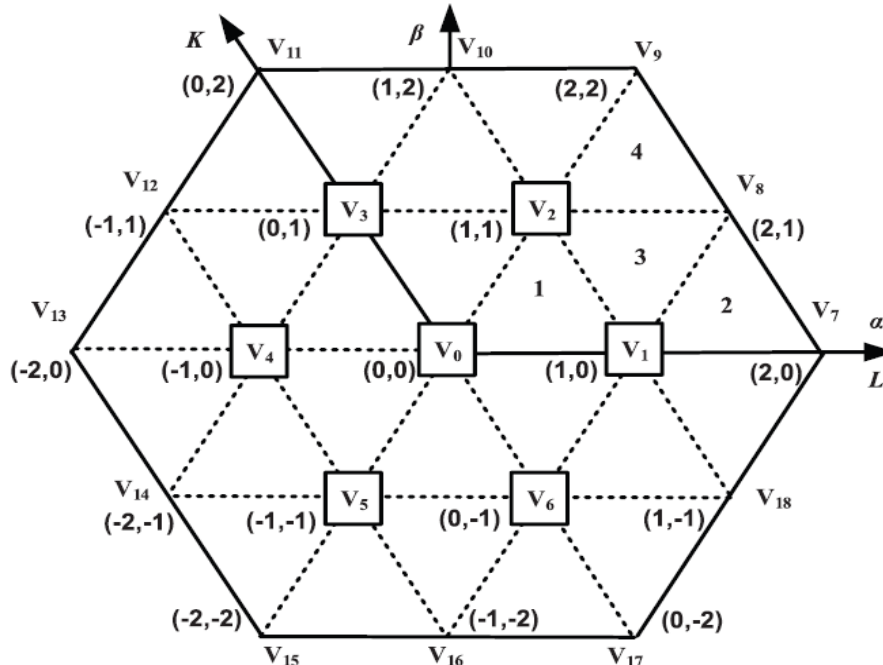
Le diagramme vectoriel spatial pour l'onduleur à trois niveaux basé sur le système de coordonnées à  $60^\circ$  est illustré à la figure III.16. L'axe g se chevauche avec l'axe  $\alpha$  et l'axe h est à  $60^\circ$  de l'axe g dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.



**Figure III.16 :** Vecteurs d'état de commutation d'un onduleur à trois niveaux dans le système (g,h)

**2) Algorithme à base (K,L)**

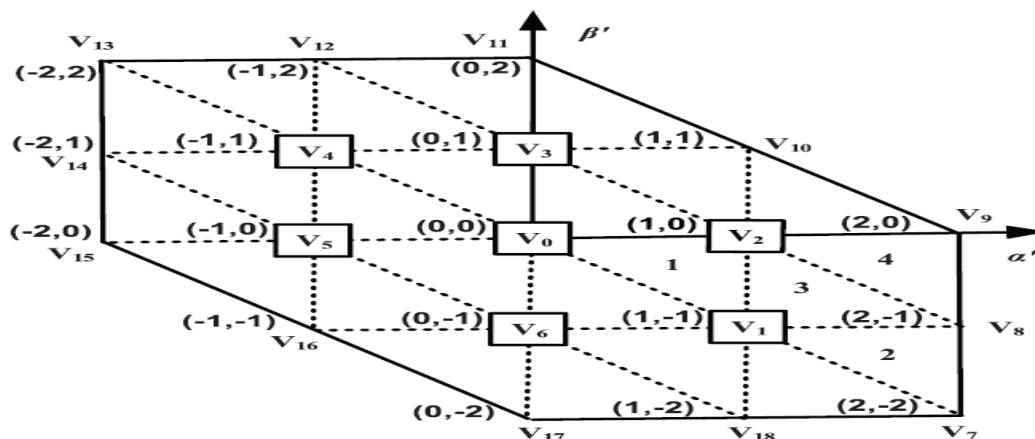
Le système de coordonnées K-L est également appelé système de coordonnées 120°. La figure III.17 montre le diagramme vectoriel spatial pour un onduleur à trois niveaux basé sur le système de coordonnées K-L. L'axe L coïncide avec l'axe  $\alpha$  et l'axe K est à 120° de l'axe L dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.



**Figure III.17 :** Vecteurs d'état de commutation d'un onduleur à trois niveaux dans le système (K,L)

**3) Algorithme à base ( $\alpha',\beta'$ )**

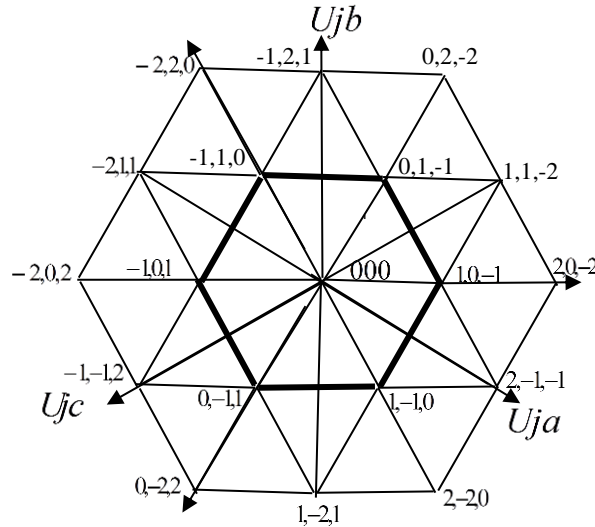
L'algorithme SVPWM conventionnel est basé sur le système de coordonnées  $\alpha$ - $\beta$  et le vecteur de référence tourne sur une trajectoire circulaire. Dans cet algorithme, la trajectoire circulaire du vecteur de référence est transformée en une trajectoire elliptique dans le cadre  $\alpha'$ - $\beta'$  comme le montre la Figure III.18.



**Figure III.18 :** Vecteurs d'état de commutation d'un onduleur à trois niveaux dans le système ( $\alpha',\beta'$ )

#### 4) Algorithme basé sur un système de coordonnées imaginaire

Le diagramme vectoriel spatial pour un onduleur à trois niveaux basé sur un système de coordonnées imaginaire est illustré à la figure III.19. Trois axes du système de coordonnées imaginaires  $j_a$ ,  $j_b$  et  $j_c$  sont perpendiculaires aux axes triphasés  $c$ ,  $a$  et  $a$ , respectivement.



**Figure III.19 :** Modèle d'onduleur dans les coordonnées imaginaires  $j_a$ ,  $j_b$  et  $j_c$

Comme montré dans les figures III.16 à III.19 (onduleur à trois niveaux), on remarque que la représentation des vecteurs de commutation dans ces nouveaux repères est simple et générale pour représenter la structure hexagonale de n'importe quel onduleur multiniveaux, et ceci à partir de celle de l'onduleur à deux niveaux. Nous expliquons en détail l'algorithme à base (g,h) et fait un résumé pour les autres algorithmes.

### III-5.3. Etape de l'algorithme à base (g,h)

#### III-5.3.1. Transformation de la coordonnée

La première étape dans l'algorithme est de transformer le vecteur de référence  $\vec{V}_{ref}$  en système de coordonnées bidimensionnelles. Ceci peut être réalisé en utilisant une transformation par changement de base linéaire. Naturellement, la matrice de transformation diffère selon le système initial de coordonnées. Par exemple, la transformation triphasée/biphasée (III-22) transforme le vecteur de référence donné dans le système de la coordonnée entre phases en système de la coordonnée (g,h), et normalise, en même temps, le vecteur de référence avec la longueur du vecteur de base.

$$\vec{V}_{ref(g,h)} = T \cdot \vec{V}_{ref(a,b,c)} \quad (III-22)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{refa} = rE \sin(\omega_s t) \\ V_{refb} = rE \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{refc} = rE \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II-23)$$

$$T = \frac{N-1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (III-24)$$

Dans le domaine du contrôle fonctionnant dans un repère diphasé, comme c'est le cas dans la plupart des commandes modernes des machines alternatives, ceci peut être réalisé en utilisant une transformation par changement de base  $(\alpha, \beta) \rightarrow (g, h)$ . Le calcul de cette expression se trouve également en Annexe A6.

Le résultat de la matrice de transformation est le suivant :

$$\vec{V}_{ref(g,h)} = T_1 \cdot \vec{V}_{ref(\alpha,\beta)} \quad (\text{III-25})$$

$$\frac{\sqrt{3}(N-1)}{2\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (\text{III-26})$$

Dans le cas où le récepteur est monté en triangle ( $\Delta$ ), la matrice de transformation est :

$$\vec{V}_{ref(g,h)} = T \cdot \vec{V}_{ref(ab,bc,ca)} \quad (\text{III-27})$$

Avec :

$$T = \frac{N-1}{3 \cdot 2} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{III-28})$$

Si l'amplitude maximale de  $v_{refab}$  est  $r \cdot E$ , il faut alimenter l'onduleur par une tension continue de  $\frac{E}{\sqrt{3}}$ .

### III-5.3.2. Détection des Trois Vecteurs les plus Proches (TVP)

Les vecteurs de commutation ont des coordonnées de nombre entier. Ceci est avantageux parce que les quatre vecteurs les plus proches du vecteur de référence peuvent être identifiés tout simplement, tandis que ces vecteurs dont les coordonnées sont des combinaisons des valeurs arrondies supérieures et inférieures au nombre du vecteur de référence sont calculées comme suit :

$$\vec{V}_{ul} = \begin{bmatrix} \lceil V_{refg} \rceil \\ \lfloor V_{refh} \rfloor \end{bmatrix}, \vec{V}_{lu} = \begin{bmatrix} \lfloor V_{refg} \rfloor \\ \lceil V_{refh} \rceil \end{bmatrix}, \vec{V}_{uu} = \begin{bmatrix} \lceil V_{refg} \rceil \\ \lceil V_{refh} \rceil \end{bmatrix}, \vec{V}_{ll} = \begin{bmatrix} \lfloor V_{refg} \rfloor \\ \lfloor V_{refh} \rfloor \end{bmatrix} \quad (\text{III-29})$$

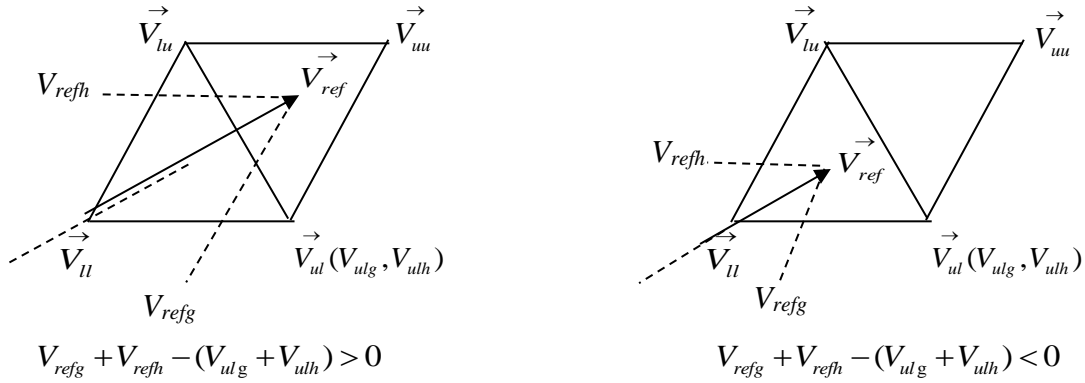
avec  $\lceil V_{ref} \rceil$  : indique la valeur arrondie supérieure de  $V_{ref}$   
 $\lfloor V_{ref} \rfloor$  : indique la valeur arrondie inférieure de  $V_{ref}$

Les points finaux des quatre vecteurs les plus proches forment le parallélogramme qui est divisé en deux triangles équilatéraux par la diagonale reliant les vecteurs  $\vec{V}_{ul}$  et  $\vec{V}_{lu}$ . Les vecteurs  $\vec{V}_{ul}$  et  $\vec{V}_{lu}$  sont toujours deux des TVP (Trois Vecteurs les plus Proches). Le troisième vecteur le plus proche est l'un des deux vecteurs restants situés du même côté de la diagonale ( $g + h = V_{ulg} + V_{ulh}$ ), il est pris comme référence. Par conséquent, le troisième vecteur le plus proche peut être trouvé en évaluant le signe de l'expression :

$$V_{refg} + V_{refh} - (V_{ulg} + V_{ulh}) \quad (\text{III-30})$$

Si le signe est positif, alors le vecteur  $\vec{V}_{uu}$  est le troisième vecteur le plus proche. Autrement, le vecteur  $\vec{V}_{ll}$  est le troisième vecteur le plus proche. Ceci accomplit l'identification des TVP pour les onduleurs de N niveaux.

La figure III.20 explique comment obtenir le troisième vecteur le plus proche.



**Figure III.20 :** Mise en évidence des vecteurs les plus proches pour deux cas différents de la position de vecteur de référence

### III-5.3.3. Calcul des temps de commutations des interrupteurs

Une fois que les TVP sont identifiés, les temps de commutations des interrupteurs peuvent être trouvés en solutionnant III-3 et III-4, avec :

$$\vec{V}_1 = \vec{V}_{ul}, \vec{V}_2 = \vec{V}_{lu}, \vec{V}_3 = \vec{V}_{ll} \text{ ou } \vec{V}_3 = \vec{V}_{uu} \quad (III-31)$$

Puisque tous les vecteurs de commutation ont toujours des coordonnées de nombre entier, les solutions sont essentiellement les parties partielles des coordonnées :

$$\text{si } \vec{V}_3 = \vec{V}_{uu} \text{ alors } \begin{cases} d_{ul} = -(V_{refh} - V_{uuh}) \\ d_{lu} = -(V_{refg} - V_{uug}) \\ d_{uu} = 1 - d_{ul} - d_{lu} \end{cases} \quad (III-32)$$

Ou

$$\text{si } \vec{V}_3 = \vec{V}_{ll} \text{ alors } \begin{cases} d_{ul} = V_{refg} - V_{llg} \\ d_{lu} = V_{refh} - V_{llh} \\ d_{ll} = 1 - d_{ul} - d_{lu} \end{cases} \quad (III-33)$$

Considérons, par exemple, un onduleur à trois niveaux dont les caractéristiques sont les suivantes :

- ✓ Tension continue  $E=220V$
- ✓ taux de modulation  $r=0.9$ .
- ✓ fréquence d'échantillonnage  $fe=1250Hz \Rightarrow T_e=1/fe=0.0008s$

$$\begin{cases} V_{refa} = 0.9 \cos(\omega_s t) \\ V_{refb} = 0.9 \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{refc} = 0.9 \cos\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II-34)$$

A l'instant  $\omega t=23^\circ$ , ceci peut être représenté par :



$$V_{ref} = \begin{bmatrix} V_{refa} \\ V_{refb} \\ V_{refc} \end{bmatrix} = 0.9 \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t) \\ \cos(\omega_s t - 120^\circ) \\ \cos(\omega_s t + 120^\circ) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.8285 \\ -0.1097 \\ -0.7188 \end{bmatrix} \quad (\text{III-35})$$

En utilisant la transformation de changement de base (III-22), le vecteur de référence dans le système de coordonnées bidimensionnelles proposé est :

$$\begin{bmatrix} V_{refg} \\ V_{refh} \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} V_{refa} \\ V_{refb} \\ V_{refc} \end{bmatrix} = \frac{3-1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0.8285 \\ -0.1097 \\ -0.7188 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.9381 \\ 0.6091 \end{bmatrix} \quad (\text{III-36})$$

De là, les quatre vecteurs les plus proches peuvent être trouvés simplement comme vecteurs dont les coordonnées sont les combinaisons des valeurs supérieures et inférieures du vecteur de référence de tension :

$$\vec{V}_{ul} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \vec{V}_{lu} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \vec{V}_{uu} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \vec{V}_l = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-37})$$

Afin de trouver le troisième vecteur le plus proche, nous devons évaluer le signe de l'expression :  
 $0.9381 + 0.6091 - (1+0) = 0.5472 > 0$  (III-38)

Puisqu'il est positif, dans cet exemple, le vecteur  $\vec{V}_{uu}$  est le troisième vecteur le plus proche.

En conclusion, le calcul des expressions dans (III-32) donne la solution pour les temps de commutation des interrupteurs.

$$\begin{aligned} d_{ul} &= 0.3909 & T_{ul} &= 0.3909 \cdot 0.0008 = 3.1272 \cdot 10^{-4} \text{ temps de conduction du } [1 \ 0]^T \\ d_{lu} &= 0.0619 & \text{donc } T_{lu} &= 0.0619 \cdot 0.0008 = 4.9520 \cdot 10^{-5} \text{ temps de conduction du } [0 \ 1]^T \\ d_{uu} &= 0.5472 & T_{uu} &= 0.5472 \cdot 0.0008 = 4.3776 \cdot 10^{-4} \text{ temps de conduction du } [1 \ 1]^T \end{aligned} \quad (\text{III-39})$$

#### III-5.3.4. Détermination et choix des états de commutation

Cette dernière étape exige une transformation de l'espace de la coordonnée bidimensionnelle vers l'espace des combinaisons de commutation tridimensionnelle. Le choix les meilleurs états de commutation à n'importe quel moment indiqué, est de trouver tous les états de commutation qui font un vecteur de commutation  $\vec{V} = [g \ h]^T$ . Mathématiquement, tous les états de commutation d'un vecteur de commutation satisferont l'expression :

$$\begin{bmatrix} k \\ k - g \\ k - g - h \end{bmatrix} \text{ où } k, k-g, k-g-h \in [0 \ N-1] \quad (\text{III-40})$$

Le nombre des états de commutation  $n_c$  pour un vecteur de commutation  $\vec{V} = [g \ h]^T$  est déterminé suivant l'algorithme suivant :

$$\begin{aligned} \vec{V} &= [g \ h]^T, N : \text{nombre de niveaux} \\ n_c &= \begin{cases} N - \text{abs}(g) + \text{abs}(h) & \text{si } ((g \geq 0) \text{ et } (h \geq 0)) \text{ ou } ((g \leq 0) \text{ et } (h \leq 0)) \\ N - \max(\text{abs}(g), \text{abs}(h)) & \text{sinon} \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{III-41})$$

Par exemple, dans le cas d'un onduleur à trois niveaux, le vecteur  $[1\ 0]^T$  est transformé dans les combinaisons  $[1\ 0\ 0]^T$  et  $[2\ 1\ 1]^T$  (nombre de commutations  $n_c=3-(1+0)=2$ ).

En général, il n'y a pas de solution unique pour ce problème qui permette d'optimiser la stratégie de commutation. Les trois sommets ont pu être déduits par calcul simple pour n'importe quel niveau sans utilisation des tables ou d'information prédéterminée.

