



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



Université Ahmed Draya d'ADRAR

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DES SCIENCES DE TECHNOLOGIE

Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme de master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

## Thème

**Etude, Modélisation et commande d'un onduleur à trois  
niveaux à structure NPC**

**Présenté par :**

- Mohammed souleymane GUERBOUZ  
- Ismail SALAHI

**Encadreur**

Dr CHABANI Sououdi Boumediene

**Membres de jury :**

**Examineur :** Dr Harouz. A

Université d'ADRAR

**Examineur :** Mr Dahabi. H

Université d'ADRAR

Année universitaire 2020/2021

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République algérienne populaire et démocratique

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

UNIVERSITE AHMED DRAYA - ADRAR

BIBLIOTHÈQUE CENTRALE

Service de recherche bibliographique

N° .....B.C/S.R.B//U.A/2021



جامعة احمد دراية - ادرار

المكتبة المركزية

مصلحة البحث البليوغرافي

الرقم ..... م.م/م.ب.ب /ج.أ/2021

## شهادة الترخيص بالإيداع

انا الاستاذ: الدكتور شعباني سعودي بومدين

المشرف على مذكرة الماستر

الموسومة ب : Etude, Modélisation et commande d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC

من انجاز الطالب : محمد سليمان قربوز

و الطالب : إسماعيل صلاحي

كلية: علوم وتكنولوجيا

قسم: علوم تكنولوجيا

تخصص: تحكم كهربائي

تاريخ تقييم / مناقشة : 20/06/2021

اشهد ان الطلبة قد قاموا بالتعديلات والتصحيحات المطلوبة من طرف لجنة التقييم / المناقشة، وان المطابقة بين  
النسخة الورقية والالكترونية استوفت جميع شروطها ويامكانهم ايداع النسخ الورقية (02) والالكترونية (PDF)

امضاء المشرف :

ادرار في : 27 جويلية 2021

مساعد رئيس القسم

الدكتور: شعباني سعودي بومدين



لا تقبل اي شهادة بدون التوقيع والمصادقة.

ملاحظة:

## *Remerciement:*

الحمد لله الذي بفضله تم الطالبة

*Nous aimerions d'abord remercier notre encadreur le*

***Dr. CHABANI Boumediene.***

*Nos sincères remerciements pour votre gentillesse, c'est un grand honneur et un grand bonheur pour nous. Vos qualités humaines et professionnelles sont connues de tous et nous impressionneront toujours.*

*Tout au long de ce mémoire, ses conseils pertinents avec écoute, amabilité et patience ont permis à notre travail d'aboutir et de voir le jour.*

*Vous trouverez dans ce travail un témoignage de notre profonde gratitude et respect, Dieu vous protège et vous bénisse.*

# ***DEDICASES***

*Je dédie ce modeste travail :*

*A mes très chers parents, que dieu les garde et*

*Les protège pour leur soutien moral,*

*Pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils*

*Ont endurés.*

*A mes frères*

*A mes sœurs*

*A ma grande famille*

*Aux chers amis.*

*Ismail*

# **DEDICASES**

*Je dédie ce modeste travail :*

*à l'âme de mon père, et à ma chère mère, que Dieu la protège.*

*Pour ses encouragements, ses sacrifices et sa patience constante*

*Ainsi que*

*À mes frères*

*À mes sœurs*

*pour ma grande famille*

*A mes chers amis.*

*Mohammed souleymene*

## Résumé

Durant ces dernières années, on vit la naissance de nouveaux convertisseurs de puissance multiniveaux qui sont utilisés pour l'alimentation à fréquence variable des machines alternatives de forte puissance. Plusieurs structures de ces convertisseurs multiniveaux ont été proposées. On peut citer : les onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées, les onduleurs multiniveaux à diodes flottantes et ceux à structure NPC. Dans le cadre de notre travail, nous traitons une structure de convertisseurs multiniveaux : onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC (neutral point clamping). Ce dernier permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge grâce à sa topologie. Ainsi, il permet de générer une tension la plus sinusoïdale possible, et d'améliorer le taux d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tension offert par la structure de ce nouveau convertisseur. L'utilisation de ce dernier dans les domaines de haute tension et forte puissance permet de résoudre simultanément les difficultés relatives à l'encombrement et à la commande des groupements d'onduleurs à deux niveaux généralement utilisés dans ce type d'applications.

**Mots-clés** les onduleurs multi-niveaux, NPC, Techniques de commande, taux d'harmoniques.

## Abstract

In recent years, we have seen the birth of new multi-level power converters, which are used, for variable frequency power supply of high power reciprocating machines. Several structures of these multilevel converters have been proposed. We can cite multilevel inverters with nested cells, multilevel inverters with floating diodes and those with NPC structure. Within the framework of our work, we deal with a structure of multilevel converters: three-level voltage inverter with NPC structure (neutral point clamping). The latter increases the power delivered to the load thanks to its topology. Thus, it makes it possible to generate a voltage that is as sinusoidal as possible, and to improve the rate of harmonics thanks to the high number of voltage levels offered by the structure of this new converter. The use of the latter in high voltage and high power fields allows the simultaneous resolution of the congestion and control difficulties of the two-level inverter groups generally used in this type of application.

**Keywords** multi-level inverters, NPC, Control techniques, harmonic rates.

## ملخص

في السنوات الأخيرة، شهدنا ولادة محولات طاقة جديدة متعددة المستويات تُستخدم لإمداد طاقة التردد المتغير للآلات الترددية عالية الطاقة. تم اقتراح العديد من الهياكل لهذه المحولات متعددة المستويات. يمكننا الاستشهاد بما يلي: محولات متعددة المستويات مع خلايا متداخلة، ومحولات متعددة المستويات ذات ثنائيات عائمة وتلك التي تحتوي على هيكل NPC. في إطار عملنا، نتعامل مع هيكل من المحولات متعددة المستويات: عاكس جهد ثلاثي المستويات مع هيكل NPC (لقط نقطة محايدة). هذا الأخير يزيد من الطاقة التي يتم تسليمها للحمل بفضل طوبولوجيتها. وبالتالي، فإنه يجعل من الممكن توليد أكبر قدر ممكن من الجهد الجيبي وتحسين المعدل التوافقي بفضل العدد الكبير من مستويات الجهد التي يوفرها هيكل هذا المحول الجديد. إن استخدام الأخير في مجالات الجهد العالي والطاقة العالية يجعل من الممكن حل المشكلات المتعلقة بالحجم والتحكم في مجموعات العاكس ذات المستويين المستخدمة عمومًا في هذا النوع من التطبيقات.

**الكلمات المفتاحية** محولات متعددة المستويات، NPC، تقنيات التحكم، المعدلات التوافقية



## *Liste des figures*

## *Chapitre I : Principe de fonctionnement et caractéristiques des onduleurs classiques*

<i>Figure I. 1 schéma de principe de la conversion continu-Alternative (DC-AC).....</i>	<i>4</i>
<i>Figure I. 2 Schéma de Conversion DC/AC et grandeur de sortie .....</i>	<i>5</i>
<i>Figure I. 3 Symbole et signal d'un onduleur.....</i>	<i>5</i>
<i>Figure I. 4 Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi-cycle .....</i>	<i>6</i>
<i>Figure I. 5 Fonctionnement et signal de l'onduleur deux niveaux dans le 2ème demis cycle .....</i>	<i>6</i>
<i>Figure I. 6 Signal complet de l'onduleur. ....</i>	<i>7</i>
<i>Figure I. 7 onduleur de courant en pont monophasés .....</i>	<i>8</i>
<i>Figure I. 8 Onduleur de tension en pont monophasée .....</i>	<i>9</i>
<i>Figure I. 9 choix des composants selon la puissance et la Fréquence .....</i>	<i>10</i>
<i>Figure I. 10 montage d'un onduleur monophasé .....</i>	<i>11</i>
<i>Figure I. 11 Onduleur avec transformateur à point milieu .....</i>	<i>11</i>
<i>Figure I. 12 montage d'un onduleur en demi- pont. ....</i>	<i>12</i>
<i>Figure I. 13 montage d'un onduleur en pont complet .....</i>	<i>12</i>
<i>Figure I. 14 Montage d'un onduleur triphasé. ....</i>	<i>13</i>
<i>Figure I. 15 Les Formes d'onde des tensions et des courants pour un onduleur de tension triphasé avec la charge RL montée en étoile (commande 180°).....</i>	<i>16</i>
<i>Figure I. 16 Commande 180°.....</i>	<i>19</i>
<i>Figure I. 17 Formes des signaux de Commande plein onde 180°.....</i>	<i>19</i>
<i>Figure I. 18 Commande 120°.....</i>	<i>20</i>
<i>Figure I. 19 Formes des signaux de Commande plein onde décalée 120°.....</i>	<i>20</i>
<i>Figure I. 20 Principe de la modulation de largeur d'impulsions .....</i>	<i>21</i>
<i>Figure I. 21 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone.....</i>	<i>21</i>
<i>Figure I. 22 Alimentation de secours .....</i>	<i>22</i>
<i>Figure I. 23 Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes</i>	<i>22</i>

## *Chapitre II : les onduleurs multi-niveaux*

<i>Figure II. 1 Onduleur à niveaux multiples à deux (a), à trois (b) et à m niveaux (c) .....</i>	<i>28</i>
<i>Figure II. 2 Convertisseur en cascade à N niveaux.....</i>	<i>29</i>
<i>Figure II. 3 Structure d'un convertisseur polygonal N niveaux .....</i>	<i>30</i>
<i>Figure II. 4 Bras de convertisseur NPC à 3 niveaux .....</i>	<i>31</i>
<i>Figure II. 5 Bras de convertisseur multicellulaire série à p+1 niveaux .....</i>	<i>32</i>
<i>Figure II. 6 Convertisseur multicellulaire superposé Px2.....</i>	<i>34</i>

<i>Figure II. 7 Convertisseur multicellulaire superposé 1x2. ....</i>	<i>35</i>
<i>Figure II. 8 Convertisseur multicellulaire superposé 1x2. ....</i>	<i>36</i>
<i>Figure II. 9 Convertisseur multicellulaire parallèle à P cellules de commutation. ....</i>	<i>37</i>
<i>Figure II. 10 Convertisseur multicellulaire parallèle à 1 cellule. ....</i>	<i>38</i>

### *Chapitre III : Modélisation d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC*

<i>Figure III. 1 Onduleur triphasé à trois niveaux .....</i>	<i>44</i>
<i>Figure III. 2 Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode .....</i>	<i>44</i>
<i>Figure III. 3 Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.....</i>	<i>45</i>
<i>Figure III. 4 1<sup>er</sup> econfiguration du 1<sup>er</sup> bras.....</i>	<i>46</i>
<i>Figure III. 5 2<sup>eme</sup> econfiguration du 1<sup>er</sup> bras .....</i>	<i>47</i>
<i>Figure III. 6 3<sup>eme</sup> econfiguration du 1<sup>er</sup> bras .....</i>	<i>48</i>
<i>Figure III. 7 Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras D'onduleur à trois niveaux de type NPC.....</i>	<i>49</i>

### *Chapitre IV : Simulation et interprétation des résultats*

<i>Figure IV. 1 Régulateur PID.....</i>	<i>60</i>
<i>Figure IV. 2 Commande par linéarisation exacte.....</i>	<i>61</i>
<i>Figure IV. 3 Commande par mode de glissement (Beckmans et Sigimondi).....</i>	<i>62</i>
<i>Figure IV. 4 Les différentes techniques de commandes .....</i>	<i>63</i>
<i>Figure IV. 5 schéma de principe de la technique tringulo-sinusoidale .....</i>	<i>64</i>
<i>Figure IV. 6 principe de la modulation MLI sinusoidale classique.....</i>	<i>66</i>
<i>Figure IV. 7 Types de modulations MLI .....</i>	<i>67</i>
<i>Figure IV. 8 principe de la modulation MLI à double triangles .....</i>	<i>68</i>
<i>Figure IV. 9 Modulation vectorielle .....</i>	<i>69</i>
<i>Figure IV. 10 approximation du vecteur de référence par les tensions d'alimentation .....</i>	<i>70</i>
<i>Figure IV. 11 Représentation dans le plan (<math>\alpha</math>, <math>\beta</math>) des vecteurs de tension de .....</i>	<i>70</i>
<i>Figure IV. 12 Principe de commande par Hystérésis .....</i>	<i>71</i>
<i>Figure IV. 13 Modulation hystérésis .....</i>	<i>71</i>
<i>Figure IV. 14 Schéma block .....</i>	<i>72</i>
<i>Figure IV. 15 convertisseur NPC à trois niveaux (détaillées).....</i>	<i>73</i>
<i>Figure IV. 16 commande MLI à double triangles .....</i>	<i>74</i>
<i>Figure IV. 17 La Tension <math>V_A</math> de sortie avant la charge.....</i>	<i>74</i>
<i>Figure IV. 18 La Tension <math>V_{AB}</math> de sortie avant la charge.....</i>	<i>74</i>

<i>Figure IV. 19 La Tension <math>V_{AB}</math> tension de sortie après la charge .....</i>	<i>75</i>
<i>Figure IV. 20 Le spectre d'harmonique de la tension après la charge .....</i>	<i>75</i>
<i>Figure IV. 21 Le spectre d'harmonique de la tension avant la charge.....</i>	<i>76</i>
<i>Figure IV. 22 Onduleur NPC avec une commande MLI sinusoidale classique.....</i>	<i>77</i>
<i>Figure IV. 23 La Tension <math>V_{AB}</math> de sortie avant la charge .....</i>	<i>77</i>
<i>Figure IV. 24 La Tension <math>V_{AB}</math> tension de sortie après la charge .....</i>	<i>78</i>
<i>Figure IV. 25 Le spectre d'harmonique de la tension avant la charge.....</i>	<i>78</i>
<i>Figure IV. 26 Le spectre d'harmonique de la tension après la charge .....</i>	<i>79</i>

A decorative orange border with rounded corners and a scroll-like effect on the left and right sides, framing the central text.

## *Liste des tableaux*

<b>Chapitre I : Principe de fonctionnement et caractéristiques des onduleurs classiques</b>	
<b>Tableau I. 1 Les Tableaux I. Tensions et les courants correspondants à chaque état de commutation de l'onduleur</b>	<b>16</b>
<b>Chapitre II : les onduleurs multi-niveaux</b>	
<b>Tableau II. 1 Etats de convertisseur NPC à trois niveaux et sa tension de sortie</b>	<b>31</b>
<b>Tableau II. 2 Etats d'un convertisseur à 4 niveaux et sa tension de sortie</b>	<b>33</b>
<b>Tableau II. 3 Caractéristiques principales du fonctionnement de l'onduleur SMC 1x2</b>	<b>36</b>
<b>Tableau II. 4 Comparaison entre les trois topologies de base des convertisseurs multi-niveaux</b>	<b>38</b>
<b>Chapitre III : Modélisation d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC</b>	
<b>Tableau III. 1 Table de commutation du convertisseur NPC 3 niveaux</b>	<b>48</b>
<b>Tableau III. 2 La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit</b>	<b>50</b>
<b>Tableau III. 3 La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit</b>	<b>50</b>
<b>Tableau III. 4 La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit</b>	<b>51</b>

## *Tables des notations et symboles*

Di	Semi-conducteur non commandé (diode).
UC	Tension principale de l'onduleur NPC.
I1, I2, I3	Les courants alternatifs de la charge.
IK	Le courant à la sortie de l'onduleur.
Ka1, Kb1, Kc1.	Les commutateurs en haut de l'onduleur NPC à deux niveaux triphasé de Tension.
Ka2, Kb2, Kc2	Les commutateurs en bas de l'onduleur NPC à deux niveaux triphasé de Tension.
I	Le courant d'entrée
T	La période de modulation
T <sub>i</sub>	Semi-conducteur commandé (IGBT, GTO)
M	Le point milieu
C	Le nombre de condensateur d'équilibrage
D	Le nombre de diode principale
D <sub>is</sub>	Les montées en antiparallèle avec les commutateur, avec (i=a,b,c) et (s=1,2,3,4 ....)
E	La tension du bus continue à l'entrée de l'onduleur
I	Le courant à l'entrée de l'onduleur
I <sub>s</sub>	Les courants électriques à la sortie de l'onduleur
K	Le nombre de commutateurs principaux.
K <sub>is</sub>	Les commutateurs dans l'onduleur
N	Le nombre de niveau de tension obtenu à la sortie de l'onduleur
S	Le nombre de source à courant continue
V <sub>i</sub>	Les tensions aux bornes de la charge.
V <sub>sa</sub>	Les tensions aux bornes des condensateurs dans la topologie à cellule imbriquée
V <sub>ao</sub> , V <sub>bo</sub> , V <sub>co</sub>	Les tensions simples à la sortie de l'onduleur entre les phases de la charge et le point milieu o.
V <sub>ab</sub> , V <sub>bc</sub> , V <sub>ca</sub>	Les tensions composées aux bornes de la charge

$V_{ka1}, V_{ka2}, V_{ka3}, V_{ka4}, \dots$	Les tensions inverses appliquées aux bornes des interrupteurs bloqués.
$V_{ki}$	La tension à la borne de l'interrupteur bidirectionnel $K_s$
$A_c$	L'amplitude de la porteuse
$A_m$	Amplitude de la référence
$C_{32}$	Transformation triphasé-biphasé
$(\alpha, \beta)$	Le plan diphasé de la transformation de Concordia
$F_c$	La fréquence de la porteuse
$F_m$	La fréquence de la référence.
$I_{ref}$	Le courant de référence
$S_a, S_b, S_c$	Les temps de commutation des interrupteurs.
$T_a, T_b, T_c$	La période de modulation.
$I$	Le courant mesuré
$S_j$	L'état des interrupteurs $S_j$ ( $j=a, b, c$ ).
$K_a$	L'interrupteur de haut d'un bras de l'onduleur à deux niveaux
$K_a'$	L'interrupteur de bas d'un bras de l'onduleur à deux niveaux
$I_1, I_2, I_3$	Les courants alternatifs de la charge
$I_k$	Le courant à la sortie de l'onduleur
$K_{a1}, K_{b1}, K_{c1}$	Les commutateurs en haut de l'onduleur NPC à deux niveaux triphasé de tension
$K_{a2}, K_{b2}, K_{c2}$	Les commutateurs en bas de l'onduleur NPC à deux niveaux triphasé de tension
$V_a, V_b, V_c$	Les tensions simples aux bornes de la charge
$V_{aM}, V_{bM}, V_{cM}$	Les tensions aux bornes de la charge
$d_a, d_b, d_c$	Les rapports cycliques dus aux vecteurs de commutation
$E$	Tension principale de l'onduleur NPC

F	Fréquence
F	Fréquence d'échantillonnage
G	Le nombre des états de la variable $C_i$
$K_{1,..}$	Commutateur pure le bras $i$ de l'onduleur triphasé NPC à trois niveaux
Q	Le nombre de phase
$S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}, S_{c2}$	Les périodes de commutation pour les intercepteurs en haut d'un onduleur NPC à trois niveaux de tension
$S_{a3}, S_{a4}, S_{b3}, S_{b4}, S_{c3}, S_{c4}$	Les périodes de commutation pour les intercepteurs en bas d'un onduleur NPC à trois niveaux de tension
$T_0$	Le temps d'utilisation du vecteur $V_0$ ou $V_7$ dans un onduleur classique
$T_1$	Le temps d'utilisation du vecteur $V_1$ dans un onduleur classique
$T_2$	Le temps d'utilisation du vecteur $V_2$ dans un onduleur classique
$T_a, T_b, T_c$	Les temps de commutation pour les vecteurs de tension
$T_m$	La période de modulation.
$V_0, V_1, \dots, V_7$	Les vecteurs de tension à la sortie d'un onduleur classique
$V_{réf}$	Le vecteur de référence
$V_\alpha$	La projection de vecteur de la tension de sortie sur l'axe $\alpha$
$V_\beta$	La projection de vecteur de la tension de sortie sur l'axe $\beta$
Y	Numéro de secteur
$\theta$	L'angle instantané de vecteur de référence
$C_e(\omega)$	Le couple électromagnétique en fonction de la vitesse à vide et en charge
$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$	Les tensions simples aux bornes de la charge.
$\alpha$	L'angle d'amorçage
m	L'indice de modulation
r	Le coefficient de réglage
$I_a$	Le courant statique
$THD_v$	Le facteur de distorsion des harmoniques de la tension de sortie.

THD <sub>i</sub>	Le facteur de distorsion des harmoniques du courant de sortie.
Up	La variation de l'amplitude de l'onde de la porteuse
V <sub>réf</sub>	La variation de l'amplitude de l'onde de la référence
MLI	Modulation de largeur d'impulsion

# SOMMAIRE

## *Chapitre I : Principe de fonctionnement et caractéristiques des onduleurs classiques*

<b>INTRODUCTION GENERAL</b> .....	<b>1</b>
<b>I.1 Introduction</b> .....	<b>4</b>
<b>I.2 Définitions des onduleurs</b> .....	<b>4</b>
<b>I.3 Principe générale de fonctionnement</b> .....	<b>5</b>
<b>I.4 Classification des onduleurs</b> .....	<b>7</b>
<b>I.4.1 Onduleur autonome</b> .....	<b>7</b>
<b>I.4.1.1 Les onduleurs a fréquence fixe</b> .....	<b>7</b>
<b>I.4.1.2 Les onduleurs à fréquence variable</b> .....	<b>7</b>
<b>I.4.2 Onduleur non autonome</b> .....	<b>7</b>
<b>I.5. Les différents types d'onduleur</b> .....	<b>8</b>
<b>I.5.1 Les onduleurs (autonomes) de courant</b> .....	<b>8</b>
<b>I.5.2. Les Onduleurs (autonomes) de tension</b> .....	<b>9</b>
<b>I.6 Choix des interrupteurs</b> .....	<b>10</b>
<b>I.7 Type d'onduleur :</b> .....	<b>11</b>
<b>I.7.1 Onduleur monophasé :</b> .....	<b>11</b>
<b>I.7.2 Onduleur triphasé</b> .....	<b>12</b>
<b>I.7.2.a Le fonctionnement conventionnel</b> .....	<b>13</b>
<b>I.7.2.b Les caractéristiques</b> .....	<b>17</b>
<b>I.8 Les type de commande des onduleurs</b> .....	<b>19</b>
<b>I.8.1 Commande plein onde 180°</b> .....	<b>19</b>
<b>I.8.2 Commande plein onde décalée 120°</b> .....	<b>19</b>
<b>I.9 Les applications des onduleurs</b> .....	<b>21</b>
<b>I.9.1 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone</b> .....	<b>21</b>
<b>I.9.2 Alimentation de secours UPS</b> .....	<b>21</b>
<b>I.9.3 Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes</b> .....	<b>22</b>

<b>I.11 CONCLUSION :</b> .....	<b>23</b>
--------------------------------	-----------

**Chapitre II: les onduleurs multi-niveaux**

<b>II.1 INTRODUCTION</b> .....	<b>25</b>
<b>II.2 Intérêt des onduleurs multiniveaux</b> .....	<b>26</b>
<b>II.3 principes de l'onduleur multiniveaux :</b> .....	<b>28</b>
<b>II.4 Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux :</b> .....	<b>29</b>
<b>II.4.1 Convertisseurs multiniveaux en cascade :</b> .....	<b>29</b>
<b>II.4.2 Les convertisseurs multiniveaux NPC (Neutral Point Clamped)</b> .....	<b>30</b>
<b>II.4.3 Convertisseurs multicellulaires :</b> .....	<b>31</b>
<b>II.4.3.1 Les convertisseurs multiniveaux FCMC (Flying Capacitor Multilevel Converters) ou (convertisseurs multiniveaux avec des condensateurs flottants)</b> .....	<b>31</b>
<b>II.4.3.2 Convertisseurs multicellulaires superposés SMC (Stacked Multicellular Converters) :</b> .....	<b>34</b>
<b>II.4.3.3 Convertisseurs multicellulaires parallèles PMC ( Parallel Multicellular Converter) :</b> .....	<b>37</b>
<b>II.4 Comparaison entre les trois principaux convertisseurs multiniveaux :</b> .....	<b>38</b>
<b>II.5.1 Classification des topologies selon leur alimentation :</b> .....	<b>39</b>
<b>II.5.2 Nombres de composants nécessaires</b> .....	<b>39</b>
<b>II.6 Domaine d'applications :</b> .....	<b>41</b>
<b>Conclusion</b> .....	<b>42</b>

**Chapitre III: Modélisation d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC**

<b>III.1 Introduction :</b> .....	<b>43</b>
<b>III.2 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC</b> .....	<b>43</b>
<b>III.2.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux</b> .....	<b>43</b>
<b>III.2.2 Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux</b> .....	<b>45</b>
<b>III.2.3 Modèle de la commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC</b> .....	<b>49</b>
<b>III.2.3.a Commandabilité des convertisseurs statiques</b> .....	<b>49</b>

III.2.3.b Commande complémentaire .....	49
III.2.4 Modélisation des valeurs instantanées .....	52
III.3 CONCLUSION : .....	57
<i>Chapitre IV: Simulation et interprétation des résultats</i>	
IV.1 Techniques de commande .....	59
IV.2 Commandes linéaires .....	59
IV.3 Commandes non linéaires .....	61
IV.4 Techniques de modulation .....	62
IV.5 La commande en pleine onde (dite 180°) .....	63
IV.6 La modulation sinus-triangle .....	64
IV.6.1 Modulation sinusoïdale naturelle .....	65
IV.6.2 Modulation sinusoïdale à doubles triangles .....	67
IV.7 La modulation vectorielle .....	68
IV.7.1 Le principe de la modulation vectorielle .....	69
IV.8 Modulation par Hystérésis .....	70
IV.8.1 Description du modèle : .....	72
IV.8.2 Résultat de simulation : .....	73
IV.9 Conclusion .....	80
CONCLUSION GERENAL .....	81



## *Introduction general*

## **Introduction générale**

Dans le domaine de l'électricité, l'électronique de puissance est un domaine vital touche Plusieurs activités tel que le réseau électrique, le transport (urbain, ferroviaires, maritime.....), l'énergie renouvelable et l'industrie. Dans cette époque l'énergie est devenue L'une des choses importantes dans la vie quotidienne de l'homme. Alors c'est devenu Nécessaire d'améliorer les performances des dispositifs de l'électronique de puissance, cette Dernière peut être contribue pour la bonification de signal électrique. [13]

Les convertisseurs électriques sont des dispositifs basés en principe sur les composants Semi-conducteurs, ainsi que des éléments passifs comme les résistances et les condensateurs Et les inductances. La combinaison entre elle permet de convertir la forme de signal électrique Soit tension ou courant à autre forme cette conversion utiliser dans les activités industrielles Actuellement. Ce qui nous donne quatre types de convertisseur soit :

DC/DC : hacheur qui permet de Converter le signal continue à le continue commandable.

DC/AC : onduleur qui permet de Converter le signal continue à l'alternative.

AC/DC : redresseur qui permet de Converter le signal alternatif à le continue.

AC/AC : gradateur qui permet de Converter le signal continue à le continue commandable.

Un onduleur est un convertisseur statique, assurant la conversion continue alternatif. Ces Dernières années, des convertisseurs statiques sont de plus en plus exploités dans des Applications diverses. Certaines d'entre elles exigent une alimentation électrique à haute Tension, facilement réglable et ayant de bonnes performances spectrales. Des nouvelles Techniques dites multiniveaux ainsi que des nouvelles topologies des convertisseurs ont été Développées. Elles permettent de générer plusieurs niveaux de tension à la sortie du Convertisseur. Le nombre de semi-conducteurs nécessaires à la réalisation de ces topologies Augmente avec le nombre de niveaux désirés. [13]

Dans ce travail nous intéressons à ETUDE, Modélisation et commande d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC.

Le premier chapitre sera consacré à une étude détaillée des onduleurs classique leurs principe de fonctionnement et leurs configuration.

Le deuxième chapitre sera consacré aux différentes structures et topologie de base d'onduleur de tension multiniveaux ou nous avons donné leurs avantages et leurs inconvénients.

Pour le troisième chapitre le modèle mathématique de d'onduleur NPC.

En fin pour le dernier chapitre les différents stratégies de commande et l'application de deux méthodes, la simulation d'onduleur NPC dans L'environnement

MATLAB/SIMULATION. On terminera par la présentation des résultats obtenus par simulation.

Nous terminons à la fin par une conclusion générale, qui est la synthèse de ce mémoire

## Chapitre I

# Principe de fonctionnement et caractéristiques des onduleurs classiques

## I.1 Introduction

Les conversions DC/AC consiste à générer une ou plusieurs tensions(s) alternative(s), le plus souvent sinusoïdale à partir d'une tension continue. Ceci permet principalement d'alimenter des appareils adaptés aux tensions réseaux à partir de batteries ou de tensions redressées, ou encore de piloter, par variation de fréquence, un moteur AC à vitesse variable. Les circuits qui réalisent ces opérations sont appelés « onduleur ». [1]

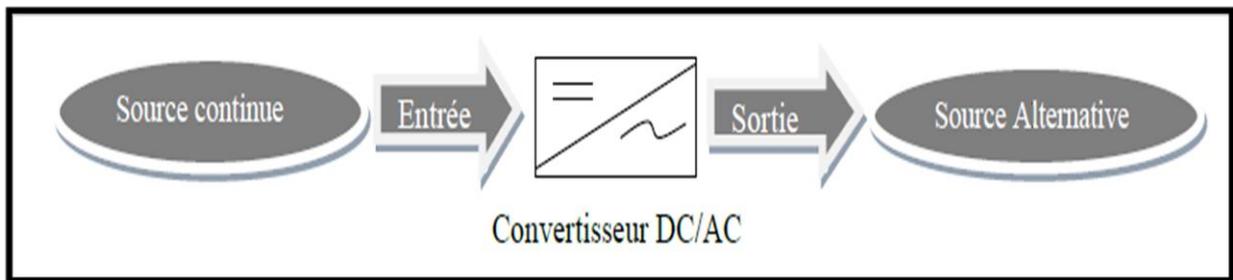


Figure I. 1 schéma de principe de la conversion continu-Alternative (DC-AC).

