



Université ABBES LAGHROUR Khenchela  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Industriel  
جامعة عباس لغزور خنشلة  
كلية العلوم والتكنولوجيا  
قسم الهندسة الصناعية



N° Série : .....

## Mémoire de fin d'étude

*Pour l'obtention du diplôme de Master*

**Filière : Electrotechnique**

**Spécialité : Commande Electrique**

**Présenté par**

**Melle. BERRAUDI Ouidad**

**Melle. MORDJANE Meriem**

### THEME

**Onduleurs multi-niveaux en vue de la  
commande de la machine asynchrone**

- *Soutenu le 20/06/2018 devant le jury composée de :*

Mr. **BOURAS Mostapha**

M.A.A à l'Université de Khenchela

Président

Mr. **BENHADDA Nabil**

M.C.A à l'Université de Khenchela

Encadreur

Mr. **LABDANI Rafik**

M.A.A à l'Université de Khenchela

Examineur

*Promotion 2017/2018*



## *Dédicaces*

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

*Je dédie ce modeste travail :*

*A l'esprit de ma chère mère, et a mon père que dieu le garde et le protège pour leur soutien moral et financier, pour leur encouragements et les sacrifices qu'il a endurés.*

*A mes frères Djamel, Azzedine, Zouhir et Fouad.*

*A mes sœurs bien-aimées Souad et Hakima.*

*Aux chères amies surtout Mouna, Kounouz, Meriem, Rania et Rahma*

*A tous les amis (es) d'études surtout ceux d'électrotechnique promotion 2018*

*Et finalement je souhaite aussi mon succès à mon très cher mari Bilal qui m'a soutenu tout pendant de ma carrière.*

**Ouidad.**

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à :*

*A ma mère, puisse l'accueillir dans son infinie miséricorde*

*A mon père, qui peut être fier de trouver le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie.*

*A mes frères et ma sœur surtout **Fakreddine** et **Asma**, vous êtes ma joie, ma force, mon énergie positive*

*A ma chère amie et binôme **Ouidad**, pour les efforts qu'elle fournit .*

*A mes meilleures amies **Khaoula**, **Miya**, **Rayen**, **Douaa**, **Wided**, **Noussaïba***

*A toute la promotion de la commande électrique*

*A tous les enseignants de la spécialité commande électrique*

*Tous ceux qui me sont chers*

*Merci d'être toujours là pour moi*

**MERJEM**

## *Remerciements*

*Nous tenons tout d'abord à exprimer nos profondes reconnaissances, nos vifs remerciements pour notre encadreur Monsieur **BENHADDA Nabil** Docteur de l'enseignement supérieur au département de génie industriel de l'Université Abbes Laghrour KHenchela et qui a consacré à notre encadrement un temps et une disponibilité d'esprit considérables. Son rôle, son critique constructive, son précieux conseils et son propositions nous a permit de mener à bien ce travail et toujours d'aller de l'avant. Nous avons ainsi largement pu profiter de son grande acuité scientifique. Nous son sommes donc redevable d'avoir pu faire un mémoire dans des conditions exceptionnelles.*

*Nos remerciements vont de même aux autres membres de jury examinateur **Mr LABDANI Rafik**, et **Mr BOURAS Mostapha** le président de jury qui nous ferons l'honneur de participer au jury de notre mémoire.*

*Sans oublier de remercier **Mr Abderrahmane KHEMIS** pour leur encouragement.*

*Nous tenons par ailleurs à remercier vivement toutes personnes nous ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail en particulier.*

*Ouidad, Meriem.*

**Résumé :** Ce travail est une contribution à l'analyse des onduleurs multi-niveaux alimentent une machine asynchrone et une présentation de la commande de Modulation en Largeur d'Impulsion Sinusoïdale, a pour objectif de réduire les harmoniques, donc l'obtention d'une tension (ou un courant) sinusoïdale à la sortie de ces convertisseurs et d'améliorer les performances de la machine. Pour cela on va traiter ce travail sur deux axes le premier sur l'utilisation des topologies multi-niveaux de l'onduleur, et le seconde porte sur les techniques de l'ouverture et de la fermeture des semi-conducteurs (IGBT + Diode) qui forment l'onduleur. Donc, le système étudié dans notre travail, se compose d'un onduleur triphasé à trois et cinq niveaux de tension de type NPC commandé par MLI sinusoïdale (Sinusoïdal Pulse with Modulation). Le but de ce travail est d'obtenir une forme d'un signal (tension ou courant) proche à la sinusoïde.

**Les mots clés :** onduleurs multi niveaux ; onduleur de type NPC.

: هذا العمل هو مساهمة في تحليل المحولات ضعيفة المستويات التي تغذي الآلة غير متزامنة و تقدم التحكم في تعديل عرض النبض الجيبي من اجل التقليل من التوافق إذن الهدف المرجو من هذا العمل هو إنتاج التوتر أو التيار الجيبي عند الخروج من المحول و تحسين أداء الآلة لذلك سوف نعالج هذا العمل في محورين الأول هو استعمال المحول متعدد المستويات والثاني يحمل تقنيات فتح و غلق شبه ناقل من نوع Diode+IGBT المستعمل في هذا المحول. وعملنا هذا يتكون من محول ثلاثي الطور ذو ثلاث وخمس مستويات من نوع NPC مع استخدام تحكم عالي الموجة أو التردد MLI المتعرج.

ويكون الهدف هاهنا التحصل على محول يقدم بشكل واسع افضل النتائج ذات مردود من جهة. ومن جهة اخرى التحصل على تصميم عالي الجودة .