### III-5.4. Résumé les étapes pour les autres algorithmes

Le tableau III.6 résume les étapes pour les algorithmes à base (g,h), à base (L,K), à base ( $\alpha',\beta'$ ) et l'algorithme basé sur un système de coordonnées imaginaire

Algorithme	à base (g,h)	à base (L,K)	à base ( $\alpha',\beta'$ )	basé sur un système de coordonnées imaginaire
<b>Etapes</b>				
<b>Transformation de la coordonnée</b>	$\vec{V}_{ref(g,h)} = T \cdot \vec{V}_{ref(a,b,c)}$ $T = \frac{N-1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$	$\vec{V}_{ref(L,K)} = T \cdot \vec{V}_{ref(a,b,c)}$ $T = \frac{N-1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$	$\vec{V}_{ref(\alpha',\beta')} = T \cdot \vec{V}_{ref(a,b,c)}$ $T = \frac{N-1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\vec{V}_{ref(ja,jb,jc)} = T \cdot \vec{V}_{ref(a,b,c)}$ $T = \frac{N-1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
<b>Détermination des vecteurs entours de <math>V_{ref}</math></b>	$\vec{V}_{ul} = \begin{bmatrix} V_{refg} \\ V_{refh} \end{bmatrix}$ $\vec{V}_{tu} = \begin{bmatrix} V_{refg} \\ V_{refh} \end{bmatrix}$ $\vec{V}_{uu} = \begin{bmatrix} V_{refg} \\ V_{refh} \end{bmatrix}$ $\vec{V}_{ll} = \begin{bmatrix} V_{refg} \\ V_{refh} \end{bmatrix}$	$\vec{V}_{ul} = \begin{bmatrix} V_{refL} \\ V_{refK} \end{bmatrix}$ $\vec{V}_{tu} = \begin{bmatrix} V_{refL} \\ V_{refK} \end{bmatrix}$ $\vec{V}_{uu} = \begin{bmatrix} V_{refL} \\ V_{refK} \end{bmatrix}$ $\vec{V}_{ll} = \begin{bmatrix} V_{refL} \\ V_{refK} \end{bmatrix}$	$\vec{V}_{ul} = \begin{bmatrix} V_{refg} \\ V_{refh} \end{bmatrix}$ $\vec{V}_{tu} = \begin{bmatrix} V_{refg} \\ V_{refh} \end{bmatrix}$ $\vec{V}_{uu} = \begin{bmatrix} V_{refg} \\ V_{refh} \end{bmatrix}$ $\vec{V}_{ll} = \begin{bmatrix} V_{refg} \\ V_{refh} \end{bmatrix}$	$\vec{V}_{ffc} = \begin{bmatrix} V_{refja} & V_{refjb} & V_{refjc} \end{bmatrix}$ $\vec{V}_{cff} = \begin{bmatrix} V_{refja} & V_{refjb} & V_{refjc} \end{bmatrix}$ $\vec{V}_{cfc} = \begin{bmatrix} V_{refja} & V_{refjb} & V_{refjc} \end{bmatrix}$ $\vec{V}_{fcc} = \begin{bmatrix} V_{refja} & V_{refjb} & V_{refjc} \end{bmatrix}$ $\vec{V}_{ccf} = \begin{bmatrix} V_{refja} & V_{refjb} & V_{refjc} \end{bmatrix}$ $\vec{V}_{cfc} = \begin{bmatrix} V_{refja} & V_{refjb} & V_{refjc} \end{bmatrix}$
<b>Mise en évidence des vecteurs les plus proches pour deux cas différents de la position de <math>V_{ref}</math></b>				
<b>Détection des TVP</b>	$\vec{V}_1 = \vec{V}_{ul}, \vec{V}_2 = \vec{V}_{tu}$ $q = V_{refg} + V_{refh} - (V_{ulg} + V_{ulh})$ Si $q > 0$ $\vec{V}_3 = \vec{V}_{uu}$ sinon $\vec{V}_3 = \vec{V}_{ll}$	$\vec{V}_1 = \vec{V}_{ul}, \vec{V}_2 = \vec{V}_{tu}$ $q = V_{refL} - V_{refK} - (V_{ulK} + V_{ull})$ Si $q < 0$ $\vec{V}_3 = \vec{V}_{uu}$ sinon $\vec{V}_3 = \vec{V}_{ll}$	$\vec{V}_1 = \vec{V}_{ul}, \vec{V}_2 = \vec{V}_{tu}$ $q = V_{ref\alpha'} + V_{ref\beta'} - (V_{ul\alpha'} + V_{ul\beta'})$ Si $q > 0$ $\vec{V}_3 = \vec{V}_{uu}$ sinon $\vec{V}_3 = \vec{V}_{ll}$	$q =  V_{refja}  +  V_{refjb}  +  V_{refjc} $ Si $q = -1$ $\vec{V}_1 = \vec{V}_{ffc}, \vec{V}_2 = \vec{V}_{cff}, \vec{V}_3 = \vec{V}_{cfc}$ Sinon $\vec{V}_1 = \vec{V}_{fcc}, \vec{V}_2 = \vec{V}_{ccf}, \vec{V}_3 = \vec{V}_{cfc}$
<b>Calcul des temps de commutations des interrupteurs</b>	si $\vec{V}_3 = \vec{V}_{uu}$ $\begin{cases} d_{ul} = -(V_{refh} - V_{uuh}) \\ d_{tu} = -(V_{refg} - V_{uug}) \\ d_{uu} = 1 - d_{ul} - d_{tu} \end{cases}$ si $\vec{V}_3 = \vec{V}_{ll}$ $\begin{cases} d_{ul} = V_{refg} - V_{llg} \\ d_{tu} = V_{refh} - V_{llh} \\ d_{ll} = 1 - d_{ul} - d_{tu} \end{cases}$	si $\vec{V}_3 = \vec{V}_{uu}$ $\begin{cases} d_{ul} = -(V_{refK} - V_{uuK}) \\ d_{tu} = V_{refL} - V_{uul} \\ d_{uu} = 1 - d_{ul} - d_{tu} \end{cases}$ si $\vec{V}_3 = \vec{V}_{ll}$ $\begin{cases} d_{ul} = -(V_{refL} - V_{llL}) \\ d_{tu} = V_{refK} - V_{llK} \\ d_{ll} = 1 - d_{ul} - d_{tu} \end{cases}$	si $\vec{V}_3 = \vec{V}_{uu}$ $\begin{cases} d_{ul} = -(V_{ref\beta'} - V_{uu\beta'}) \\ d_{tu} = -(V_{ref\alpha'} - V_{uu\alpha'}) \\ d_{uu} = 1 - d_{ul} - d_{tu} \end{cases}$ si $\vec{V}_3 = \vec{V}_{ll}$ $\begin{cases} d_{ul} = V_{ref\alpha'} - V_{ll\alpha'} \\ d_{tu} = V_{ref\beta'} - V_{ll\beta'} \\ d_{ll} = 1 - d_{ul} - d_{tu} \end{cases}$	Si $\vec{V}_1 = \vec{V}_{ffc}, \vec{V}_2 = \vec{V}_{cff}, \vec{V}_3 = \vec{V}_{cfc}$ $\begin{cases} d_1 = V_{refjc} -  V_{refjc}  \\ d_2 = V_{refja} -  V_{refja}  \\ d_3 = V_{refjb} -  V_{refjb}  \end{cases}$ Si $\vec{V}_1 = \vec{V}_{fcc}, \vec{V}_2 = \vec{V}_{ccf}, \vec{V}_3 = \vec{V}_{cfc}$ $\begin{cases} d_1 =  V_{refja}  - V_{refja} \\ d_2 =  V_{refjc}  - V_{refjc} \\ d_3 =  V_{refjb}  - V_{refjb} \end{cases}$
<b>Détermination et choix des états de commutation</b>	$\begin{bmatrix} k \\ k-g \\ k-g-h \end{bmatrix}$ où $k, k-g, k-g-h \in [0, N-1]$	$\begin{bmatrix} k+L \\ k+K \\ k \end{bmatrix}$ où $k+L, k+K, k \in [0, N-1]$	$\begin{bmatrix} k \\ k+\beta' \\ k-\alpha' \end{bmatrix}$ où $k, k+\beta', k-\alpha' \in [0, N-1]$	$\begin{bmatrix} k \\ k-Ja \\ k+Jc \end{bmatrix}$ où $k, k-Ja, k+Jc \in [0, N-1]$

Tableau III.6 : Résumé des algorithmes simplifiés de la technique SVM multiniveaux

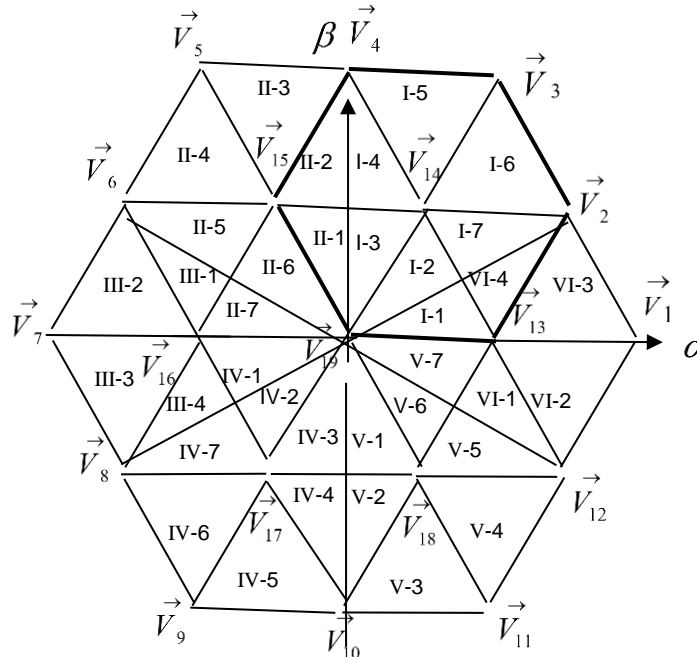
**III-5.5. Autre algorithme pour l'élaboration du signal à N niveaux**

Il existe plusieurs autres manières ou plusieurs algorithmes, suivant les coordonnées utilisées, pour déterminer les commutations [33, 34].

**III-6. Principe et mécanisme de trajectoire et de sélection des vecteurs d'état de l'onduleur à 3 niveaux [25, 35, 36]**

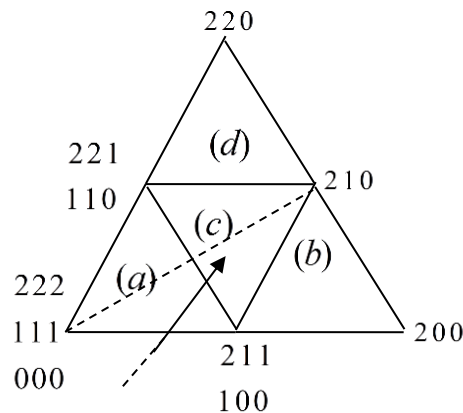
**III-6.1. Description**

Pour la SVM de l'onduleur à trois niveaux, le diagramme de vecteur de l'espace peut être divisé en 36 régions comme représenté sur la figure III.21.



**Figure III.21 :** Définition des secteurs et des régions de l'espace pour un onduleur à 3 niveaux

La figure III.22 illustre un sous-ensemble d'un morceau de représentation vectorielle à trois niveaux, et le tableau III.6 résume toute les séquences possibles pour ces sous-ensembles (zone 1) qui réalisent le minimum exigé de trois transitions de changement par pôle de phase dans une demi-période de commutation.



**Figure III.22 :** Sous-ensemble de diagramme de vecteur de l'espace à trois niveaux

Pour un onduleur triphasé le nombre minimum de transition en une demi-période est trois (c'est à dire une par pôle de phase), car le commutateur passe par quatre états (tableau III.7).

Triangle	séquences
(I-1 + I-2) → (a)	$a(i)$ {222 à 221 à 211 à 111} $a(ii)$ {111 à 211 à 221 à 222} $a(iii)$ {111 à 110 à 100 à 000} $a(vi)$ {000 à 100 à 110 à 111} $a(v)$ {211 à 111 à 110 à 100} $a(iv)$ {221 à 211 à 111 à 110} $a(iiv)$ {100 à 110 à 111 à 211} $a(iiiv)$ {110 à 111 à 211 à 221}
(VI-3) → (b)	$b(i)$ {211 à 210 à 200 à 100} $b(ii)$ {100 à 200 à 210 à 211}
(I-7 + VI-4) → (c)	$c(i)$ {211 à 210 à 110 à 100} $c(ii)$ {221 à 211 à 210 à 110} $c(iii)$ {100 à 110 à 210 à 211} $c(vi)$ {110 à 210 à 211 à 221}
(I-6) → (d)	$d(i)$ {221 à 220 à 210 à 110} $d(ii)$ {110 à 210 à 220 à 221}

**Tableau III.7 :** Séquences possibles pour le vecteur de l'espace à trois niveaux. Les séquences d'inversion de sous-ensemble ne sont pas montrées

Pour les triangles (b) et (d) il y a deux séquences possibles. Pour les triangles (a) et (c) la séquence correcte peut être identifiée de sorte que lorsque les commutations choisies ne produisent pas de transition supplémentaire en cas de déplacement entre les triangles. Par exemple, la séquence  $c(i)$  (ou  $c(iii)$ ) doit être employée en la déplaçant du triangle (b) à (c) puisqu'elle commence par le même état final que la séquence en (b), et la séquence  $c(ii)$  (ou  $c(vi)$ ) doit être employée en la déplaçant du triangle (c) à (d) puisqu'elle commence par le même état final que la séquence en (d). Dans le triangle (c), les séquences  $c(i)$  et  $c(ii)$  doivent être changées à un certain point, la transition de la séquence  $c(i)$  à la séquence  $c(ii)$  s'établit quand les rapports cycliques des vecteurs {211/100} et {221/100} sont égaux.

L'application de ce principe au triangle (a) signifie que les séquences  $a(i)$  à  $a(vi)$  ne peuvent pas être employées parce qu'ils présenteront des transitions supplémentaires de commutation lorsqu'ils se déplacent vers le triangle (c). C'est très important si le vecteur de référence se trouve près de la limite des triangles (a) et (c) parce qu'il croisera deux fois la limite linéaire entre les triangles (a) et (c) dans un cycle fondamental.

Selon l'espace  $\alpha$ - $\beta$  où la tension de référence est située, il y a deux cas de rechange pour cette séquence (aspect générale), à savoir :

- ✓ Choisir deux vecteurs parmi les vecteurs avec un nombre d'état pair et un vecteur avec un nombre d'état impair (par exemple, 211/100, 221/110 et 210) ; ou
- ✓ Choisir un vecteur parmi les vecteurs avec un nombre d'état pair et deux vecteurs avec un nombre d'état impair (par exemple, 211/100, 200 et 210).

En se basant sur un ensemble choisi des trois vecteurs les plus proches, la séquence de commutation peut être désignée. La condition fondamentale pour la conception de séquence de commutation est de réduire au minimum la fréquence de commutation. Pour satisfaire cette condition, deux critères de conception devraient être rencontrés :

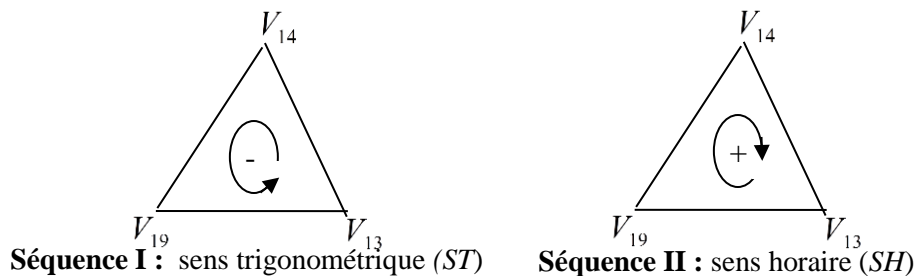
- Le changement d'un état à un autre état devrait impliquer seulement un seul commutateur,
- Le changement d'une région triangulaire à une autre région devrait impliquer le nombre minimum de commutations.

Le tableau III.8 montre deux séquences de commutation de sept segments pour que  $V_{ref}$  existe dans la région I-1. On peut observer deux séquences de commutation qui doivent satisfaire le critère 1.

Segment	Séquence I	Séquence II
1 <sup>ère</sup>	$V_{13}[100]$	$V_{13}[211]$
2 <sup>ème</sup>	$V_{14}[110]$	$V_{19}[111]$
3 <sup>ème</sup>	$V_{19}[111]$	$V_{14}[110]$
4 <sup>ème</sup>	$V_{13}[211]$	$V_{13}[100]$
5 <sup>ème</sup>	$V_{19}[111]$	$V_{14}[110]$
6 <sup>ème</sup>	$V_{14}[110]$	$V_{19}[111]$
7 <sup>ème</sup>	$V_{13}[100]$	$V_{13}[211]$

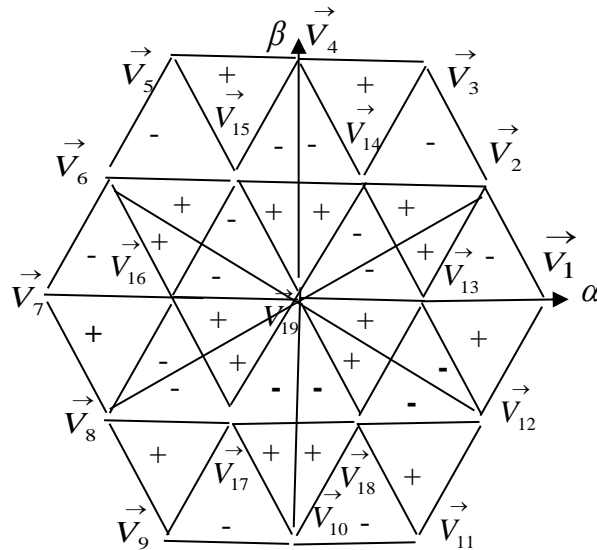
**Tableau III.8 :** Exemple de deux séquences de commutation

Il est intéressant de noter que pour la séquence I, la commutation des trois vecteurs  $V_{13}$ ,  $V_{14}$  et  $V_{19}$  dans les trois premiers segments tourne dans le sens trigonométrique (*ST*) dans l'espace représenté sur le schéma III.23. Pour la séquence II, la commutation pour ces vecteurs tourne dans la direction dans le sens horaire (*SH*), la notation "+" et "-" indiquent la direction de la rotation de séquence de commutation.



**Figure III.23 :** Directions de la rotation des séquences de commutation dans la région I

Le critère 2 est employé pour réduire au minimum le nombre de commutation quand  $V_{ref}$  se déplace d'une région à l'autre. Pour satisfaire les deux critères, la séquence de commutation pour toutes les régions triangulaires est montrée sur la figure III.24.