## I.2 Définitions des onduleurs

Un onduleur est un dispositif permettant de transformer en alternatif une énergie électrique de type continue. Ils sont utilisés en électrotechnique pour :

- Soit fournir des tensions ou courants alternatifs de fréquence et amplitudes variables.
- Soit fournir une ou des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude fixes .

En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande, On distingue les onduleurs de tension et les onduleurs de courant, en fonction de la source d'entrée continue : source de tension ou source de courant. [1]

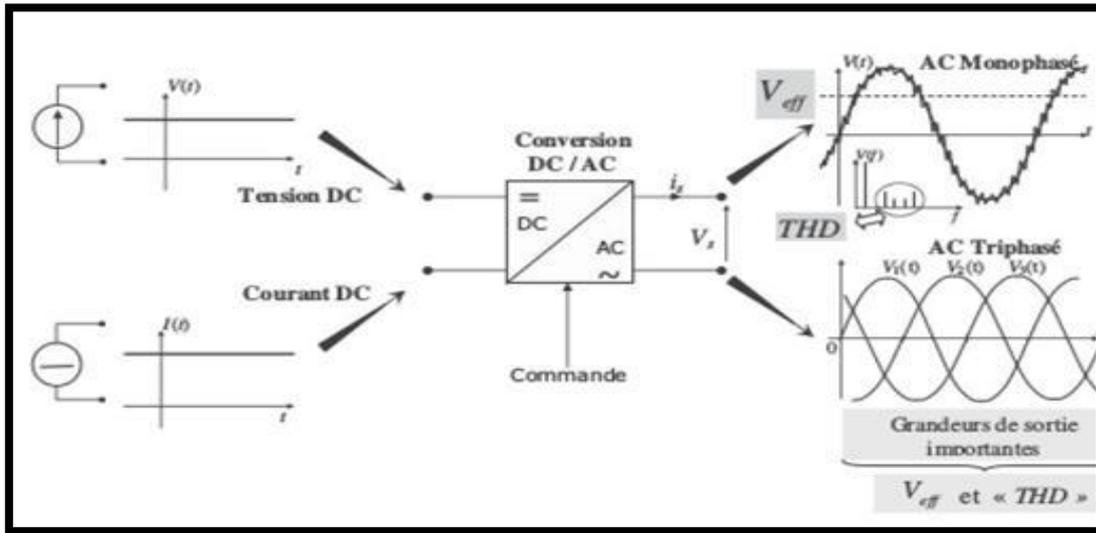


Figure I. 2 Schéma de Conversion DC/AC et grandeur de sortie

### I.3 Principe générale de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, on génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme le montre la figure (I.3), On peut dire qu'il existe deux moyens pour réaliser cette conversion. [1]

- L'utilisation directe d'une paire d'interrupteurs de base qui consiste à régler la Fréquence et la des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt Temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion.

- Contrôler l'amplitude soit de façon continue en créant une source réglable (ce qui suppose l'existence d'un autre étage de conversion), soit de façon discrète en disposant d'un nombre suffisant de sources. [1]

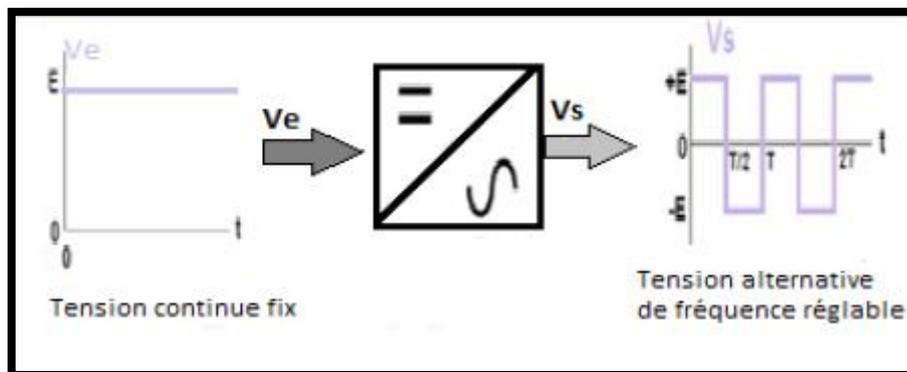
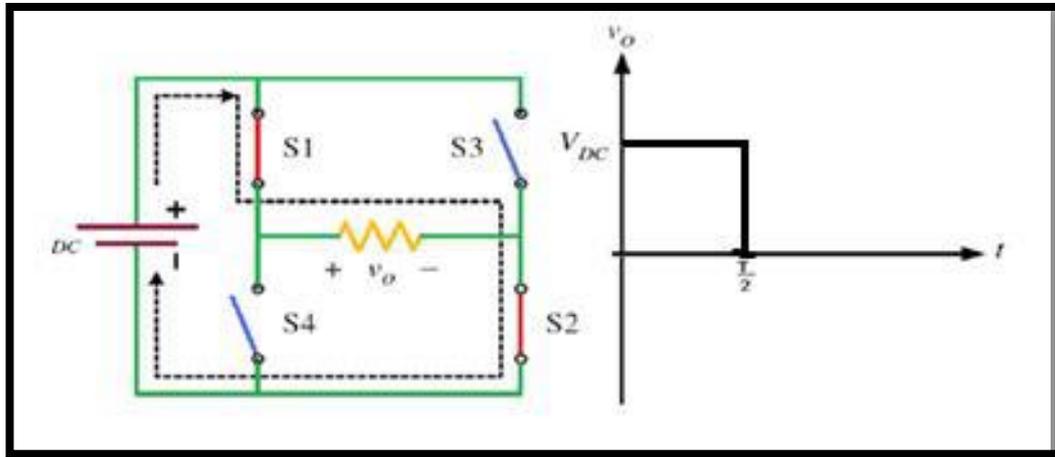


Figure I. 3 Symbole et signal d'un onduleur.

Quand S1 - S2 sont fermés (On) et S3 - S4 sont ouverts (Off) pour  $t_1 < t < t_2$  on obtient une alternance positive  $U(t) = V_{dc}$  comme la montre la figure (I.4)



K

Figure I. 4 Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi-cycle

Quand S1 - S2 sont ouvert (Off) et S3 - S4 sont fermés (On) pour  $t_2 < t < t_3$  on obtient une alternance négative  $U(t) = -V_{dc}$  comme la montre la figure (I.5)

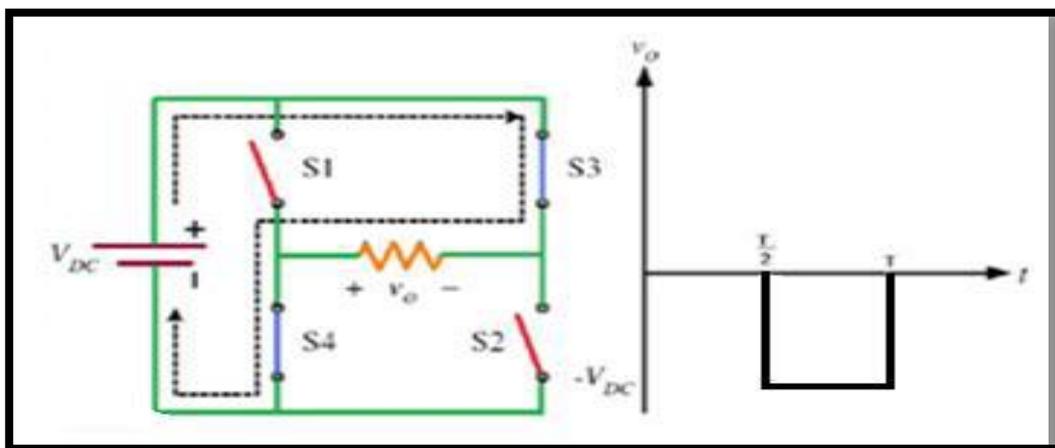


Figure I. 5 Fonctionnement et signal de l'onduleur deux niveaux dans le 2ème demi cycle

Pour obtenir le signal résultant sur la période complète qui est présentée sur la figure (I.6)

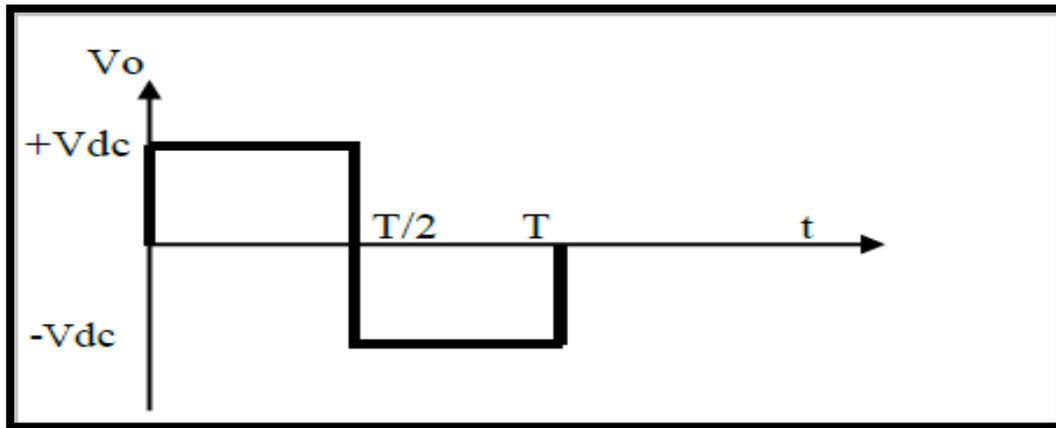


Figure I. 6 Signal complet de l'onduleur.

#### I.4 Classification des onduleurs

Il existe plusieurs centaines de schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées. [2]

Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs.

##### I.4.1 Onduleur autonome

Qui délivre une tension avec une fréquence soit fixe, soit ajustable par l'utilisateur. Il n'a pas besoin de réseau électrique pour fonctionner. Et leurs interrupteurs sont commandés par des circuits auxiliaires indépendants du réseau alternatif. Parmi les domaines d'emploi des onduleurs autonomes on trouve principalement [2]:

###### I.4.1.1 Les onduleurs à fréquence fixe

Alimentés le plus souvent par une batterie d'accumulateurs ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de secours.

###### I.4.1.2 Les onduleurs à fréquence variable

Alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent une tension de fréquence et de valeur variables, nécessaires pour faire tourner à vitesse variable un moteur à courant continu.

##### I.4.2 Onduleur non autonome

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est « naturelle » contrairement à l'onduleur autonome. L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.

### I.5. Les différents types d'onduleur

Pour fonctionner, un onduleur a besoin d'une source à courant continu que l'on peut obtenir en redressant la tension du réseau triphasé. La sortie à courant continu du redresseur et l'entrée à courant continu de l'onduleur sont reliées par un circuit intermédiaire. On utilise deux types de liaisons : les liaisons à source de courant et les liaisons à source de tension. Un onduleur associé à un redresseur est alors appelé onduleur de courant ou de tension. L'onduleur est la dernière partie du variateur de vitesse située avant la charge (le moteur). Il fournit des grandeurs électriques variables à la charge (moteur). Dans tous les cas, l'onduleur est composé de semi-conducteurs disposés par paires en trois bras. Les semi-conducteurs de l'onduleur commutent sur des signaux en provenance du circuit de commande.

#### I.5.1 Les onduleurs (autonomes) de courant

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est-à-dire par une source d'inductance interne si grande que le courant «  $i$  » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension «  $u$  » à ses bornes [2]. Comme exemple, on prend le montage de la figure (I.7) ci-dessous illustrant le modèle d'un onduleur de courant monophasé, qui se compose de quatre interrupteurs de puissance  $K1, K2, K1'$  et  $K2'$ , sur la figure (I.7) sont représentés les signaux de commande et les formes d'ondes des courants correspondants.

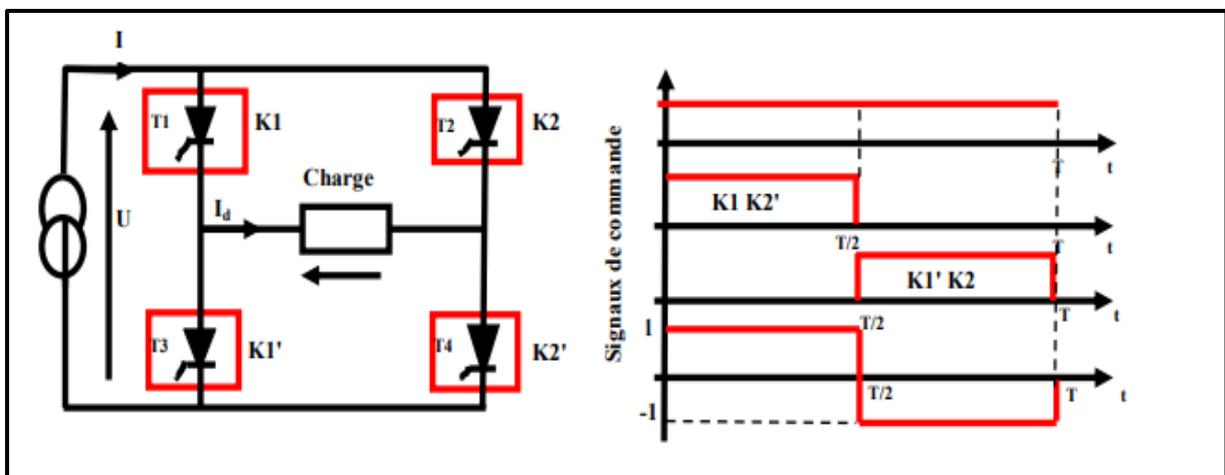


Figure I. 7 onduleur de courant en pont monophasés

De même, pour l'onduleur de courant, les états des interrupteurs commandés nous permettent de donner l'expression de  $i_d(t)$ .

Si le courant d'entrée de l'onduleur est constant et égal à  $I$ , quelque soit  $U$  :

- Pour  $0 < t < T/2$  : les interrupteurs,  $k_1, k_2'$  sont fermés, et  $K_2, K_1'$  sont ouverts :  
D'où:  $i = +I$  (I.1)
- Pour  $T/2 < t < T$  : les interrupteurs,  $k_2, k_1'$  sont fermés, et  $K_1, K_2'$  sont ouverts

D'où:  $i = -I$  (I.2)

La tension  $U_d(t)$  de la sortie est donc la tension  $U$  à l'entrée, elle dépend de la charge placée dans le coté alternatif.

Dans ce cas; l'interrupteur est formé d'un semi-conducteur commandé à l'ouverture et la fermeture, il n'a pas à être réversible en courant, alors on n'a pas besoin de diode mise en parallèle.

**I.5.2. Les Onduleurs (autonomes) de tension**

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension «  $u$  » n'est pas affecté par les variations du courant «  $i$  » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

Le courant à la sortie «  $i'$  » et donc le courant à l'entrée «  $i$  » dépendent de la charge placée du côté alternatif [2].

Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f. e. m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie. Nous présentons le principe des onduleurs de tension dans le cas où la sortie est monophasée et utilisons l'onduleur en pont à quatre interrupteurs :  $K_1, K_2, K_1'$  et  $K_2'$ .

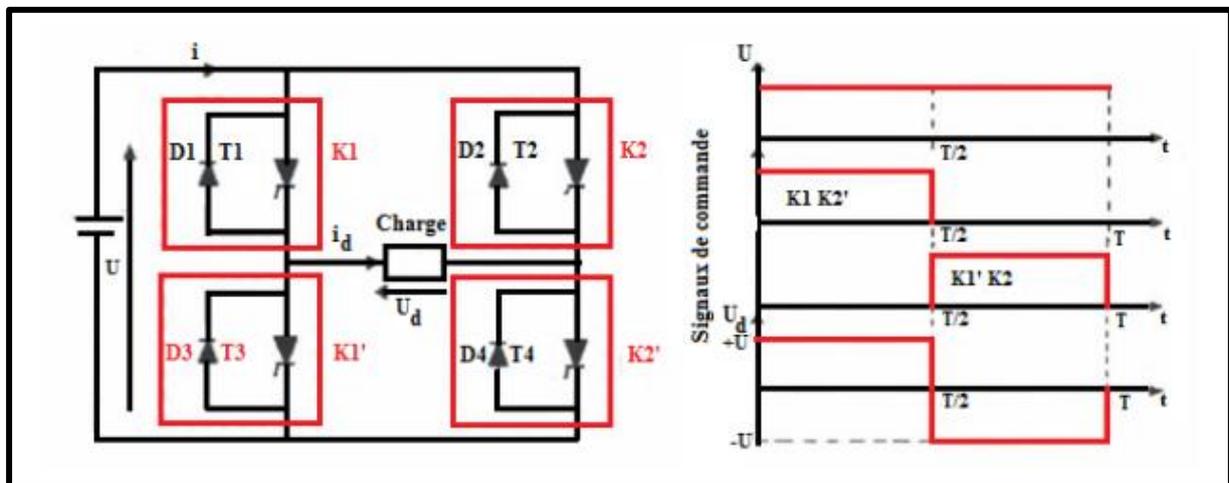


Figure I. 8 Onduleur de tension en pont monophasée

Les états des interrupteurs commandés nous permettent de donner l'expression de  $U_d(t)$  comme suit:

Si la tension d'entrée de l'onduleur est constant et égal à  $U$ , quelque soit  $I$  on a :

- Pour  $0 < t < T/2$  : les interrupteurs,  $k_1, k_2'$  sont fermés, et  $K_2, K_1'$  sont ouverts :  
 D'où:  $u = +U$  (I.3)
- Pour  $T/2 < t < T$  : les interrupteurs,  $k_2, k_1'$  sont fermés, et  $K_1, K_2'$  sont ouverts :

$$D'où: u = -U \quad (I.4)$$

Le courant de la sortie est donc le courant  $I$  à l'entrée, il dépend de la charge placée du côté alternatif. Notant que les interrupteurs de l'onduleur ; Figure I.10 sont formés par la mise en parallèle d'un semi-conducteur  $T_i$  commandé à l'ouverture et à la fermeture et d'une diode  $D_i$ . Cette dernière assure la continuité de courant permettant ainsi la conduction d'un courant négatif dans le cas où le courant est déphasé par rapport à la tension de sortie.

### I.6 Choix des interrupteurs

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. À titre indicatif, les transistors MOSFET sont considérés comme des composants très rapides, mais de puissance relativement faible. [3]

Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors MOSFET mais davantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors IGBT sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors GTO commutent très lentement les grandes puissances. Ces composants sus indiqués sont du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique Figure (I.9).

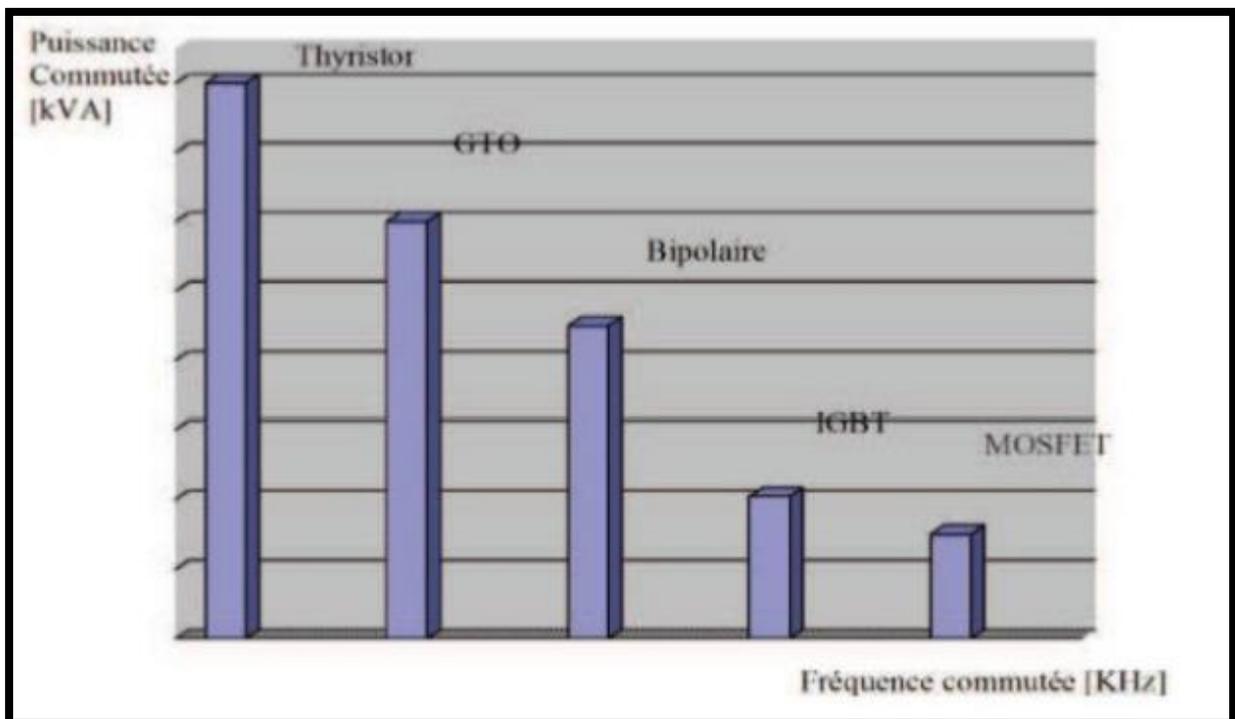


Figure I. 9 choix des composants selon la puissance et la Fréquence

## 1.7 Type d'onduleur :

### I.7.1 Onduleur monophasé :

Pour réaliser un onduleur monophasé il suffit de disposer d'un interrupteur inverseur K, et d'une source de tension continue E comme le montre la figure (I.10). [4]

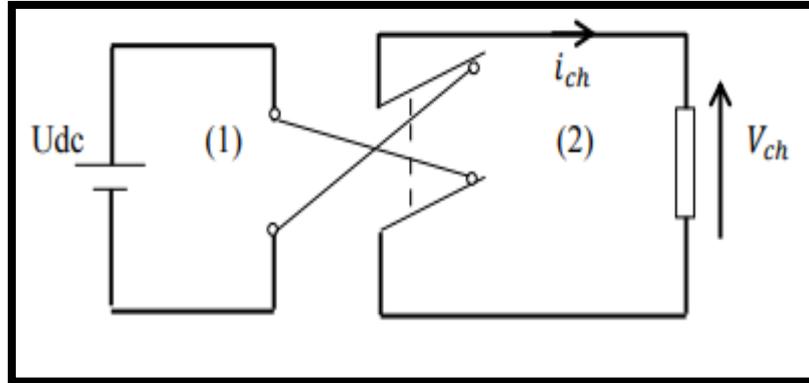


Figure I. 10 montage d'un onduleur monophasé

#### ➤ Onduleur avec transformateur à point milieu

Il est souvent appelé onduleur Push pull, il ne nécessite que deux interrupteurs et un transformateur à point milieu du côté source d'alimentation. [5]

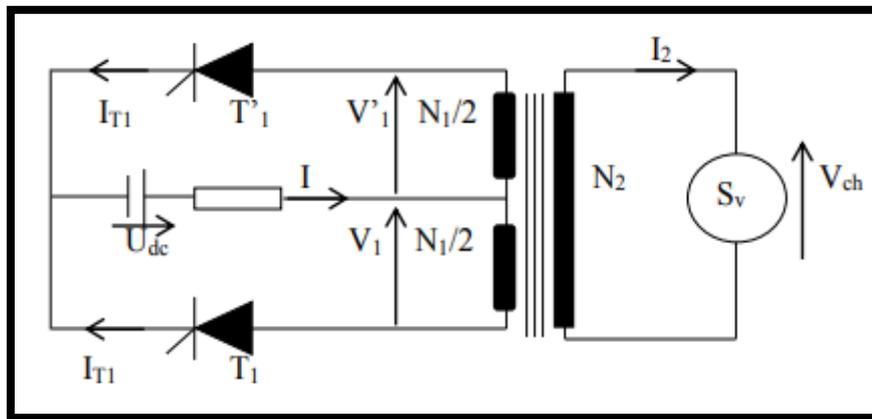


Figure I. 11 Onduleur avec transformateur à point milieu

#### ➤ Montage en demi-pont

Dans ce type de montage figure (I.12), on fait l'hypothèse que la capacité «C» des deux condensateurs, est suffisamment grande pour que l'on puisse considérer qu'en régime permanent la tension à leur bornes reste toujours égale à E/2. [4]

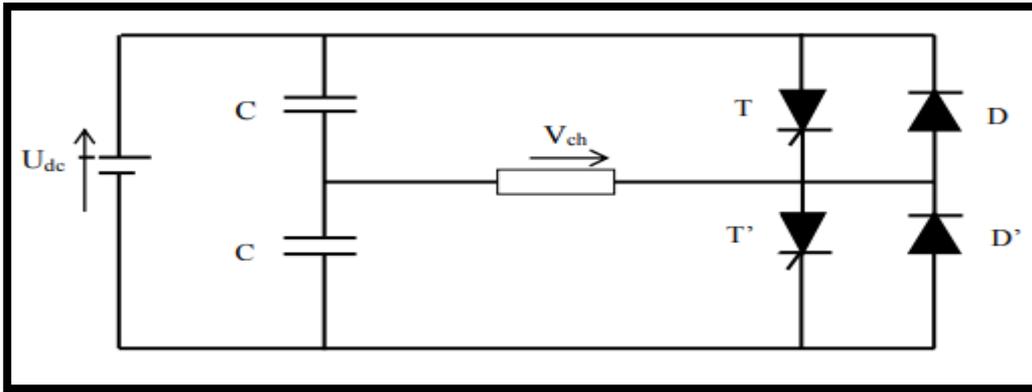


Figure I. 12 montage d'un onduleur en demi- pont.

➤ **Montage en pont**

Il est constitué de deux cellules de commutation et la charge est connectée entre les sorties S1 et S2 de chacune des deux cellules figure (I.13). La tension de sortie est donc la différence entre les tensions élémentaires  $v_{s1}$  et  $v_{s2}$  de chaque cellule. [4]

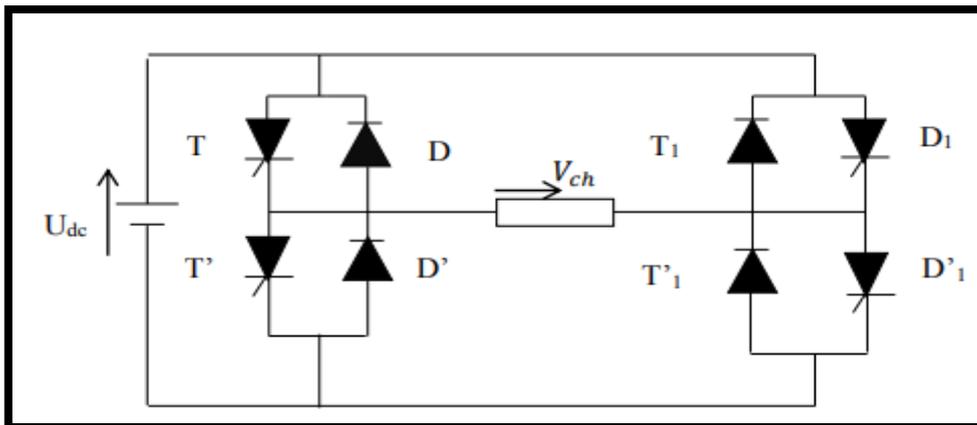


Figure I. 13 montage d'un onduleur en pont complet

L'intérêt des montages en pont ou en demi-pont réside dans l'utilisation d'une seule source de tension E.

La diode parallèle est utilisée quand le courant dans le commutateur est négatif. La diode inverse est décentrée quand le courant est positif dans le commutateur.