الكلمات المفتاحية : المحول متعدد المستويات, NPC

# Table des matières

## Table des matières

Dédicace 1	
Dédicace 2	
Remerciements	
Résumé	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Liste des symboles	
Introduction générale.....	1

### Chapitre I : Généralités sur les structures multi niveaux

<b>I.1</b> Introduction .....	<b>4</b>
<b>I.2</b> Définition des onduleurs.....	<b>4</b>
<b>I.3</b> Composants semi-conducteurs utilisés .....	<b>5</b>
<b>I.3.1</b> Diode .....	<b>5</b>
<b>I.3.2</b> Transistor .....	<b>6</b>
<b>1.4</b> Les onduleurs de tension .....	<b>6</b>
<b>I.4.1</b> Fonctionnement à deux séquences .....	<b>7</b>
<b>1.5</b> Intérêt des onduleurs multi-niveaux .....	<b>8</b>
<b>I.6</b> Différentes topologies des onduleurs multi niveaux .....	<b>9</b>
<b>I.6.1</b> Onduleur de tension à diodes de bouclage .....	<b>9</b>
<b>I.6.1.1</b> Principes de base .....	<b>9</b>
<b>I.6.1.2</b> Avantages et inconvénients .....	<b>11</b>
<b>I.6.2</b> Onduleur de tension a condensateurs flottants .....	<b>12</b>
<b>I.6.2.1</b> Principes de base .....	<b>12</b>
<b>I.6.2.2</b> Avantages et inconvénients .....	<b>13</b>
<b>I.6.3</b> Onduleurs multi niveaux en cascade .....	<b>14</b>
<b>I.6.3.1</b> Principes de base .....	<b>14</b>
<b>I.6.3.2</b> Avantages et inconvénients .....	<b>16</b>
<b>I.6.4</b> Autres convertisseurs .....	<b>16</b>

<b>I.6.4.2</b> Convertisseur à commutation douce .....	16
<b>I.6.4.3</b> Convertisseurs multi niveaux généralisés .....	16
<b>I.7</b> Domaines d'applications des onduleurs multi-niveaux .....	16
<b>I.8</b> Conclusion .....	17

## **Chapitre II : Etudes des différentes stratégies de commande des onduleurs**

<b>II.1</b> Introduction .....	19
<b>II.2</b> Différent types de commandes des onduleurs .....	19
<b>II.2.1</b> Commande à onde rectangulaire (tension en deux niveaux) .....	19
<b>II.2.2</b> Commande en créneaux de largeur variable (tension en 3 niveaux) .....	19
<b>II.2.3</b> Commande à paliers (tension en 5niveaux) .....	20
<b>II.2.4</b> Commande à modulation de largeur d'impulsions .....	20
<b>II.2.4.1</b> MLI à échantillonnage naturel .....	21
<b>II.2.4.1.1</b> Caractéristique de la modulation .....	21
<b>II.2.4.2</b> MLI à échantillonnage régulier symétrique .....	22
<b>II.2.4.3</b> MLI à échantillonnage régulier asymétrique.....	24
<b>II.2.4.4</b> MLI calculée .....	24
<b>II.2.4.5</b> La modulation vectorielle .....	25
<b>II.3</b> Paramètres de performances de l'onduleur .....	27
<b>II.3.1</b> Facteur de distorsion harmonique (THD) .....	27
<b>II.3.2</b> Facteur du courant harmonique (HCF) .....	27
<b>II.3.3</b> Facteur de distorsion (DF) .....	27
<b>II.4</b> Conclusion .....	28

## **Chapitre III : Modélisation d'un convertisseur multi niveaux de type NPC**

<b>III.1</b> Introduction .....	30
<b>III.2</b> Onduleur à trois niveaux de type NPC .....	30
<b>III.2.1</b> Structure .....	30

III.2.2	Modélisation d'un bras d'onduleur trios niveaux.....	31
III.2.2.1	Principe de fonctionnement.....	31
III.2.3	Modèle de connaissance .....	33
III.2.4	Relation entre les fonctions de connexion .....	33
III.2.5	Relation entre les fonctions des demi-bras .....	34
III.3	Onduleur à cinq niveaux de types NPC .....	35
III.3.1	Structure .....	35
III.3.2	Modélisation d'un bras d'onduleur a cinq niveaux .....	36
III.3.2.1	Principe de fonctionnement .....	36
III.3.3	Modèle de connaissance .....	38
III.3.4	Relation entre les fonctions des demi-bras .....	38
III.4	Simulation d'un onduleur multi niveaux triphasé de type NPC .....	39
III.4.1	Onduleur triphasé trois niveaux de type NPC .....	39
III.4.2	Onduleur triphasé NPC cinq niveaux .....	43
III.5	Conclusion.....	49
 <b>Chapitre IV : Modélisation MAS associe à un onduleur triphasé multi niveaux</b>		
IV.1	Introduction .....	50
IV.2	Modélisation de la machine asynchrone .....	50
IV.2.1	Description de la machine asynchrone triphasée .....	50
IV.3	Equations de la machine asynchrone .....	51
IV.3.1	Hypothèses simplificatrices .....	51
IV.3.2	Equations électriques .....	52
IV.3.3	Equations magnétiques .....	52
IV.3.4	Equation mécanique .....	53
IV.4	Modèle biphasé de la MAS .....	53
IV.4.1	Transformation de Park.....	53
IV.4.2	Passage des grandeurs réelles aux grandeurs du repère de Park .....	54

---

<b>IV.5</b> Choix du référentiel .....	<b>56</b>
<b>A.</b> Référentiel fixe par rapport au stator .....	<b>56</b>
<b>B.</b> Référentiel fixe par rapport au rotor .....	<b>56</b>
<b>C.</b> Référentiel fixe par rapport au champ tournant .....	<b>56</b>
<b>IV.6</b> partie de simulation .....	<b>57</b>
<b>IV.6.1</b> Simulation d'une MAS associée à un onduleur triphasé classique .....	<b>57</b>
<b>IV.6.1.1</b> Interprétation des résultats .....	<b>60</b>
<b>IV.6.2</b> Simulation d'une MAS associée à un onduleur triphasé à trois niveaux .....	<b>61</b>
<b>IV.6.2.1</b> Interprétation des résultats .....	<b>63</b>
<b>IV.7</b> Conclusion .....	<b>65</b>
Conclusion générale.....	<b>67</b>
Annexe	
Bibliographie	