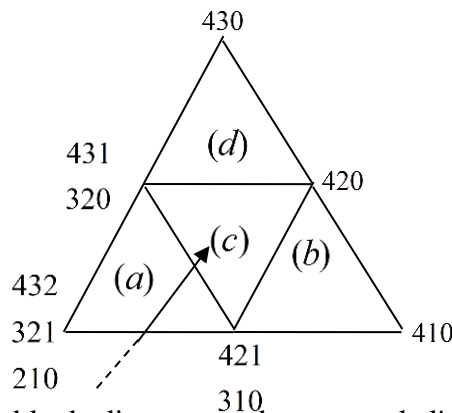


**Figure III.24 :** Directions de rotation de séquence de commutation dans la SVM basée sur la séquence I

**III-7. Principe et mécanisme de trajectoire et de sélection des vecteurs d'état de l'onduleur a cinq niveaux [23, 30, 36, 37]**

La figure III.6 montre le diagramme de modulation vectorielle pour un onduleur à cinq niveaux, où chaque chiffre indiqué dans les vecteurs représente le niveau de tension auquel des pôles des phases a, b et c sont respectivement commutés.

La figure III.25 illustre un sous-ensemble d'un morceau de représentation vectorielle à cinq niveaux, et le tableau III.9 résume toutes les séquences possibles pour ces sous-ensembles qui réalisent le minimum exigé de trois transitions de changement par pôle de phase dans une demi-période de commutation.



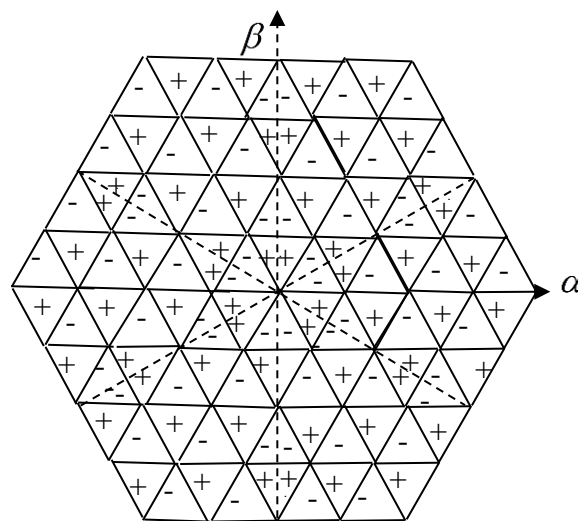
**Figure III.25 :** Sous-ensemble de diagramme de vecteur de l'espace à cinq niveaux. Dans les triangles (a) et (c), il existe deux vecteurs de répétition pairs et un vecteur de répétition impair. Dans les triangles (b) et (d), il existe un vecteur de répétition pair et deux vecteurs de répétition impairs

Triangle	sequence
(a)	$a(i) \quad \{421 \text{ à } 321 \text{ à } 320 \text{ à } 310\}$ $a(ii) \quad \{431 \text{ à } 421 \text{ à } 321 \text{ à } 320\}$ $a(iii) \quad \{310 \text{ à } 320 \text{ à } 321 \text{ à } 421\}$ $a(iv) \quad \{320 \text{ à } 321 \text{ à } 421 \text{ à } 431\}$
(b)	$b(i) \quad \{421 \text{ à } 420 \text{ à } 410 \text{ à } 310\}$ $b(ii) \quad \{310 \text{ à } 410 \text{ à } 420 \text{ à } 421\}$
(c)	$c(i) \quad \{421 \text{ à } 420 \text{ à } 320 \text{ à } 310\}$ $c(ii) \quad \{431 \text{ à } 421 \text{ à } 420 \text{ à } 320\}$ $c(iii) \quad \{310 \text{ à } 320 \text{ à } 420 \text{ à } 421\}$ $c(vi) \quad \{320 \text{ à } 420 \text{ à } 421 \text{ à } 431\}$
(d)	$d(i) \quad \{431 \text{ à } 430 \text{ à } 420 \text{ à } 320\}$ $d(ii) \quad \{320 \text{ à } 420 \text{ à } 430 \text{ à } 431\}$

**Tableau III.9 :** Séquences possibles du le vecteur de l'espace à cinq niveaux. Les séquences d'inversion des sous-ensembles ne sont pas montrées

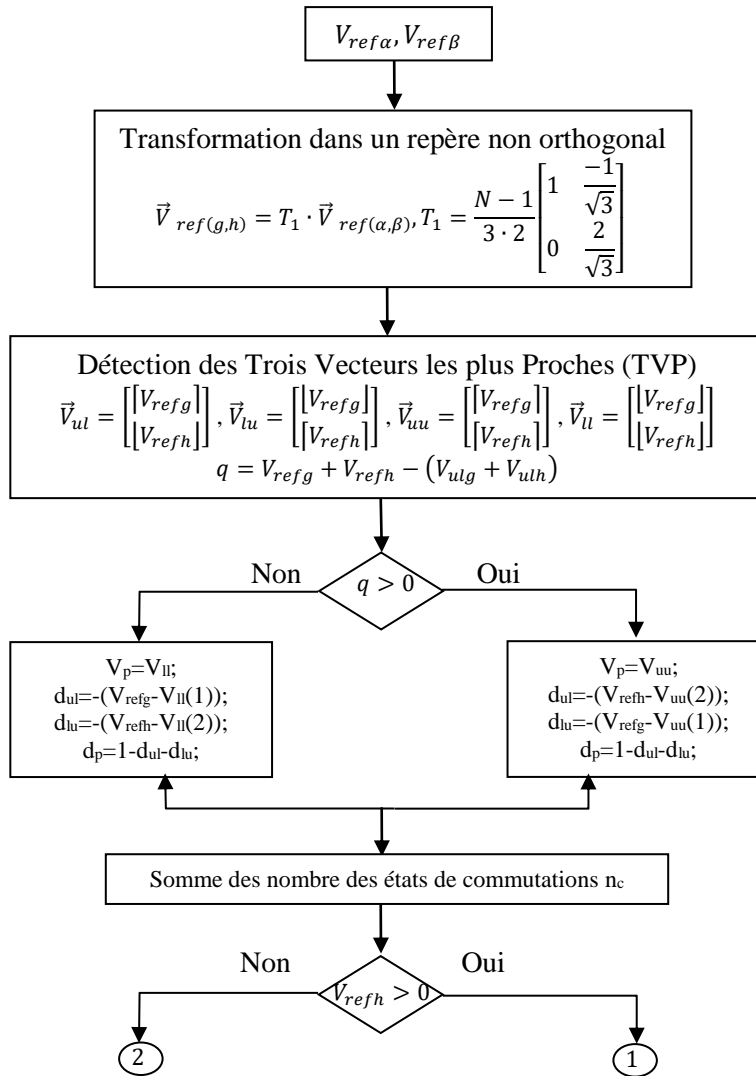
L'analyse semblable pour des vecteurs avec un nombre d'état pair plus grand que trois indique que seulement deux états peuvent être employés pour réaliser la commutation minimale. Pour des vecteurs avec un nombre d'état impair plus grand que deux, seulement un état est utilisable. A Noter également que toutes les séquences utiles commencent et finissent avec un même état.

La trajectoire est montrée dans la figure III.26.

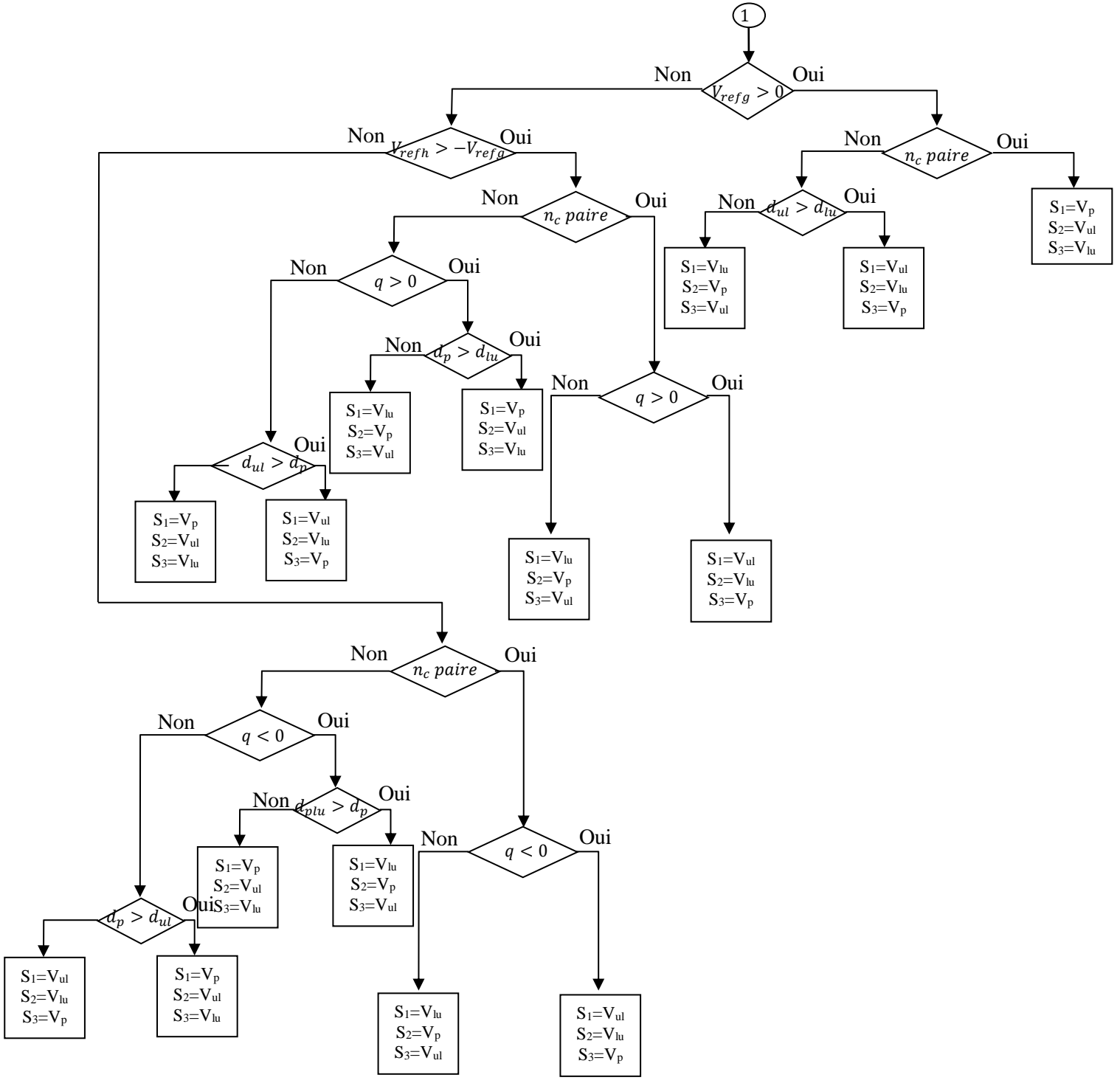


**Figure III.26 :** Séquences de commutation pour la SVM à 5 niveaux

On peut dire que la trajectoire qu'on a réalisée est validée pour n'importe quel niveau de tension. L'organigramme suivant (figure III.27) résume les étapes pour déterminer la position du vecteur de référence  $V_{ref}$  (les trois vecteurs les plus proches) et le choix des états de commutation à implanter pour un onduleur à N niveaux (Exemple pour à base (g,h)). Plus de détaille est trouvé en Annexe A8.







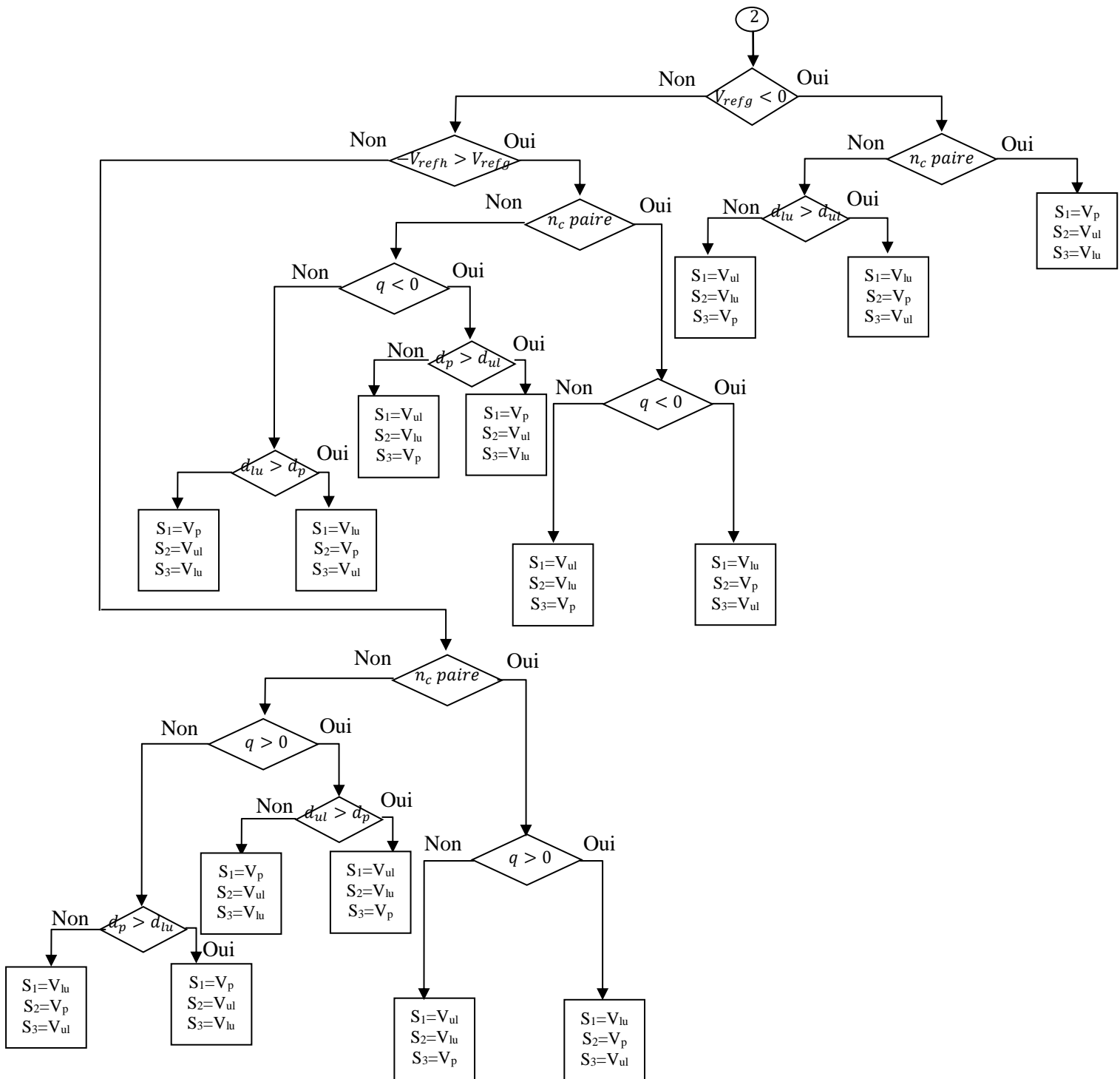
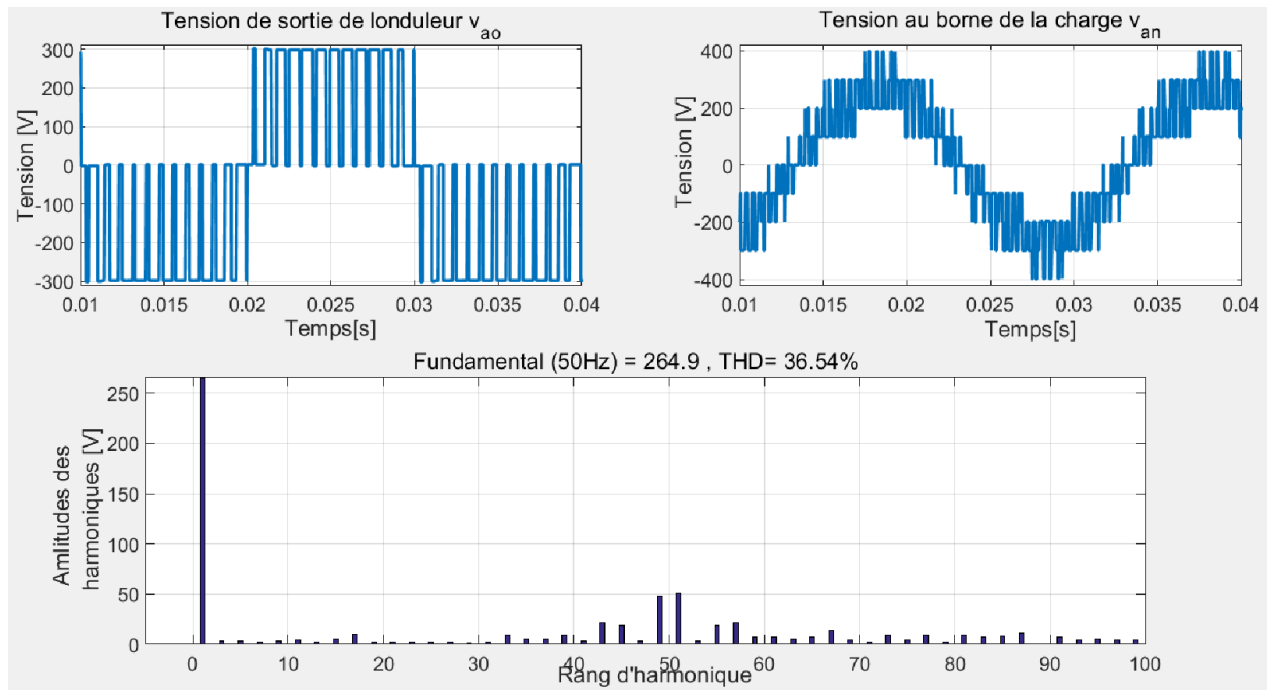
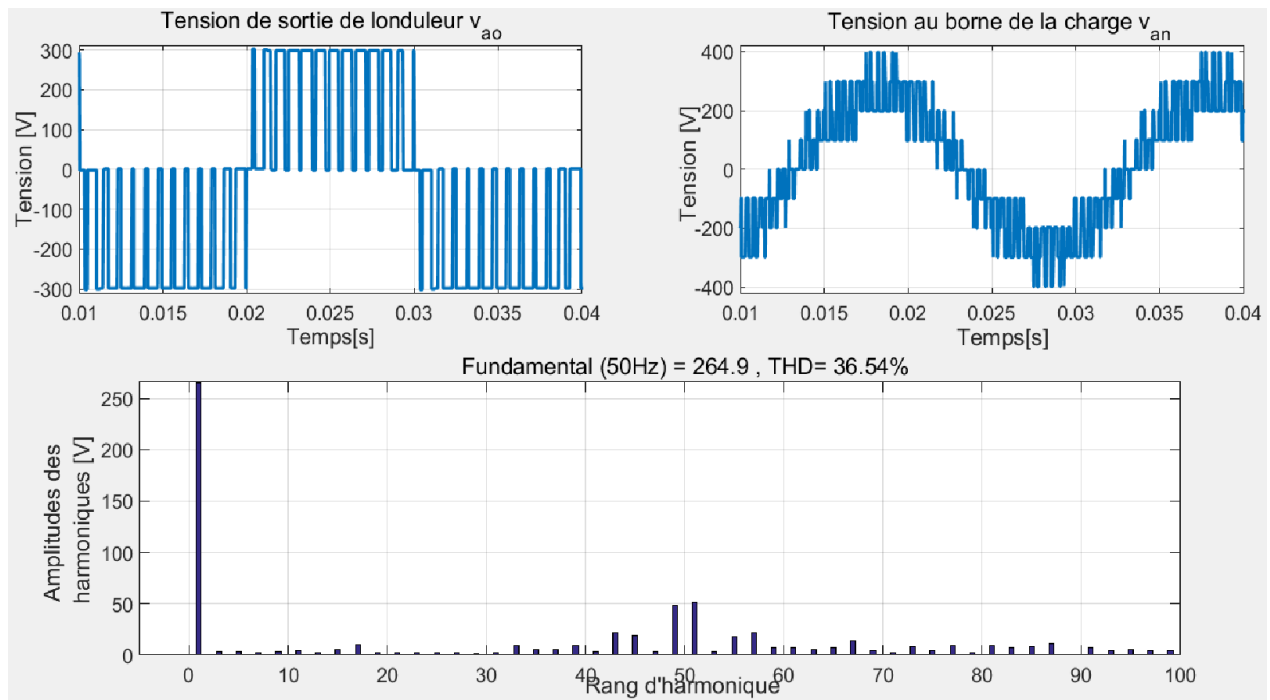


Figure III.27 : Organigramme de la MLI vectorielle pour n’importe quel niveau de l’onduleur

L’emploi du *SIMULINK* et l’élaboration du programme sous *MATLAB* facilitent amplement l’étude comparative entre l’algorithme conventionnel (Annexe 7) et le nouvel algorithme pour un onduleur à trois niveaux alimenté par une charge RL ( $R=30\Omega$ ,  $L=4 \cdot 10^{-2}$  H) pour ( $r=0.9$ ,  $f_e=1250$  (m=25))). On a obtenu les résultats représentés dans les figures III.28(a) et III.28(b) respectivement pour l’algorithme conventionnel et le nouvel algorithme (Cas à base g-h).