**I.7.2 Onduleur triphasé**

L'onduleur triphasé en pont est constitué de trois cellules de commutation (figure (I.14)). On retrouve évidemment une structure différentielle dans laquelle les tensions triphasées sont obtenues de façon composée sur les trois bornes de sortie. [4]

L'onduleur triphasé doit évidemment, en régime normal, délivrer un système de tension dont les composantes fondamentales forment un système équilibré. [4]

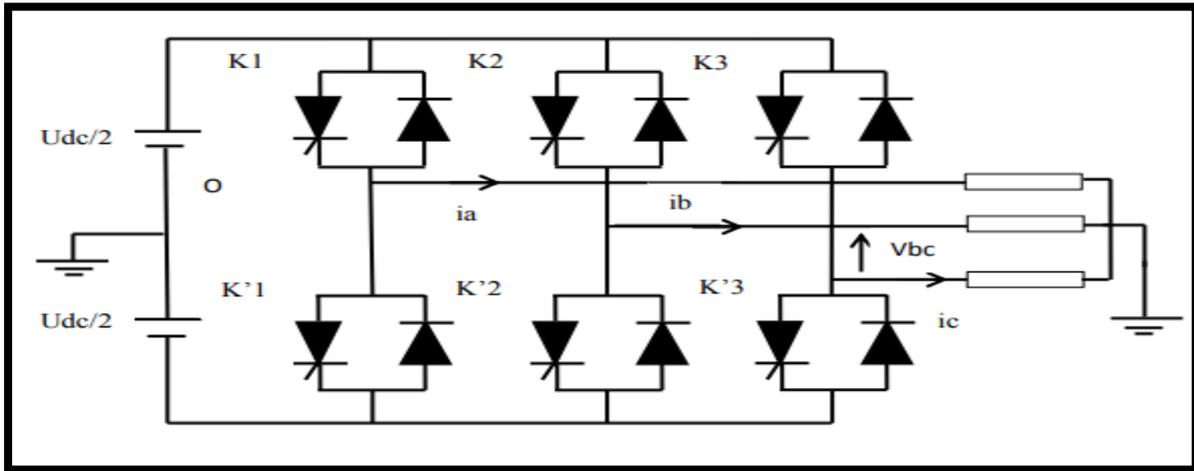


Figure I. 14 Montage d'un onduleur triphasé.

### I.7.2.a Le fonctionnement conventionnel

On peut commander l'onduleur de manière que :

- Chaque interrupteur conduit durant  $120^\circ$ .
- Chaque interrupteur conduit durant  $180^\circ$ .

On va se limiter à l'étude seulement de cette dernière, c'est-à-dire la commande en pleine onde ( $180^\circ$ ), dont, les intervalles de commande de fermeture de chaque interrupteur sont définis comme suit :

- K1 est fermé pour :  $0 < \omega t < \pi$
- K2 est fermé pour :  $2\pi / 3 < \omega t < 2\pi / 3 + \pi$
- K3 est fermé pour :  $4\pi / 3 < \omega t < \pi / 3 + \pi$
- K1' est fermé pour :  $\pi < \omega t < 2\pi$
- K2' est fermé pour :  $2\pi / 3 + \pi < \omega t < 2\pi / 3 + 2\pi$
- K3' est fermé pour :  $4\pi / 3 + \pi < \omega t < \pi / 3 + 2\pi$

Si les courants  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  sont sinusoïdaux et forment un système triphasé équilibré, alors :

$$i = I_2 \sin(\omega t - \phi) \quad \text{a} \tag{I.5}$$

$$i = I_2 \sin(\omega t - \phi - 2\pi / 3) \tag{I.6}$$

$$i = I_2 \sin(\omega t - \phi - 4\pi / 3) \tag{I.7}$$

avec  $I$  : la valeur efficace du courant de sortie de l'onduleur

Avec cette commande, quel que soit les courants circulants, les interrupteurs imposent les tensions suivantes

- Tension entre a, b, c et 0 (neutre) :

$$V_{a0} = V_a - V_0 = \begin{cases} +U/2 & \text{si } K_1 \text{ est ferme} \\ -U/2 & \text{si } K_1' \text{ est ferme} \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

$$V_{b0} = V_b - V_0 = \begin{cases} +U/2 & \text{si } K_2 \text{ est ferme} \\ -U/2 & \text{si } K_2' \text{ est ferme} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

$$V_{c0} = V_c - V_0 = \begin{cases} +U/2 & \text{si } K_3 \text{ est ferme} \\ -U/2 & \text{si } K_3' \text{ est ferme} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

- Les tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  :

Si la charge est équilibrée et couplée en étoile: la somme des courants de ligne est nulle, ce qui implique que la somme des tensions simples est égale a zéro, donc:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I.11})$$

A partir des relations précédentes, on tire:

$$\begin{aligned} V_{an} &= 1/3[2 ( V_a - V_0 ) - ( V_b - V_0 ) - ( V_c - V_0 )] \\ V_{bn} &= 1/3[2 ( V_b - V_0 ) - ( V_a - V_0 ) - ( V_c - V_0 )] \\ V_{cn} &= 1/3[2 ( V_c - V_0 ) - ( V_a - V_0 ) - ( V_b - V_0 )] \\ V_n - V_0 &= 1/3[2 ( V_a - V_0 ) + ( V_b - V_0 ) + ( V_c - V_0 )] \end{aligned} \quad (\text{I.12})$$

- Tension composée  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  :

De ces tensions simples, on déduit les tensions composées entre les bornes de sortie de l'onduleur, tel que :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} &= V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} &= V_{cn} - V_{an} \end{aligned} \tag{I.13}$$

De ces équations on tire :

$$\begin{aligned} V_{an} &= 1/3 ( V_{ab} - V_{ca} ) = 1/3 ( 2 V_{a0} - V_{b0} - V_{c0} ) \\ V_{bn} &= 1/3 ( V_{bc} - V_{ab} ) = 1/3 ( 2 V_{b0} - V_{a0} - V_{c0} ) \\ V_{cn} &= 1/3 ( V_{ca} - V_{bc} ) = 1/3 ( 2 V_{c0} - V_{a0} - V_{b0} ) \end{aligned} \tag{I.14}$$

Les courants dans les interrupteurs se déduisent des courants de sortie  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  tel que :

$I_{k1} = i_a$	$i_{k1}' = 0$	Quand $k_1$ est ferme	
$I_{k1} = 0$	$i_{k1}' = -i_a$	Quand $k_1'$ est ferme	
$I_{k1} = i_b$	$i_{k1}' = 0$	Quand $k_2$ est ferme	(I.15)
$I_{k1} = 0$	$i_{k1}' = -i_b$	Quand $k_2'$ est ferme	
$I_{k1} = i_c$	$i_{k1}' = 0$	Quand $k_3$ est ferme	
$I_{k1} = 0$	$i_{k1}' = -i_c$	Quand $k_3'$ est ferme	

Et le courant fourni par la source  $i$  est donnée par :

$$i_k = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} \tag{I.16}$$

En considérant alors, les états possibles des interrupteurs, on peut établir le tableau suivant décrivant ainsi ; les tensions simples et composés, les courants dans les interrupteurs et le courant d'entrée  $i$  correspondant à chaque état de commutation :

$K_1$	$K_2$	$K_3$	$V_{AN}$	$V_{BN}$	$V_{CN}$	$V_{AB}$	$V_{BC}$	$V_{CA}$	$I_{K1}$	$I_{K2}$	$I_{K3}$	$I$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	F	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	0	-U	U	0	0	$i_c$	$i_c$
0	F	0	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	-U	U	0	0	$i_b$	0	$i_b$
0	F	F	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	-U	0	U	0	$i_b$	$i_c$	$-i_a$
F	0	0	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	U	0	-U	$i_a$	0	0	$i_a$
F	0	F	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	U	-U	0	$i_a$	0	$i_c$	$-i_b$
F	F	0	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	0	U	-U	$i_a$	$i_b$	0	$-i_c$
F	F	F	0	0	0	0	0	0	$i_a$	$i_b$	$i_c$	0

Tableau I. 2 Les tensions et les courants correspondants à chaque état de commutation de l'onduleur

En tenant compte du Tableau (I.1), La Figure (I.14) donne un exemple du tracé des formes d'ondes des tensions et des courants obtenus pour une charge RL :

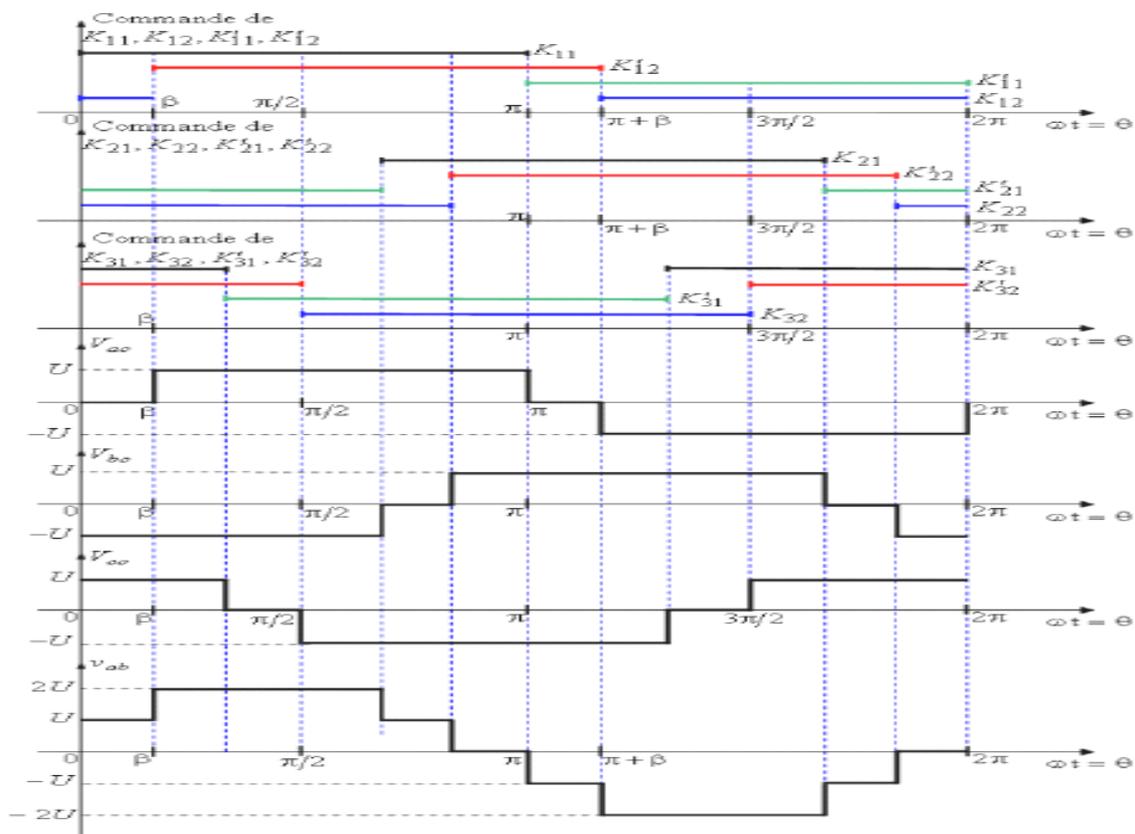


Figure I. 15 Les Formes d'onde des tensions et des courants pour un onduleur de tension triphasé avec la charge RL montée en étoile (commande 180°)

### I.7.2.b Les caractéristiques

#### 1) Tension de sortie

Les tensions de sortie simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  ont pour valeur efficace :

$$V_{\text{eff}} = \frac{\sqrt{2}}{3}U$$

Leur fondamental a pour valeur efficace:

$$V_{1\text{eff}} = \frac{\sqrt{2}}{3}U$$

Les tensions de sortie composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  sont pour valeur efficace :

$$V_{\text{eff (comp)}} = \frac{\sqrt{2}}{3}U$$

#### 2) Courant d'entrée

Le courant d'entrée a une fréquence égale à six fois celle des grandeurs de sortie. Lors du débit sur une charge inductive, il a comme expression :

$$0 < \omega t < \frac{\pi}{3} \quad i = i_b = -I\sqrt{2} \sin(\omega t - 2\pi/3 - \phi)$$

Il a pour valeur instantanée maximale :

$$V_{a0} = V_a - V_0 = \begin{cases} I\sqrt{2} \\ I\sqrt{2} \sin(2\pi/3 - \phi) \end{cases} \quad \text{si} \quad \pi/6 < \phi < \pi \quad (\text{I.17})$$

Et pour valeur instantanée minimale :

$$V_{a0} = V_a - V_0 = \begin{cases} I\sqrt{2} \sin(2\pi/3 - \phi) \\ -I\sqrt{2} \end{cases} \quad \text{si} \quad 5\pi/6 < \phi < \pi \quad (\text{I.18})$$

Le courant d'entrée a pour valeur moyenne :

$$i_{\text{moy}} = \frac{\pi}{3} I\sqrt{2} \cos(\phi)$$

#### 3) Courant dans les interrupteurs

Le courant dans l'interrupteur commandé T1, par exemple, a pour expression lors du débit sur une charge inductive :

$$I_{T1} = \begin{cases} I\sqrt{2} \sin(wt - \phi) & \text{pour } \phi < wt < \pi \\ \text{ou} & \\ 0 & \end{cases} \quad (I.19)$$

On en déduit :

- La valeur maximale :

$$I_{T1\max} = \begin{cases} I\sqrt{2} & \text{pour } 0 < wt < \pi \\ \text{ou} & \\ I\sqrt{2} \sin(\phi) & \text{pour } \pi/2 < wt < \pi \end{cases} \quad (I.20)$$

- La valeur moyenne :

$$I_{T1\text{moy}} = I\sqrt{2} \left[ \frac{1 + \cos(\phi)}{2\pi} \right]$$

• Le courant dans la diode commandé D1, par exemple, a pour expression lors du débit sur charge inductive :

$$I_{D1} = \begin{cases} I\sqrt{2} \sin(\phi) & \text{pour } 0 < wt < \pi/2 \\ \text{ou} & \\ I\sqrt{2} & \text{pour } \pi/2 < wt < \pi \end{cases} \quad (I.21)$$

D'où :

- Sa valeur maximale :

$$I_{D1\max} = \begin{cases} I\sqrt{2} \sin(\phi) & \text{pour } 0 < wt < \pi/2 \\ \text{ou} & \\ I\sqrt{2} & \text{pour } \pi/2 < wt < \pi \end{cases} \quad (I.22)$$

- Sa valeur moyenne :

$$I_{D1\text{moy}} = I\sqrt{2} \left[ \frac{1 - \cos(\phi)}{2\pi} \right]$$

Les tensions maximales aux bornes des interrupteurs sont comme suit :

$$V_{Tmax} = -V_{Dmax} = U$$

## I.8 Les type de commande des onduleurs

### I.8.1 Commande plein onde 180°

- La commande de chaque demi-pont est symétrique.
- Les commandes des demis ponts sont décalées de  $T/3$  l'une par rapport à l'autre.
- Les interrupteurs K et K4 , K2 et K5 , K3 et K6 doivent être complémentaires deux à deux.

L'ouverture et la fermeture des six interrupteurs déterminent six intervalles distincts. Durant chaque période des grandeurs de sortie. [5]

La figure (I.16) montre l'état des interrupteurs K1 , K2 , K3 de l'onduleur triphasé.

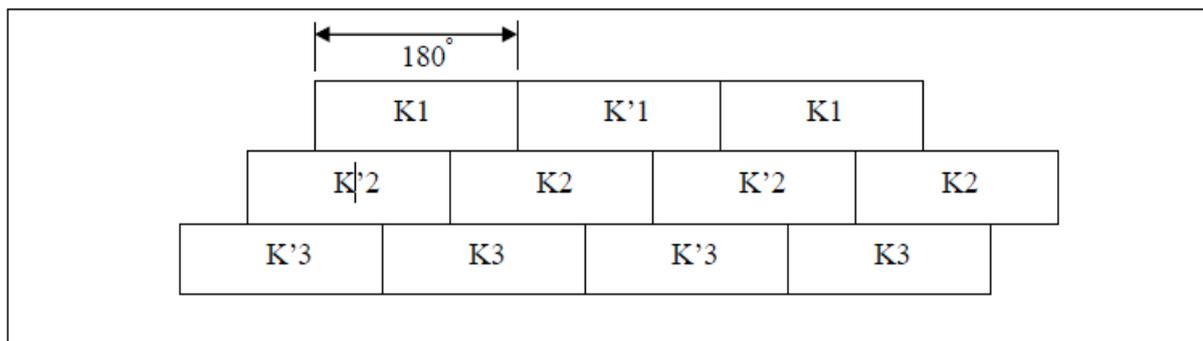


Figure I. 16 Commande 180°

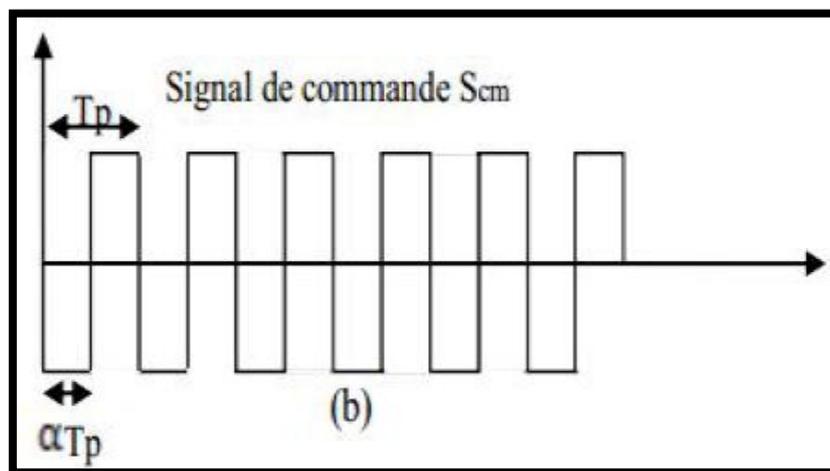


Figure I. 17 Formes des signaux de Commande plein onde 180°

### I.8.2 Commande plein onde décalée 120°

La commande 120 délivre une tension de sortie avec un spectre d'harmoniques similaire a celui obtenue dans la commande 180° avec l'avantage de réduction de la durée de conduction des transistors. [5]

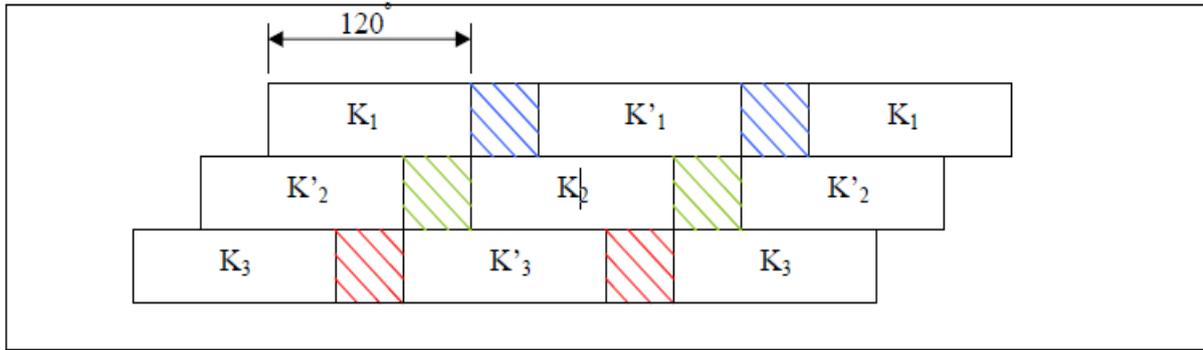


Figure I. 18 Commande 120°

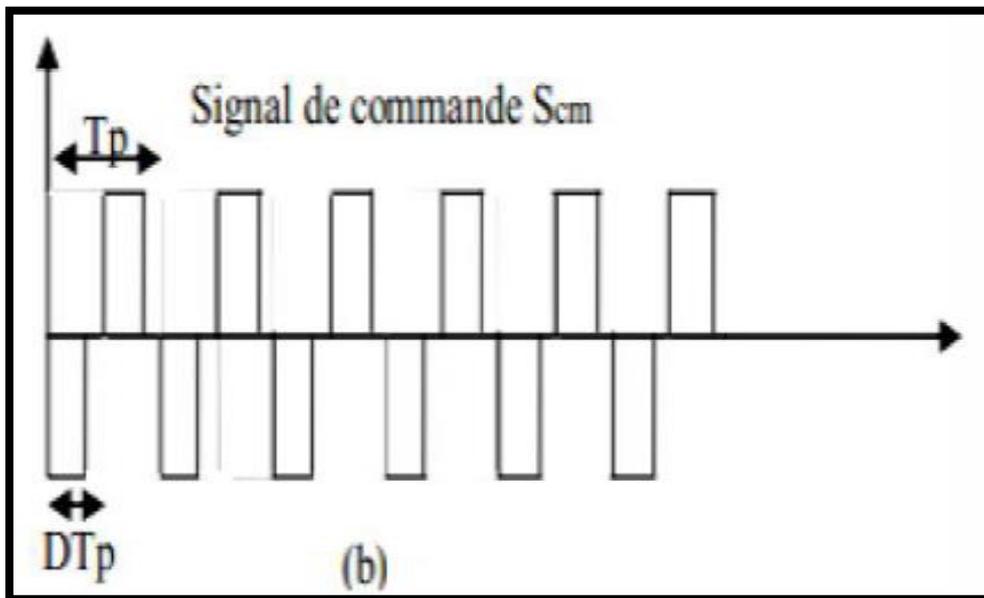


Figure I. 19 Formes des signaux de Commande plein onde décalée 120°

### I.8.3 Commande par la modulation de largeur d'impulsion

La modulation de largeur d'impulsion MLI (Pulse Width Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie. Le principe de cette technique consiste à générer des impulsions de commande de largeur de manière à avoir à la sortie des convertisseurs la forme de tension désirée. Cette technique basée sur le découpage de l'onde rectangulaire de comparer le signal de référence ou la modulante sinusoïdale  $V_{ref}$  avec une porteuse triangulaire  $V_p$  comme la figure (I.20) illustre. [5]

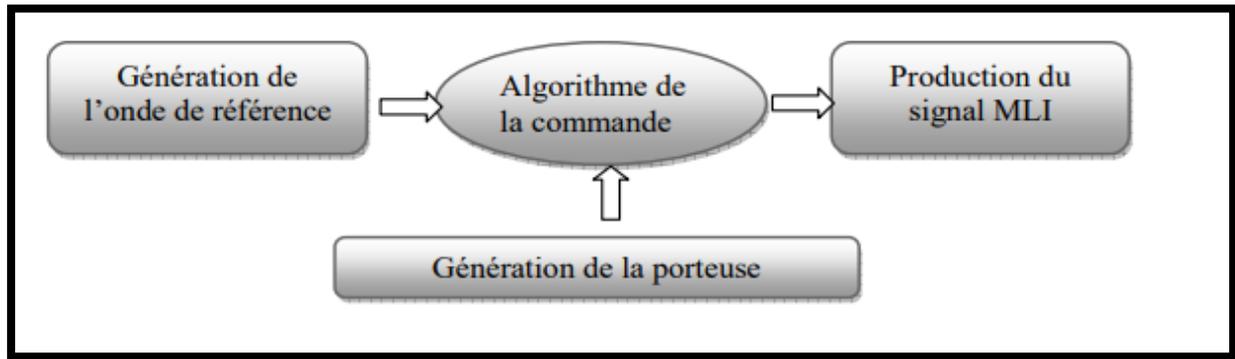


Figure I. 20 Principe de la modulation de largeur d'impulsions

## I.9 Les applications des onduleurs

Parmi les nombreux domaines d'emploi des onduleurs autonomes, on trouve Principalement Les onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée : Alimentés le plus souvent Par une batterie d'accumulateur, ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de sécurité, ils Constituent à ce titre, le principe déboucle actuel des onduleurs autonomes.

Les onduleurs à fréquence variable à commutation forces : Alimentés à partir du réseau Industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent une tension de fréquence et de valeurs efficaces nécessaires pour faire tourner à vitesse variable un moteur à courant alternatif. [6]

### I.9.1 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

La vitesse d'un moteur synchrone est fixée par la pulsation des courants statiques. Pour changer de vitesse il faut donc changer la fréquence des tensions d'alimentation. Il faut donc redresser la tension du réseau puis l'onduler à la fréquence désirée [6].

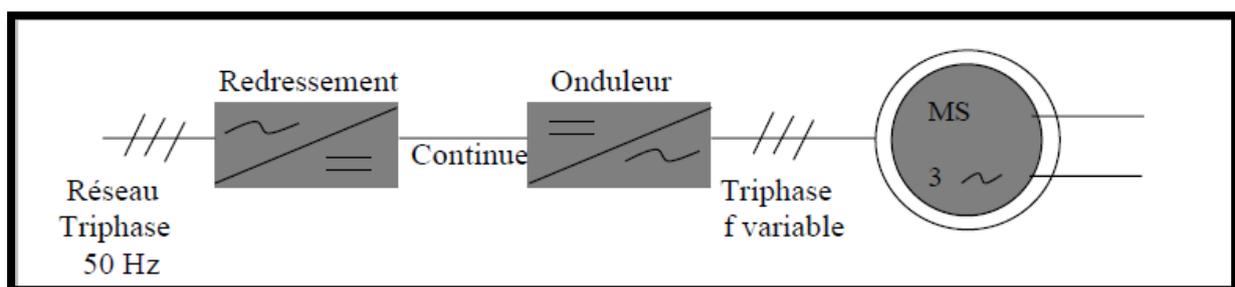


Figure I. 21 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

### I.9.2 Alimentation de secours UPS

Lors d'une panne d'électricité, un onduleur assure la continuité de l'alimentation des Machines B à partir de batteries. En informatique professionnelle, un onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations en cas de panne du secteur [6].

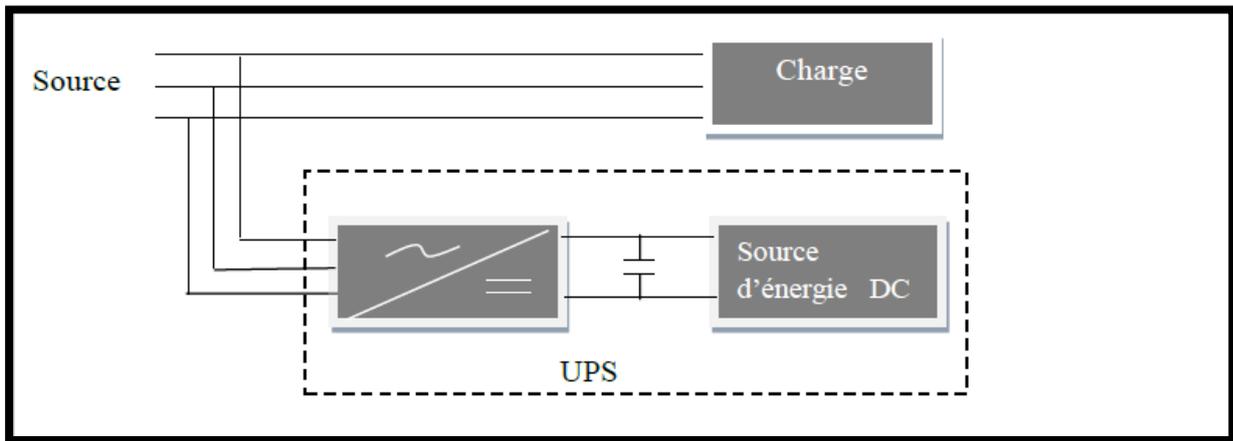


Figure I. 22 Alimentation de secours

### I.9.3 Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes

La France fournit de l'énergie électrique à la Grande-Bretagne, mais la fréquence du réseau anglais est 60 Hz. Il faut donc adapter la fréquence [6].

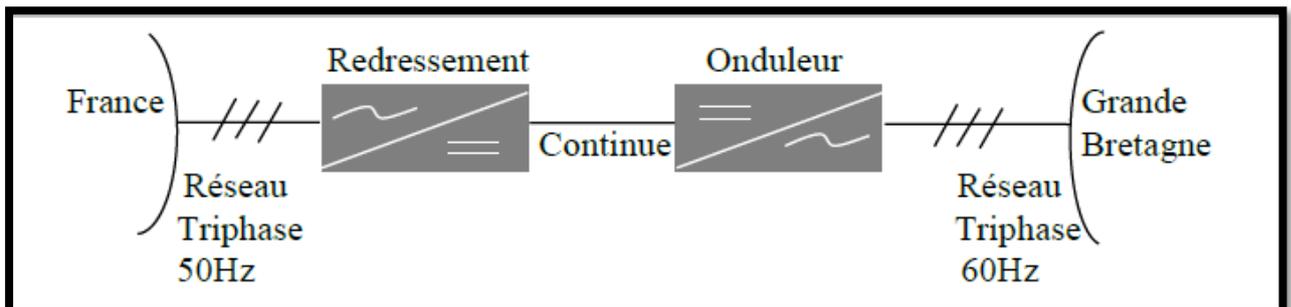


Figure I. 23 Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes

### **I.11 CONCLUSION :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté une définition générale sur les onduleurs classique, son fonctionnement, leurs applications...

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

- L'utilisation est limitée aux applications de faible et moyenne puissance uniquement ;
- La forme du signal de sortie n'est pas sinusoïdale, ce qui provoque une élévation des harmoniques.

Pour surmonter ces problèmes, un nouveau type d'onduleur a été introduit ; l'onduleur à multiniveaux niveaux. Ce type d'onduleur présente plusieurs avantages que nous aborderons dans le chapitre suivant.

## *Chapitre II*

### *Les onduleurs multi-niveaux*

## II.1 INTRODUCTION

La technologie de conversion de l'énergie du continu vers l'alternatif en utilisant Les convertisseurs statiques est une partie de l'électronique de puissance en pleine croissance.