# Liste des figures

<b>Liste des figures</b>		
<b>N°figure</b>	<b>Titre de figure</b>	<b>Page</b>
<b>Figure I.1</b>	Synoptique d'une conversion continue-alternative	5
<b>Figure I.2</b>	Symbole de la diode	5
<b>Figure I.3</b>	Symbole d'un transistor IGBT	6
<b>Figure I.4</b>	Représentation de la caractéristique $v - i$ d'un transistor	6
<b>Figure I.5</b>	Structure d'un onduleur de tension en pont	7
<b>Figure I.6</b>	Fonctionnement à deux séquences	7
<b>Figure I.7</b>	Structure d'un onduleur de tension en demi-pont.	7
<b>Figure I.8</b>	Structure d'un onduleur de tension en demi-pont alimenté avec une seule source de tension	8
<b>Figure I.9</b>	Différentes topologies des onduleurs multi niveaux	9
<b>Figure I.10</b>	Onduleur multi niveaux NPC	9
<b>Figure I.11</b>	Circuit d'une phase d'un convertisseur NPC	10
<b>Figure I.12</b>	Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC trois niveaux	11
<b>Figure I.13</b>	Onduleur de tension a condensateurs flottants Image réelle	12
<b>Figure I.14</b>	Circuit d'une phase d'un convertisseur à condensateur flottant	13
<b>Figure I.15</b>	Onduleur multi niveaux en pont en H image réelle	14
<b>Figure I.16</b>	Structure d'un bras d'onduleur multi niveaux de type cascade	14
<b>Figure I.17</b>	Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur trois niveaux en Cascade	15
<b>Figure II.1</b>	Onde d'un onduleur 2 niveaux	19
<b>Figure II.2</b>	Onde d'un onduleur 3 niveaux	20
<b>Figure II.3</b>	Onde d'un onduleur à tension de sortie en marche d'escalier	20
<b>Figure II.4</b>	Commande à modulation de largeur d'impulsions	20
<b>Figure II.5</b>	MLI à échantillonnage naturel	21
<b>Figure II.6</b>	Schéma de simulation d'une commande symétrique	23
<b>Figure II.7</b>	Forme d'onde des tensions $V_{an}$ , $V_{bn}$ , $V_{cn}$ avec une commande symétrique	23
<b>Figure II.8</b>	Schéma de simulation d'un MLI calculé	24
<b>Figure II.9</b>	Forme d'ondes des tensions $V_{an}$ $V_{bn}$ et $V_{cn}$	25
<b>Figure II.10</b>	Représentation dans le plan ( , ) des vecteurs de tension de L'onduleur à trois niveaux de tension	26
<b>Figure II.11</b>	Schéma de simulation de MLI vectorielle	26
<b>Figure II.12</b>	Forme des tensions $V_{an}$ $V_{bn}$ et $V_{cn}$	27
<b>Figure III.1</b>	Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC	31
<b>Figure III.2</b>	Bras d'un onduleur NPC à trois niveaux	31

<b>Figure III.3</b>	Schéma de principe d'un onduleur triphasé trois niveaux	32
<b>Figure III.4</b>	Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC.	33
<b>Figure III.5</b>	Bras d'un onduleur NPC à cinq niveaux	36
<b>Figure III.6</b>	Schéma de principe d'un onduleur à cinq niveaux	37
<b>Figure III.7</b>	Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à cinq niveaux de type NPC.	38
<b>Figure III.8</b>	schéma de simulation d'un onduleur triphasé trois niveaux de type NPC	39
<b>Figure III.9</b>	Commande MLI avec deux porteuses	40
<b>Figure III.10</b>	Déférentes séquences de commutation des interrupteurs d'un onduleur trois niveaux	41
<b>Figure III.11</b>	Tensions simples d'un onduleur triphasé trois niveaux	42
<b>Figure III.12</b>	Tensions composées d'un onduleur triphasé trois niveaux spectre d'harmonique de $V_{ab}$	42
<b>Figure III.13</b>	Tensions simples après le filtrage et spectre d'harmonique de $V_{an}$	43
<b>Figure III.14</b>	Schéma de simulation d'un onduleur triphasé à cinq niveaux de type NPC.	44
<b>Figure III.15</b>	Commande MLI avec quatre porteuses	45
<b>Figure III.16</b>	Déférentes séquences de commutation des interrupteurs d'un onduleur triphasé à cinq niveaux.	45
<b>Figure III.17</b>	Représentation des tensions simples de l'onduleur triphasé à cinq niveaux et le spectre d'harmonique $V_{an}$	46
<b>Figure III.18</b>	Représentation des tensions composées et le spectre d'harmonique de l'onduleur triphasé à cinq niveaux	47
<b>Figure III.19</b>	Tensions composés après filtrage et le spectre d'harmonique	48
<b>Figure IV.1</b>	Représentation des enroulements de la machine asynchrone Triphasée dans l'espace électrique	51
<b>Figure IV.2</b>	Représentation du modèle biphasé équivalent de la machine asynchrone	54
<b>Figure IV.3</b>	schéma bloc d'une machine asynchrone alimentée par a) le réseau triphasé b) associé à onduleur triphasé.	58
<b>Figure IV.4</b>	Caractéristiques de la MAS a) à vide b) en charge	59
<b>Figure IV.5</b>	Courants à la sortie de la machine MAS en charge a) avec onduleur et b) sans onduleur triphasé	60
<b>Figure IV.6</b>	Schéma bloc de la MAS associé à un onduleur triphasé à trois niveaux.	62
<b>Figure IV.7</b>	Caractéristiques de la MAS avec onduleur trois niveaux en charge	63
<b>Figure IV.8</b>	Zoom de vitesse	64

# Liste des tableaux



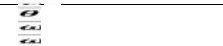
<b>Liste des tableaux</b>		
<b>N° de tableau</b>	<b>Titre de tableau</b>	<b>Page</b>
<b>Tableau I.1</b>	Etats possibles de l'onduleur NPC à trois niveaux	11
<b>Tableau I.2</b>	Etats possibles de l'onduleur à condensateurs flottants à trois niveaux.	13
<b>Tableau I.3</b>	Etats possibles de l'onduleur à condensateurs flottants à trois niveaux	15
<b>Tableau III.1</b>	Table de commutation de l'onduleur NPC 3 niveaux.	32
<b>Tableau III.2</b>	Table de commutation de l'onduleur NPC 5 niveaux	37