(a)



(b)

**Figure III.28 :** Résultats de simulation d'un onduleur à trois niveaux  
 (a) Algorithme conventionnel, (b) Nouvel algorithme

On remarque que les courbes de tension pour un onduleur à trois niveaux obtenues avec les deux algorithmes (conventionnel et nouveau) sont très proches (valeur efficace des tensions et THD presque identiques). Donc on peut dire que le programme qu'on a réalisé est valide pour la modulation à trois niveaux.

**III-8. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons étudié différentes stratégies de commande de modulation vectorielle appliquées aux onduleurs multiniveaux cascade.

Nous avons présenté différents algorithmes simplifiés rapides de SVM pour les onduleurs triphasés multiniveaux. Le nombre d'étapes exigées pour choisir les trois vecteurs les plus proches et pour calculer leurs temps de conduction des interrupteurs, demeure le même indépendamment du nombre de niveaux de l'onduleur ou de l'endroit du vecteur de référence. Les trois sommets ont pu être déduits par simple calcul, sans utilisation de tables ou d'informations prédéterminées.

En outre, l'efficacité de calcul de cet algorithme le classe comme outil utile de simulation pour d'avantage d'études des propriétés des onduleurs multiniveaux. On a discuté la trajectoire de modulation vectorielle pour les onduleurs multiniveaux.

Après cette étude théorique, nous allons effectuer au chapitre suivant une simulation complète de la modulation vectorielle.

# CHAPITRE IV

*Simulation de la technique SVM appliquée  
aux onduleurs multiniveaux*

# *Simulation de la technique SVM appliquée aux onduleurs multiniveaux*

## **IV-1. Introduction**

**D**ans le chapitre précédent, une étude de la technique de modulation SVM a été effectuée. Le but de ce chapitre consiste en la simulation de ce type de modulations et l'analyse spectrale des signaux de sorties. Aussi on va réaliser une étude des performances obtenues par l'onduleur multiniveaux.

## **IV-2. Remarque très importante**

La valeur du taux de modulation  $r$  doit être convenablement choisie et suffisamment élevée pour avoir une tension de sortie ayant la totalité des  $N$  niveaux. Sinon la modulation sera obtenue avec le même indice de modulation mais sur un nombre restreint de niveaux  $N_e$  ( $N_e < N$ ), par exemple [5] :

- Le nombre de niveau de la tension simple  $v_{ao}$  obtenu à partir de la structure hexagonale à cinq niveaux est 4 si  $r < 0.577$
- Le nombre de niveau de la tension simple  $v_{ao}$  obtenu à partir de la structure hexagonale à 11 niveaux est 9 si  $r > 0.92$

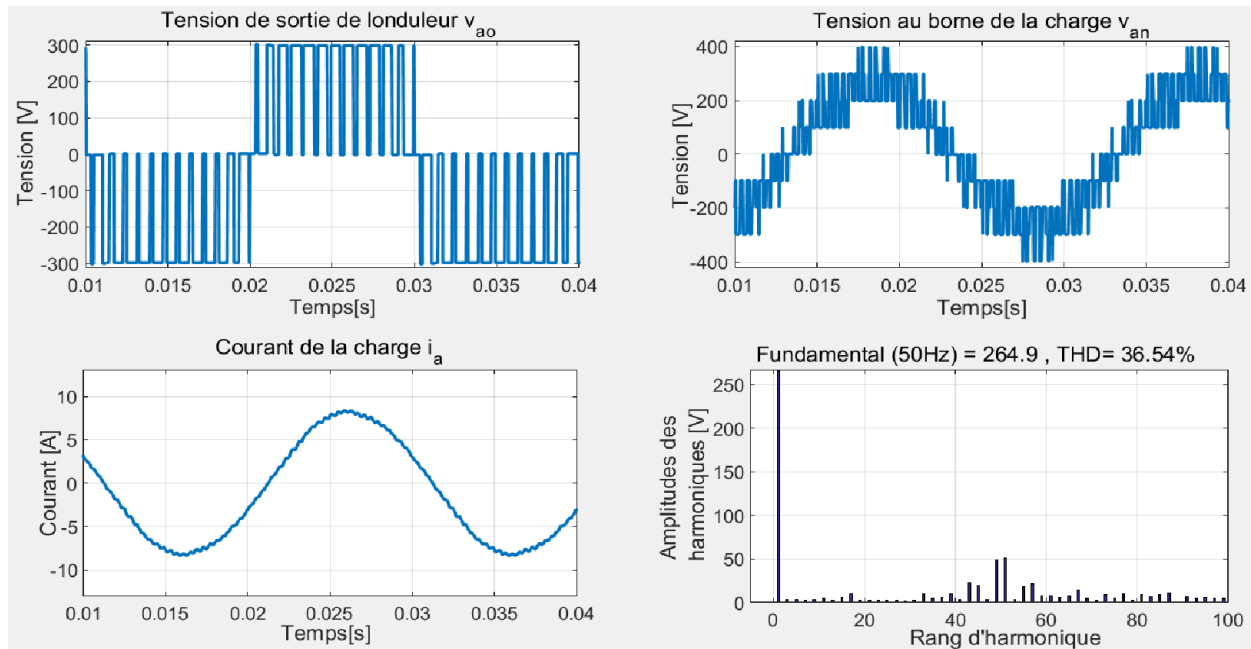
## **IV-3. Simulation**

Pour pouvoir vérifier le fonctionnement de notre système, un test de simulation est nécessaire. Nous avons utilisé le logiciel Matlab et son outil de simulation très puissant qui est le SIMULINK. La commande élaborée sous MATLAB-SIMULINK, est donné en Annexe A7.

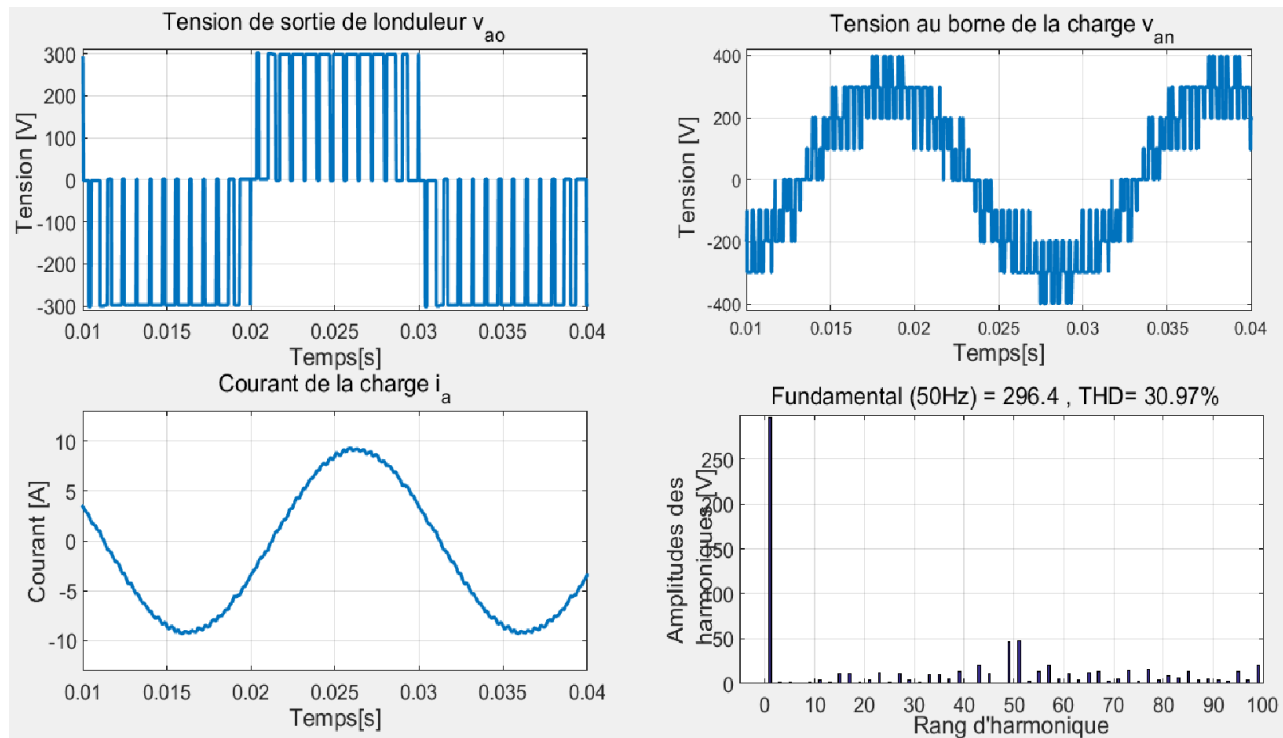
Sur les figures, nous avons représenté :

- la tension  $V_{ao}$  de sortie de la première phase,
- la tension  $V_{an}$  ainsi que son analyse spectrale,
- le courant de sortie de la première phase.

IV-3.1. Onduleur à trois niveaux

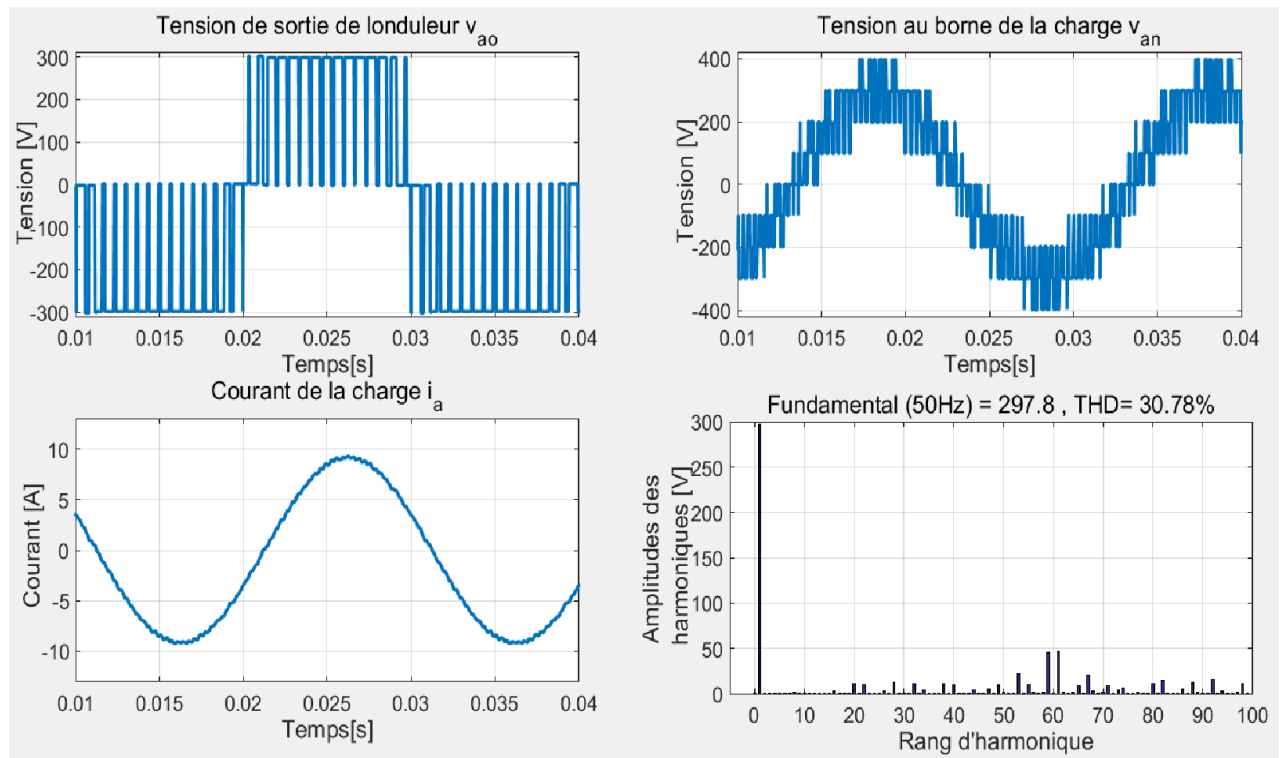


$r=0.9, m=25 (f_e=1250\text{Hz}), \text{THD}_{\text{Courant}}=2.52\%$

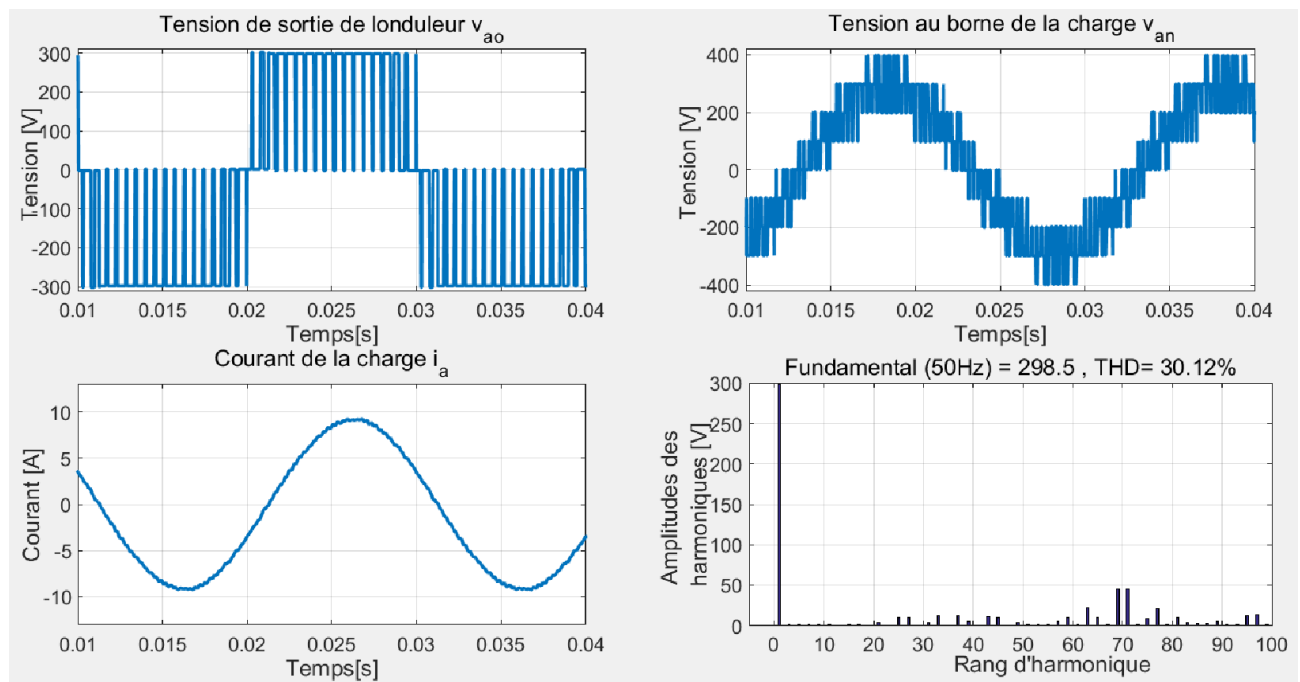


$r=1, m=25 (f_e=1250\text{Hz}), \text{THD}_{\text{Courant}}=1.85\%$

**Figure IV.1 :** Résultat de simulation de l'onduleur à trois niveaux commandé par la technique SVM - Observation de l'effet de la variation du taux de modulation r