Cela tient essentiellement à deux raisons :

La première est l'étendue du domaine de leurs applications ;

La seconde vient de l'amélioration des performances des semi-conducteurs de puissance et de l'apparition de nouveaux composants permettant l'implantation des nouvelles stratégies de commande plus performantes. La demande en puissance des applications industrielles a augmenté considérablement ces dernières années, jusqu'à atteindre l'ordre de quelque mégawatts (de l'ordre de 10MW) pour les basses et moyennes tensions. L'utilisation de convertisseurs conventionnels à deux niveaux, à grandes fréquences de commutation, est limitée à ce niveau de puissance à cause des pertes non négligeables engendrées par la commutation des interrupteurs. En plus on se trouve obligé d'associer plusieurs interrupteurs en série et en parallèle afin de respecter les limites physiques des interrupteurs utilisés. Donc l'utilisation des convertisseurs multiniveaux dans les applications de moyenne et haute puissances est proposée comme une solution a le handicap technologique des semi-conducteurs.

Le concept de convertisseurs multiniveaux a été mis en place depuis 1975. Le terme multiniveaux a commencé avec les convertisseurs à trois niveaux. Ultérieurement, plusieurs topologies de convertisseurs multiniveaux ont été développées. [7]

L'onduleur multiniveaux présente plusieurs avantages, parmi lesquels on peut mentionner:

- La qualité d'onde : les convertisseurs multiniveaux peuvent non seulement générer les tensions de sortie avec une distorsion très faible, mais peut aussi réduire le  $dV/dt$  souligne, donc certains problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) peuvent être réduits.
- La tension de mode commun : les convertisseurs multiniveaux produisent une tension de mode commun plus réduite, donc une durée de vie des moteurs plus importante quand ils sont utilisés pour les entraînements électriques. En outre, la tension de mode commun peut être éliminée en utilisant des stratégies de modulation avancées telles que celle proposée dans.

- Courant d'entrée : les convertisseurs multiniveaux peuvent tirer un courant d'entrée avec une faible distorsion.
- Fréquence de découpage : les convertisseurs multiniveaux peuvent fonctionner à la fois à la fréquence fondamentale et à une fréquence de découpage élevée (MLI).

Il convient de noter qu'une faible fréquence de commutation signifie généralement des pertes réduites, donc un gain plus élevé dans le rendement du convertisseur.

Malheureusement, les convertisseurs multiniveaux présentent quelques inconvénients. Un désavantage particulier est un plus grand nombre de semi-conducteurs de puissance nécessaires, par rapport aux convertisseurs classiques.

## II.2 Intérêt des onduleurs multiniveaux

La valeur limitée de la tension de blocage des interrupteurs réalisables jusqu'à présent est à la base du développement des onduleurs multiniveaux. Cette valeur limite est repoussée au fil de l'amélioration des techniques de réalisation, mais elle est toujours inférieure à une dizaine de kV, et ne devrait franchir cette limite qu'avec l'avènement de nouvelles technologies. Cette tension est inférieure à la tension de service des équipements haute tension. Pour aller au-delà de ces limitations, nous disposons de deux possibilités : [8]

1. Ces macro-interrupteurs sont obtenus en associant en série des interrupteurs de tension de blocage inférieure à la tension de service souhaitée. Cette technique présente l'inconvénient de nécessiter la mise en place de résistances d'équilibrage, afin que la tension à l'état bloqué se répartisse uniformément entre les différents éléments constituant le macro-interrupteur.
2. la réalisation d'un convertisseur multiniveau. Cette méthode consiste à employer un convertisseur de topologie plus complexe. Le nombre d'interrupteurs utilisés est du même ordre que pour le convertisseur constitué de macro-interrupteurs, mais les éléments sont associés de manière différente.

La commande nécessite davantage de signaux, mais le convertisseur résultant présente de meilleures performances.

En plus de permettre d'obtenir une tension de service plus élevée sans recourir à des macro-interrupteurs, l'adoption d'un convertisseur multiniveau présente d'autres avantages:

3. La résolution obtenue est plus élevée, le convertisseur est capable de générer plus que deux ou trois niveaux. Le réglage de la tension est plus fin, ce qui permet de réduire les contraintes imposées à la charge qui subit sans cela une tension qui commute entre ses deux valeurs maximales. La taille des filtres passifs parfois nécessaires pour limiter ces sollicitations peut être réduite.

Dans le même temps, le système gagne une plus grande dynamique et cela permet un réglage plus rapide.

4. La tension commutée est réduite à la valeur du pas du convertisseur, c'est-à-dire à la valeur de tension bloquée par ses interrupteurs. Cela réduit d'autant les pertes par commutation. D'autre part, la fréquence de pulsation de chacun de ses éléments est plus basse que la fréquence de pulsation apparente de la tension appliquée à la charge. Cela autorise une augmentation de cette fréquence de pulsation qui permet une réduction de la dimension des filtres ou une amélioration de la qualité des signaux filtrés.
5. En terme de production, selon la topologie choisie, il est possible de réaliser un convertisseur modulaire composé de modules identiques. Le nombre de modules peut éventuellement être adapté à la tension de service du convertisseur.
6. Moyennant un accroissement de complexité et de coût, il est imaginable d'avoir des modules redondants permettant la poursuite du fonctionnement du convertisseur en cas de défaillance de modules [8]. Il ne faut toutefois pas trop s'enthousiasmer sur le gain possible en termes de fiabilité, car l'augmentation de complexité va généralement de pair avec la diminution de la fiabilité. En effet, le nombre de défaillances possibles augmente considérablement, il est donc difficile de prévoir ce qui va se passer suite à la défaillance d'un ou de plusieurs modules. Prévoir les moyens de maîtriser la situation dans tous les cas de figure possibles est théoriquement possible, mais cela représente un sérieux défi.

Du point de vue des performances, il est donc intéressant d'utiliser des convertisseurs multiniveaux, même lorsqu'une structure simple est réalisable sans l'aide de macro-interrupteurs.

L'attrait des convertisseurs multiniveaux est toutefois limité par quelques inconvénients.

La commande est beaucoup plus complexe et les techniques sont encore peu répandues dans l'industrie. Sauf lorsqu'on prévoit des modules redondants, l'accroissement de la complexité

du système entraîne une diminution de sa fiabilité. Même à nombre de composants égal, ces convertisseurs sont plus coûteux.

En effet, en utilisant des macro-interrupteurs, la commande ne diffère pas de celle d'un convertisseur simple, en revanche en utilisant une structure plus complexe, le nombre de signaux différents à gérer augmente.

### II.3 principes de l'onduleur multiniveaux :

Ce paragraphe a pour but d'introduire le principe général du comportement multiniveaux. La figure (II.1) aide à comprendre comment travaillent les convertisseurs multiniveaux [2, 3]. Un convertisseur à deux niveaux est représenté à la figure (II.1.a), dans laquelle les commutateurs semi-conducteurs ont été remplacés par un interrupteur idéal. La tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs : 0 ou  $V_{dc1}$ . Sur la figure (II.1.b), la tension de sortie de trois niveaux peut prendre trois valeurs : 0,  $V_{dc1}$  ou  $V_{dc1} + V_{dc2}$ . Dans la figure (II.1.c) le cas général de  $m$  niveaux est présenté. [7]

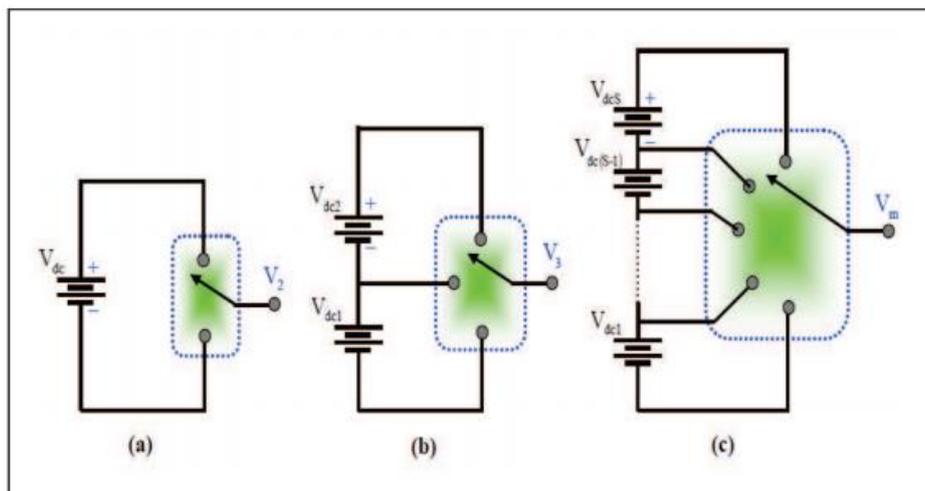


Figure II. 1 Onduleur à niveaux multiples à deux (a), à trois (b) et à  $m$  niveaux (c)

En général, les convertisseurs multiniveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée à partir de plusieurs niveaux de tension discrets.

## II.4 Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux :

De nos jours, plusieurs topologies de convertisseurs multiniveaux ont été étudiées et réalisées. Dans ce qui suit, nous allons présenter les convertisseurs les plus utilisés. [9]

### II.4.1 Convertisseurs multiniveaux en cascade:

R. H. Baker et L. H. Bannister sont les premiers à avoir traité le convertisseur multiniveaux en cascade dans un article publié en 1975. Cette topologie est composée par la mise en série de plusieurs ponts à deux niveaux monophasés, alimentés par des sources de tension continues séparées. Un convertisseur multiniveaux en cascade générant une tension de sortie de  $N$  niveaux (Figure II.2) est constitué de  $(N-1)/2$  ponts à deux niveaux connectés en série. La somme des tensions de sortie de chaque pont représentent la tension de sortie multiniveaux  $V_s$ . [9]

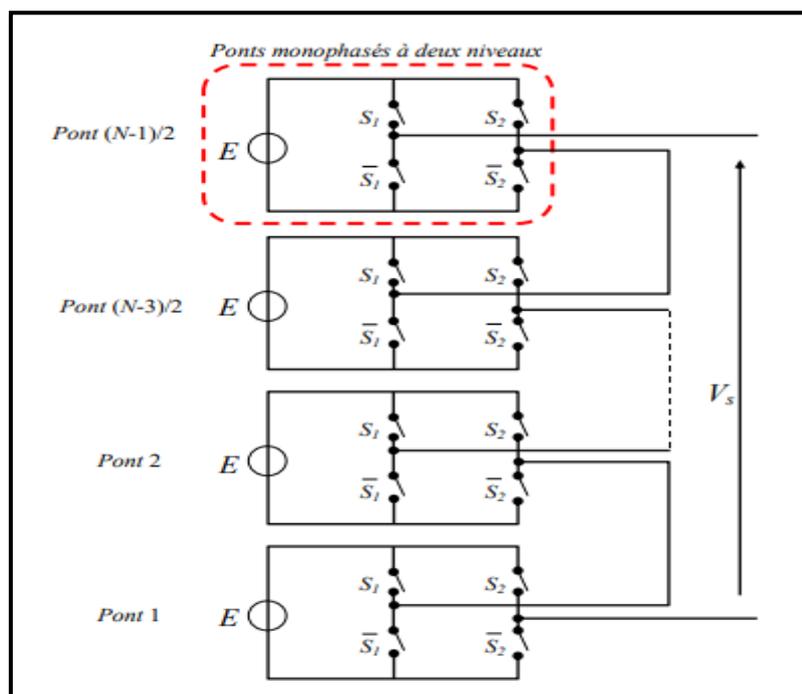


Figure II. 2 Convertisseur en cascade à  $N$  niveaux.

Il existe une autre structure appelée « structure polygonale » qui est obtenue par la connexion en série de plusieurs ponts monophasés alimentés par la même source de tension continue  $E$  comme présenté sur la (figure II.3). Il faut noter que cette structure utilise des transformateurs d'isolement à la sortie de chaque pont pour assurer la connexion entre les sorties alternatives de chaque pont. [9]

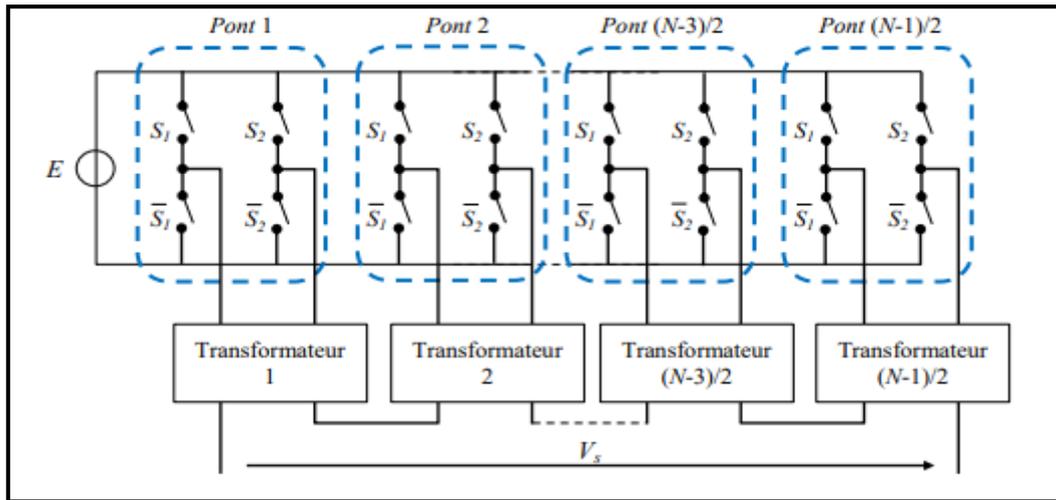


Figure II. 3 Structure d'un convertisseur polygonal N niveaux

Il est à noter, cependant, que ces deux structures présentent un coût de réalisation et un volume important. Ces deux inconvénients diminuent leurs compétitivités sur le marché. En effet, la génération d'une tension de sortie de N niveaux nécessite l'utilisation de  $(N-1)/2$  ponts monophasés pour chaque bras. Chaque pont doit être dimensionné afin de supporter le courant de charge et une tension continue égale à la valeur maximale de la tension de sortie du bras, divisée par N (ceci est valable dans le cas des onduleurs polygonaux pour un rapport de transformation unitaire).

#### II.4.2 Les convertisseurs multiniveaux NPC (Neutral Point Clamped)

La plus ancienne, et appelée convertisseur « clampé » par le neutre (figure II.4). Dans cette structure, des diodes servent à répartir la tension d'alimentation sur les composants. Elles sont reliées au point milieu capacitif. Comme on peut avoir une commande asynchrone sur les commutateurs, on peut obtenir des niveaux de tensions de sortie différents selon l'état des interrupteurs. Sur le (tableau II.1) on montre la configuration des interrupteurs pour les 3 niveaux de sortie. Dans ce tableau on assume une commande complémentaire des interrupteurs.

[10]

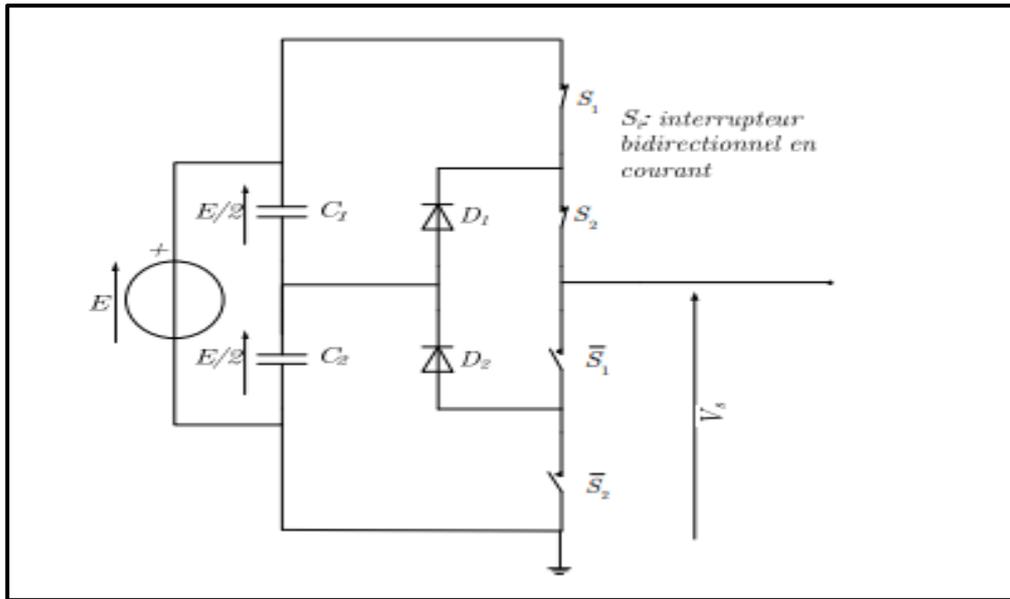


Figure II. 4 Bras de convertisseur NPC à 3 niveaux

$S_1$	$S_2$	$\bar{S}_1$	$\bar{S}_2$	Tension de Sortie
0	0	1	1	0
0	1	1	0	E/2
1	0	0	1	?
1	1	0	0	E

Tableau II. 1 Etats de convertisseur NPC à trois niveaux et sa tension de sortie

0 : S à l'état bloqué      1 : S à l'état passant

### II.4.3 Convertisseurs multicellulaires:

#### II.4.3.1 Les convertisseurs multiniveaux FCMC (Flying Capacitor Multilevel Converters) ou (convertisseurs multiniveaux avec des condensateurs flottants)

Cette structure originale s'est développée au début des années 90 par des chercheurs français, elle est basée sur l'association des cellules élémentaires de commutation. Elle permet la mise en série de plusieurs semi-conducteurs de puissance sans qu'il y ait de problèmes de

répartition de la tension d'entrée sur les semi-conducteurs mis en série. Cela permet le fonctionnement avec des tensions d'alimentation élevées tandis que les semi-conducteurs associés ont une tenue en tension plus petit que la tension d'alimentation. [10]

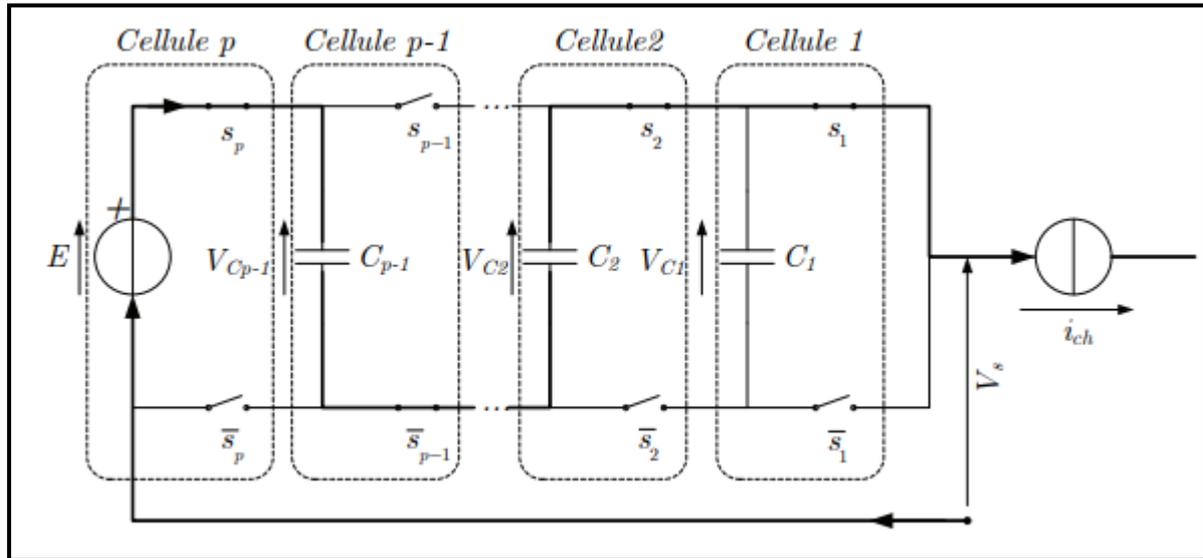


Figure II. 5 Bras de convertisseur multicellulaire série à  $p+1$  niveaux

Le premier permet la mise en série de commutateurs grâce à des sources de tensions flottantes figure (II.2). Ces tensions flottantes sont réalisées par des condensateurs. L'introduction de nouvelles sources de tensions permet d'assurer une bonne répartition de la tension sur chaque interrupteur quel que soit le régime statique ou dynamique. Les états de cellules  $S_1$  et  $S_2$  sont complètement indépendants. On peut réaliser n'importe quelle combinaison sans réduire la durée de vie du système. De plus, l'utilisation de composants ayant à tenir des tensions plus faibles permet d'augmenter les caractéristiques de commutation. Son aspect modulaire permet de monter en tension facilement en augmentant le nombre de cellules. Ses fonctions sont très variées : hacheur, onduleur de tension et commutateur de courant. Mais une bonne répartition des contraintes passe par une régulation des tensions flottantes. [10]

D'autre part, dans ce type de structure la synthèse de la forme d'onde de sortie est plus flexible que dans la structure NPC. En générale les niveaux de tensions, autres que  $0/E$ , on dispose de plusieurs états pour y aboutir. Le tableau (II.2) montre les différents états d'un convertisseur multicellulaire série à 4 niveaux. Ici, il faut rappeler que les interrupteurs d'une cellule de commutation sont commandés d'une façon complémentaire.

Etat	$S_3$	$S_2$	$S_1$	Tension de sortie
1	0	0	0	0
2	0	0	1	$1/3 E$
3	0	1	0	$1/3 E$
4	0	1	1	$2/3 E$
5	1	0	0	$1/3 E$
6	1	0	1	$2/3 E$
7	1	1	0	$2/3 E$
8	1	1	1	$E$

*Tableau II. 2 Etats d'un convertisseur à 4 niveaux et sa tension de sortie.*

En générale, dans cette structure multicellulaire on retrouve les avantages des convertisseurs multiniveaux par rapport à une structure classique à 2-niveaux, à savoir :

- ✓ Amélioration de la forme d'onde de sortie, étant donné qu'elle peut se former à partir d'échelons de tension de petite taille.
- ✓ possibilité de fonctionner avec des tensions d'alimentations élevées, puisque la répartition équilibrée de la tension d'entrée entre les différents interrupteurs est assurée.
- ✓ plus de flexibilité pour obtenir des différents niveaux de tension (par rapport à la structure NPC).

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

- ✓ Elle nécessite d'un grand nombre de condensateurs, notamment pour une configuration triphasée. Il faut aussi remarquer que les tensions de fonctionnement des condensateurs sont différentes selon la position dans la « cellule multiniveaux » (coût, poids, assemblage...)
- ✓ La commande du convertisseur peut devenir compliquée afin d'équilibrer la tension de chaque condensateur. Mais il faut aussi remarquer que pour une configuration triphasée la commande de chaque bras, en ce qui concerne l'équilibrage de la tension des condensateurs, peut se faire de façon indépendante, ce qui réduit la complexité de la commande et le rend plus flexible.

### II.4.3.2 Convertisseurs multicellulaires superposés SMC (Stacked Multicellular Converters) :

Le convertisseur multicellulaire superposé (SMC) est apparu au début des années 2000. Il est constitué de  $n$  étages. Chaque étage est formé par la connexion en séries de  $P$  cellules de commutation séparées entre elles de  $P-1$  condensateurs flottants (Figure II.6). Un convertisseur multicellulaire superposé de  $n$  étages et de  $P$  cellules est noté SMC  $P \times n$ . Ce convertisseur permet de générer  $(P \times n) + 1$  niveaux. [9]

Cette nouvelle topologie hybride permet de répartir les contraintes en tension du convertisseur entre plusieurs cellules de commutation. Elle permet également de diviser la tension d'entrée en plusieurs fractions de manière à abaisser le nombre de commutation des semi-conducteurs de puissance. Comparativement aux topologies concurrentes dans ce domaine d'application, le convertisseur SMC a d'excellentes performances dynamiques grâce à la multiplication de la fréquence de tension découpée et l'augmentation du nombre de niveaux. De plus, cette topologie permet de réduire considérablement l'énergie stockée dans les condensateurs flottants par le convertisseur, ainsi que les pertes dans les semi-conducteurs de puissance. La structure multicellulaire superposée peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur.

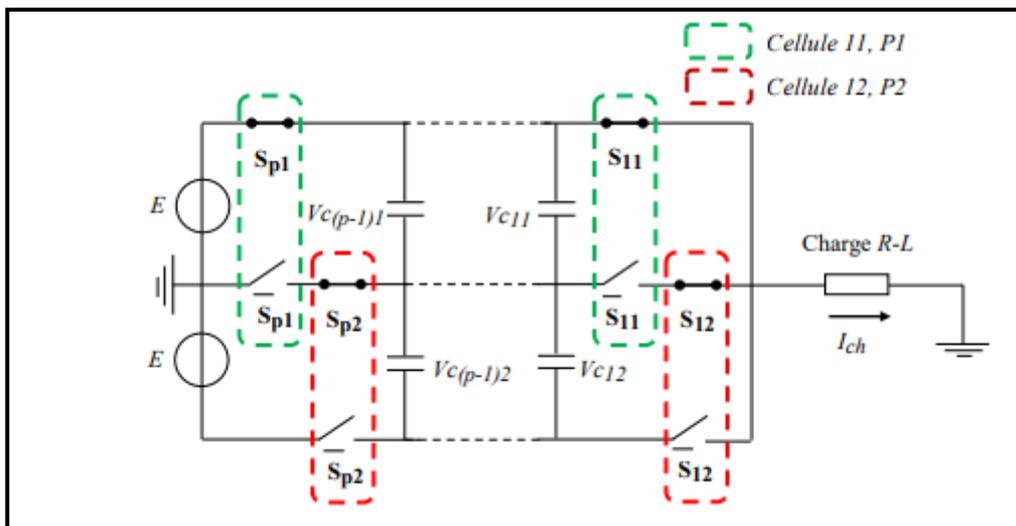


Figure II. 6 Convertisseur multicellulaire superposé  $P \times 2$ .

### II-2-3-2-1- Principe de base d'un convertisseur SMC 1x2 (3 niveaux) :

La figure (II.7) représente un convertisseur multicellulaire superposé 3 niveaux. Ce convertisseur est constitué de 4 à 6 interrupteurs. Les semi-conducteurs de la branche médiane sont connectés en série et tête-bêche de manière à former un interrupteur bidirectionnel au blocage. La répartition de la contrainte en tension est liée à l'état des interrupteurs (passant ou bloqué).

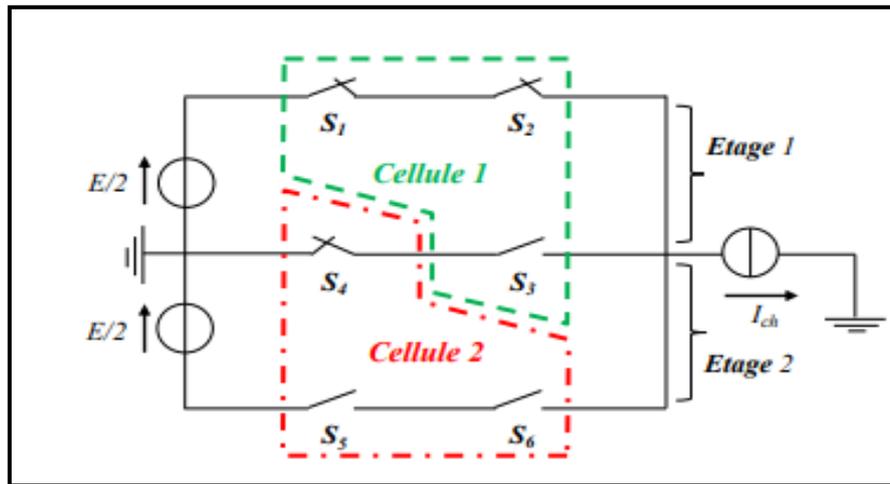


Figure II. 7 Convertisseur multicellulaire superposé 1x2.

Toutes les configurations possibles du convertisseur SMC 1x2 sont représentées sur la figure ( II.8) Les interrupteurs  $S_1$  et  $S_2$ , de même que  $S_5$  et  $S_6$ , peuvent être considérés comme un seul interrupteur du point de vue de la circulation du courant. Les switches  $S_1$  et  $S_3$  (respectivement  $S_4$  et  $S_5$ ) sont commandés de manière complémentaire :

- Pendant l'alternance positive de la référence,  $S_4$  est toujours amorcé et  $S_5$  et  $S_6$  toujours bloqués. Si  $S_1$  et  $S_2$  sont ON, alors  $S_3$  est OFF et la tension de sortie est fixée à  $E/2$  (cas 1); Au contraire, si  $S_3$  est ON, alors  $S_1$  et  $S_2$  sont OFF, et la tension de sortie est égale à 0V (cas 3).
- De manière analogue, pendant l'alternance négative de la référence,  $S_1$  et  $S_2$  sont toujours bloqués et  $S_3$  toujours passant. Si  $S_5$  et  $S_6$  sont amorcés, alors  $S_4$  est OFF et la tension de sortie est fixée à  $-E/2$  (cas 2) ; A l'inverse, si  $S_4$  est ON, alors  $S_5/S_6$  sont OFF, et la tension de sortie est égale à 0V (cas 3).
- Le signe du courant de charge détermine si celui-ci circule à travers une diode ou un transistor. Tout comme ceux de l'onduleur NPC, les semi-conducteurs externes ne découpent pas pendant au moins la moitié de la période de modulation.