# Liste des symboles

<b>Liste des symboles</b>	
<b>NPC</b>	Neutral point clamped
<b>FC</b>	Flying capacitor
<b>MOSFET</b>	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
<b>IGBT</b>	Insulated gate bipolar transistor
<b>GTO</b>	Gate Turn-Off Thyristor
<b>A</b>	Anode
<b>K</b>	Cathode
<b>G</b>	Gâchette
<b>E</b>	Emetteur
<b>C</b>	Collecteur
<b>VDC, Uc, E</b>	Tension d'onduleur
<b>H</b>	Pont (H-bridge)
<b>TH</b>	Thyristor
<b>t</b>	Temps
<b>MLI</b>	Modulation de largeur d'impulsion
<b>fp</b>	Fréquence de porteuse
<b>fm</b>	Fréquence de Signale modulant
<b>Te</b>	Période du signal triangulaire
<b>PWM</b>	Pulse width modulation
<b>Vref</b>	Tension de référence (sinusoïdale)
<b>Van, Vbn, Vcn</b>	Tension simple de sortie
<b>Vp</b>	Tension de porteuse
<b>Am</b>	Amplitude de la tension de référence
<b>Ap</b>	La valeur de crête de l'onde de modulation
<b>boz</b>	Bloquer d'ordre zéro
<b>r</b>	Coefficient de réglage en tension
<b>( , )</b>	Le plan de transformation de concordia
<b>d,q</b>	Le plan de transformation de park
<b>THD</b>	Facteur de distorsion harmonique
<b>HCF</b>	Facteur de courant harmonique
<b>DF</b>	Facteur de distorsion
<b>Ka, Kb, Kc</b>	Bras d'onduleur
<b>C</b>	Condensateur
<b>Uc1, Uc2</b>	Tensions d'onduleur
<b>r,s</b>	Indices respectifs du stator et du rotor
<b>p</b>	Nombre de paires de pole
<b>MAS</b>	Machine asynchrone
<b>Ms</b>	Mutuelle inductance entre deux phases du stator
<b>Mr</b>	Mutuelle inductance entre deux phases du stator
<b>Msr</b>	L'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor
<b>S1, S2, S3</b>	Séquences de commutation des interrupteurs
<b>T1, T2</b>	Thyristors
<b>SVM</b>	Space Vecteur Modulation
<b>K<sub>ij</sub></b>	Interrupteurs d'onduleur
<b><math>\theta_{K1}</math></b>	L'angle électrique entre la première phase statorique et la première phase rotorique
<b><math>\theta_{12}</math></b>	L'angle électrique entre l'axe triphasé du stator (OA) et l'axe biphasé (Od)

## Liste des symboles

---

	L'angle électrique entre l'axe triphasé du rotor (Oa) et l'axe biphasé (Od)
	La vitesse angulaire du système d'axe (d, q)
	La vitesse angulaire électrique rotorique
r1, r2, r3	Axes des phases rotoriques
s1, s2, s3	Axes des phases statoriques

# Introduction générale

## Introduction générale

Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu puisqu'elles répondent le mieux aux exigences demandées des actionneurs vu la simplicité de leur commande car les deux grandeurs couple- flux sont physiquement découplées.

Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique




En revanche, les machines à courant alternatif (synchrone et asynchrone) présentent de nombreux avantages, notamment en ce qui concerne la simplicité de conception qui est due à l'absence du collecteur mécanique. [1]

Dans les applications de fortes puissances, la structure à trois niveaux est plus adaptée, par rapport à la structure à deux niveaux, du fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux de distorsion harmoniques nettement inférieur. L'utilisation des techniques de modulation comme stratégie de commande de l'ouverture et de la fermeture des interrupteurs réduit considérablement les harmoniques. La modulation hystérésis est souvent utilisable et très simple mais sa fréquence instantanée des commutations n'est pas contrôlable.

L'électronique de puissance située entre l'électronique et l'électrotechnique a pour ambition la conversion des ondes électriques et la commande de la puissance électrique. L'évolution considérable de l'électronique de puissance et de la micro-informatique permet de nos jours de réaliser des groupes à vitesse variable avec les machines à courant alternatif et particulièrement la machine asynchrone (MAS) ou le moteur à induction.

La modulation sinusoïdale semble la meilleure technique de commande de l'ouverture et la fermeture des interrupteurs mais elle nécessite la connaissance des temps de commutation à chaque instant de modulation, en plus la commande des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur doit se faire d'une manière séparée. [2]

Le travail réalisé dans ce mémoire est structuré en quatre chapitres et il est organisé comme suit :

-  Un premier chapitre présentera des généralités sur les structures des onduleurs multi niveaux, dont les structures trois et cinq niveaux présenteront l'objet de ce mémoire.
-  En suite le deuxième chapitre traitera les différentes stratégies de commande utilisées dans la commande des onduleurs en générale.
-  Le troisième chapitre sera évoqué sur la modélisation des convertisseurs triphasés multi niveaux de type NPC, où une simulation de deux exemples d'onduleur sera présentée à la fin de ce chapitre.

- ✚ Une association de la machine asynchrone à un onduleur triphasé trois niveaux sera présentée au quatrième chapitre, ainsi que les différentes caractéristiques de la machine seront exposés. Finalement en terminera ce mémoire par une conclusion générale et quelques perspectives.



# *Chapitre I*

## Généralités sur les structures multi niveaux

## I.1 Introduction

D'un point de vue historique, l'émergence des convertisseurs multi niveaux basés sur des composants de puissance tels que les thyristors et transistors commence à partir des années 60 [3].

La première structure décrite est une mise en série de pont en H. puis dans la fin des années 70 est apparu le convertisseur clampé par le neutre (NPC), cette structure est considérée comme le premier convertisseur multi niveaux pour des applications de moyennes puissances. Depuis, de nombreuses études ont été proposées pour étudier ses propriétés et les évolutions possibles de cette structure.

Dans les années 90, les recherches vers de nouvelles structures se sont portées vers les convertisseurs multicellulaires série, aussi connu dans la littérature sous le nom de Flying Capacitor (FC). et c'est à la fin des années 90 qu'est né le convertisseur multicellulaire superposé, cette structure est une suite de la réflexion sur les convertisseurs multicellulaires série.

Ces structures peuvent être considérées comme les structures de base de la conversion multi niveaux [4].