$r=1, m=30 (f_e=1500\text{Hz}), \text{THD}_{\text{Courant}}=1.49\%$

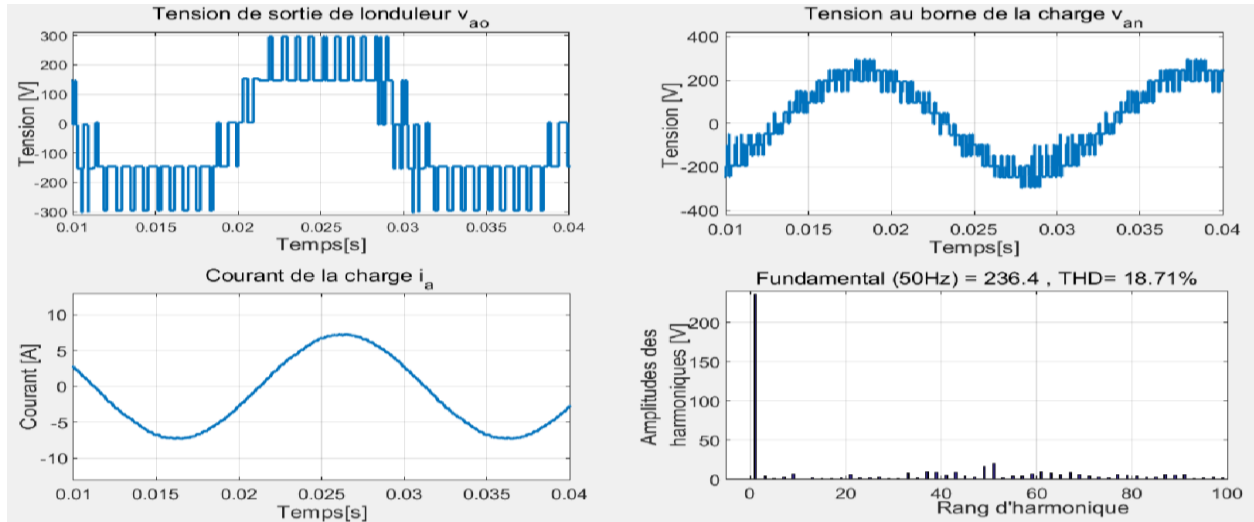


$r=1, m=35 (f_e=1750\text{Hz}), \text{THD}_{\text{Courant}}=1.41\%$

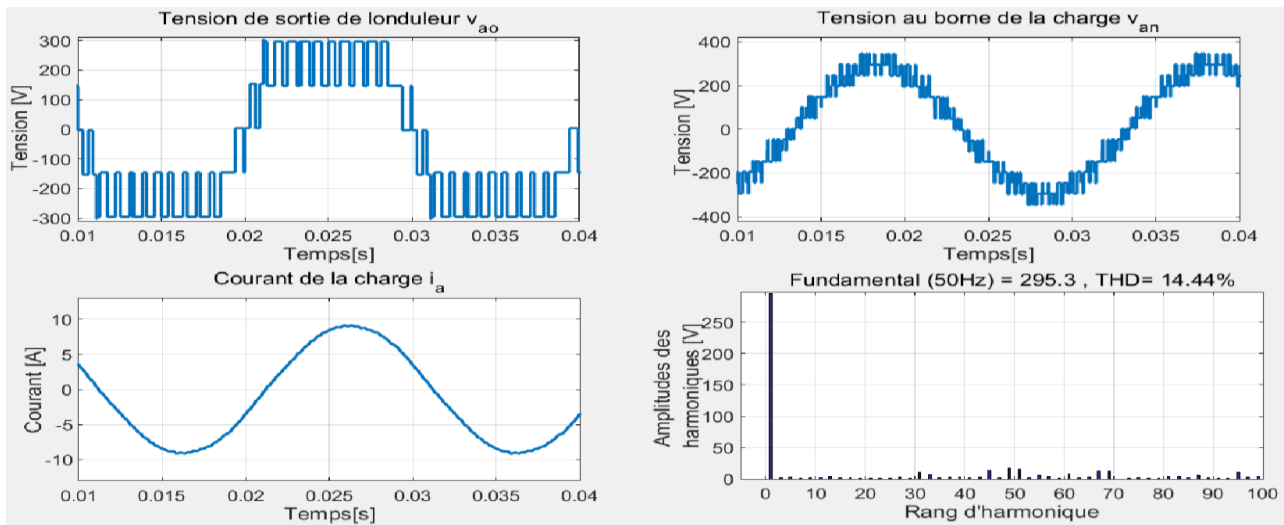
**Figure IV.2 :** Résultat de simulation de l'onduleur à trois niveaux commandé par la SVM - Observation de l'effet de la variation de la fréquence d'échantillonnage  $f_e$



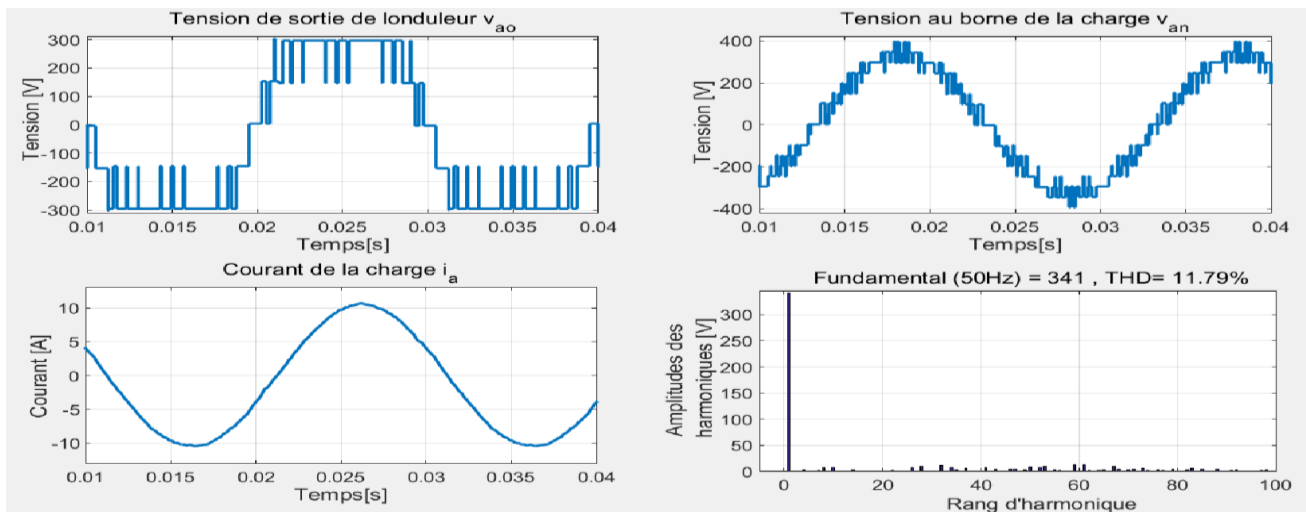
IV-3.2. Onduleur à cinq niveaux



$r=0.8, m=25 (f_e=1250\text{Hz}), \text{THD}_{\text{Courant}}=1.26\%$



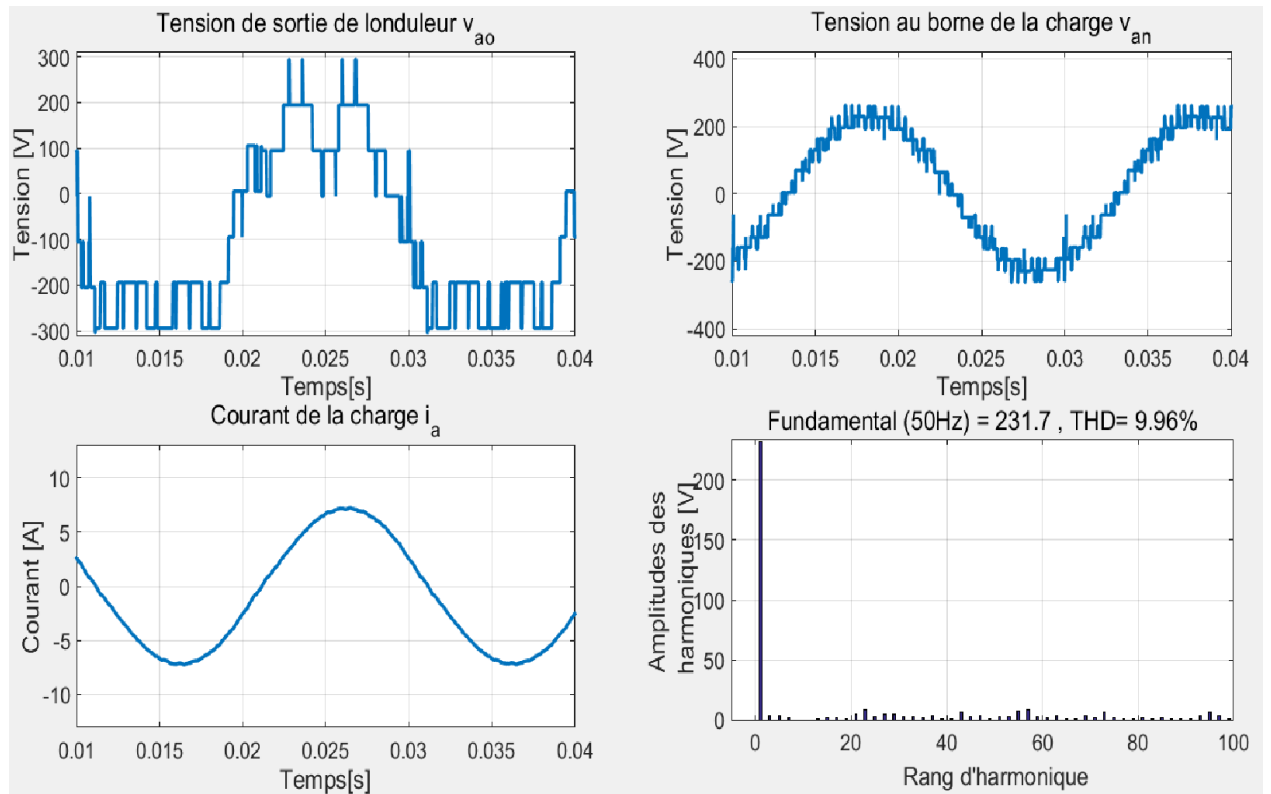
$r=1, m=25 (f_e=1250\text{Hz}), \text{THD}_{\text{Courant}}=1.43\%$



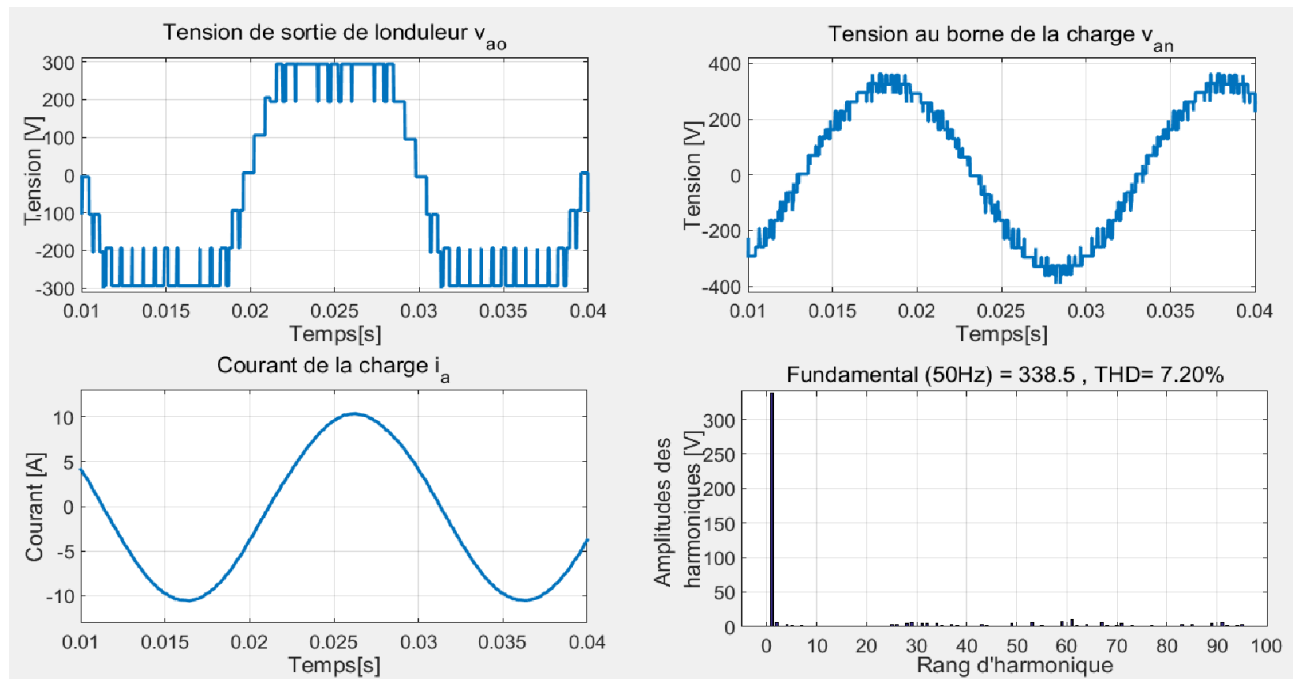
$r=1.15, m=30 (f_e=1500\text{Hz}), \text{THD}_{\text{Courant}}=1.18\%$

Figure IV.2 : Résultat de simulation de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la SVM

IV-3.3. Onduleur à sept niveaux



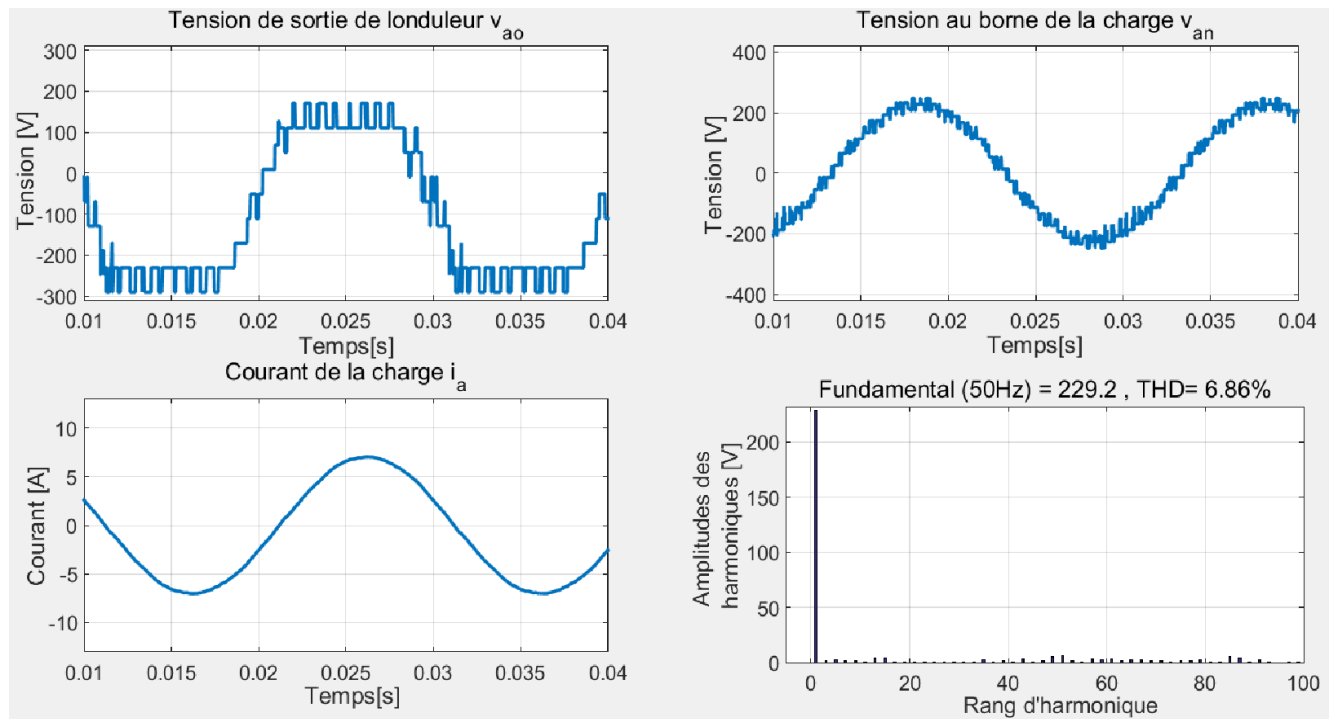
$r=0.8, m=25 (f_e=1250\text{Hz}), \text{THD}_{\text{Courant}}=1.73\%$



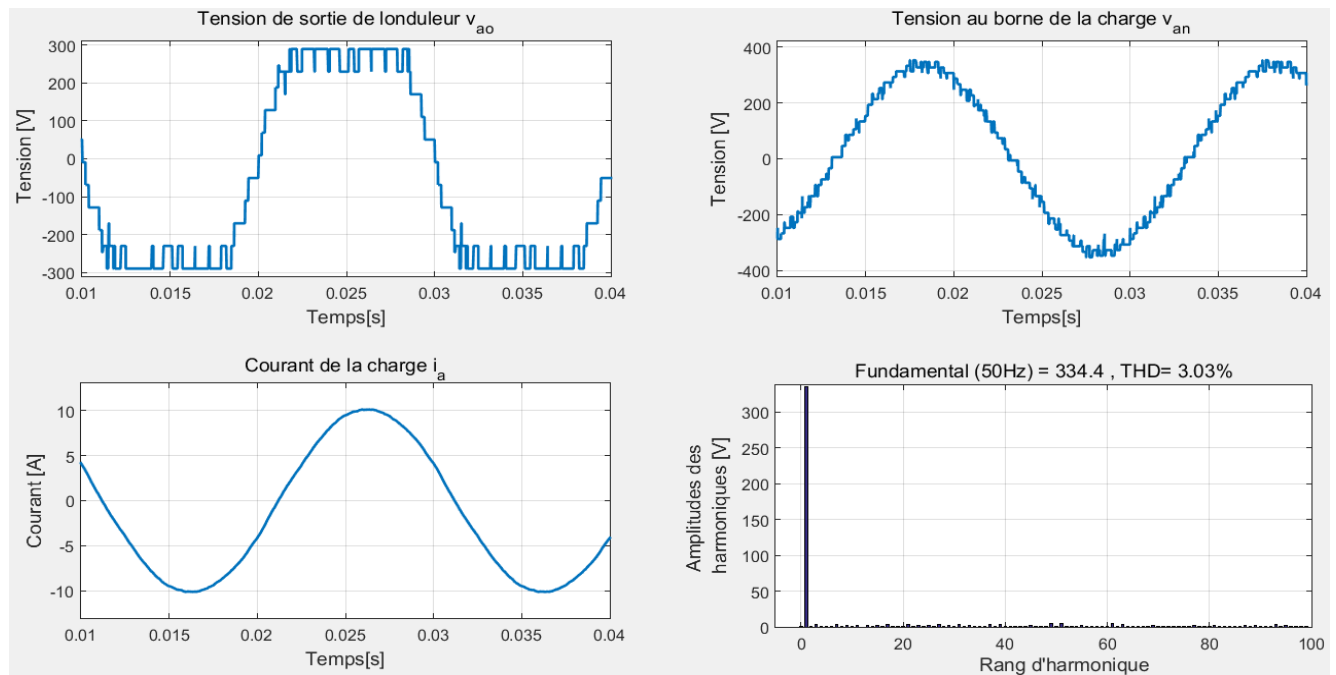
$r=1.15, m=30 (f_e=1500\text{Hz}), \text{THD}_{\text{Courant}}=1.76\%$

Figure IV.3 : Résultat de simulation de l'onduleur à sept niveaux commandé par la SVM

IV-3.4. Onduleur à 11 niveaux



$r=0.8, m=25 (f_e=1250\text{Hz}), \text{THD}_{\text{Courant}}=0.98\%$



$r=1.15, m=25 (f_e=1250\text{Hz}), \text{THD}_{\text{Courant}}=1.55\%$

**Figure IV.4 :** Résultat de simulation de l’onduleur à 11 niveaux commandé par la SVM

IV-4. Interpretations et commentaires

L’augmentation du nombre de niveaux permet d’obtenir des performances équivalentes à celles de la forme sinusoïdale. Les allures globales de la tension et du courant de sortie (courant de charge) de la structure à grand nombre de niveaux ont des formes meilleures que celles des

courbes des tensions et des courants de sortie à faible nombre de niveaux. Ce résultat est visible sur les THD de tension et de courant et sur les spectres des signaux de sortie.