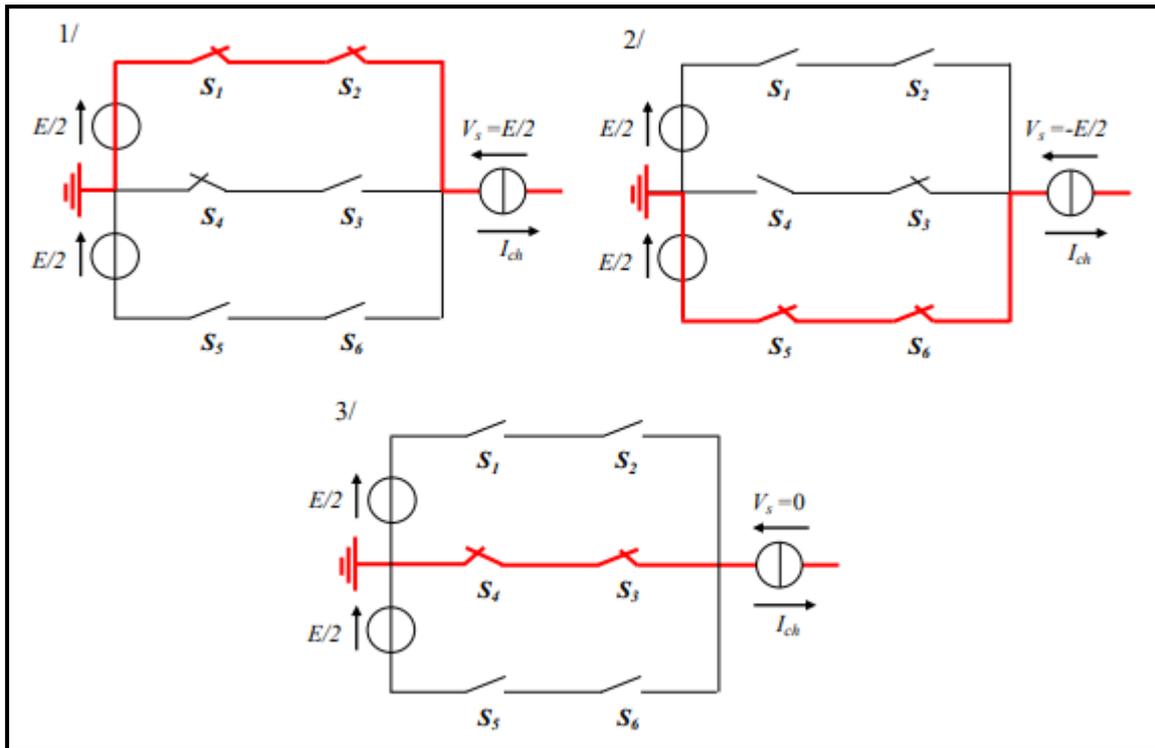


Figure II. 8 Convertisseur multicellulaire superposé 1x2.

Le Tableau (II.3) résume le fonctionnement du convertisseur SMC 1x2 (3 niveaux) en fonction de la tension découpée requise.

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_5$	$S_6$	$S_4$	$V_s$
1	1	0	0	0	1	$E/2$
0	0	1	0	0	1	0
0	0	1	1	1	0	$-E/2$

Tableau II. 3 Caractéristiques principales du fonctionnement de l'onduleur SMC 1x2

La structure 3 niveaux est toutefois un peu particulière, car elle ne contient aucun condensateur flottant et ne possède pas de redondances au niveau de la commande pour l'obtention des niveaux de tension en sortie.

### II.4.3.3 Convertisseurs multicellulaires parallèles PMC ( Parallel Multicellular Converter) :

Le convertisseur multicellulaire parallèle est apparu au début des années 1990. Cette structure repose sur une association de P cellules de commutation interconnectées par l'intermédiaire d'inductances indépendantes, appelées aussi inductances de liaison. Cette topologie permet de diminuer les contraintes en courant sur les interrupteurs d'électronique de puissance car chaque cellule est sous une contrainte qui est égale à  $I_E/P$  puisque les cellules sont connectées en parallèle. La figure (II.9) représente un convertisseur multicellulaire parallèle de P cellules de commutation. [9]

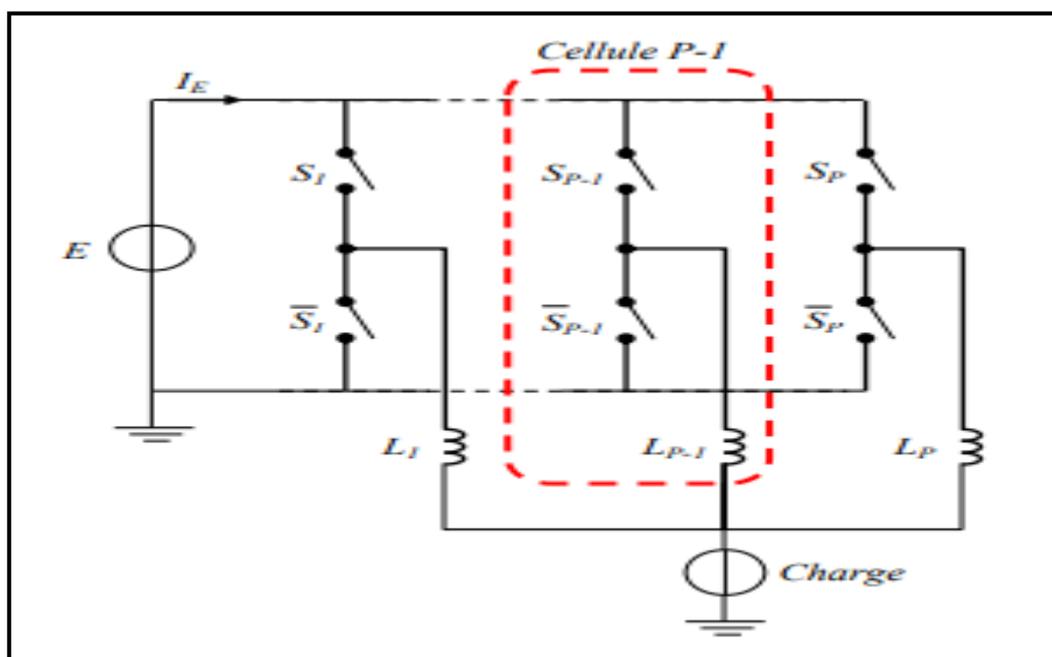


Figure II. 9 Convertisseur multicellulaire parallèle à P cellules de commutation.

#### II-2-3-3-1- Principe de base d'un PMC à 1 cellule de commutation :

Le convertisseur multicellulaire parallèle à 1 cellule de commutation est constitué de deux semi-conducteurs de puissance et une inductance (élément passif) comme indiqué sur la figure (II.9) Cette cellule de commutation est similaire à un hacheur abaisseur.

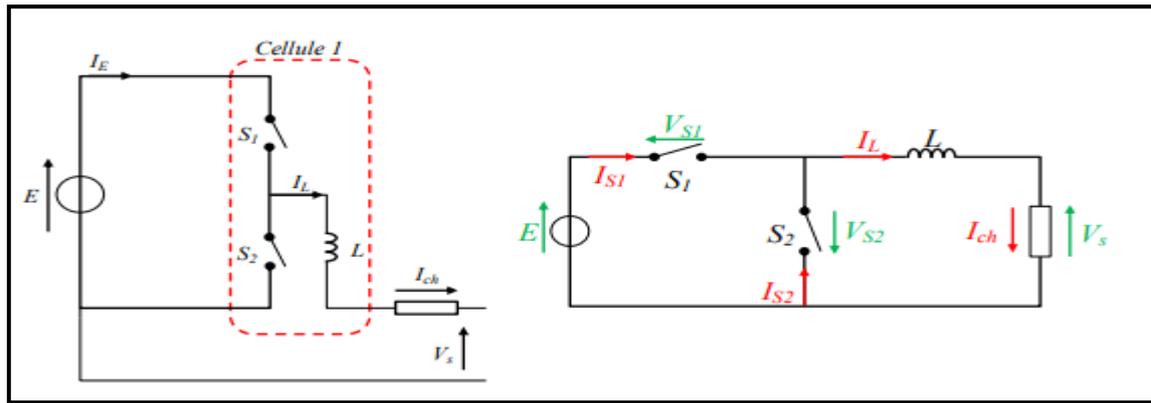


Figure II. 10 Convertisseur multicellulaire parallèle à 1 cellule.

On peut considérer la cellule de commutation du PMC à 1 cellule comme un système binaire, ce qui nous donne  $2^1$  états possibles.

Si on considère que les sources d'alimentations sont unidirectionnelles en courant et en tension, on peut écrire à partir de la figure (II.10) :

**II.4 Comparaison entre les trois principaux convertisseurs multiniveaux :**

On peut trouver dans la littérature des descriptions intéressantes des trois topologies de base, avec leurs avantages et inconvénients, comme celle offerte par Lai et Peng dans ou par Shakwek et Lewis dans. Le tableau (II.4) montre, de manière résumée, les principales caractéristiques des trois topologies multiniveaux de base pour un convertisseur de (**m**) niveaux. La sélection de la topologie multiniveaux la plus adéquate pour chaque application n'est pas évidente, jusqu'à présent c'est un défi non résolu dans la littérature. [11]

Les trois topologies de base des onduleurs multiniveaux			
Configuration	NPC	Condensateurs Flotteurs	En cascade
Dispositifs principaux de commutation	$2(m-1)$	$2(m-1)$	$2(m-1)$
Diode antiparallèle	$2(m-1)$	$2(m-1)$	$2(m-1)$
Diode de bouclage	$(m-1)(m-2)$	0	0
Condensateurs de bus continu	$(m-1)$	$(m-1)$	$(m-1)/2$
Condensateur d'équilibrage	0	$(m-1)(m-2)/2$	0
Total	$m^2 + 2m - 3$	$(m^2 + 8m - 8)/2$	$(9/2)(m-1)$

Tableau II. 4 Comparaison entre les trois topologies de base des convertisseurs multi-niveaux

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

### **II.5.1 Classification des topologies selon leur alimentation :**

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées divisent leur tension d'alimentation : la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée. Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique. [8]

Au contraire, les structures telles que les onduleurs à cellules en série élèvent leur tension d'alimentation : la tension de sortie maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation ; elle est plus petite ou égale à la somme des tensions d'alimentation. Contrairement aux autres topologies, les alimentations des cellules ne peuvent pas être obtenues à partir d'une alimentation continue unique sans mettre en place des convertisseurs additionnels. Dans la plupart des cas, il faut recourir à des transformateurs pour obtenir les alimentations nécessaires. Le couplage parallèle des transformateurs du «*côté alimentation*» et l'addition des tensions «*côté charge*» conduit à une élévation de la tension.

### **II.5.2 Nombres de composants nécessaires**

A l'aide des tableaux suivants, nous comparons le nombre de composants nécessaires pour réaliser une branche d'onduleur, de tension de service et de nombre de niveaux donné, avec les 3 principales topologies d'onduleurs multiniveaux. Les composants sont supposés de taille identique. Tous les onduleurs sont supposés alimentés par une source de tension continue, les condensateurs intermédiaires ne sont donc pas comptabilisés pour les onduleurs en pont et pour les onduleurs à cellules imbriquées. Les condensateurs se trouvant à l'étage intermédiaire des onduleurs NPC sont partagés par les différentes phases, leur nombre est donc divisé par le nombre de branches. [8]

L'onduleur en pont est ajouté à la liste comme base de comparaison :  $m$  transistors sont mis en série pour former les macro-interrupteurs utilisés. Pour le cas le plus simple permettant d'obtenir 3 niveaux par branche, nous obtenons.

**3 niveaux :**

topologies	M	T	D	C	N	N <sub>E</sub>
NPC	2	4	6	$\frac{2}{b}$	3	3
CELLULES IMBRIQUE	2	4	4	1	3	4
CASCADE	2	4	4	1	3	3
PONT SIMPL	2	4	4	0	2	2

**5 niveaux :**

topologies	M	T	D	C	N	N <sub>E</sub>
NPC	4	8	20	$\frac{4}{b}$	5	5
CELLULES IMBRIQUE	4	8	8	3	5	16
CASCADE	4	8	8	2	5	9
PONT SIMPL	4	8	8	0	2	2

**7 niveaux :**

topologies	M	T	D	C	n	N <sub>E</sub>
NPC	6	12	56	$\frac{6}{b}$	7	7
CELLULES IMBRIQUE	6	12	12	6	7	64
CASCADE	6	12	12	3	7	27
PONT SIMPL	6	12	12	0	2	2

**avec :**

-M : le nombre d'étages ou de cellules,

-b : le nombre de branches, 2 en monophasé, 3 en triphasé

-T : le nombre de transistors,

-D : le nombre de diodes,

- C : le nombre de condensateurs,
- n : nombre de niveaux obtenus,
- NE : nombre d'états de commutation,

## II.6 Domaine d'applications :

En forte puissance, avec l'introduction de l'électronique de puissance, le convertisseur multiniveaux fonctionnant en moyenne tension (MT) est un sujet d'étude récurrent pour la communauté scientifique et chez les industriels:

- ✓ En traction et en entraînement : train, véhicule électrique, propulsion marine;
- ✓ En démarreur et en variateur en basse vitesse : pompage, ventilation, chauffage compression
- ✓ Application dans le domaine de l'alimentation des machines électriques :

Dans les applications industrielles, les machines électriques de moyenne et fortes puissances nécessitent une alimentation à moyenne tension l'utilisation des convertisseurs multiniveaux dans ce cas est aussi mieux adaptée. Dans de tels systèmes, les semi-conducteurs n'y supportent qu'une faible tension, par rapport à celle exigée par la machine. La qualité de la tension en termes d'harmonique est meilleure, réduisant ainsi les effets néfastes sur la durée de vie de la machine et celle du réseau éventuel qui l'alimente. En plus à partir de cellules de petite tension (comme des batteries, des piles à combustible ou des cellules photovoltaïques), il devient possible d'alimenter une machine à moyenne tension. [12]

- ✓ Application dans le domaine des réseaux électriques, Parce qu'ils peuvent fournir une moyenne ou une haute tension, les convertisseurs multiniveaux sont aussi adaptés pour l'amélioration de la qualité de la tension des réseaux électriques, Notamment sur les lignes de transmission de longue distance, il est souvent nécessaire de compenser la puissance réactive. Lorsqu'ils sont contrôlés de façon adéquate, les convertisseurs multiniveaux offrent dans ce cas, la possibilité de régler l'amplitude de la tension et son déphasage, mais aussi l'impédance de la ligne de transmission. Ils peuvent donc jouer le rôle de compensateurs statiques.

## **Conclusion**

Il existe plusieurs topologies d'onduleur, dont chacun correspond à un type d'application déterminer ou permettent d'atteindre des performances recherchées. Dans ce chapitre, nous avons différentes Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux ou nous avons donné leurs avantages et leurs inconvénients.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de principe de fonctionnement et la modélisation du l'onduleur à trois niveaux du type NPC.

## *Chapitre III*

### *Modélisation d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC*

### III.1 Introduction:

Avec le développement de l'électronique de puissance et des composants à semi-conducteurs, la technique des onduleurs multi niveaux représente un domaine de recherche important, ce dernier liée également à des tensions plus élevées. D'autre part, on cherche à obtenir des grandeurs de sortie ayant une meilleure définition, c'est-à-dire présentent un contenu harmonique réduit. Il existe plusieurs topologies de la conversion multi niveaux.

La Première topologie a été initialement proposée par A. Nabac en 1981 pour la génération de plusieurs niveaux de tension. [13]

Dans ce chapitre, Nous allons étudier en détail l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC (structure et principe de fonctionnement), Dans le cadre de cette étude nous établissons le modèle mathématique de l'onduleur à trois niveaux de tension de type NPC en mode command able, en utilisant la notion de fonctions de connexion des interrupteurs et des demi-bras.

### III.2 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

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

L'ide de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte. [13]

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé est constitué de trois bras et de deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche.

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice (E). A l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage  $C_1$  et  $C_2$  de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi-tension ( $E/2$ ). Étant connectés entre eux en un point neutre noté o.

Ces derniers sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ( $C_1 = C_2$  c'est-à-dire  $U_{c1} = U_{c2}$ ).

Le point o est connecté avec les deux diodes médianes ( $DD_{K1}$ ,  $DD_{K2}$ ). La figure (III.1) fournit une représentation schématique de cet onduleur.

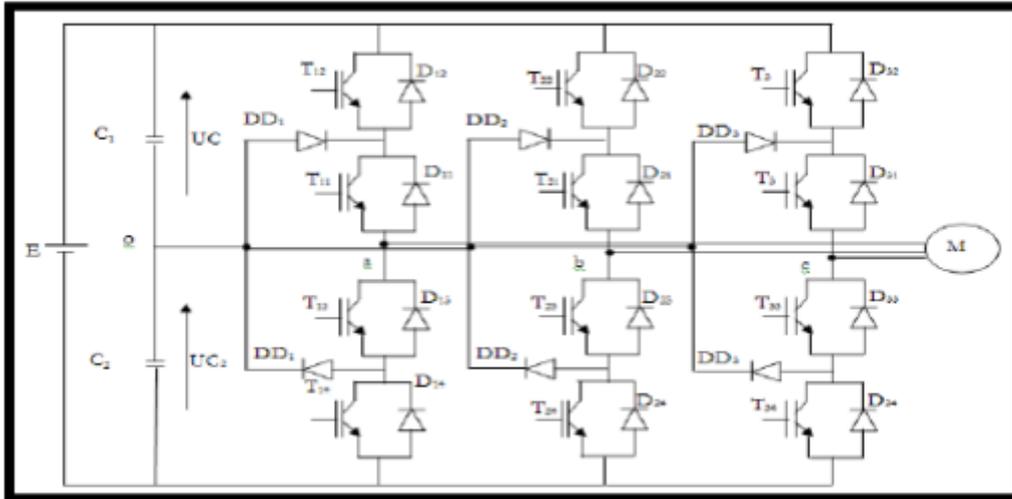


Figure III. 1 Onduleur triphasé à trois niveaux

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire (Transistor -diode) par un seul interrupteur bidirectionnel  $TD_{KS}$  (Figure III.2), et vue la symétrie de la structure, on présente la configuration d'un seul bras (Figure III.3)

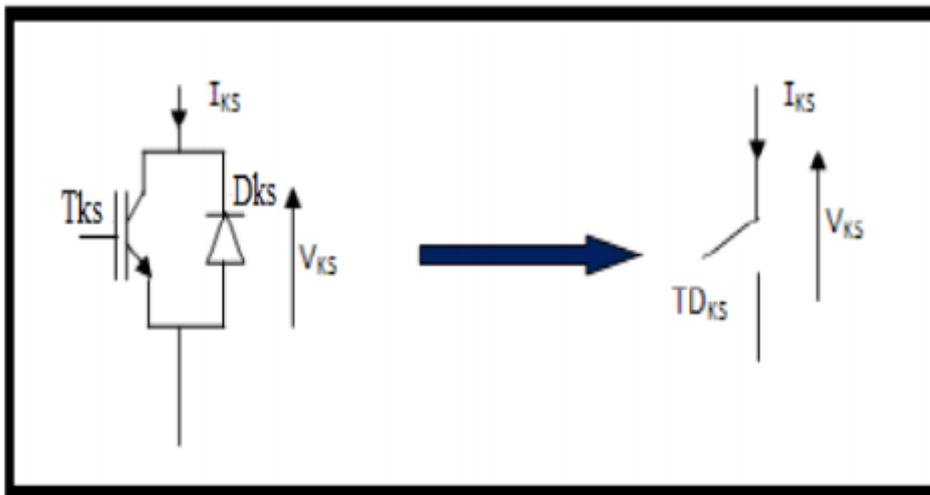


Figure III. 2 Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode

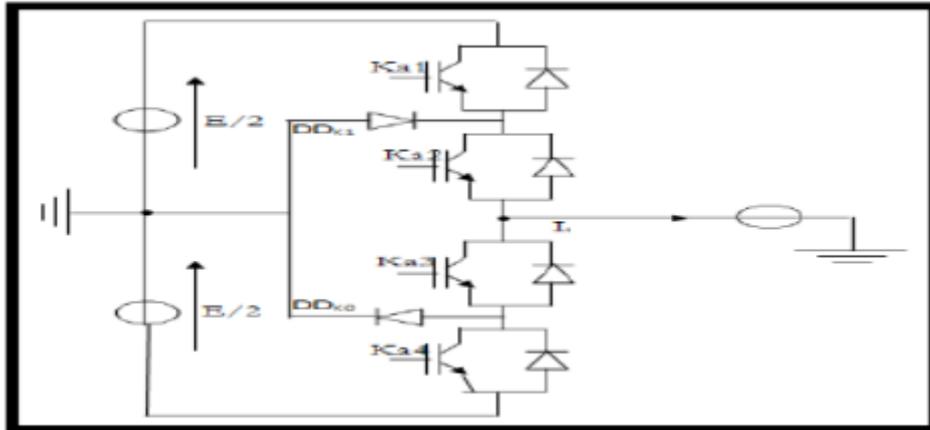


Figure III. 3 Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe  $B_{KS}$  (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur Bidirectionnel  $T_{KS}$ ).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras.
- Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court circuit aux bornes des sources continues et par conséquent le risque de distorsion des condensateurs et des composants semi-conducteurs par surintensité et qui peut engendrer la distorsion par surtension des interrupteurs lors d'ouvertures simultanée de ces dernier, on adopte la solution classique suivante :

On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur.

### III.2.2 Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple  $V_{ao}$  entre la borne (a) de la charge et le point neutre O.

Cette tension est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs  $K_{a1}$ ,  $K_{a2}$ ,  $K_{a3}$  et  $K_{a4}$  du bras.

Sur les  $2^4 = 16$  configurations possibles, seules trois configurations sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent soit des courts-circuits des sources de tension continue, soient elles provoquent la déconnexion de la charge.

L'onduleur à trois niveaux étant symétrique, l'étude peut se limiter au fonctionnement d'un seul bras, (où on distingue trois configurations possibles). On donne ci dessous le tableau récapitulatif (tableau III.1) représente la tension de sortie  $V_{ao}$  d'un onduleur NPC à trois niveaux en fonction de l'état des interrupteurs, la tension au borne des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée.

A la différence de l'onduleur à deux niveaux, chaque demi-bras de l'onduleur à trois niveaux utilisée non pas un interrupteur bidirectionnel mais deux, ce qui permet d'effectuer une commande décalée.

❖ **Première configuration {1100}**

$K_{a1}$ ,  $K_{a2}$  sont passants et  $K_{a3}$  et  $K_{a4}$  sont bloqués (Figure II.5) la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = +E/2 \tag{III.1}$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka3} = V_{ka4} = +E/2 \tag{III.2}$$

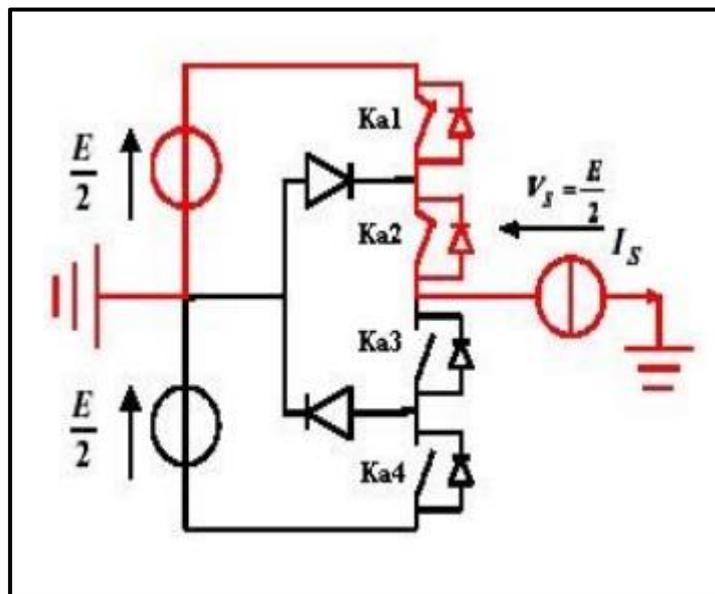


Figure III. 4 1<sup>er</sup> econfiguration du 1<sup>er</sup> bras

❖ **Deuxième configuration {0110}**

$K_{a2}$ ,  $K_{a3}$  sont passants et  $K_{a1}$  et  $K_{a4}$  sont bloqués (Figure III.5), le point a est relié directement au point neutre 0. La tension simple  $V_{ao}$  est nulle :

$$V_{ao} = 0 \quad (III.3)$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka4} = +E/2 \quad (III.4)$$

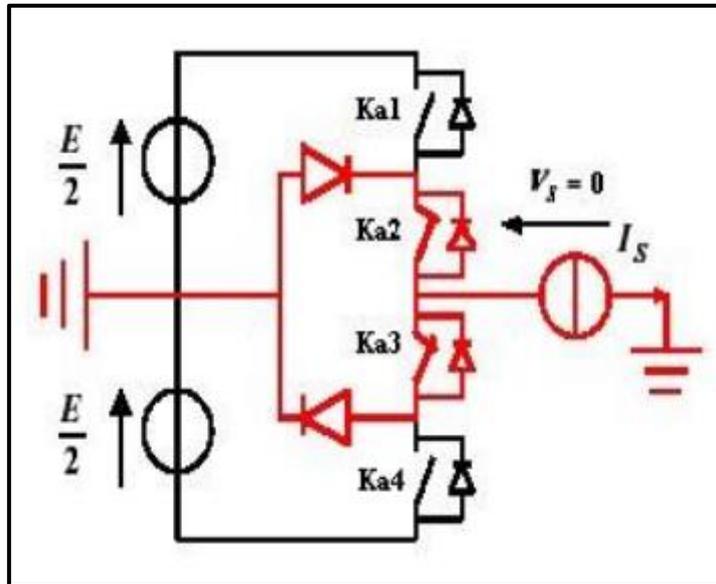


Figure III. 5 2<sup>ème</sup> econfiguration du 1<sup>er</sup> bras

❖ Troisième configuration {0011}

$K_{a3}$ ,  $K_{a4}$  sont passants et  $K_{a1}$  et  $K_{a2}$  sont bloqués (figure III.6), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = -E/2 \quad (III.5)$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = +E/2 \quad (III.6)$$

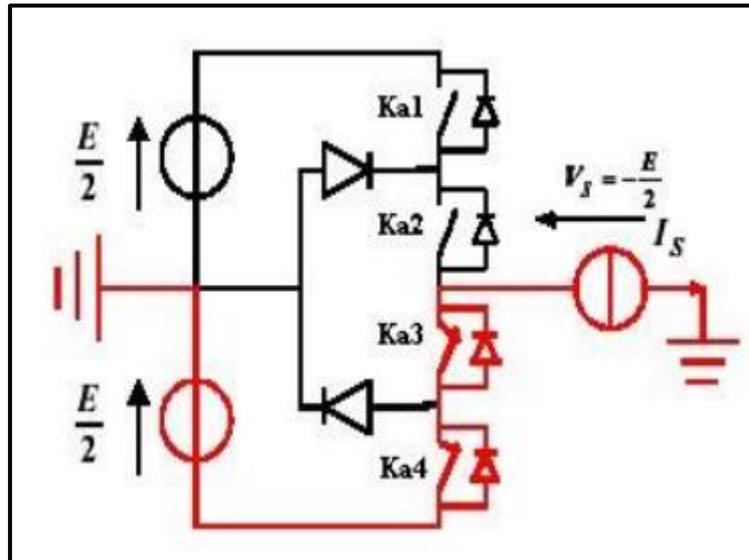


Figure III. 6 3<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

Etat des interrupteurs				Tension de sortie V <sub>ao</sub>
Ka1	Ka2	Ka3	Ka4	
1	1	0	0	E/2
0	1	1	0	0
0	0	1	1	-E/2

Tableau III. 1 Table de commutation du convertisseur NPC 3 niveaux

Pour visualiser l'enchaînement des configurations décrites ci-dessus, la (figure III.7) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie V<sub>ao</sub>.

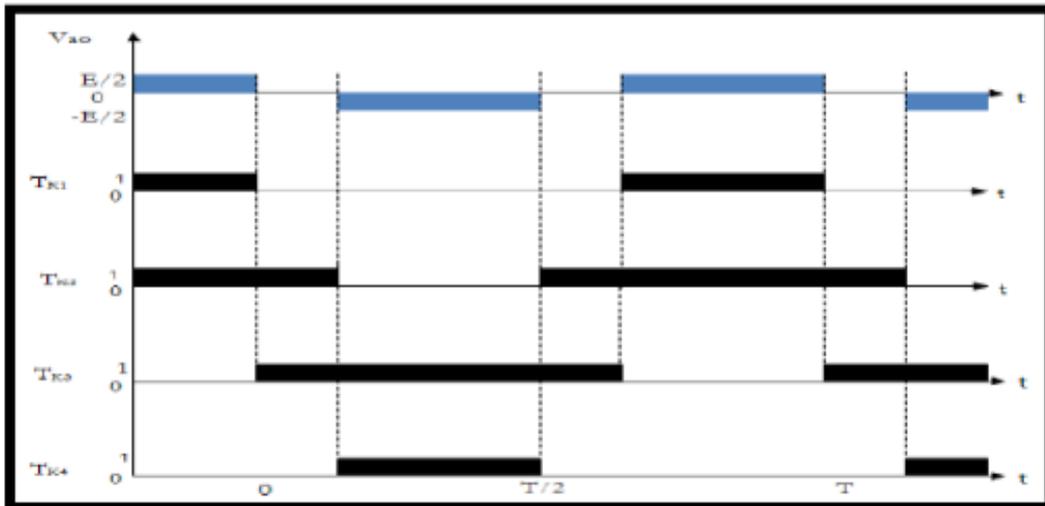


Figure III. 7 Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras D'onduleur à trois niveaux de type NPC

### III.2.3 Modèle de la commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

#### III.2.3.a Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable, si les transistors entre différentes Configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes. Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée. Dans ces conditions, on peut définir la notion de fonction de connexion. [13]

#### III.2.3.b Commande complémentaire

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire.