En général, les onduleurs de tension multi niveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux. Les avantages les plus importants de la topologie multi niveaux par rapport à la topologie bi niveaux conventionnelle sont les suivants :

- La tension de sortie est échelonnée avec au moins trois niveaux de tension et donc, elle présente un meilleur spectre fréquentiel. En conséquence, les éléments de filtrage nécessaires sont plus réduits et moins coûteux.
- L'utilisation des tensions de sortie plus élevées permet d'augmenter la puissance du convertisseur sans augmenter le courant.
- L'augmentation de la fréquence apparente de sortie permet une dynamique du système plus élevée.

Cependant ces convertisseurs présentent aussi quelques inconvénients :

- Au fur et à mesure que les niveaux de tension augmentent la structure de contrôle devient plus complexe.

Le développement de la technologie multi niveaux a été marqué par deux facteurs. D'un côté, l'évolution technologique des matériaux semi-conducteurs permettant la réalisation de convertisseurs de puissance et de tension plus élevées. D'un autre côté, même si le contrôle des convertisseurs multi niveaux est compliqué, l'évolution des processeurs numériques de signal avec capacité de calcul et vitesse de réaction très élevée et coût réduit ont rendu possible la mise en œuvre de ce contrôle.

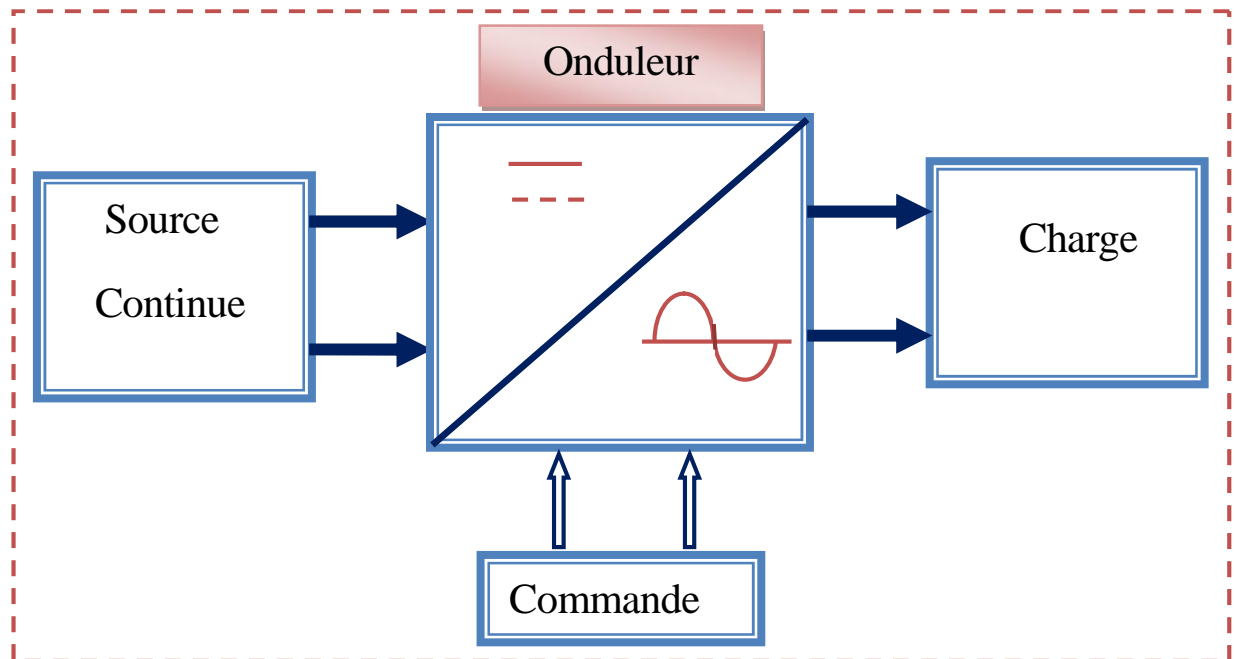
Il est à noter que le choix de la meilleure topologie multi niveaux et de la stratégie de contrôle ou de commande la mieux adaptée à chaque application donnée n'est souvent pas facile à trouver. [5]

## I.2 Définition d'un onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu alternatif. Par exemple, si on dispose à l'entrée d'une tension continue et si grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur tantôt à l'une, bientôt à l'autre des bornes d'entrée, on peut obtenir entre les bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative. Par une séquence adéquate de commande des

semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle.

Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (Pulse Width Modulation). [6]



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

### I.3 Composants semi-conducteurs utilisés :

L'électronique de puissance utilise des semi-conducteurs fonctionnant en « interrupteurs ». Un « interrupteur » peut être formé par un seul semi-conducteur ou par un groupement en série ou en parallèle de plusieurs semi-conducteurs.

#### I.3.1 Diode :

Un interrupteur dont les deux segments est un interrupteur non commandé. Il réalise la fonction diode.

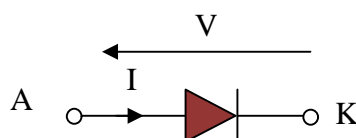
La diode est un composant à deux électrodes, l'anode A et la cathode K sans électrode de commande. Son fonctionnement, lui, est totalement imposé par le circuit dans lequel elle est insérée.

Quand ce circuit tend à faire passer un courant dans le sens direct ou perméable, c'est-à-dire de A vers K, la diode est conductrice ou passante.

Quand ce circuit applique une tension négative ou inverse à ses bornes, la diode est bloquée ou isolante.

[7]

Avec: A: anode. K: cathode.