L'augmentation de la fréquence d'échantillonnage (donc  $m$ ) permet de repousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilite leur filtrage. Le taux d'harmoniques total diminue quand  $r$  augmente.

Mais, on constate qu'il n'y a pas de symétrie de la tension simple  $V_{ao}$  pour les valeurs de  $m$  pair, donc, en plus des harmoniques impairs, il existe des harmoniques de rang pairs. Par ailleurs, le spectre montre que seuls les harmoniques impairs existent pour les valeurs de  $m$  impairs, et se regroupent en famille centrées autour des fréquences multiples de  $m \cdot f$ .

Pour éliminer les harmoniques d'ordre pair, les formes d'onde doivent être symétriques à demi-onde. Pour réaliser ceci, la séquence de commutation devrait être arrangée de telle manière que la tension  $V_{ref}$  produite dans deux régions quelconques symétriques à l'origine du diagramme de vecteur de l'espace devrait avoir l'image de miroir.

L'avantage de la modulation vectorielle est que la variation de taux de modulation  $r$  permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de  $0(r=0)$  à  $1.15E$ . Donc la technique SVM a un avantage par rapport à la MLI triangulo-sinusoidale.

#### IV-5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons simulé la commande vectorielle appliquées aux onduleurs multiniveaux cascades. Même résultats sont obtenues pour l'onduleur multiniveaux de type NPC, sauf on applique une tension totale est doublé de la tension appliquée aux onduleurs multiniveaux de type cascades. La technique SVM étudiée a pour but de générer une source de tension alternative la plus sinusoidale possible.

L'augmentation de la fréquence d'échantillonnage permet, pour les deux trajectoires de rejeter les harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et faciliter, donc, leurs filtrages. Cependant, on ne peut plus faire croître ce paramètre indéfiniment car il est limité par les temps de commutation des interrupteurs de l'onduleur et donc par la largeur minimal des impulsions.

Les résultats montrent que l'augmentation du nombre de niveaux de l'onduleur fait diminuer forcément la distorsion harmonique totale THD. Par contre ce n'est plus le cas pour l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage, le THD diminue un petit peu avec le même nombre de niveaux.

Ces techniques sont particulièrement intéressantes dans le cas d'onduleurs triphasés associés à des machines à courant alternatif. Elles rendent possibles le contrôle de l'amplitude et de la fréquence des tensions aux bornes de la machine.

# *Conclusion Générale*

# Conclusion Générale

L'énergie PV produite sous forme continue. Les modules PV sont connectés à un convertisseur DC/DC et/ou à des batteries. Mais pour les systèmes connectés au réseau ou un système de pompage PV,...etc, la plupart des récepteurs sont à courants alternatifs triphasés. L'appareil de conditionnement de la puissance (onduleur) est l'élément clé, le plus délicat de l'installation, situé à l'interface entre le champ PV et un récepteur alternatif.

La technologie des convertisseurs multiniveaux pour la conversion de puissance s'est rapidement développée dans le domaine de l'électronique de puissance. Les applications les plus attractives de cette technologie sont dans le milieu de la haute tension (2-13 kV), dans les commandes des moteurs, et la distribution et le transport de l'énergie électrique.

Le travail présenté dans ce mémoire a fait l'objet d'une synthèse de stratégies de commande MLI vectorielle appliquée aux onduleurs multiniveaux. Les structures multiniveaux qui ont rehaussée l'image des convertisseurs statiques permettent, d'une part, de contourner le problème lié à la limite maximale de la tension de blocage des semi-conducteurs des structures à deux niveaux et d'améliorer les signaux de sortie, d'autre part. Plusieurs topologies de ces onduleurs ont vu le jour ces dernières années et ont apporté, au fur et à mesure, des améliorations notables.

Dans le domaine des onduleurs de tension, les techniques de commande soit analogiques soit numériques. Pour la commande pleine-onde, commande très simple à mettre en œuvre, un choix judicieux des angles de décalage des commandes est nécessaire pour avoir de meilleurs résultats en terme de distorsion harmonique totale THD relativement à l'onduleur à deux niveaux. Elle présente, cependant, des inconvénients majeurs liés aux signaux de sortie, très riches en harmoniques de rangs faibles, donc loin d'être sinusoïdaux et génèrent des pointes de courant et des couples pulsatoires, créant des bruits acoustiques néfastes. Ceci nous a amené à chercher à minimiser, ou plus généralement à repousser, ces harmoniques nuisibles au bon fonctionnement des charges, vers des fréquences plus élevées, pour se rapprocher le plus possible de l'onde sinusoïdale. Cet objectif nous mène à une alimentation en modulation de largeur d'impulsion MLI.

Pour la commande MLI à échantillonnage dit naturel, triangulo-sinusoïdale basée sur la comparaison des ondes de références avec des porteuses, les harmoniques générés sont déplacés vers les hautes fréquences. Dans cette étude, nous avons proposé une analyse de la structure de commande à MLI vectorielle (SVM).

En premier lieu, nous avons mis en évidence, par une étude théorique l'avantage et les étapes pour déterminer la position du vecteur de référence. Cette technique de modulation est basée sur la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe. Elle donne de bonnes performances et offre l'avantage de permettre un traitement entièrement numérique.

Mais l'augmentation du nombre de niveaux génère un problème lié à la complexité de l'exécution de l'algorithme de SVM pour déterminer la position exacte de vecteur de référence. L'implantation des vecteurs de commutation est difficile et l'algorithme dépend fortement du nombre de niveaux.

En conséquence, le chapitre III présente des nouveaux algorithmes de SVM qui sont très efficaces et applicables aux onduleurs de n'importe quel nombre de niveaux. L'efficacité des algorithmes vient de ses simplicités. Il est important de citer que ces algorithmes non seulement le même pour tout nombre de niveaux, mais que le nombre d'étapes dans l'algorithme demeure le même indépendamment du nombre de niveaux et le type de l'onduleur multiniveaux.

Deuxièmement, il discuté une méthode pour sélectionné les vecteur le plus proches pour synthétiser le vecteurs le plus proches et ceci appliqué pour n'importe quel niveaux de tension. Suite à une simulation pour étudier les performances des onduleurs multiniveaux.

Dans les perspectives d'un développement ultérieur du système, l'expérience acquise au cours de ce travail, nous permet d'envisager :

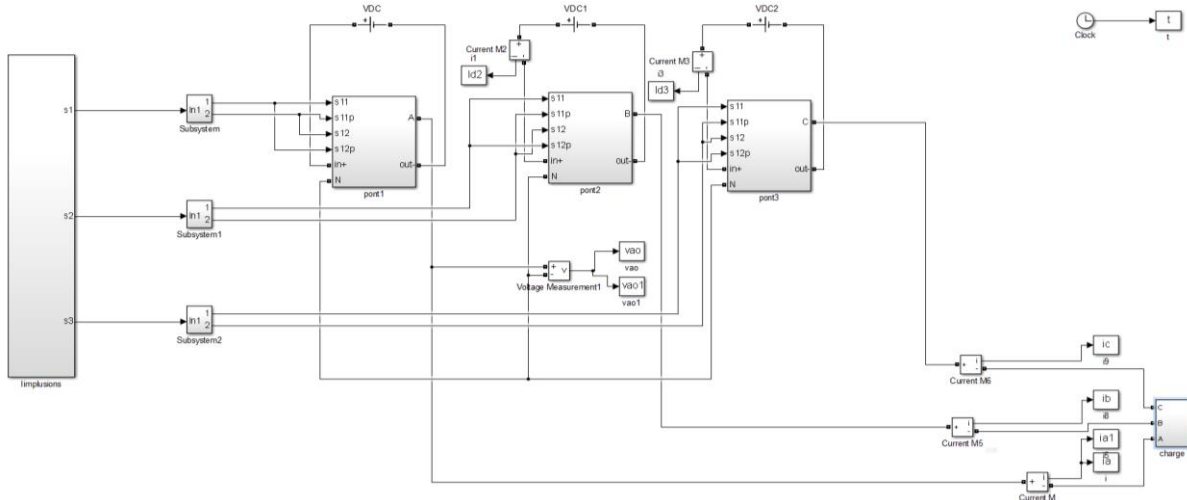
- L'étude des performances de la modulation vectorielle appliquée aux onduleurs multiniveaux commandant des machines électriques (machines synchrones et asynchrones) en boucle ouverte et en boucle fermée.
- L'étude et l'analyse de la technique de modulation vectorielle appliquée aux onduleurs multiveaux hétérophasé.

# *Annexe*

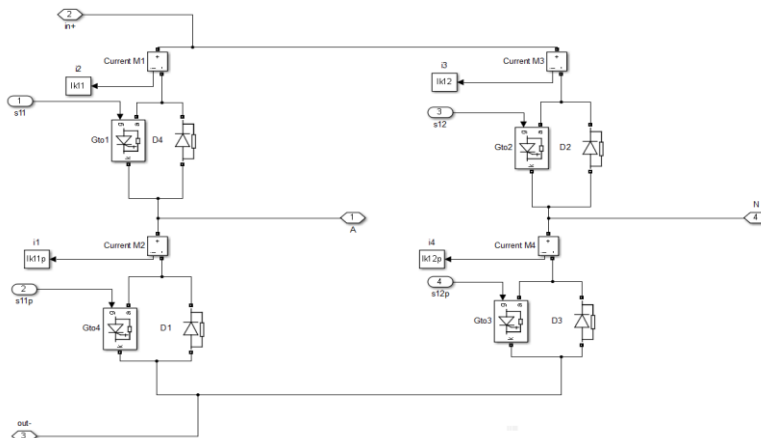


**Annexe A1**

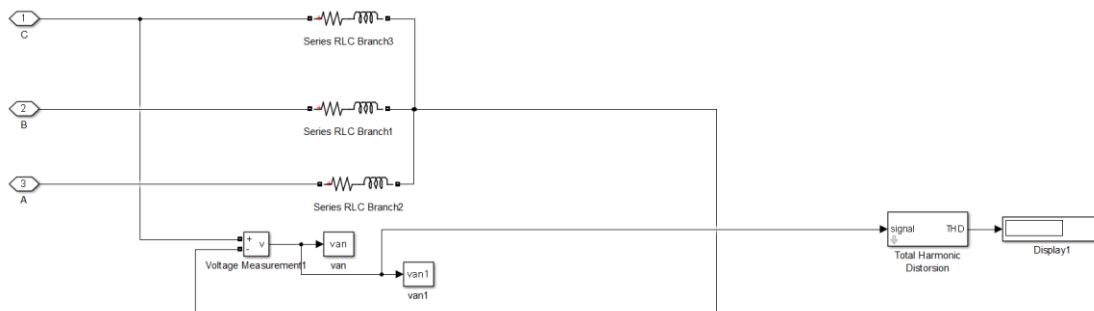
**Elaboration des modèles de simulation des onduleurs multiniveaux et de leurs commandes**



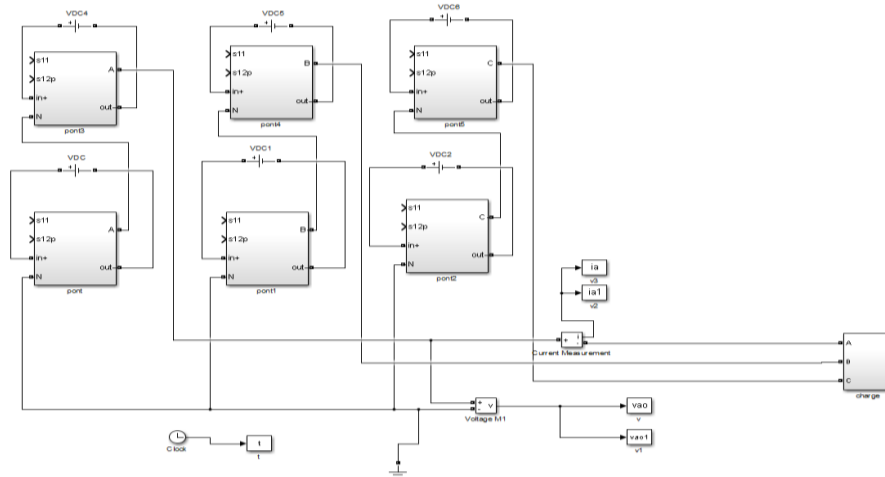
**Figure A1.1 :** Modèle de simulation de l'onduleur cascade triphasé à deux ou à trois niveaux de tension avec sa charge



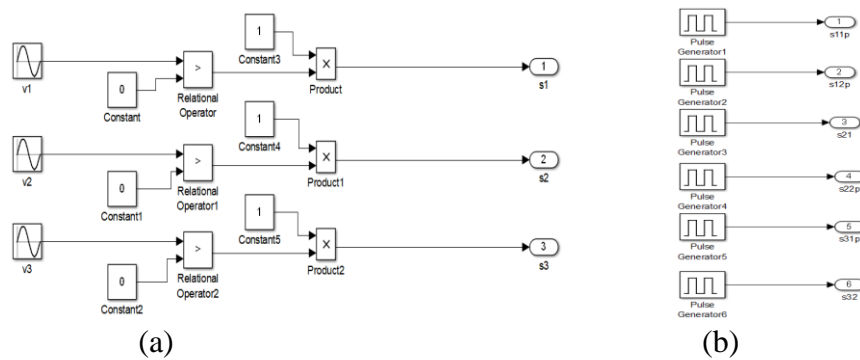
**Figure A1.2 :** Modèle de simulation d'une cellule à pont complet monophasé de l'onduleur cascade triphasé multiniveaux de tension



**Figure A1.3 :** Modèle de simulation du récepteur (une charge RL)



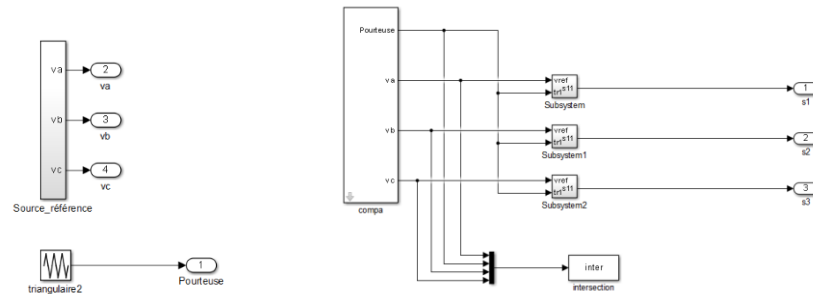
**Figure A1.4 :** Modèle de simulation de l'onduleur cascade triphasé à cinq niveaux de tension avec sa charge



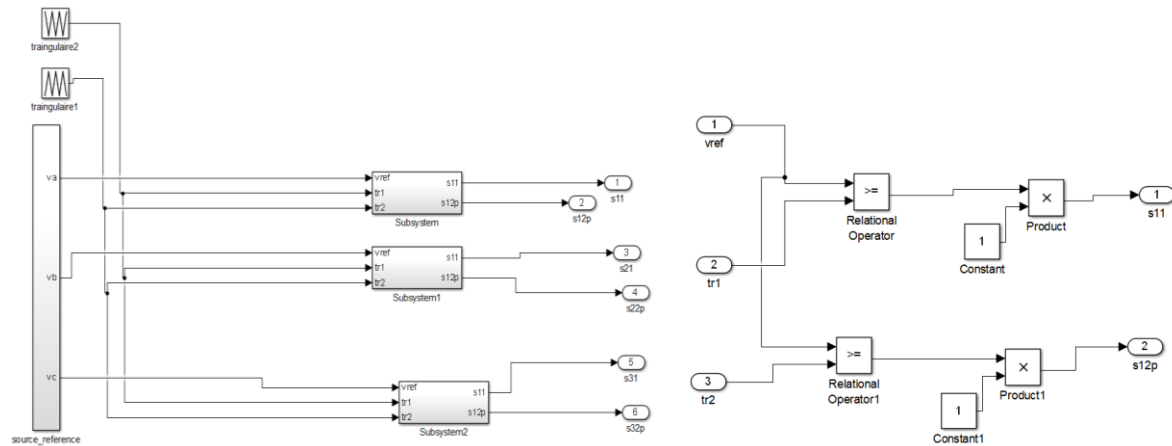
**Figure A1.5 :** Commande pleine-onde appliquée à l'onduleur (a) à deux niveaux, (b) à trois niveaux

## Annexe A2

### Elaboration des modèles de simulation de la technique MLI triangulo-sinusoidale appliquée aux onduleurs multiniveaux



**Figure A2.1 :** Commande MLI triangulo-sinusoidale appliquée à l'onduleur cascade à deux niveaux



**Figure A2.2 :** Commande MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires appliquée à l'onduleur cascade à trois niveaux

## Annexe A3

Représentation du vecteur  $\vec{V}_2$ 

Considérons comme exemple, le deuxième état de commutation du convertisseur (ppn). Pour le vecteur  $\vec{V}_2$ , les pôles de sortie  $a$ ,  $b$  et  $c$  sont reliés, respectivement, à la source positive, positive, négative, d'où la notation (ppn).

$$v_{ao} = E, v_{bo} = E, v_{co} = -E \quad \text{A3-1}$$

$$\text{Donc } v_{an} = 2\frac{E}{3}, v_{bn} = 2\frac{E}{3}, v_{cn} = -4\frac{E}{3} \quad \text{A3-2}$$

Le vecteur résultant de ces trois vecteurs est  $\vec{V}_2$  (figure A3.1)

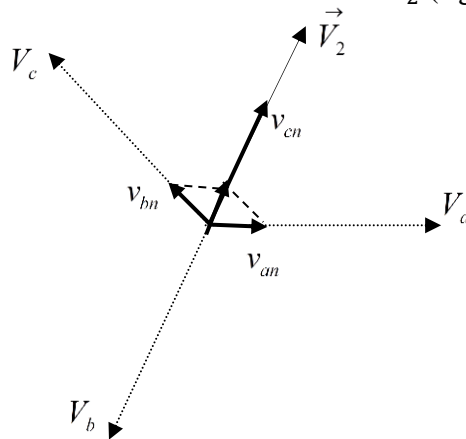


Figure A3.1 : Représentation du  $\vec{V}_2$  par projection de  $V_a, V_b, V_c$

En employant la transformation de Clark, le vecteur de l'espace pour la commutation (ppn) avec des composants  $\alpha$  et  $\beta$  est donné par :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}}E \\ \sqrt{2}E \end{bmatrix} \text{ Donc } \vec{V}_2 = 2\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{\pi}{3}} \text{ avec } |\vec{V}_2| = 2\sqrt{\frac{2}{3}}E \quad \text{A3-3}$$