Pour un bras K de l'onduleur triphasé à trois niveaux, et en mode commandable, on définit les trois commandes complémentaires comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{K1} = \overline{BK_2} \\ B_{K3} = \overline{BK_4} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{K1} = \overline{BK_3} \\ B_{K2} = \overline{BK_4} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{K1} = \overline{BK_4} \\ B_{K2} = \overline{BK_3} \end{array} \right. \quad (III.7)$$

1) Commande N° 1

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{BK}_2 \\ B_{K3} = \overline{BK}_4 \end{cases}$$

$B_{KS}$ : Commande du transistor  $T_{KS}$  du bras K.

Tableau III. 2 La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	Tension de sortie du bras K ( $V_{ao}$ )
Off	On	Off	On	Inconnue (dépend de la charge)
Off	On	On	Off	$V=0$ ou $I=0$ (inconnue)
On	Off	Off	On	$V=0$ ou $I=0$ (inconnue)
On	Off	On	Off	$V=0$

Cette commande rend le système pratiquement incommandable

2) Commande N°2

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{BK}_3 \\ B_{K2} = \overline{BK}_4 \end{cases}$$

Tableau III. 3 La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	$V_{ao}$
Off	Off	On	On	$-U_{c2} = -E/2$
Off	On	On	Off	(inconnue)
On	Off	Off	On	(inconnue)
On	On	Off	Off	$U_{c1} = E/2$

La commande dans ce cas n'est possible qu'à deux niveaux

### 3) Commande N°3

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{BK_4} \\ B_{K2} = \overline{BK_3} \end{cases}$$

*Tableau III. 4 La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :*

$B_{K1}$	$B_{K2}$	$B_{K3}$	$B_{K4}$	$V_{ao}$
Off	Off	On	On	$-U_{c2} = E/2$
Off	On	Off	On	(inconnue)
On	Off	On	Off	$V=0$
On	On	Off	Off	$U_{c1} = E/2$

Cette commande complémentaire rend le système totalement commandable à trois niveaux. La commande N°3 est la seule qui permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possible pour un bras ( $U_{C1}$ , 0,  $-U_{C2}$ ), avec  $U_{C1} = U_{C2} = E/2$ .

C'est cette commande qui va être adoptée pour la modélisation de l'onduleur à trois niveaux.

#### III.2.4 Fonctions de connexion

La fonction de connexion  $F_{KS}$  traduit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur  $TD_{KS}$ . Chaque interrupteur  $K_{KS}$  ( $K \in (1, 2, 3)$ ,  $S \in (1, 2, 3)$ ), supposé idéal introduit une fonction de connexion  $F_{KS}$ .

$$F_{KS} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } K_{KS} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } K_{KS} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

##### 1. Relation entre les fonctions de connexion

Ainsi les fonctions de connexion des interrupteurs du bras  $K$  sont liées par les relations suivantes:

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K1} = 1 - F_{K4} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

## 2. Relation entre les fonctions des demi-bras

On définit la fonction de connexion du demi-bras qu'on notera  $F_{KM}^b$  avec K : numéro du bras, M = 1 pour le demi-bras du haut et M = 0 pour le demi-bras du bas.

Pour un bras K, les fonctions de connexions des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} * F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3} * F_{K4} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

$F_{K1}^b$  est associé au demi-bras du haut (la paire  $(K_{K1}, K_{K2})$ ).

$F_{K0}^b$  est associé au demi-bras du haut (la paire  $(K_{K3}, K_{K4})$ ).

### III.2.4 Modélisation des valeurs instantanées

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasé équilibrée.

- Tension simple aux bornes de chaque phase de la charge :  $V_a, V_b, V_c$ ;
- Tension entre le point milieu « i » de chaque bras de l'onduleur et le point neutre « o » de l'alimentation continue de l'onduleur :  $V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$ ;
- Charge triphasée équilibrée couplée en étoile.

#### a) Les potentiels $V_{io}$

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu M, s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{a0} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{C1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{C2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot E/2 \\ V_{b0} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{C1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{C2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot E/2 \\ V_{c0} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{C1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{C2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot E/2 \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexions des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{11}^b = F_{11}F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}F_{14} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{11}^b = F_{11}F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}F_{14} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{11}^b = F_{11}F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}F_{14} \end{array} \right. \quad (III.11)$$

En traduisant ces fonctions de connexions des demis bras dans le système (III.10) on aboutit à :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{a0} = F_{11}^b \cdot U_{C1} - F_{10}^b \cdot U_{C2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot E/2 \\ V_{a0} = F_{21}^b \cdot U_{C1} - F_{20}^b \cdot U_{C2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot E/2 \\ V_{a0} = F_{31}^b \cdot U_{C1} - F_{30}^b \cdot U_{C2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot E/2 \end{array} \right. \quad (III.12)$$

### b) Tensions de sorties

Le système d'équation (III-12) nous permet d'avoir les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux qui s'expriment en fonction des deux tensions d'entrées  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$ .

On peut considérer l'onduleur à trois niveaux comme étant l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux et chaque bras de l'un de ces onduleurs sera un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

Dans ces conditions, nous pourrions définir le modèle liant les fonctions des demi-bras et les tensions aux bornes de la charge  $V_A, V_B, V_C$ .

### c) Tensions composées

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ab} = V_{A0} - V_{B0} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) \cdot U_{C1} - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_{C2} \\ V_{bc} = V_{B0} - V_{C0} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) \cdot U_{C1} - (F_{21} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_{C2} \\ V_{ac} = V_{a0} - V_{C0} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) \cdot U_{C1} - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_{C2} \end{array} \right. \quad (III.13)$$

Dans le cas où  $U_{c1} = U_{c2} = E/2$  le système (III.13) devient :

$$\begin{cases} V_{ab} = [(F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24})] \cdot E/2 \\ V_{bc} = [(F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34})] \cdot E/2 \\ V_{ac} = [(F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14})] \cdot E/2 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions des demi-bras comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & -1 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{pmatrix} U_{C1} - \begin{pmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{pmatrix} U_{C2} \end{pmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Dans le cas où  $U_{C1} = U_{C2}$ , cette relation se réduit à :

$$\begin{pmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{pmatrix} \cdot E/2 \quad (\text{III.16})$$

#### d) Tensions simples

Les tensions simples de sorties de l'onduleur se déduisent en fonction des potentiels des neuds par rapport au point milieu par la relation suivante :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{III.17})$$

$$\begin{cases} V_a = (2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) / 3 \\ V_b = (-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) / 3 \\ V_c = (-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) / 3 \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Sous former matricielle :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{11}^b - F_{10}^b \end{pmatrix} E/2 \quad (\text{III.19})$$

**e) Courants d'entrée**

En utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs pour trouver des courants d'entrée continus ( $I_{d1}$ ,  $I_{d2}$ ,  $I_{d0}$ ) de l'onduleur à trois niveaux en fonctions des courants alternatifs de la charge  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ , s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} I_{d1} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot I_a + F_{21} \cdot F_{22} \cdot I_b + F_{31} \cdot F_{32} \cdot I_c \\ I_{d2} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot I_a + F_{23} \cdot F_{24} \cdot I_b + F_{33} \cdot F_{34} \cdot I_c \\ I_{d0} = F_{12} \cdot F_{13} \cdot I_a + F_{22} \cdot F_{23} \cdot I_b + F_{32} \cdot F_{33} \cdot I_c \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Le système (III.20) devient en remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion de demi-bras :

$$\begin{cases} I_{d1} = F_{11}^b \cdot I_a + F_{21}^b \cdot I_b + F_{31}^b \cdot I_c \\ I_{d2} = F_{10}^b \cdot I_a + F_{20}^b \cdot I_b + F_{30}^b \cdot I_c \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Le courant  $I_{d0}$  s'exprime en fonction des courants d'entrées ( $I_{d1}$ ,  $I_{d2}$ ) et des courants de charges  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$  par la relation :

$$I_{d0} + I_{d1} + I_{d2} = I_a + I_b + I_c \quad (\text{III.22})$$

$$I_{d0} = (I_a + I_b + I_c) - (F_{11}^b \cdot F_{10}^b) I_a - (F_{21}^b \cdot F_{20}^b) I_b - (F_{31}^b \cdot F_{30}^b) I_c \quad (\text{III.23})$$

On aboutit à la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} & F_{21} & F_{31} \\ F_{10} & F_{20} & F_{30} \\ 1 - F_{11} - F_{10} & 1 - F_{21} - F_{20} & 1 - F_{31} - F_{30} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} \quad (\text{III.24})$$

**f) Matrice de conversion simple [N(t)]**

Si on choisi comme variables d'états pour l'ensemble, sources de tension continues, onduleur de tension à trois niveaux et charge triphasée à caractère inductive, le vecteur d'état suivant :

$$X = [U_{c1} U_{c2} I_a I_b I_c]^t \quad (III.25)$$

Et comme variables d'internes, le vecteur suivant :

$$U_{sim} = [V_a V_b V_c I_{d1} I_{d2} I_{d0}]^t$$

On, obtient la matrice de conversion simple [N(t)], définie par la relation :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ I_a \\ I_b \\ c \end{bmatrix} \quad (III.26)$$

Avec

Avec l'introduction des expressions des tensions simples (III.12), on définit la matrice de Conversion simple :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \left(\frac{F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3}\right) & \left(\frac{F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3}\right) & \left(\frac{F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3}\right) & \left(\frac{F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{30}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (III.27)$$

**g) Matrice de conversion composée [M(t)]**

Si on utilise les tensions composées, le vecteur d'entrée devient:

$$U_{com} = [V_{ab} V_{bc} V_{ca} I_{d1} I_{d2} I_{d0}]^t$$

On obtient, la matrice de conversion composée  $[M(t)]$  :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})$$

Avec l'introduction des expressions des tensions composées (III.16), on définit la matrice de conversion composée :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) - (F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) - (F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) - (F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{30}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

### III.3 CONCLUSION :

Dans ce chapitre on a élaboré un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Pour cela, nous avons défini les différentes configurations possibles d'un bras de cet onduleur .

La structure NPC à trois niveaux est plus avantageux que l'onduleur à deux niveaux, il est très utilisée, à cause de sa simplicité à mettre en œuvre et accessible pour les applications envisagées avec les gammes de tension actuelle des semi-conducteurs. [13]

La forme des ondes de tension obtenu  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  n'est pas sinusoïdale, elle est très riche en harmonique. Pour les applications de basse et moyenne puissance les ondes de tension rectangulaire ou en escalier sont acceptables. Mais pour les applications de forte puissance, les ondes de faibles perturbations sont nécessaires, avec la disponibilité du semi-conducteur de puissance. Les harmoniques peuvent être réduire à l'aide de technique MLI. [13]

Dans ce dernier chapitre, nous allons simuler un onduleur à trois niveaux NPC contrôlé par un PWM sinusoïdal à porteuse unique et un PWM sinusoïdal à double onde.

## *Chapitre IV*

### *Simulation et interprétation des résultats*

## IV.1 Techniques de commande

L'état des interrupteurs de puissance qui permettront le passage du courant, et sur le maintien d'une valeur précise de tension aux bornes des condensateurs. Cela fait qu'il faut contrôler l'état de ces interrupteurs afin d'assurer un fonctionnement bien précis. Lors de la conception de la commande, les facteurs suivants doivent être pris en considération : Stratégie de Commande. [14]

- La forme des courants avec un taux de distorsion harmonique faible ;
- Facteur de puissance unitaire ;
- Régulation de la tension du bus DC ;
- Robustesse en cas des variations aux niveaux du réseau et de la charge.

À cause de la commutation des interrupteurs entre la valeur 0 et 1, les convertisseurs sont des structures non linéaires. Les techniques de commandes peuvent être classifiées en deux groupes : Les techniques de commande linéaire et les techniques de commande non linéaire.

## IV.2 Commandes linéaires

Cette famille de contrôleurs est conçue pour les systèmes linéaires. Pour les systèmes non linéaires comme les convertisseurs, elle peut être utilisée en linéarisant des boucles de commande autour d'un point de fonctionnement. En conséquence de ce mode de commande basé sur une linéarisation autour d'un ou de quelques points de fonctionnement, le contrôle peut être perdu en cas de changement de paramètres de fonctionnement.

Pour les systèmes linéaires on utilisera des correcteurs linéaires, pour en citer quelques-uns, le correcteur à avance ou à retard de phase, la commande par retour d'état linéaire, ou encore les contrôleurs à minimum de critère quadratique, sont des régulateurs testés et approuvés dans la commande des convertisseurs de puissance. Néanmoins, le régulateur proportionnel intégral dérivé (PID) reste le contrôleur le plus utilisé de l'industrie. [14]

Le régulateur PID repose sur l'action de trois composantes (proportionnelle, intégrale et dérivée) à travers la fixation de leurs gains  $K_i$ ,  $K_D$  et  $K_P$ . La première de ces actions est l'action proportionnelle dont l'effet est de réduire l'erreur statique, mais plus le gain  $K_P$  augmente plus la réponse devient oscillatoire. L'action intégrale annule complètement l'erreur statique, cependant, son augmentation rend le système instable. Enfin, le gain de l'action dérivée, s'il est

bien choisi, aura pour effet l'atteinte de la stabilité du système plus rapidement et la diminution du dépassement, sinon il causera l'instabilité totale de la régulation. Ces trois composantes seront combinées afin d'obtenir un compromis entre la précision, la stabilité et la rapidité de la réponse.

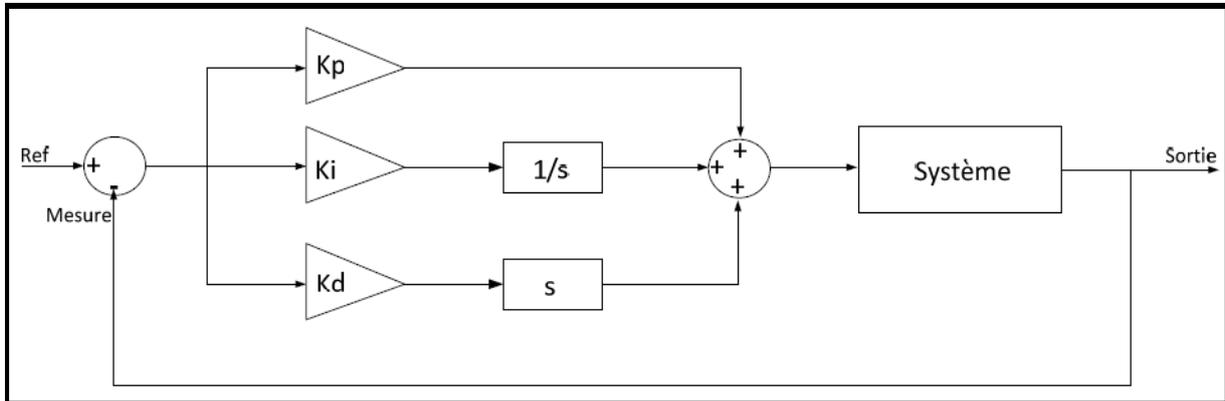


Figure IV. 1 Régulateur PID

Le régulateur à avance et/ou retard de phase est un régulateur simple conçu pour la correction des systèmes linéaires, mais il a tout de même été utilisé pour le contrôle des structures d'électronique de puissance à plusieurs reprises. Ce compensateur peut avoir soit l'une des deux actions (avance et retard de phase) soit les deux actions en même temps. Il est représenté de la manière suivante :

$$C(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s \quad (IV.1)$$

$$C(s) = K \cdot \frac{1+aTs}{1+Ts} \quad (IV.2)$$

$$C(s) = K \cdot \frac{1+Ts}{1+bTs} \quad (IV.3)$$

$$C(s) = K \cdot \frac{1+aTs}{1+Ts} \cdot \frac{1+T's}{1+bT's} \quad (IV.4)$$

L'équation (IV.2) représente un compensateur à avance de phase qui ressemble dans son fonctionnement à un contrôleur PD ; L'équation (IV.3) représente un compensateur à retard de phase dont le fonctionnement ressemble au fonctionnement d'un contrôleur PI ; Enfin l'équation (IV.4) représente un compensateur à avance-retard de phase et dont l'effet se rapproche de l'effet d'un contrôleur PID. Notons que a et b doivent toujours être strictement supérieurs à 0.

Le correcteur à avance de phase a pour effet d'améliorer la stabilité en réduisant le dépassement maximal et la rapidité du système en réduisant le temps de montée, alors que le correcteur à retard de phase a comme effet la réduction de l'erreur statique. Les deux actions peuvent être combinées dans le but de chercher un arrangement entre stabilité, rapidité et précision.

### IV.3 Commandes non linéaires

À l'opposé des types de commandes linéaires, les commandes non linéaires prennent en considération les non linéarités des convertisseurs. La plupart des techniques reposent sur la théorie de stabilité de Lyapunov. Il existe deux techniques principales. La première technique est la linéarisation exacte (connue en anglais sous le nom de «Feedback Linearization»). Elle consiste à linéariser le système en compensant ses non linéarités, puis à lui appliquer une commande linéaire. La linéarisation peut être appliquée de deux manières différentes, celle au sens Entrée-Sortie et celle au sens Entrée-État. Le système étant linéarisé, des techniques de régulation linéaire peuvent être utilisées efficacement. [14]

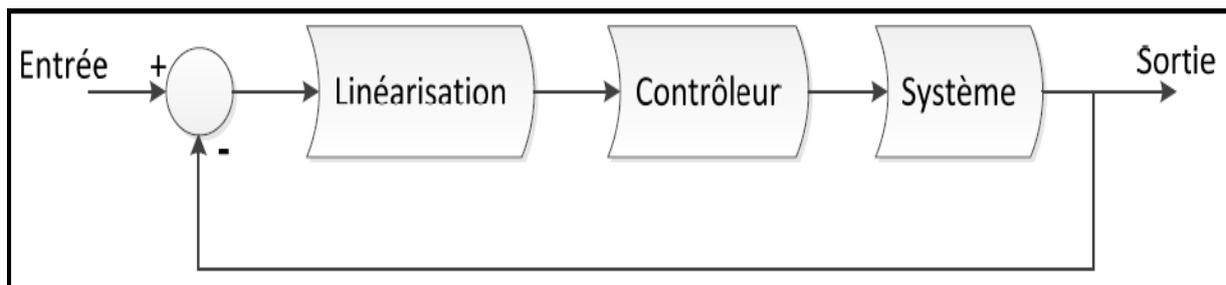


Figure IV. 2 Commande par linéarisation exacte

La deuxième technique est la commande par mode de glissement, c'est une commande à structure variable (Variable Structure Controllers), basée également sur la théorie de stabilité de Lyapunov. Sa conception consiste aux trois étapes suivantes:

- ✓ Définir une surface dans laquelle le système est stable ;
- ✓ Établir les conditions de convergences assurées par la théorie de stabilité de Lyapunov ;
- ✓ Définir les lois de commande.

Cette technique a l'avantage d'être simple et facile d'implémentation, elle est aussi robuste face aux changements de paramètres. Cependant, elle a l'inconvénient de fonctionner à un spectre de fréquences de commutation hautes, variables, et non contrôlable.

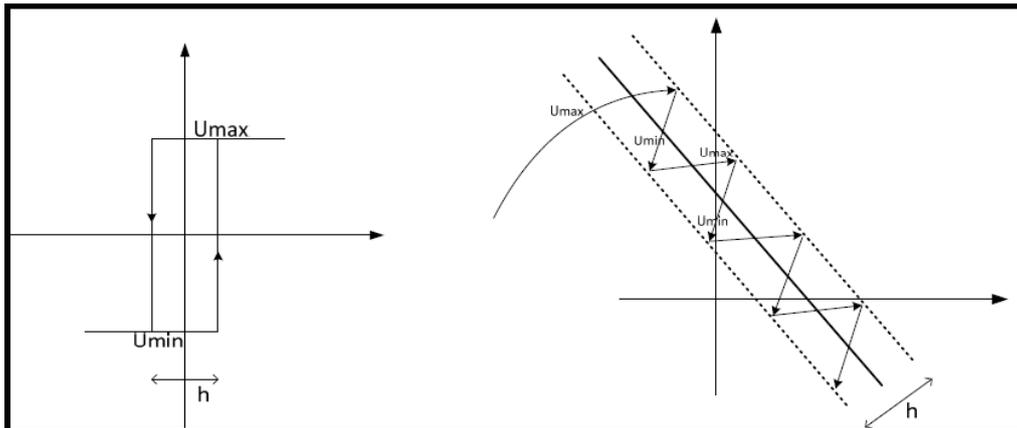


Figure IV. 3 Commande par mode de glissement (Beckmans et Sigimondi)

#### IV.4 Techniques de modulation

La modulation désigne l'ensemble des techniques qui permettent de générer un signal quantifié, image du signal de référence continu. La modulation a pour objectif de générer la représentation la plus proche du signal de référence à partir d'un nombre de niveaux de tensions fixé. Elle ne nécessite pas la connaissance de la topologie du convertisseur qui va appliquer cette représentation à la charge, au contraire de la commande qui applique la représentation obtenue au convertisseur, et ce qui nécessite la connaissance précise de la topologie et de son fonctionnement. Le signal de référence est l'image du signal qu'il

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

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

La multiplication des nombres d'impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie offre la possibilité de moduler la forme de cette tension de manière à avoir la forme sinusoïdale que possible. [14]

La modulation de largeur d'impulsion permet de repousser vers des fréquences, élevées les harmoniques de la tension de sortie ; ce qui facilite le filtrage, la multiplication du nombre des impulsions, formant chacune des alternances d'une tension de sortie, faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie. Offre la possibilité de moduler la forme de cette tension et obtenir une forme d'onde approximant de la sinusoïde.

La génération des signaux de commande de la modulation se fait le plus souvent en temps réel. Pour déterminer en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait

appel à l'électronique de commande analogique ou numérique ou les deux simultanément. La modulation de largeur d'impulsion nous permet cette détermination.

Pour assurer la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on distingue plusieurs type de techniques de modulation de largeur d'impulsion peuvent être considérées, dont en peut citer : La modulation sinus-triangle, la modulation en pleine onde, et la MLI vectorielle (SVM : space vector modulation).

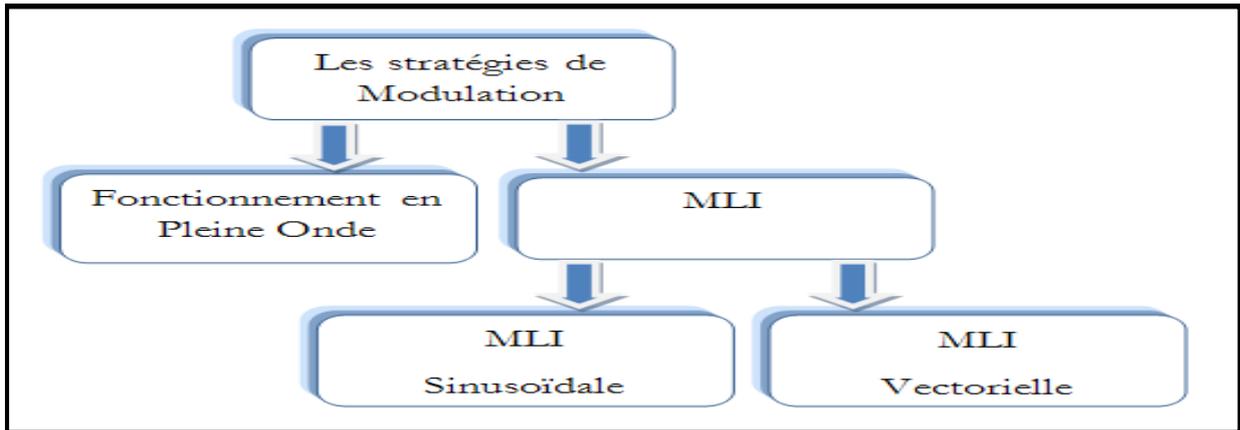


Figure IV. 4 Les différentes techniques de commandes

Faudrait idéalement appliquer au convertisseur. Le signal modulé est l'image du signal le plus proche que le convertisseur est capable d'imposer grâce à sa structure.

#### IV.5 La commande en pleine onde (dite 180°)

La tension générée par la stratégie de la commande pleine onde à une forme rectangulaire, Sa décomposition en série de Fourier à montrer que cette forme d'onde est riche en harmoniques.

[1]

- Pour une commande pleine onde (180°), la décomposition en série de Fourier de la tension composée est donnée par,

$$V_{ab} = \sum_{n=1,2,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \left( n \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right)$$

Les tensions  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$  sont décalée par rapport à  $V_{ab}$  respectivement de 120° et 240°.

#### IV.6 La modulation sinus-triangle

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire (P) d'amplitude fixe et de fréquence nettement supérieure appelée porteuse, au trois signaux sinusoïdaux ( $r_1, r_2, r_3$ ), d'amplitude variable et de fréquence  $f$  appelée référence.

L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs.

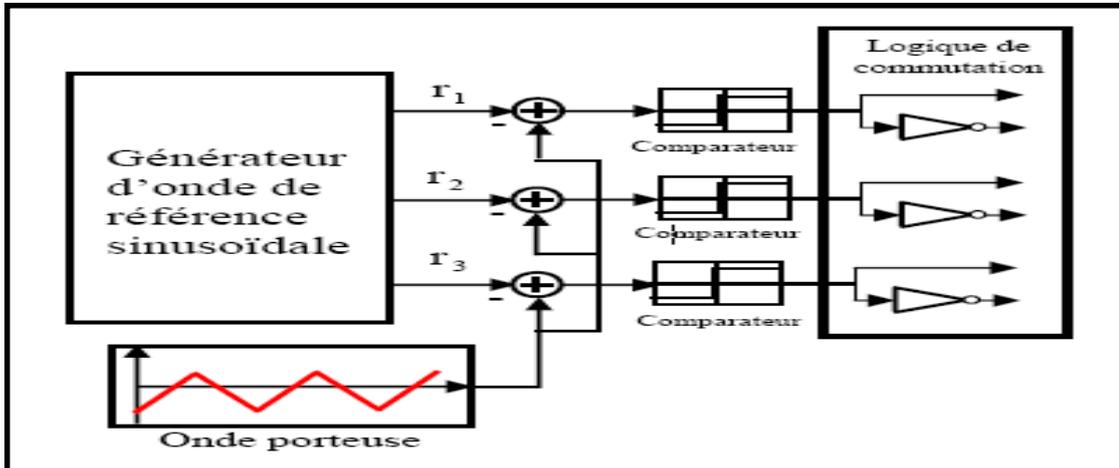


Figure IV. 5 schéma de principe de la technique tringulo-sinusoïdale

##### ▪ Caractéristique de la modulation

Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la modulation :

- ✓ Indice de modulation  $m$  égale au rapport de la fréquence  $f_c$  de la porteuse à la fréquence  $f_m$  de la référence  $m=f_c/f_m$ .
- ✓ Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension  $r$  égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence  $A_m$  à celle de la porteuse  $A_c$  ;  $r = A_m/ A_c$

La modulation est dite synchrone si l'indice  $m$  est entier c.à.d. lorsque la fréquence du porteuse  $f_p$  est un entier multiple de la fréquence de l'onde de référence  $f$ . en modulation synchrone, si l'indice de modulation  $m$  est impair le développement en série de Fourier de la tension de sortie ne comporte alors que des harmoniques impairs. Si l'indice  $m$  est pair, on trouve la composante continue ainsi que les harmoniques pairs et impairs. [14]

La modulation est dite asynchrone si l'indice  $m$  n'est pas entier, elle est utilisée pour des valeurs suffisamment élevées. En modulation asynchrone, si le maximum de la référence correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension bénéficie d'un double symétrique par rapport au quart et milieu du période

- ✓ Le facteur d'évaluation des performances de la MLI, le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie THD, définit par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension.