**Figure I.2** Symbole de la diode.

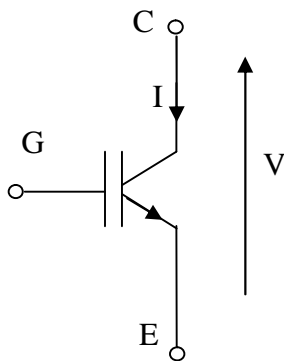
### I.3.2 Transistor :

Un interrupteur dont les deux segments appartiennent au même quadrant du plan  $v - i$  (par exemple OA et OB) réalise la fonction transistor. C'est un interrupteur commandé. Les deux segments de sa caractéristique ne se distinguent plus par un changement de polarité du courant et de la tension. Le segment sur lequel se trouve le point de fonctionnement doit être fixé par un signal de commande via un accès de commande :

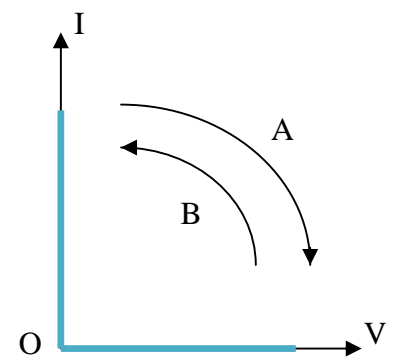
- Le signal de commande ON fixe le point de fonctionnement sur la branche OA, l'interrupteur est fermé,
- Le signal de commande OFF fixe le point sur OB, l'interrupteur est ouvert.

Un transistor comporte donc trois bornes, deux bornes de puissance entre lesquelles il remplit la fonction interruptrice et une borne auxiliaire qui forme avec une borne de puissance l'accès de commande.

La figure I.3 montre le symbole de transistor l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) et la figure I.4 représente la caractéristique  $v - i$  d'un transistor. [8-9]



**Figure I.3** Symbole d'un transistor IGBT



**Figure I.4** Représentation de la

caractéristique  $v - i$  d'un transistor.

Avec : **G** : gâchette, **E** : émetteur, **C** : collecteur.

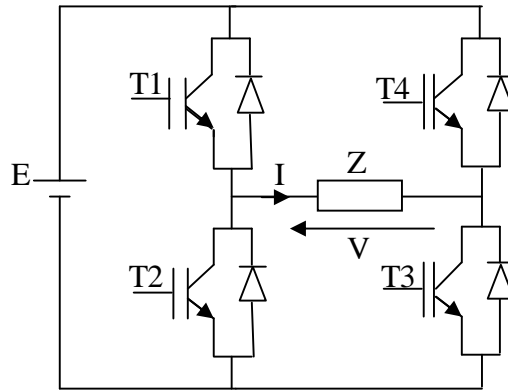
L'IGBT est le semi conducteur le plus utilisé dans la construction des convertisseurs de l'électronique de puissance tel que les onduleurs.

### I.4 Onduleurs de tension

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue, sa tension  $V_e$  n'est pas affectée par les variations du courant qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. La configuration la plus générale de l'onduleur de tension monophasé est celle dont la structure est en pont complet tel que c'est représenté à la figure I.5. On considère que la tension d'alimentation  $V_e$  est constante et égale à  $E$ .

Un tel circuit peut avoir deux modes de fonctionnement:

- fonctionnement à deux séquences.
- fonctionnement à trois séquences.

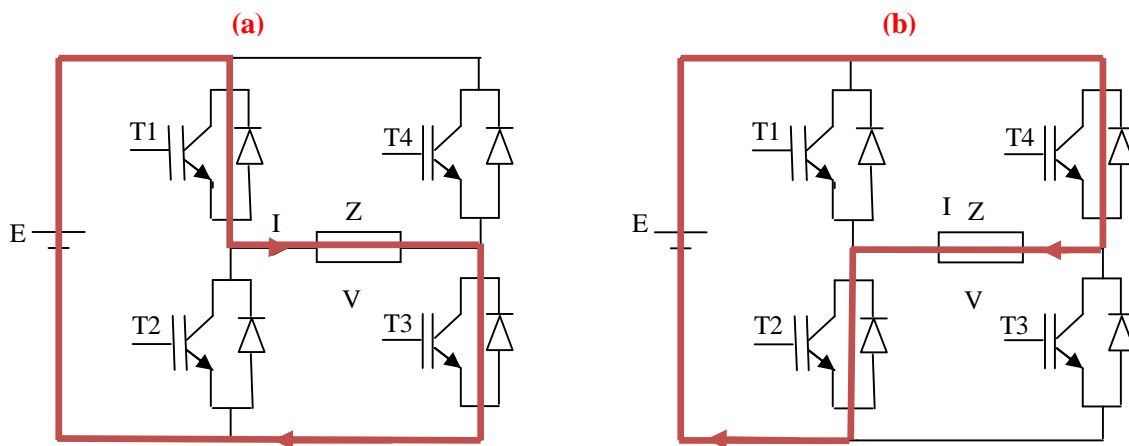


**Figure I.5** Structure d'un onduleur de tension en pont.

#### I.4.1 Fonctionnement à deux séquences

Ce fonctionnement correspond à la fermeture et l'ouverture simultanées des deux couples d'interrupteurs (T1, T3) et (T2, T4), ces deux couples d'interrupteurs sont complémentaires.

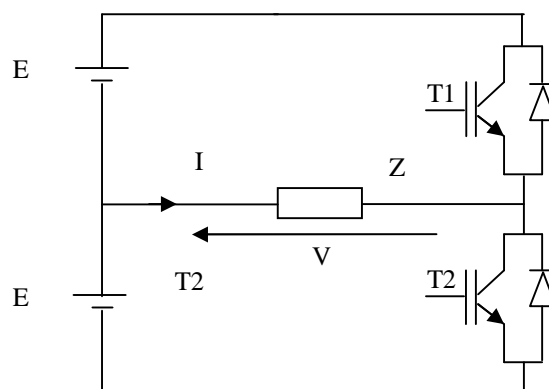
On peut représenter les séquences de fonctionnement du convertisseur par la figure I.6



**Figure I.6** Fonctionnement à deux séquences.

- La première séquence **(a)** correspond à la fermeture de T1 et T3 et l'ouverture de T2 et T4
- la deuxième séquence **(b)** correspond à l'ouverture de T1 et T3 et la fermeture de T2 et T4.

De ce fait on peut obtenir le même fonctionnement du convertisseur avec un nombre inférieur d'interrupteurs, on est conduit donc à la structure en demi-pont représentée à la figure I.7



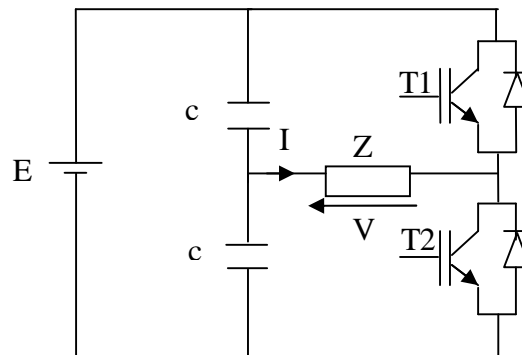
**Figure I.7** Structure d'un onduleur de tension en demi-pont.