Nous pouvons utiliser la même transformation qui consiste à projeter  $v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}$  sur deux axes ( $\alpha, \beta$ ). Nous obtiendrons pour ces trois tensions deux composantes.

$$\text{Dans le cas précédent } (\vec{V}_2) : v_{ab} = 0, v_{bc} = 2E, v_{ca} = -2E \quad \text{A3-4}$$

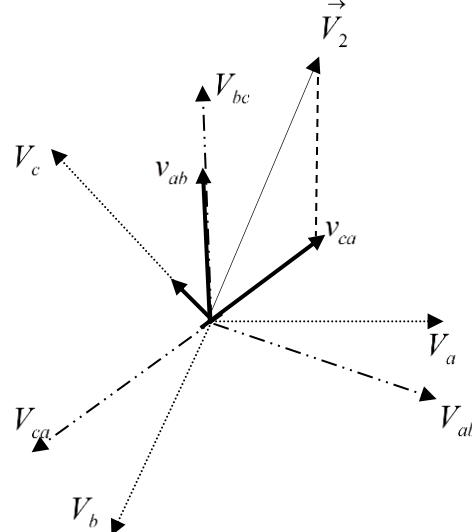


Figure A3.2 : Représentation de  $\vec{V}_2$  par projection de  $V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$



```

        end;
    end;
else
    if vref(1)>=0
        if vref(2)>=(-sqrt(3)*vref(1))
            secteur=6;
        else
            secteur=5;
        end;
    else
        if vref(2)>=(sqrt(3)*vref(1))
            secteur=4;
        else
            secteur=5;
        end;
    end;
end;

B=sqrt(2)*Ts/2;
if secteur==1
    A=[sin(pi/3) -cos(pi/3);0 1]*vref;
    T=B*A;
    T0=(Ts-T(1)-T(2));
    p1=T0/4;
    p2=T(1)/2;
    p3=T(2)/2;
    s1=v0;s2=v1;s3=v2;s4=v7;
elseif secteur==2
    A=[sin(2*pi/3) -cos(2*pi/3);-sin(pi/3) cos(pi/3)]*vref;
    T=B*A;
    T0=(Ts-T(1)-T(2));
    p1=T0/4;
    p2=T(2)/2;
    p3=T(1)/2;
    s1=v0;s2=v3;s3=v2;s4=v7;
elseif secteur==3
    A=[sin(3*pi/3) -cos(3*pi/3);-sin(2*pi/3) cos(2*pi/3)]*vref;
    T=B*A;
    T0=(Ts-T(1)-T(2));
    p1=T0/4;
    p2=T(1)/2;
    p3=T(2)/2;
    s1=v0;s2=v3;s3=v4;s4=v7;
elseif secteur==4
    A=[sin(4*pi/3) -cos(4*pi/3);-sin(3*pi/3) cos(3*pi/3)]*vref;
    T=B*A;
    T0=(Ts-T(1)-T(2));
    p1=T0/4;
    p2=T(2)/2;
    p3=T(1)/2;
    s1=v0;s2=v5;s3=v4;s4=v7;
elseif secteur==5
    A=[sin(5*pi/3) -cos(5*pi/3);-sin(4*pi/3) cos(4*pi/3)]*vref;
    T=B*A;

```

```
T0=(Ts-T(1)-T(2));
p1=T0/4;
p2=T(1)/2;
p3=T(2)/2;
s1=v0;s2=v5;s3=v6;s4=v7;
elseif secteur==6
    A=[sin(6*pi/3) -cos(6*pi/3);-sin(5*pi/3) cos(5*pi/3)]*vref;
    T=B*A;
    T0=(Ts-T(1)-T(2));
    p1=T0/4;
    p2=T(2)/2;
    p3=T(1)/2;
    s1=v0;s2=v1;s3=v6;s4=v7;
end;
t1=rem(t,Ts);
if t1<=p1
    y=s1;
elseif t1<=p1+p2
    y=s2;
elseif t1<=p1+p2+p3
    y=s3;
elseif t1<=3*p1+p2+p3
    y=s4;
elseif t1<=3*p1+p2+2*p3
    y=s3;
elseif t1<=3*p1+2*p2+2*p3
    y=s2;
else
    y=s1;
end;
```

## Annexe A5

**Génération des signaux MLI de commutation de l'onduleur triphasé à pont à deux niveaux dans le cas où le récepteur est monté en triangle ( $\Delta$ ) [17]**

$$\text{Si les tensions simples : } \begin{cases} V_{refa} = rE \cos(\omega_s t) \\ V_{refb} = rE \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{refc} = rE \cos\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{A5-1}$$

$$\text{Donc les tensions composées sont : } \begin{cases} V_{ab} = r\sqrt{3}E \cos\left(\omega_s t + \frac{\pi}{6}\right) = r\sqrt{3}E \cos(\varphi) \\ V_{refb} = r\sqrt{3}E \cos\left(\omega_s t + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}\right) = r\sqrt{3}E \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{refc} = r\sqrt{3}E \cos\left(\omega_s t + \frac{\pi}{6} - \frac{4\pi}{3}\right) = r\sqrt{3}E \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{A5-2}$$

$$\text{Avec } \varphi = \omega_s t + \frac{\pi}{6} \quad \text{A5-3}$$

La transformation dans le repère  $(\alpha, \beta)$  en utilisant l'équation (II-02) donne :

$$\begin{cases} V_{ref\alpha} = r \frac{3}{\sqrt{2}} E \cos(\varphi) = r \frac{3}{\sqrt{2}} E \cos\left(\omega_s t + \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{ref\beta} = r \frac{3}{\sqrt{2}} E \sin(\varphi) = r \frac{3}{\sqrt{2}} E \sin\left(\omega_s t + \frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad \text{A5-4}$$

Nous avons indiqué sur le tableau A5.1, les huit états que peuvent prendre les interrupteurs de l'onduleur triphasé. Ce tableau indique pour chacun de ces huit états, les valeurs de leurs composantes de Clark  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  ainsi que le vecteur de sortie  $\vec{V}_s$  représentatif de ces états.

$f_1$	$f_2$	$f_3$	$V_{ao}$	$V_{bo}$	$V_{co}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$	$(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$	$\theta$ [°]	$\vec{V}_s$
n	n	n	-E	-E	-E	0	0	0	(0, 0)	0	$\vec{V}_0$
p	n	n	E	-E	-E	2E	0	-2E	$(\sqrt{6}E, \sqrt{2}E)$	30	$\vec{V}_1$
p	p	n	E	E	-E	0	2E	-2E	$(0, 2\sqrt{2}E)$	90	$\vec{V}_2$
n	p	n	-E	E	-E	-2E	2E	0	$(-\sqrt{6}E, \sqrt{2}E)$	150	$\vec{V}_3$
n	p	p	-E	E	E	-2E	0	2E	$(-\sqrt{6}E, -\sqrt{2}E)$	210	$\vec{V}_4$
n	n	p	-E	-E	E	0	-2E	2E	$(0, -2\sqrt{2}E)$	270	$\vec{V}_5$
p	n	p	E	-E	E	2E	-2E	0	$(\sqrt{6}E, -\sqrt{2}E)$	330	$\vec{V}_6$
p	p	p	E	E	E	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7$

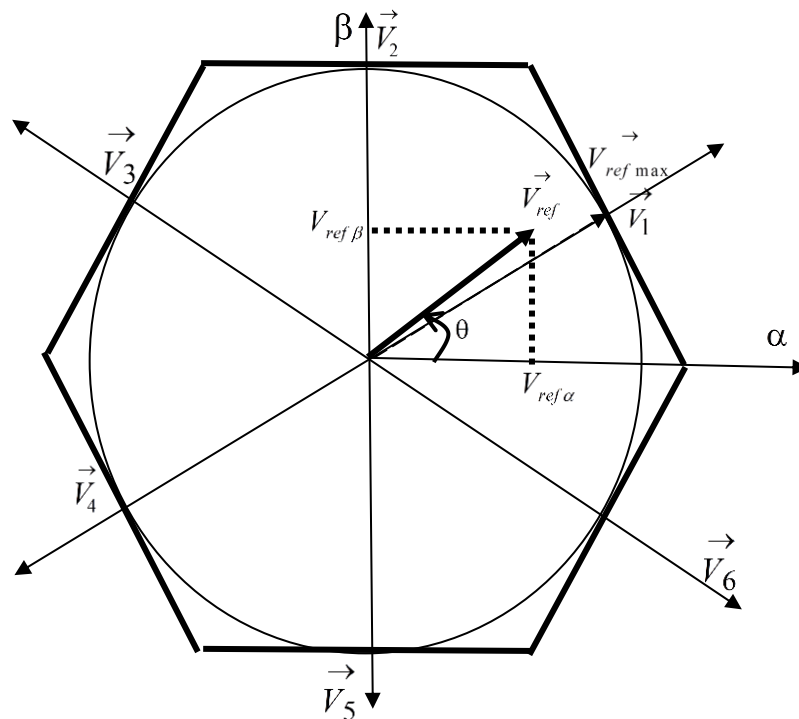
**Tableau A5.1 : Calcul des vecteurs de tensions**

Les vecteurs d'espace de tension  $\begin{pmatrix} \vec{V}_{s\alpha} \\ \vec{V}_{s\beta} \end{pmatrix}$  sont donnés par :

$$\vec{V}_k = \begin{cases} 2\sqrt{2}E \cdot e^{j(2k-1)\frac{\pi}{6}} & k = 1, \dots, 6 \\ 0 & k = 0, 7 \end{cases} \quad \text{A5-5}$$



La structure hexagonale est donnée comme suit :



**Figure A5-1 :** Représentation du polygone de commutation

De façon générale, la décomposition de II-13 sur les deux axes du plan  $(\alpha, \beta)$  est la suivante :

$$T_e \cdot \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} = 2\sqrt{2}E \left[ T_k \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2k-1}{6}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{2k-1}{6}\pi\right) \end{bmatrix} + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2k+1}{6}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{2k+1}{6}\pi\right) \end{bmatrix} \right] = 2\sqrt{2}E \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2k-1}{6}\pi\right) & \cos\left(\frac{2k+1}{6}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{2k-1}{6}\pi\right) & \sin\left(\frac{2k+1}{6}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad A5-6$$

Où  $k$  est déterminé par l'argument du vecteur de référence

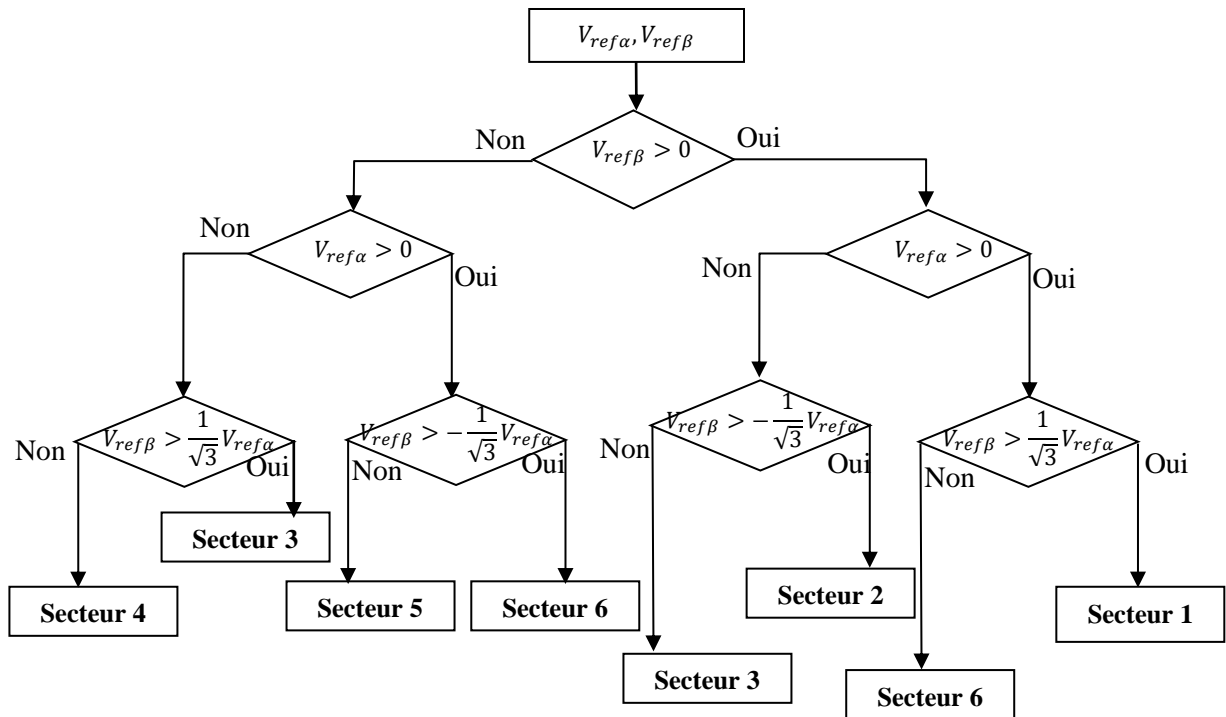
La résolution de cette dernière équation aboutit à :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{T_e}{\sqrt{6}E} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{2k+1}{6}\pi\right) & -\cos\left(\frac{2k+1}{6}\pi\right) \\ -\sin\left(\frac{2k-1}{6}\pi\right) & \cos\left(\frac{2k-1}{6}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad A5-7$$

$$T_0 = T_e - (T_k + T_{k+1}) \quad A5-8$$

Le choix des séquences s'effectue suivant l'organigramme décrit sur la figure A5.2.

A partir de simulation, on remarque que les résultats utilisant les vecteurs comme expliquée dans cette section est même ceux obtenues dans le cas où les vecteurs comme expliquée dans le chapitre II (figure II.5).



**Figure A2.8 :** Organigramme de la MLI vectorielle de l'onduleur à deux niveaux pour un récepteur est monté en  $\Delta$

**Remarque :** Si le récepteur est monté en triangle ( $\Delta$ ) avec un maximum de la valeur maximale de la tension de sortie  $rE$ , il faut insérer une tension d'alimentation continue  $\frac{E}{\sqrt{3}}$ . Pour un récepteur est monté en étoile (Y) avec un maximum de la valeur maximale de la tension de sortie  $rE$ , il faut insérer une tension d'alimentation continue  $E$ .

## Annexe A6

### Démonstration des résultats de transformation $(\alpha,\beta) \rightarrow (g,h)$ obtenus dans le chapitre III

La transformation triphasée/biphasée A6-1 transforme le vecteur de référence donné dans le système de la coordonnée entre phases en système de la coordonnée (g,h).

$$\vec{V}_{ref(g,h)} = T \cdot \vec{V}_{ref(a,b,c)} \quad A6-1$$

$$\text{avec } T = \frac{N-1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad A6-2$$

Donc

$$\begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} = \frac{N-1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad A6-3$$

Nous avons :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad A6-4$$

La matrice inverse :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad A6-5$$

L'équation A6-3 devient :

$$\begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} = \frac{N-1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad A6-6$$

$$= \frac{N-1}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \cos(\theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta) & -\frac{3}{2} \sin(\theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta) \\ \sqrt{3} \sin(\theta) & \sqrt{3} \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad A6-7$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{N-1}{2} \cdot \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta) - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin(\theta) & -\sin(\theta) - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos(\theta) \\ \frac{2\sqrt{3}}{3} \sin(\theta) & \frac{2\sqrt{3}}{3} \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}(N-1)}{2\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad A6-8$$

$$\text{Finalement, on aura } \begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} = T_1 \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad T_1 = \frac{\sqrt{3}(N-1)}{2\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad A6-9$$

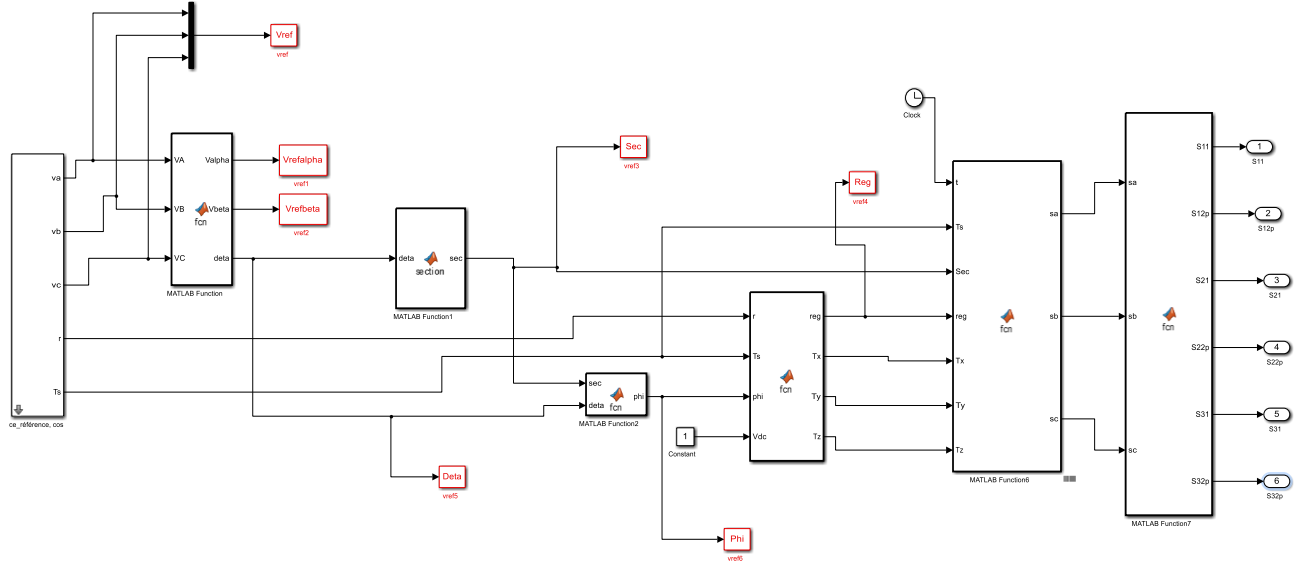
Pour N=2 (2 niveaux), la dernière équation est semblable que l'équation (II-21) donnée dans le chapitre II.