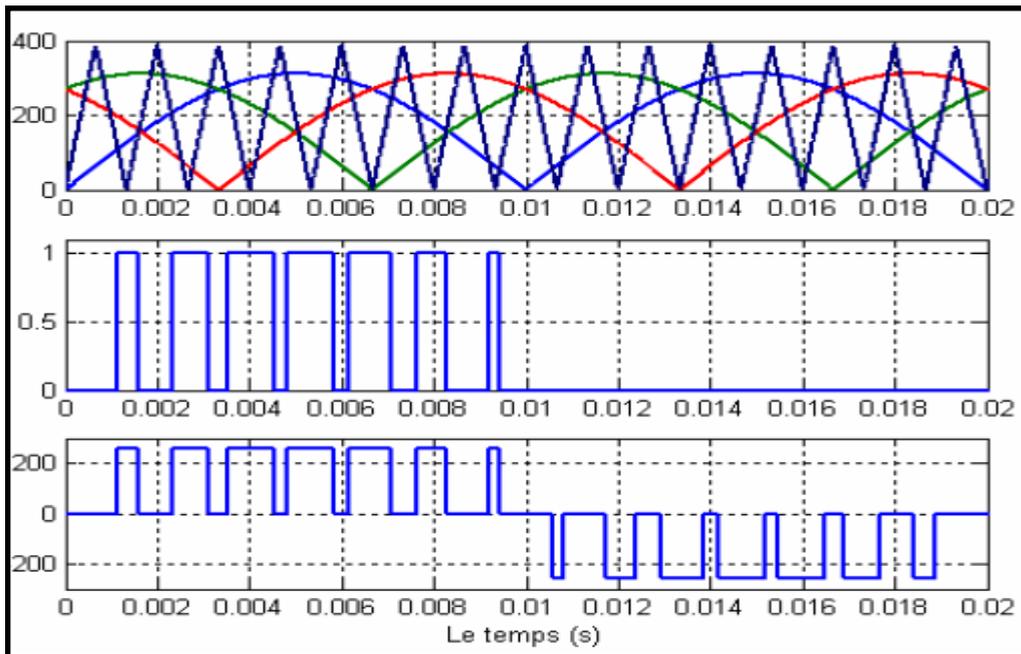
Pour un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC, le signal de commande généré par chacune des deux techniques.

#### IV.6.1 Modulation sinusoïdale naturelle

Comme pour les onduleurs à deux niveaux, les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur NPC sont obtenus à partir des intersections des trois signaux de référence sinusoïdaux déphasés entre eux de  $120^\circ$ , de fréquence et d'amplitude  $A_m$ , avec un signal triangulaire d'amplitude  $A_c$  et de fréquence  $f_c$  très supérieur à  $f_m$ .

La figure (IV.5) montre le principe de la technique MLI sinusoïdale naturelle utilisée pour un onduleur triphasé à deux et trois niveaux de type NPC, La modulation de largeur d'impulsion consiste à comparer le signal de référence avec un ensemble de porteuses (signal triangulaire ou en dents de scie). Le nombre de porteuses est inférieur d'une unité par rapport au nombre de niveaux souhaités. La comparaison permet de produire un signal modulé qui servira à déterminer les signaux de gâchettes des interrupteurs.

En effet chaque niveau du signal modulé correspond à un niveau de tension de sortie et sera obtenu avec un chemin de courant bien précis découlant de l'état des interrupteurs du convertisseur. [14]



*Figure IV. 6 principe de la modulation MLI sinusoidale classique*

Les méthodes de modulation PWM peuvent être classées par le type de l'agencement des porteuses :

- Phase Disposition (PD) : Toutes les porteuses sont identiques en amplitude, en fréquence et en phase. C'est la méthode MLI la plus utilisée vue la simplicité de son implémentation.
- Phase Opposition Disposition (POD) : Les porteuses de la partie négative sont en opposition de phase avec ceux de la partie positive. Toutes les porteuses ont les mêmes fréquences et amplitudes.
- Alternative Phase Opposition Disposition (APOD) : Chaque porteuse est déphasée de  $180^\circ$  par rapport à ses adjacentes. Les fréquences et les amplitudes des porteuses sont égales.
- Phase Shifted (PS) : Chaque porteuse est déphasée de  $90^\circ$  par rapport à ses adjacentes. Comme pour les précédents types, les fréquences et les amplitudes des porteuses sont identiques.

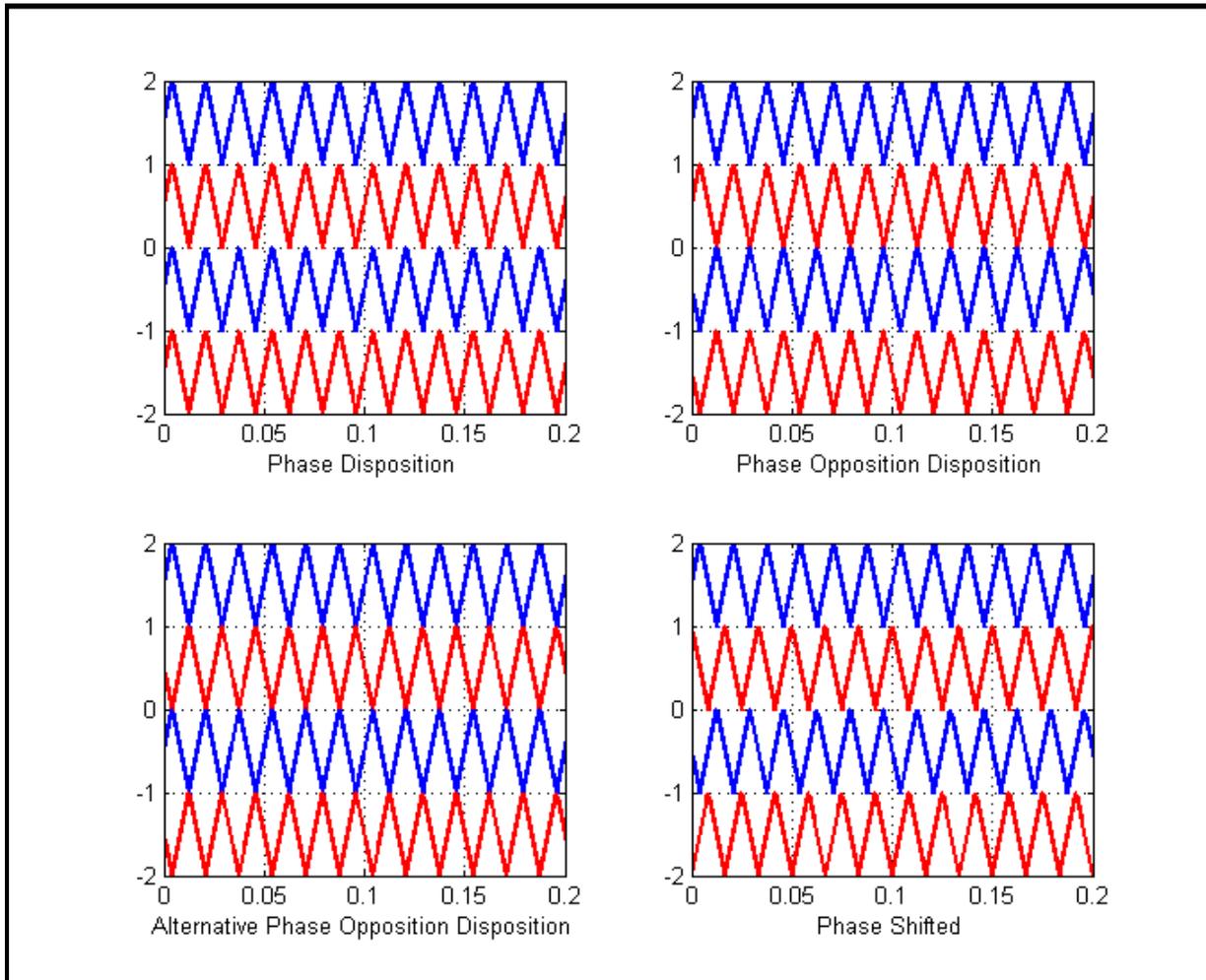


Figure IV. 7 Types de modulations MLI

#### IV.6.2 Modulation sinusoïdale à doubles triangles

Cette stratégie est basée, dans son principe sur la modulation sinusoïdale naturelle. Pour un onduleur à trois niveaux, elle recommande l'utilisation de deux signaux triangulaires de même fréquence  $f_c$  et de même amplitude  $A_c$ . Ces signaux triangulaires sont comparés, pour chaque phase avec un signal de référence d'amplitude  $A_m$  et de fréquence  $f_m$ . C'est la modulation sinusoïdale à double triangle.

Pour les onduleurs avec un nombre de niveaux  $n$  supérieur à trois, la technique sinusoïdale naturelle avec son signal triangulaire unique, ne permet pas la génération de tous les signaux de commande requis. Alors c'est la modulation sinusoïdale à triangles multiples qui le permet. Cette technique nécessite  $(n-1)$  signaux triangulaires de même fréquence  $f_c$  et de même amplitude  $A_c$ . [14]

La figure (IV.8) représente le principe de la modulation sinusoïdale à double triangle. Deux porteuses sont utilisées, avec trois signaux de référence, pour générer la commande de chaque phase. [14]

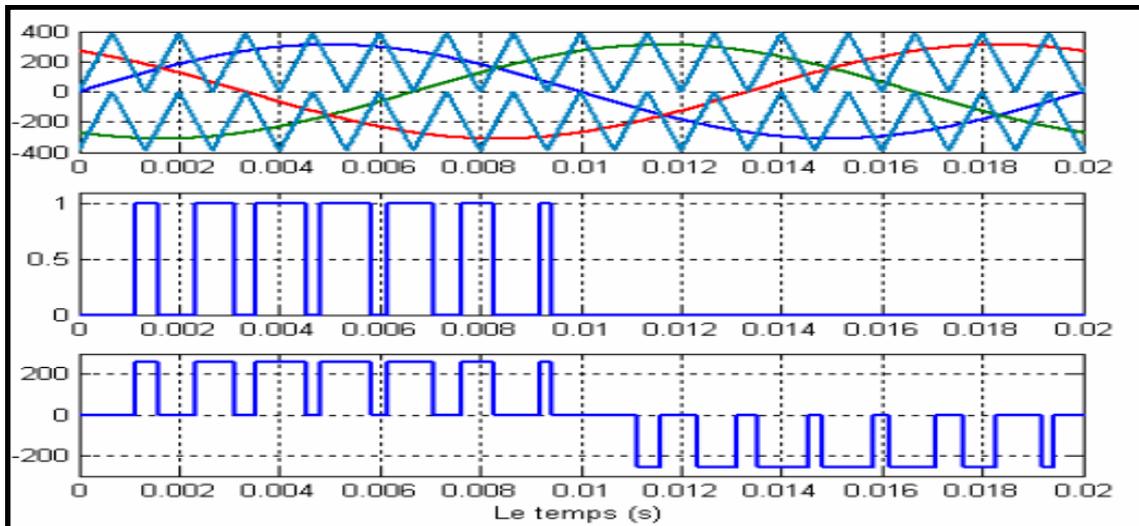


Figure IV. 8 principe de la modulation MLI à double triangles

#### IV.7 La modulation vectorielle

La stratégie de la modulation vectorielle est proposée par « Der Broek & al, 1988 ». Elle consiste à générer une séquence spécifiée des états de l'onduleur. La modulation vectorielle est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle.

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif, les tensions de référence sont les tensions désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique à MLI est basée sur les principes suivants:

- ✓ Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles  $T$  (MLI régulière).
- ✓ Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- ✓ Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

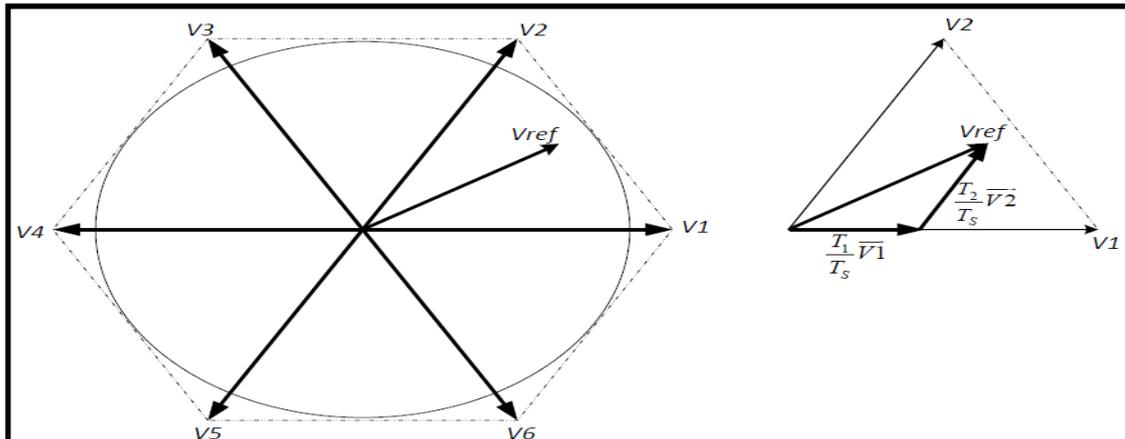


Figure IV. 9 Modulation vectorielle

#### IV.7.1 Le principe de la modulation vectorielle

Le principe de la modélisation vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur tension  $V_{ref}$  à partir de huit vecteurs tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison de l'état.

L'application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multi-niveaux à base d'IGBT des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones contrairement à d'autres méthodes.

Elle consiste à considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Concordia pour se ramener dans le plan  $(V_\alpha, V_\beta)$ . Le système triphasé des tensions à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan.

Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du variateur, mais on peut chercher les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone), et les appliquer successivement pendant une fraction adéquate de la période d'échantillonnage, de façon à obtenir en valeur moyenne le vecteur recherché.

[14]

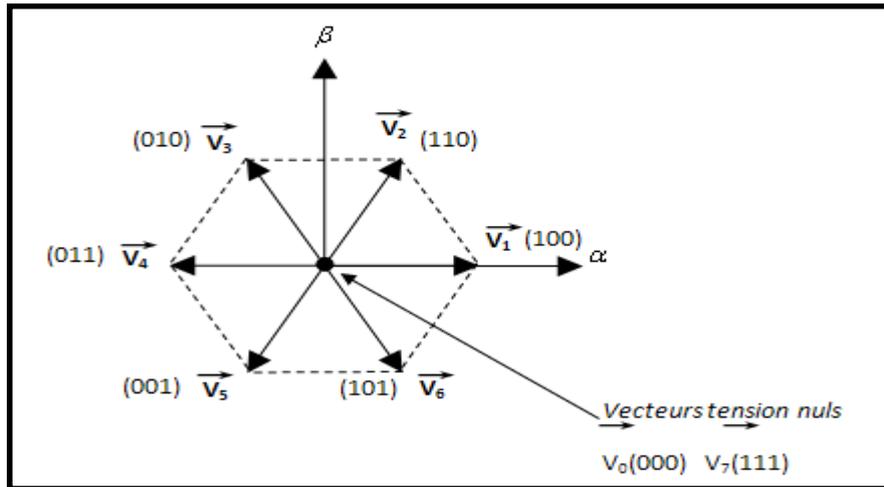


Figure IV. 10 approximation du vecteur de référence par les tensions d'alimentation

La modulation vectorielle traite donc, les signaux triphasés comme un tout. L'onduleur triphasé à trois niveaux de tension ayant trois bras et trois configurations, il possède  $3^3 = 27$  modes de commutations possibles. Il peut donc générer 27 vecteurs différents de tension de sortie.

La représentation sur le plan  $(\alpha, \beta)$  de ces 27 vecteurs est donnée par la figure (IV.11).

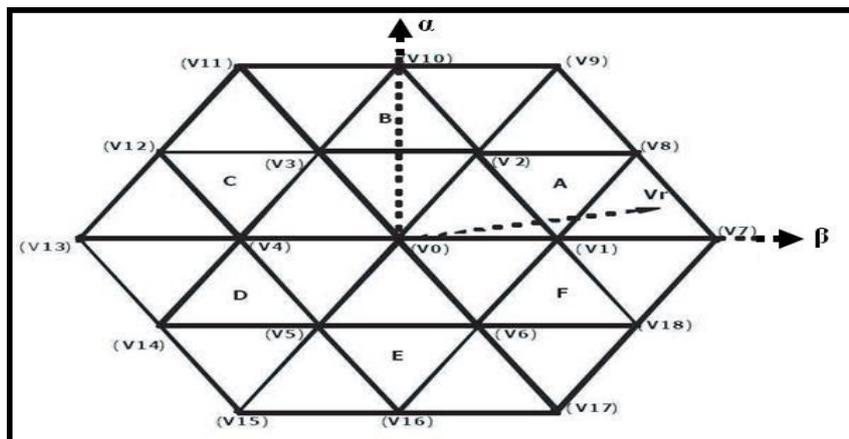


Figure IV. 11 Représentation dans le plan  $(\alpha, \beta)$  des vecteurs de tension de L'onduleur à trois niveaux de tension

#### IV.8 Modulation par Hystérésis

La réalisation de cette technique, régulation par tout ou rien, consiste à accomplir les deux étapes suivantes :

- Comparer le courant mesuré avec le courant de référence ce qui produit un signal de commande qui sera le signal d'entrée appliqué au comparateur à hystérésis ;
- Fixer une bande dans laquelle le courant peut évoluer. L'atteinte du courant à l'une des limites provoque le changement du fonctionnement des interrupteurs de telle manière que le courant ne dépasse pas cette limite et se dirige vers l'autre.

Cette technique a l'avantage d'être simple et facile d'implémentation. À l'opposition de la technique de modulation MLI, celle-ci, a l'inconvénient de fonctionner à des fréquences de commutation variables et non contrôlables.

Plusieurs solutions ont été proposées afin de régler ce problème. Parmi elles la commande par hystérésis modulée qui consiste à comparer le signal d'erreur, produit suite à la première comparaison entre le courant de référence et le courant réel, avec un signal triangulaire qui fixe la fréquence de commutation.

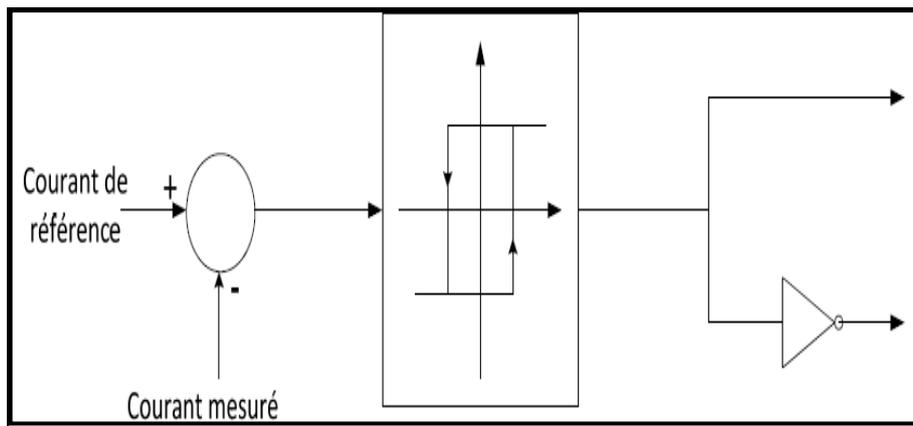


Figure IV. 12 Principe de commande par Hystérésis

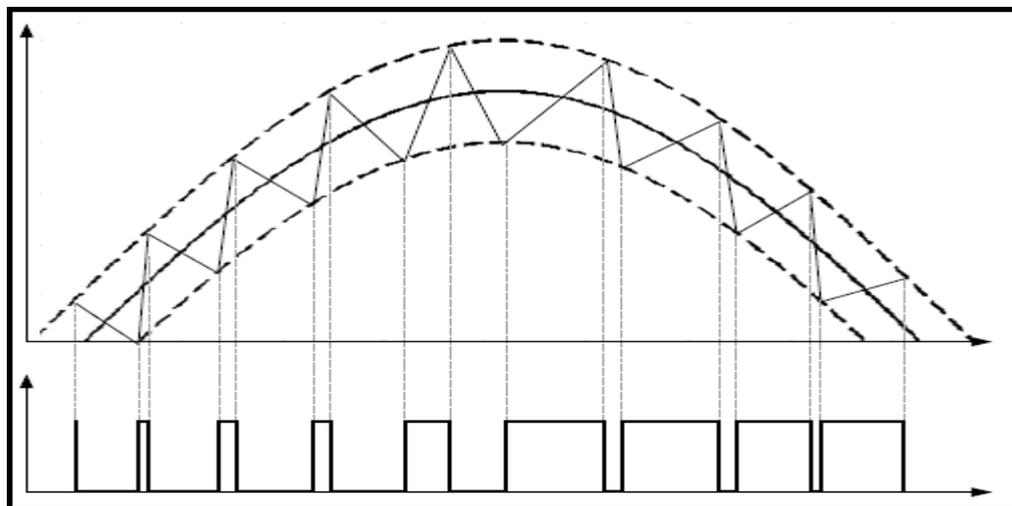


Figure IV. 13 Modulation hystérésis

### IV.8.1 Description du modèle :

Ce modèle représente deux circuits identiques (le circuit 1 et le circuit 2) la modélisation d'un 50 kW, 380 V, 50 Hz, triphasé, trois niveau onduleur. L'onduleur DE L'IGBT utilise SPWM technique, (8 kHz fréquence porteuse) pour convertir CC d'un +/-200 Vcc source à 220 V AC, 50 Hz. Le convertisseur alimente un 50 kW charge résistive à travers un 75 kVA 220/380V transformateur. L-C les filtres sont utilisés à la sortie du convertisseur à filtrer les fréquences harmoniques FH généré principalement autour de multiples de 8 kHz fréquence de commutation L'onduleur 12 impulsions requis par le convertisseur sont générés par le "discret 3-phase générateur PWM" du bloc (trouvé dans les Extras/discrets de blocs de commande bibliothèque). Le système fonctionne en boucle ouverte à une modulation constante index.

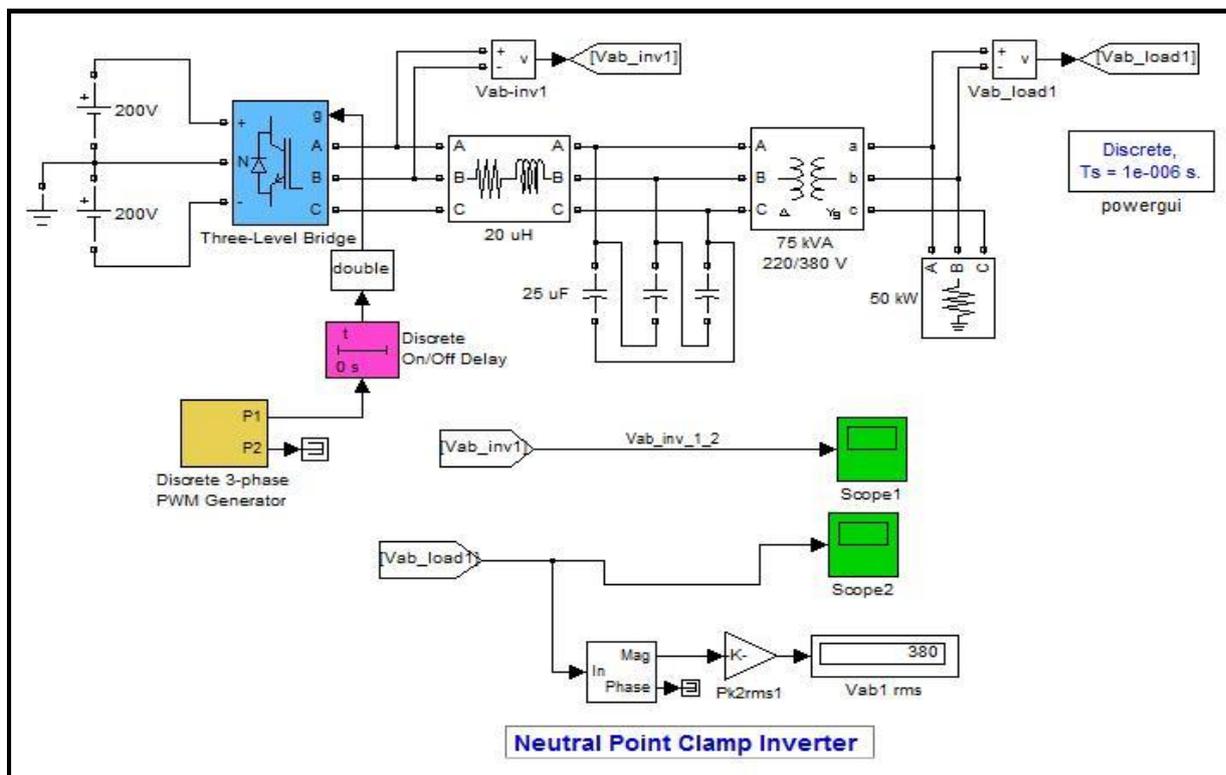


Figure IV. 14 Schéma block

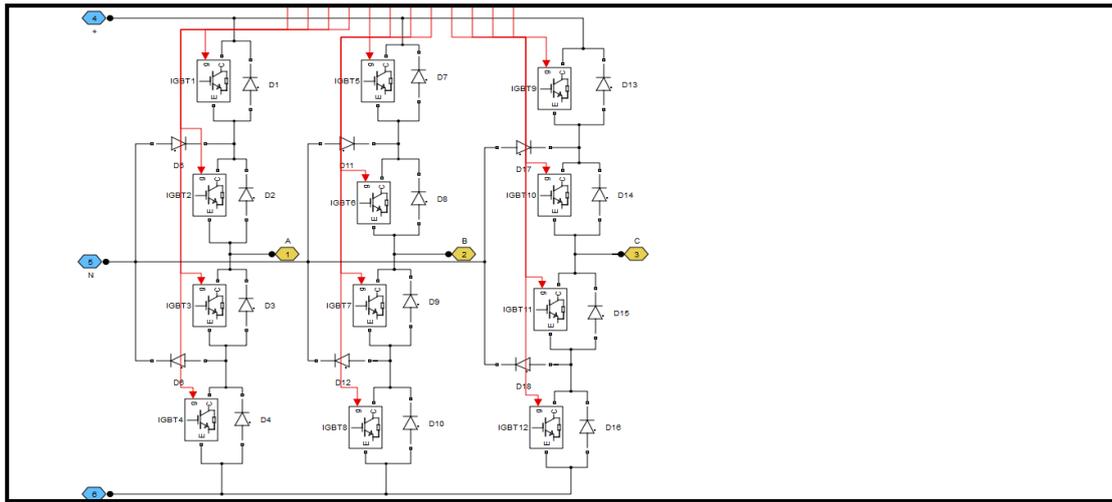


Figure IV. 15 convertisseur NPC à trois niveaux (détaillées)

### IV.8.2 Résultat de simulation :

#### a) La commande triangulo-sinusoïdale avec deux porteuses unipolaires

L'algorithme de cette stratégie pour un bras K (K=a, b, c) peut se résumer par le système d'équation (IV-6) suivant :

$$\begin{aligned}
 (V_{\text{réf}} \geq U_{p1}) &\Rightarrow B_{k1}=1 \text{ et } B_{K2}=1 \\
 (V_{\text{réf}} < U_{p2}) &\Rightarrow B_{k1}=0 \text{ et } B_{K2}=0 \\
 (V_{\text{réf}} < U_{p1}) \text{ et } (V_{\text{réf}} \geq U_{p2}) &\Rightarrow B_{k1}=0 \text{ et } B_{K2}=1
 \end{aligned}
 \quad \text{avec } \begin{cases} B_{K3} = \overline{B_{K1}} \\ B_{K4} = \overline{B_{K2}} \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

Avec :

$V_{\text{ref1}}$ : représente la variation de l'amplitude de l'onde de la référence.

$B_{k1}$ : la commande des interrupteurs de l'onduleur.

$U_{p1}$ : représente la variation de l'amplitude de l'onde de la porteuse en haut.

$U_{p2}$ : représente la variation de l'amplitude de l'onde de la porteuse en bas.