T1 et T2 sont deux interrupteurs complémentaires et les deux séquences de fonctionnement sont les

mêmes que celles du convertisseur en pont complet tel que c'est présenté à la figure I.6.

En pratique, pour l'alimentation d'un onduleur, on utilise une seule source d'alimentation. Pour la configuration en demi-pont on emploie deux condensateurs montés en parallèle avec la source d'alimentation, de valeurs égales et assez élevées pour pouvoir maintenir un potentiel fixe au point milieu, ils permettent donc d'obtenir deux tensions égales, chacune d'elles alimente un bras d'onduleur. La structure de ce convertisseur est représentée par la figure I.8.

La configuration en demi-pont présente un inconvénient concernant le dimensionnement des interrupteurs. Cependant, pour une même puissance transmise par une source d'alimentation de tension  $E$ , le courant débité par la source dans le cas de la configuration en demi-pont est le double de celui de la configuration en pont complet. Le dimensionnement en courant des interrupteurs dans le premier cas doit être, donc, deux fois plus élevé que dans le deuxième cas. Par contre, vu la réduction de moitié du nombre d'interrupteurs, l'onduleur en demi-pont est assez utilisé lorsque la tension de la source continue est de l'ordre de la centaine de volts, dans ce cas le doublement du courant n'est pas trop gênant et la réalisation du diviseur capacitif pas trop onéreuse. [10-11]



**Figure I.8** Structure d'un onduleur de tension en demi-pont alimenté avec une seule source de tension.

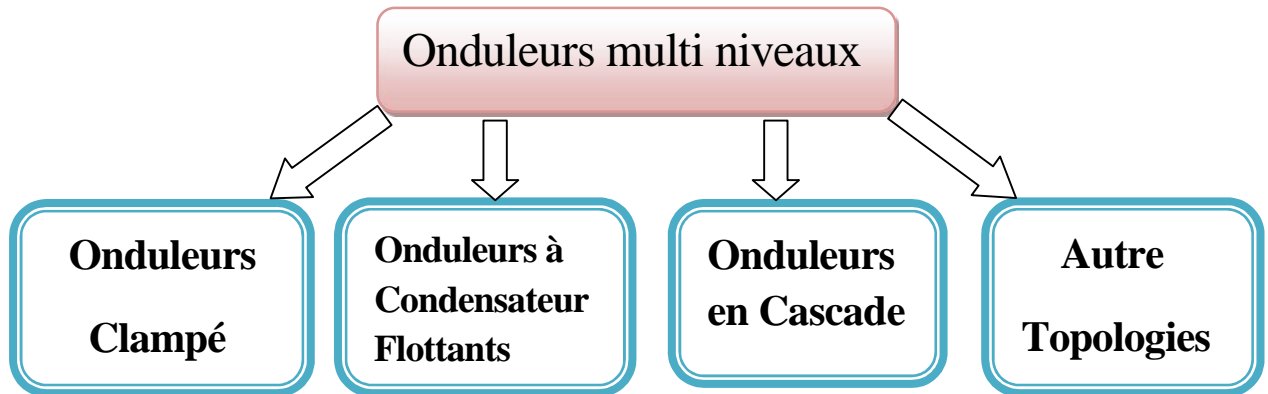
### I.5 Intérêt des onduleurs multi-niveaux

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

D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. Alors l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent moins élevée. Dans le cas de modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [12].

## I.6 Différentes topologies des onduleurs multi niveaux

L'étude des onduleurs multi niveaux à une grande importance soit chez les théoriciens soit chez les praticiens, plusieurs topologies des onduleurs multi niveaux sont développés, on peut les synthèses par le schéma suivant :



**Figure I.9** Différentes topologies des onduleurs multi niveaux. [13]

### I.6.1 Onduleur de tension a diodes de bouclage

La première topologie de l'onduleur de tension multi niveaux est la structure NPC (Neutral-Point-Clamped). Elle a été proposée la première fois en 1981 par Nabae et al [14]. C'est la topologie la plus utilisée dans l'industrie. La figure I.10 représente un onduleur multi niveaux à structure NPC



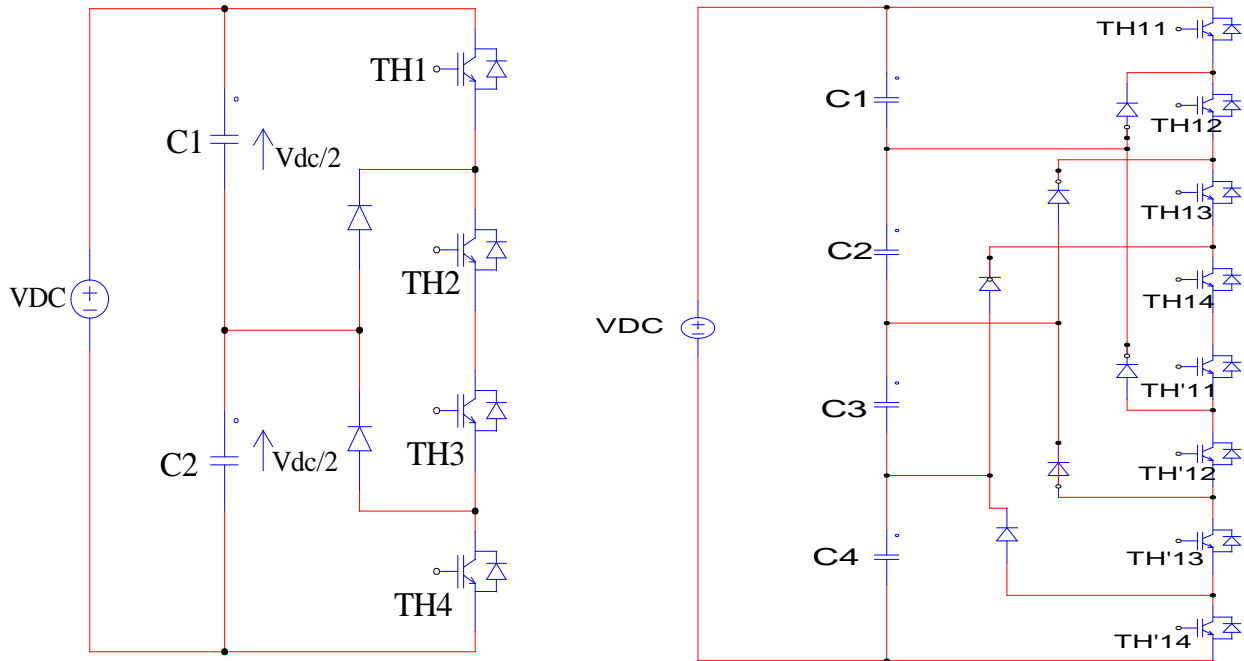
**Figure I.10** Onduleur multi niveaux NPC. [15]