Pour un récepteur monté en triangle ( $\Delta$ ), la matrice de transformation est :

$$\begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} = T_1 \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad T_1 = \frac{\sqrt{3}(N-1)}{2\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad A6-10$$

## Annexe A7

### Elaboration du modèle de simulation de la commande de modulation vectorielle (Algorithme conventionnel) appliquée à l'onduleur à trois niveaux



**Figure A7 :** Commande vectorielle conventionnel appliquée à l'onduleur cascade à trois niveaux  
(Suit la partie puissance de la figure A1.1 où il remplace la partie commande)

## Annexe A8

### Elaboration du modèle de simulation de la commande de modulation vectorielle (nouvel algorithme) appliquée à l'onduleur à trois et sept niveaux

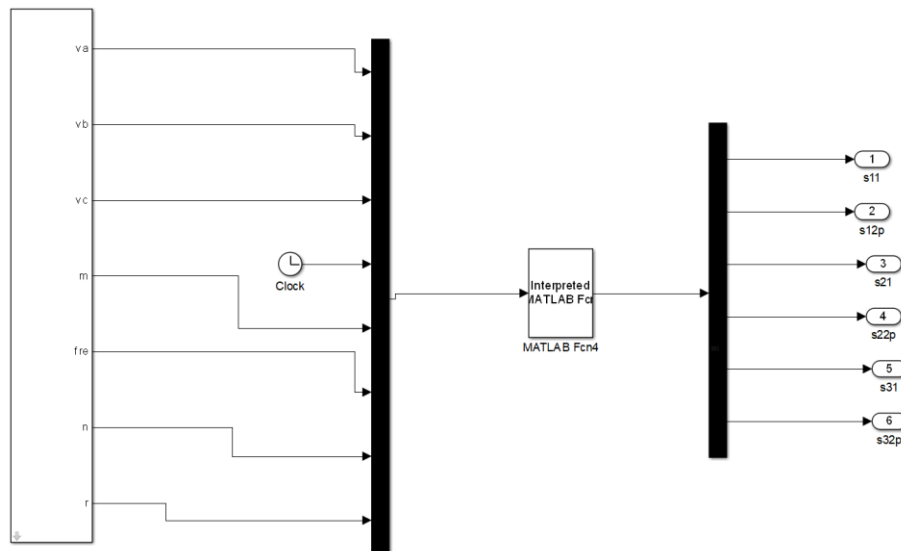


Figure A8.1 : Commande vectorielle appliquée à l'onduleur cascade à trois niveaux

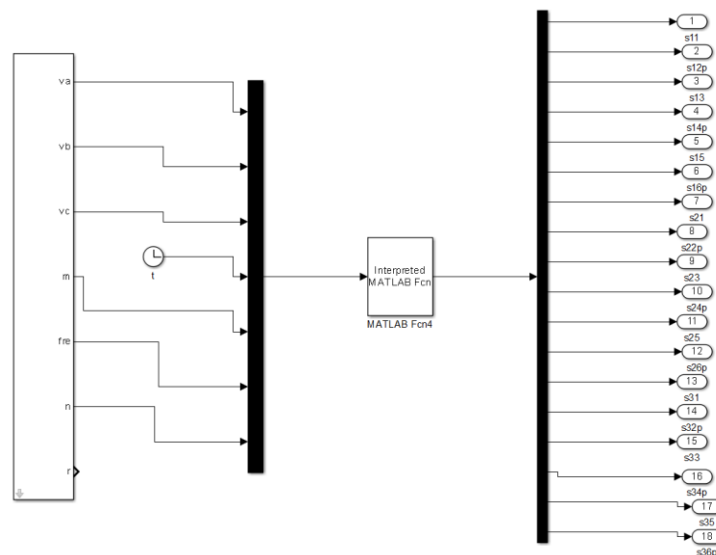


Figure A8.2 : Commande vectorielle appliquée à l'onduleur cascade à sept niveaux

**Remarque :** La fonction Matlab pour tous les nombres de niveaux appelle un programme décrit, ci-dessous. Il suffit de changer le nombre de niveaux N.

```
function y=svmng(x);
%programme de calcul de SVM(space vector modulation)
t=x(4);m=x(5);fre=x(6);pe=1/fre;n=x(7);
Ts=pe/m;
%Transformation de coordonnée
va=x(1);vbc=x(2);vc=x(3);
vref=(n-1)/(2)*[1 -1 0;0 1 -1]*[va;vb;vc];
%Détection les trois vecteurs les plus proches

vgs=floor(vref(1))+1;
```

```

vgi=floor(vref(1));
vhs=floor(vref(2))+1;
vhi=floor(vref(2));
vul=[vgs;vhi];vlu=[vgi;vhs];vuu=[vgs;vhs];vll=[vgi;vhi];
q=vref(1)+vref(2)-(vul(1)+vul(2));
%Calcul des temps de commutation
if q>0
    vp=vuu;
    dul=-(vref(2)-vuu(2));
    dlu=-(vref(1)-vuu(1));
    dp=1-dul-dlu;
    Tul=Ts*dul;Tlu=Ts*dlu;Tp=Ts*dp;
else
    vp=vll;
    dul=(vref(1)-vll(1));
    dlu=(vref(2)-vll(2));
    dp=1-dul-dlu;
    Tul=Ts*dul;Tlu=Ts*dlu;Tp=Ts*dp;
end;
%Détermination des états de commutation
%ni:nombre de stat
if (vul(1)>=0 & vul(2)>=0) | (vul(1)<=0 & vul(2)<=0)
    nul=n-((abs(vul(1))+abs(vul(2))));
else
    nul=n-(max(abs(vul(1)),abs(vul(2))));
end;
if (vlu(1)>=0 & vlu(2)>=0) | (vlu(1)<=0 & vlu(2)<=0)
    nlu=n-((abs(vlu(1))+abs(vlu(2))));
else
    nlu=n-(max(abs(vlu(1)),abs(vlu(2))));
end;
if (vp(1)>=0 & vp(2)>=0) | (vp(1)<=0 & vp(2)<=0);
    np=n-((abs(vp(1))+abs(vp(2))));
else
    np=n-(max(abs(vp(1)),abs(vp(2))));
end;
n1=nul;n2=nlu;n3=np;
sul=[0;0;0];slu=[0;0;0];sp=[0;0;0];
for k=0:n-1;
    i=k;i1=k-vul(1);i2=k-vul(1)-vul(2);
    i3=k;i4=k-vlu(1);i5=k-vlu(1)-vlu(2);
    i6=k;i7=k-vp(1);i8=k-vp(1)-vp(2);
    if ((i>=0 & i<=n-1) & (i1>=0 & i1<=n-1) & (i2>=0 & i2<=n-1))
        sul(nul,1)=i;sul(nul,2)=i1;sul(nul,3)=i2;
        nul=nul-1;
    end;
    if ((i3>=0 & i3<=n-1) & (i4>=0 & i4<=n-1) & (i5>=0 & i5<=n-1))
        slu(nlu,1)=i3;slu(nlu,2)=i4;slu(nlu,3)=i5;
        nlu=nlu-1;
    end;
    if ((i6>=0 & i6<=n-1) & (i7>=0 & i7<=n-1) & (i8>=0 & i8<=n-1))
        sp(np,1)=i6;sp(np,2)=i7;sp(np,3)=i8;
        np=np-1;
    end;
end;

s1=[0;0;0]; s2=[0;0;0]; s3=[0;0;0];
ness=n1+n2+n3;
ness1=ness-2*floor(ness/2);

if vref(2)>0
    if vref(1)>0
        if ness1==0
            if q<0
                x1=n3;
                s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
                s2=sul;T2=Tul;n2q=x1-1;
                s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
            else
                x1=n3;
                s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
                s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
                s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1;
            end
        end
    end
end

```

```

else
  if q<0
    if Tul>Tlu
      x1=n1;
      s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
      s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
      s3=sp;T3=Tp;n3q=x1;
    else
      x1=n2;
      s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
      s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
      s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
    end
  else
    if Tul>Tlu
      x1=n1;
      s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
      s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
      s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
    else
      x1=n2;
      s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
      s2=sp;T2=Tp;n2q=x1-1;
      s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
    end
  end
end
else
  if vref(2)>(-vref(1))
    if ness1==0
      if q>0
        x1=n1;
        s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
        s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1-1;
        s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
      else
        x1=n2;
        s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
        s2=sp;T2=Tp;n2q=x1+1;
        s3=sul;T3=Tul;n3q=x1+1;
      end
    else
      if q>0
        if Tp>Tlu
          x1=n3;
          s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
          s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
          s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1;
        else
          x1=n2;
          s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
          s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
          s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
        end
      else
        if Tul>Tp
          x1=n1;
          s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
          s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1-1;
          s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
        else
          x1=n3;
          s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
          s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
          s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
        end
      end
    end
  end
end
else
  if ness1==0
    if q<0
      x1=n1;
      s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
      s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1-1;
    end
  end
end

```





```

        end
    end
end
else
    if (-vref(2))>vref(1)
        if ness1==0
            if q<0
                x1=n2;
                s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
                s2=sp;T2=Tp;n2q=x1-1;
                s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
            else
                x1=n1;
                s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
                s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
                s3=sp;T3=Tp;n3q=x1;
            end
        else
            if q<0
                if Tp>Tul
                    x1=n3;
                    s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
                    s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
                    s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1;
                else
                    x1=n1;
                    s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
                    s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
                    s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
                end
            else
                if Tlu>Tp
                    x1=n2;
                    s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
                    s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
                    s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
                else
                    x1=n3;
                    s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
                    s2=sul;T2=Tul;n2q=x1-1;
                    s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
                end
            end
        end
    end
else
    if ness1==0
        if q>0
            x1=n2;
            s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
            s2=sp;T2=Tp;n2q=x1-1;
            s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
        else
            x1=n1;
            s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
            s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
            s3=sp;T3=Tp;n3q=x1;
        end
    else
        if q>0
            if Tul>Tp
                x1=n1;
                s1=sul;T1=Tul;n1q=x1;
                s2=slu;T2=Tlu;n2q=x1;
                s3=sp;T3=Tp;n3q=x1-1;
            else
                x1=n3;
                s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;
                s2=sul;T2=Tul;n2q=x1;
                s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1;
            end
        else
            if Tp>Tlu
                x1=n3;
                s1=sp;T1=Tp;n1q=x1;

```

```

        s2=sul;T2=Tul;n2q=x1-1;
        s3=slu;T3=Tlu;n3q=x1-1;
    else
        x1=n2;
        s1=slu;T1=Tlu;n1q=x1;
        s2=sp;T2=Tp;n2q=x1;
        s3=sul;T3=Tul;n3q=x1-1;
    end
end
end
end
end
end

%Application les vecteur de commutation
p1=T1/4;p2=T2/2;p3=T3/2;
t1=rem(t,Ts);
if t1<=p1
    w=[s1(n1q,1);s1(n1q,2);s1(n1q,3)];
elseif t1<=p1+p2
    w=[s2(n2q,1);s2(n2q,2);s2(n2q,3)];
elseif t1<=p1+p2+p3
    w=[s3(n3q,1);s3(n3q,2);s3(n3q,3)];
elseif t1<=3*p1+p2+p3
    w=[s1(n1q-1,1);s1(n1q-1,2);s1(n1q-1,3)];
elseif t1<=3*p1+p2+2*p3
    w=[s3(n3q,1);s3(n3q,2);s3(n3q,3)];
elseif t1<=3*p1+2*p2+2*p3
    w=[s2(n2q,1);s2(n2q,2);s2(n2q,3)];
else
    w=[s1(n1q,1);s1(n1q,2);s1(n1q,3)];
end;
for ii=n-1:-1:0
if w(1)==ii
    for iii=1:n-1
        y(iii)=0;
    end;
    if ii~=0
        for iii=1:ii
            y(iii)=1;
        end;
    end;
end;
if w(2)==ii
    for iii=n:2*n-2
        y(iii)=0;
    end;
    if ii~=0
        for iii=n:n-1+ii
            y(iii)=1;
        end;
    end;
end;
if w(3)==ii
    for iii=2*n-1:3*n-3
        y(iii)=0;
    end;
    if ii~=0
        for iii=2*n-1:2*n-2+ii
            y(iii)=1;
        end;
    end;
end;
end;
end;

```

# *Bibliographie*



# Bibliographie

- [1] L.S. Belaid, “Cours énergie solaire photovoltaïque”, Cours universitaire.
- [2] Antonio Luque, Steven Hegedus, “Handbook of Photovoltaic Science and Engineering”, John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [3] G. Séguier, F. Labrique, “Les convertisseurs de l’électronique de puissance. La conversion continue-alternatif”, Volume 4, Lavoisier Tec & DOC, 1989.
- [4] Y. Sahali, “Etude, modélisation et simulation des onduleurs de tension multiniveaux. Etat de l’art”, Thèse de Magister de l’université Djillali-Liabes de Sidi-Bel-Abbès, Département d’électrotechnique, 2004.
- [5] M. Yaichi, “Analyse de la technique SVM appliquée aux onduleurs multiniveaux”, Mémoire de Magister de l’université Djillali-Liabes de Sidi-Bel-Abbès, Département d’électrotechnique, 2006.
- [6] N. Laala, F. Brahim, “Etude des différentes topologies des onduleurs triphasés destinés aux applications photovoltaïques”, Mémoire Master en Electrotechnique, Université Ahmed Draia Adrar, 2019.
- [7] S. Guy, B. Robert, L. Francis, “Les convertisseurs de l’électronique de puissance la Conversion alternative”, Volume 4, Edition tec-doc, 1995.
- [8] G. Walker, G. Ledwich, “Bandwidth considerations for multilevel converters”, IEEE Transactions on power electronics, Vol. 14, No. 1, January 1999.
- [9] F.Z. Peng, J.S. Lai, “A multi-level voltage source converter with separate DC source for static Var generation”, IEEE-T-IA, 32(5), 1130~1137, 1996.
- [10] Djaafer LALILI, “MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone”, Thèse de doctorat en Génie électrique, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Algérie, 2009.
- [11] A. Khoudiri, “Fonctionnement en mode dégradé d’un onduleur multiniveaux en cascade”, Mémoire de Magister, Ecole militaire polytechnique, 2009.
- [12] O. Bouakaz, “Contribution à l’analyse des onduleurs multiniveaux : Fonctionnement symétrique et asymétrique”, Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.
- [13] A. Bouzidi, M. Bouchareb, “Commande par mode glissant d’un D-STATCOM multiniveaux”, Mémoire de Magister, Université de M’Sila, 2011.
- [14] J. Rodriguez, J. Lai and F.Z. Peng, “Multilevel inverter: A survey of topologies, controls, and applications”, IEEE Transaction on industrial electronics, Vol.49, No.4, August 2002.
- [15] F. Iturriz, P. Ladoux, “Phase-controlled multilevel converter based on dual structure association”, IEEE Transaction on power electron, 15, 92, 2002.
- [16] C. Benchaiba, B. Mazari, “Technique de modulation appliqués à l’élimination des harmonique dans les réseaux électriques”, Conférence internationale SSA2, 1999.
- [17] J.M Retif, “Commande vectorielle des machines asynchrones & synchrones, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon”, Edition 2008 pour 5ème Année GE, Option ISIP.
- [18] S. Senni, P. Wolfs, “Space vector modulation for three-leg voltage source inverters”, Central Queensland University.

- [19] A. Kwasinski, P.T. Krein, P.L. Chapman, "Time domain comparison of pulse-width modulation schemes", IEEE Power Electronics Letters, Vol. 1, No. 3, September 2003.
- [20] Z. Li, S. Wang, L. Cao, Y. Zheng, Y. Kao, Ch. Chen, "Research and Control of Six-phase Induction Motor based on the New Topology", Proceedings of the 2017 IEEE International Conference on Information and Automation (ICIA) Macau SAR, pp~ 626-631, China, July 2017.
- [21] Q. Song, W. Liu, G. Yan, Y. Chen, "DSP-Based universal space vector modulator for multilevel voltage-source inverter", IEEE.
- [22] N. Celanovic, "Space vector modulation and control of multilevel converters", Doctor of philosophy, Blacksburg, Virginia, September 2000.
- [23] T. Brückner, D.G. Holmes, "Optimal pulse width modulation for three-level inverters", IEEE.
- [24] N. Celanovic, D. Boroyevic, D.H. Lee, D. Peng, F.C. Lee, "Control design of three-level voltage source inverter for SMES power conditioning system", IEEE.
- [25] N. Celanovic, D. Boroyevich, "A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverter", IEEE Transactions on power electronics, Vol. 15, No. 2 March 2000.
- [26] Nikola Celanovic, Dushan Boroyevich, "A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters", IEEE transaction on industry application, Vol.37, No.2, March/April 2001.
- [27] Nikola Celanovic, Dushan Boroyevich, "A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters", IEEE.
- [28] J. Hawley, X. Zhou, "Space vector modulation in multilevel applications", IEEE.
- [29] J. Pou, R. Pindado, D. Boroyevich, P. Rodriguez and J. Vicente, "Voltage-balancing strategies for diode-clamped multilevel converters", 2004 35<sup>th</sup> Annual IEEE Power electronics specialists conference.
- [30] B.P. McGrath, D.G. Holmes, T.A. Lipo, "Optimised space vector switching sequences for multilevel inverter", IEEE Transactions on power electronics, Vol.18, No.6, November 2003.
- [31] Josep Pou, Chapter 3: Space-vector PWM, Technical University of Catalonia.
- [32] Qamar Muhammad Attique, Yongdong Li, et Kui Wang, "A Survey on Space-Vector Pulse Width Modulation for Multilevel Inverters", CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, Vol. 2, No. 3, September 2017.
- [33] S. Prashanth, M. Santhosh, I. Rahul, "Space Vector Modulation Algorithm for Multi Level Inverter", International Journal of Scientific & Engineering Research, Vo. 4, No. 6, June 2013.
- [34] P. Madasamy, R. K. Pongianan, Sekar Ravichandran, Sanjeevikumar Padmanaban, Bharatiraja Chokkalingam, Eklas Hossain, Yusuff Adedayo, "A Simple Multilevel Space Vector Modulation Technique and MATLAB System Generator Built FPGA Implementation for Three-Level Neutral-Point Clamped Inverter", Energies (MDPI), 12, 4332, 2019.
- [35] David. W. Feng, Bin. Wu, Sanmin. Wei, David. Xu, "Space vector modulation for neutral point clamped multilevel inverter with even order harmonic elimination" CCECE 2004-CCGEI 2004 Niagara Falls, May 2004.

- [36] M. Yaichi, M-K Fella, “An Implementation Mechanisms of SVM Control Strategies Applied to Five Levels Cascaded Multi-Level Inverters”, International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS) Vol. 4, No. 2, June 2014, pp. 146~155.
- [37] P.C. Loh, D.G. Holmes, “A new flux modulation technique for multilevel inverter”, IEEE Transactions on industry application, Vol.38, No.5, September/October 2002.