Cette stratégie est caractérisée, comme la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse par l'indice de modulation  $m$  et le taux de modulation  $r$ . les tensions de référence équilibrée sont définies par le système d'équation (IV.7) suivant :

$$\begin{cases} V_{\text{ref1}}=V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{\text{ref2}}=V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{\text{ref3}}=V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

Le schéma bloc de la commande MLI triangulo-sinusoïdale avec deux porteuses unipolaires de l'onduleur NPC à trois niveaux est représenté sur la figure (IV.16) suivante :

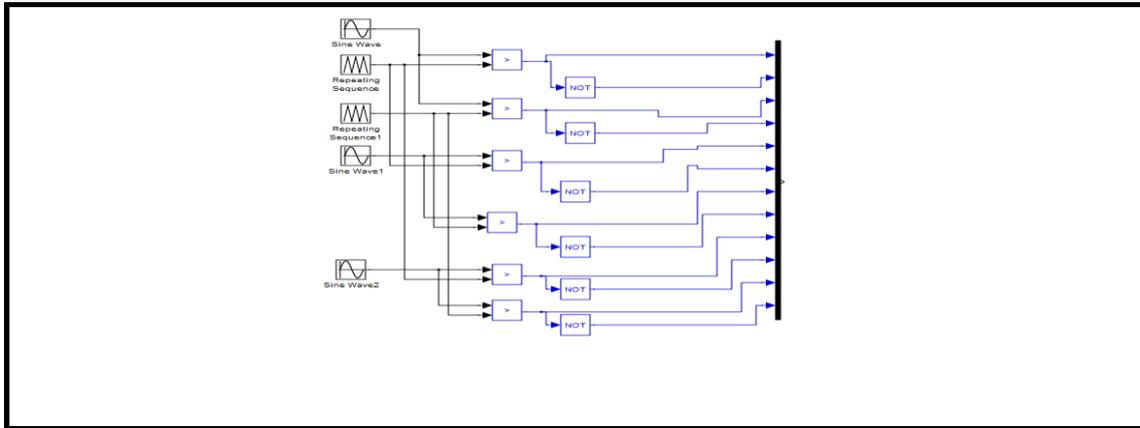


Figure IV. 16 commande MLI à double triangles

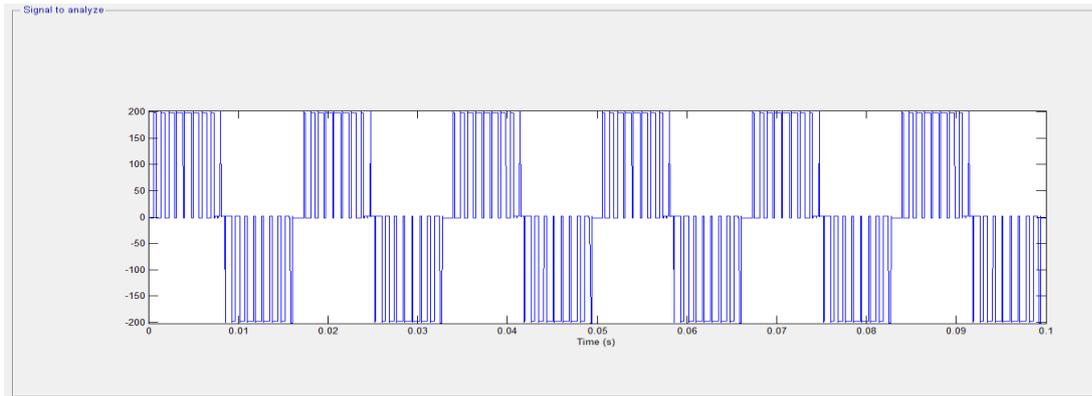


Figure IV. 17 La Tension  $V_A$  de sortie avant la charge

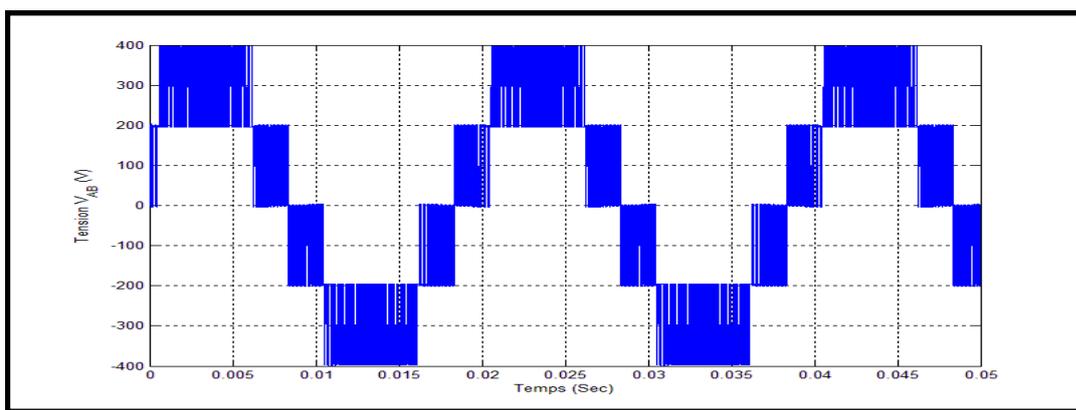


Figure IV. 18 La Tension  $V_{AB}$  de sortie avant la charge

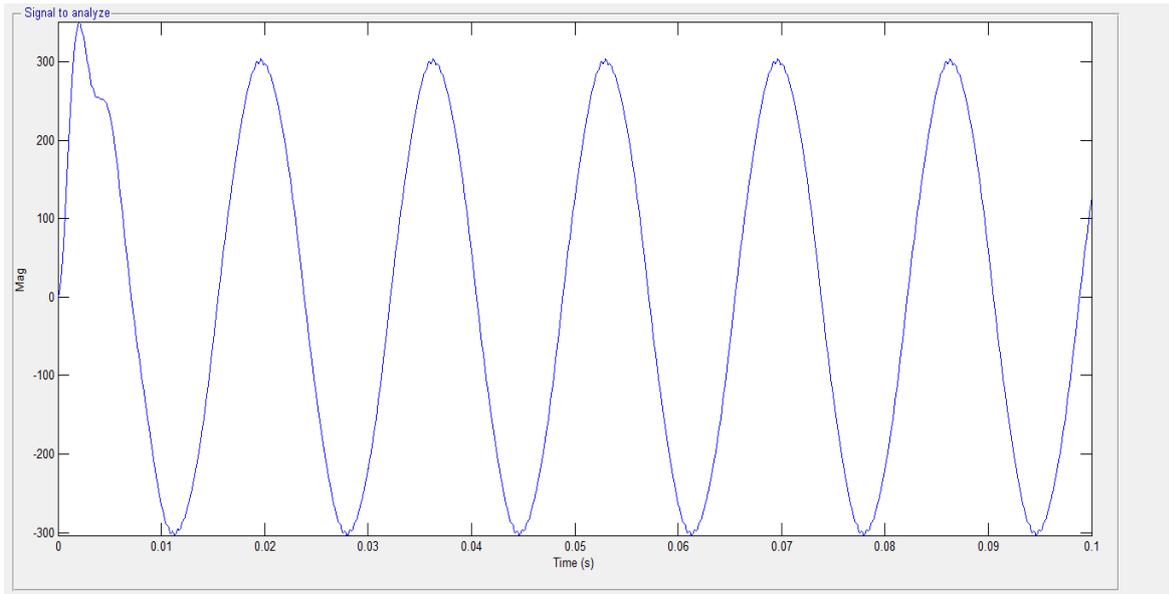


Figure IV. 19 La Tension  $V_{AB}$  tension de sortie après la charge

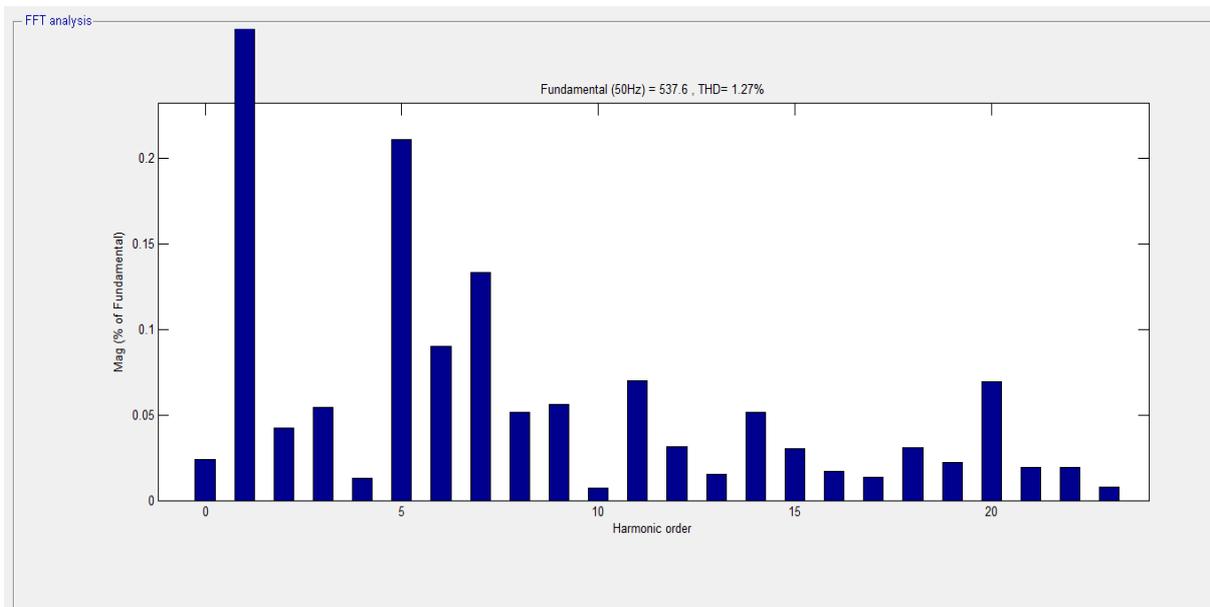


Figure IV. 20 Le spectre d'harmonique de la tension après la charge

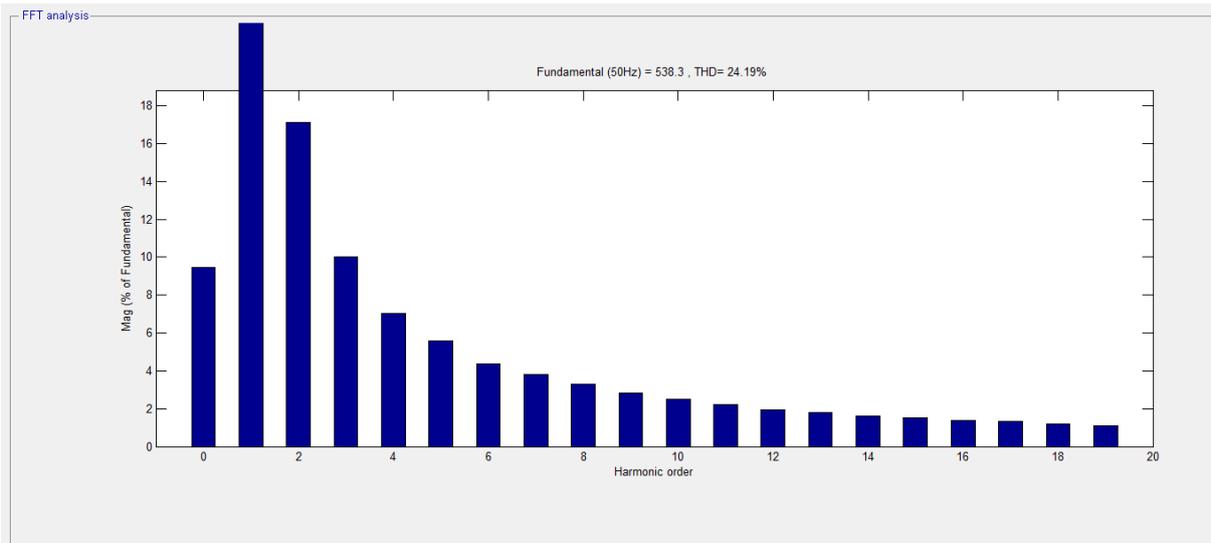


Figure IV. 21 Le spectre d'harmonique de la tension avant la charge

**b) La commande triangulo-sinusoïdale avec une seule porteuse unipolaire de l'onduleur à trois niveaux de type NPC**

L'algorithme de cette stratégie pour un bras K (K=a, b, c) peut se résumer par le système d'équation (IV.8) suivant :

$$(|V_{ref}| \leq U_p) \Rightarrow B_{k1}=1 \text{ et } B_{k2}=1$$

$$(|V_{ref}| > U_p) \text{ et } (V_{ref} > 0) \Rightarrow B_{k1}=1 \text{ et } B_{k2}=1 \text{ avec } \begin{cases} B_{K3} = \overline{B_{K1}} \\ B_{K4} = \overline{B_{K2}} \end{cases} \quad (IV.8)$$

$$(|V_{ref}| > U_p) \text{ et } (V_{ref} < 0) \Rightarrow B_{k1}=0 \text{ et } B_{k2}=0$$

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé utilisé, qui permettent d'avoir une symétrie triphasée équilibrée directe ou inverse, sont données par le système d'équations suivant:

$$\begin{aligned} V_{ref1} &= V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} &= V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} &= V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (IV.9)$$

Avec:

$V_{ref1}$ : représente la variation de l'amplitude de l'onde de la référence.

$U_p$ : représente la variation de l'amplitude de l'onde de la porteuse.

$B_{k1}$ : la commande des interrupteurs de l'onduleur.

Le schéma bloc de la commande MLI triangulo-sinusoïdale de l'onduleur NPC à trois niveaux est représenté sur la figure (IV.20) suivante :

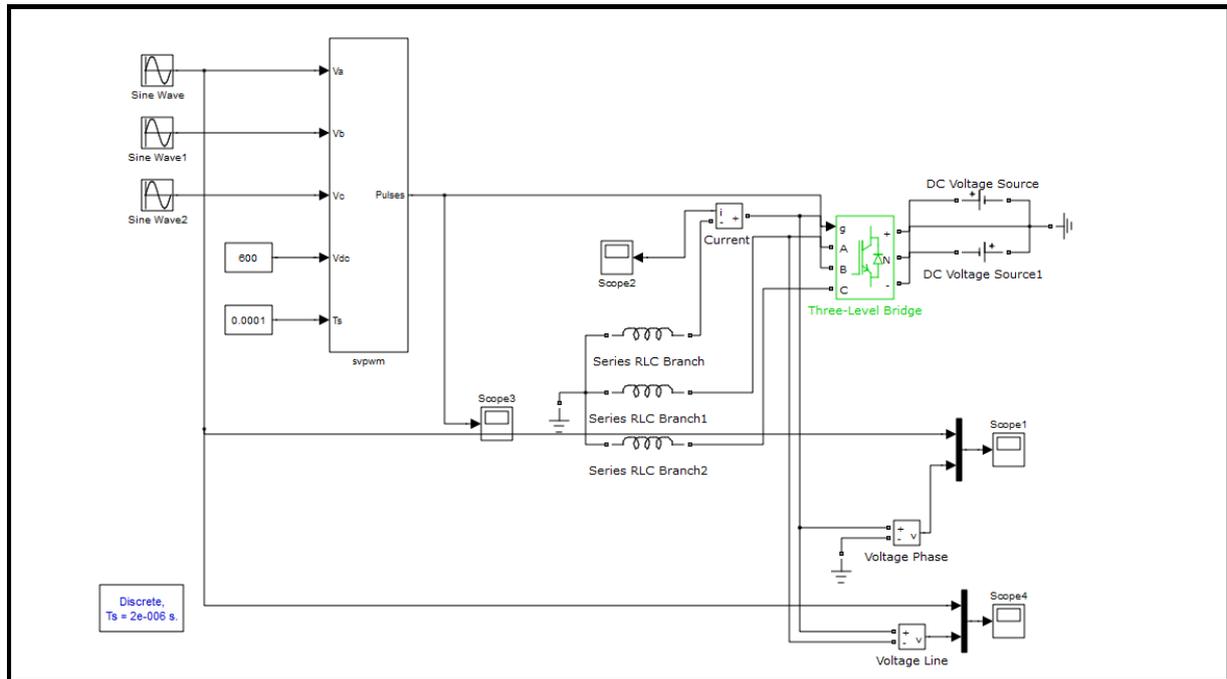


Figure IV. 22 Onduleur NPC avec une commande MLI sinusoidale classique

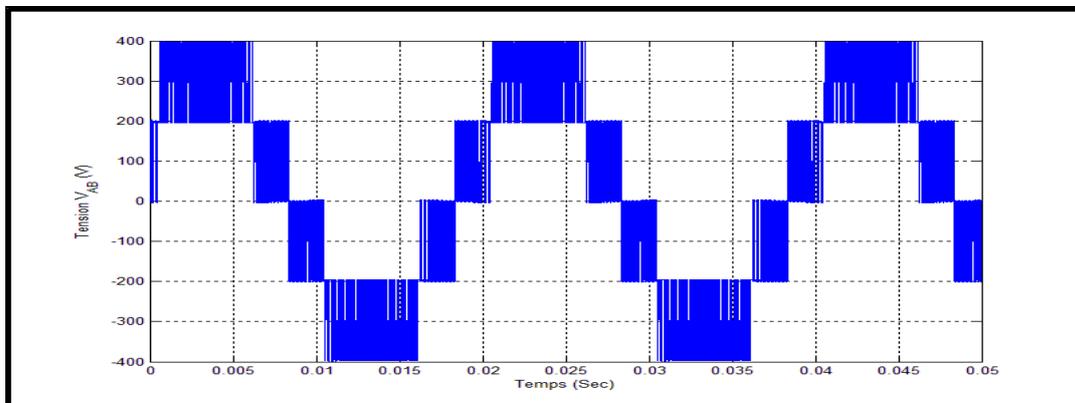


Figure IV. 23 La Tension  $V_{AB}$  de sortie avant la charge

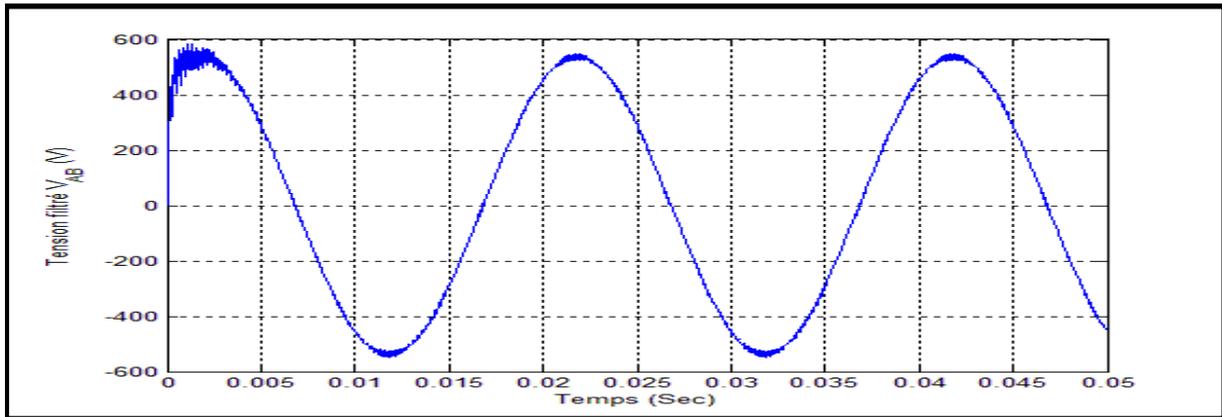


Figure IV. 24 La Tension  $V_{AB}$  tension de sortie après la charge

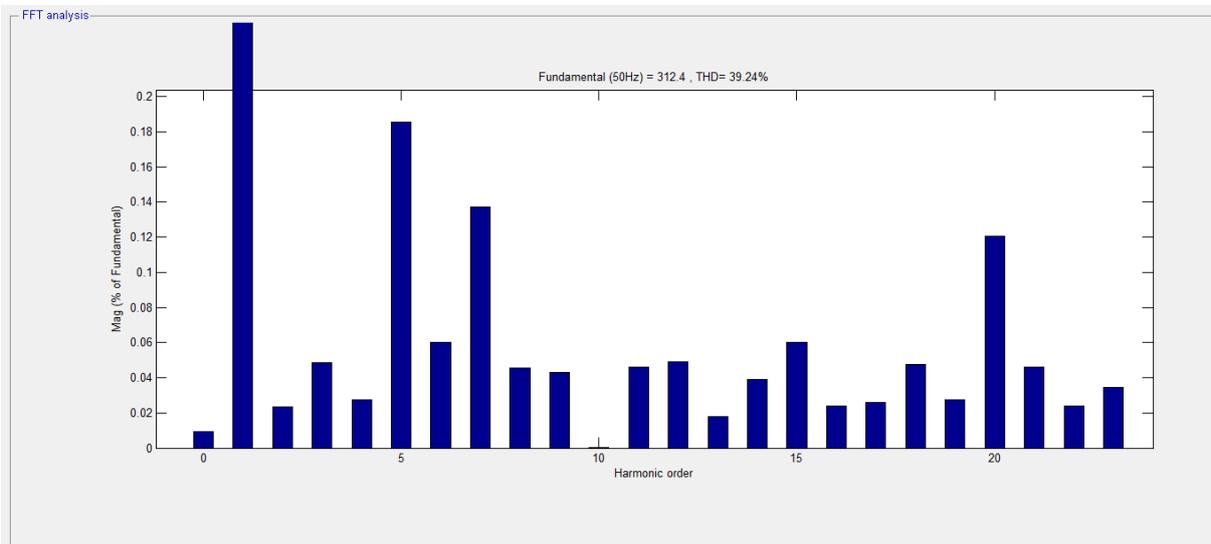


Figure IV. 25 Le spectre d'harmonique de la tension avant la charge

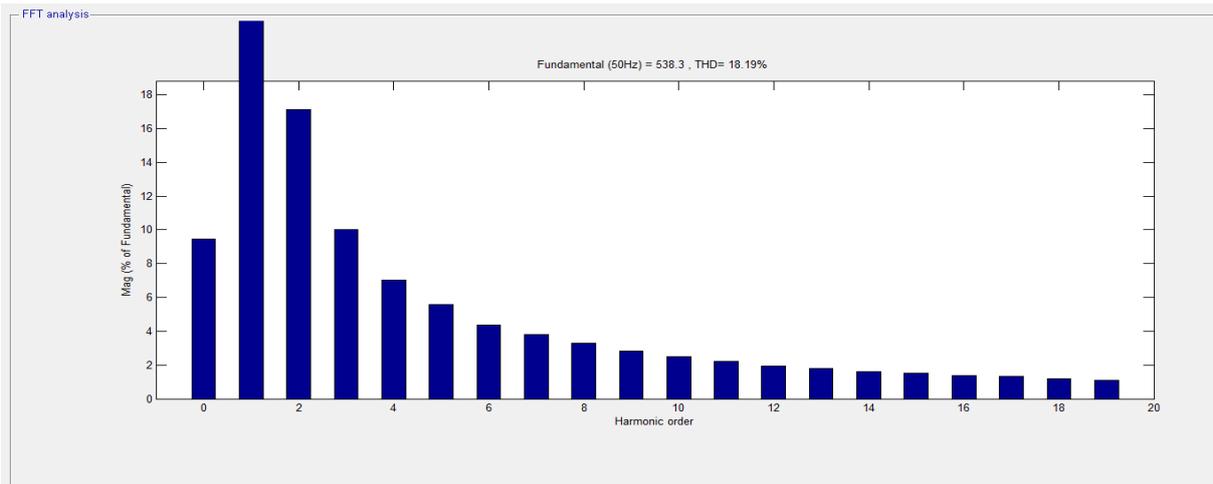


Figure IV. 26 Le spectre d'harmonique de la tension après la charge

Pour une nette diminution du THD en augmente l'indice de modulation  $m$  jusqu'à  $m=40$  et le coefficient de réglage jusqu'à  $r = 0.9$ .

- Pour la MLI à une seule porteuse, on remarque que le THD du spectre harmonique de la tension simple  $V_a$  une bonne allure spectre harmonique.
- Pour améliorer le THD de l'onduleur à trois niveaux, on remplace la MLI sinusoïdale à une seule porteuse par la MLI sinusoïdale à deux porteuses.
- Pour la tension simple  $V_a$  et son spectre harmonique de l'onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à deux porteuses, on constate que le taux de distorsion harmonique a diminué par rapport à l'onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à une seule porteuse.

Pour  $m=40$ , la valeur de distorsion totale des harmoniques pour la tension simple  $V_{an}$  est :

$$THD_v \text{ (MLI sinusoïdale à une seule porteuse)}=39.22\%.$$

$$THD_v \text{ (MLI sinusoïdale à 1 seule porteuse)}=18.22\%$$

$$THD_v \text{ (MLI sinusoïdale à 2 porteuses)}=24.19\%.$$

$$THD_v \text{ (MLI sinusoïdale à 2 porteuses)}=1.27\%.$$

La qualité spectrale de l'onde de tension de sortie d'un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC commandé par la MLI sinusoïdale à deux porteuses unipolaires est la meilleure par rapport à celle MLI sinusoïdale à un seul porteur.

## **IV.9 Conclusion**

Dans ce dernier chapitre, on a simulé l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC contrôlé par la MLI sinusoïdale à une seule porteuse, et la MLI sinusoïdale à deux porteuses. On a démontré que la MLI sinusoïdale à deux porteuses appliqué à l'onduleur à trois niveaux à une meilleure distorsion harmonique par rapport à celle de la MLI sinusoïdale à une seule porteuse. Ce travail a été orienté vers une étude comparative de point de vue (THD<sub>v</sub>, THD<sub>i</sub>) entre deux stratégies de commande différentes. Aussi. L'étude a montré que la commande MLI sinusoïdale à deux porteuses donne une meilleure performance au niveau du TDH par contre elle présente l'inconvénient d'un spectre de tension très riche en harmoniques d'ordre inférieur. D'un autre côté, l'onduleur NPC à trois-niveaux présente l'avantage d'une diminution appréciable du TDH et des contraintes que subissent les interrupteurs.

## Conclusion Général :

Les onduleurs des tensions est un convertisseur statique alimenté soit par une source de tension continue, pour fournir une tension ou un courant alternatif de valeur efficace et de fréquence fixes (cas des alimentations sans interruption) ou variables (cas des variateurs de vitesse). [15]

L'inconvénient majeur des onduleurs conventionnels (à deux niveaux) est l'obtention d'une tension non sinusoïdale à sa sortie, ce qui provoque une dégradation du régime de fonctionnement de certaines charges, surtout le cas des machines électriques. Ces tensions de sortie sont très riches en harmoniques, d'où la nécessité de les réduire. Les onduleurs conventionnels sont limités aux applications de faibles et moyennes puissances.

L'utilisation des topologies multi-niveaux de l'onduleur est motivé, vu les avantages énergétiques largement éprouvés, entres autres :

- la réduction significative du taux de distorsion harmonique (THD) du courant ou de la tension,
- l'amélioration du facteur de puissance,
- la réduction des contraintes en tension aux bornes des interrupteurs statiques,
- la diminution des pertes de puissance et la réduction du volume des filtres (si nécessaire).

Les onduleurs à plusieurs niveaux de tensions sont très employés dans le domaine des moyennes et des fortes puissances. Les onduleurs multi-niveaux, avec des topologies naturelles ou hybrides, peuvent être utilisés dans : les variateurs de vitesse pour machines électriques, le domaine médical, les alimentations de secours, les filtres actifs, ou dans les applications des systèmes photovoltaïques. [15]

Après simulation, On remarque que La qualité spectrale de l'onde de tension de sortie d'un Onduleur de tension à trois niveaux de type NPC commandé par la MLI sinusoïdale à deux porteuses unipolaires est la meilleure par rapport à celle MLI sinusoïdale à un seul porteur. Cette différence est vraiment minime car la facilité de commande.

Dans ce mémoire, la topologie NPC est étudiée. à deux commandes développées afin de contrôler l'onduleur, est en mesure (THD-....) pour une tension plus sinusoïdale possible. Les résultats de simulation montrent que l'onduleur à trois niveaux commandé par la MLI

sinusoïdale à deux porteuses, nous donne un THD réduit par rapport aux autres techniques de commande.

Pour la suite de ce travail, nous proposons :

- L'application d'autres techniques de commande plus performantes pour ce type d'onduleur, dans le but d'améliorer davantage les THD du courant et de la tension alimentant la charge considérée.



## Référence bibliographies

- [1] D. Y. B. A. DJAMAL, «MODELISATION ET COMMANDE D'UN ONDULEUR TRIPHASE PILOTE PAR MLI A STRUCTRE MULTINIVEAUX,» Université Kasdi Merbah–Ouargla, 2011/2012.
- [2] M. C. S. BOUMEDIENE, «Etude, conception et réalisation d'un onduleur multi-niveaux,» UNIVERSITE DE BECHER, 2014/2015.
- [3] H. Salah, «Contribution à l'étude et à la commande des structures de conversion d'énergie électrique de type convertisseur multicellulaire,» UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES, 2016.
- [4] C. Adel, «Contribution à la commande des convertisseurs multicellulaires série,» UNIVERSITE FERHAT ABBAS DE SETIF, 2009-2010.
- [5] D. YOUSOUF, «MODELISATION ET COMMANDE D'UN ONDULEUR TRIPHASE PILOTE PAR MLI A STRUCTRE MULTINIVEAUX,» Université Kasdi Merbah–Ouargla, 2011.2012.
- [6] B. Tinhinane, «Etude et stratégie de commande des convertisseurs modulaires multi-niveaux,» Université Abderrahmane MIRA bejaia, 2016-2017.
- [7] M. Abdallah, «Commande des Onduleurs Multiniveaux,» UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA, 2015/2016.
- [8] T. A. elbassit, «Utilisation d'un onduleur multiniveau pour la compensation de l'énergie électrique,» UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF- M'SILA, 2015/2016.
- [9] K. CHETTIH, «Réalisation d'un onduleur monophasé avec un bras redondant,» UNIVERSITE DES FRERES MENTOURI CONSTANTINE, juin 2015.
- [10] K. S. M. S. MOUSSI, «Commande MLI d'un onduleur multi-niveaux,» UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU, 2015.
- [11] A. Saad, «Commande et implémentation d'un Onduleur De tension triphasé,» UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2018/2019.
- [12] A. BOUKROURA, «modulisation et diagnostique d'un onduleur tres phasé par l'aproche bond graph,» université ferhat abbas de sétif, 2009.
- [13] D. KHEIREDDINE, «Stratégies De Commande Des Onduleurs Multiniveaux (MLI ST et MLI Vectorielle),» UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR- ANNABA, 2019.
- [14] M. S. BOUMEDIENE, «Etude, conception et réalisation d'un onduleur mlti-niveaux,» UNIVERSITE DE BECHAR, 2014/2015.
- [15] M. L. Dekkiche, «Etude d'un onduleur multi-niveaux en cascade de type 3/2,» Université Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi, juin 2018.