#### I.6.1.1 Principes de base

Pour des raisons de simplicité, nous limiterons l'étude à un bras d'onduleur NPC de trois niveaux, l'objectif visé est de déterminer les valeurs que peut prendre la tension  $V_{ao}$  pour les différents états possibles des interrupteurs statiques, de montrer les séquences de conceptions des interrupteurs.

Dans sa version la plus simple, chaque branche de cet onduleur comporte quatre interrupteurs contrôlables et six diodes, et deux condensateurs branchés en parallèle avec la tension d'entrée VDC comme représenté à la Figure I.11 (a).

Pour assurer les niveaux de tension. Les interrupteurs TH1, TH2 et TH3, TH4 présentes deux cellules de commutations ou les deux interrupteurs de chaque cellule sont complémentaires.



a) à trois niveaux.

b) à cinq niveaux.

**Figure I.11** Circuit d'une phase d'un convertisseur NPC.

Pour un convertisseur NPC à N-niveaux de tensions, nous avons N séquences de fonctionnement possible permettant de générer les N niveaux de tensions. Et en particulier pour le NPC à trois niveaux on a trois séquences de fonctionnement:

### Séquences 1 : Génération du niveau maximum

Dans ce cas, les interrupteurs TH1, TH2 sont passants et TH3, TH4 sont bloqués comme le montre la figure I.12 (a). Et la tension de sortie  $V_{ao}$  est:  $V_{ao} = +VDC/2$ . La tension appliquée aux interrupteurs TH3, TH4 vaut:  $+VDC/2$ .

### Séquences 2 : Génération du niveau intermédiaire

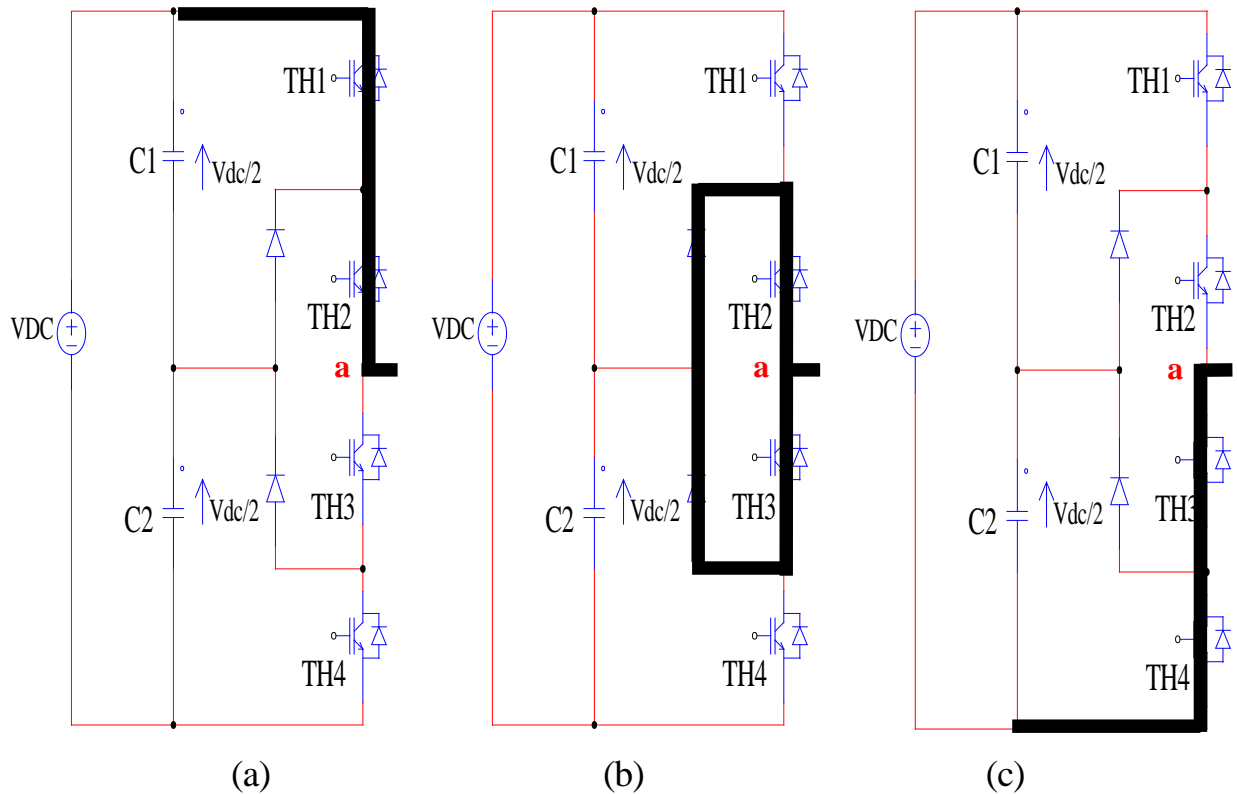
Les interrupteurs TH2, TH3 sont passants et TH1, TH4 sont bloqués, dans ce cas le point a est relié directement au point 0 à travers l'une des diodes de maintien, comme le montre la figure I.12 (b). Et la tension de sortie  $V_{ao}$  est donc nulle,  $V_{ao} = 0$ .

La tension appliquée aux interrupteurs TH1, TH4 vaut:  $+VDC/2$ .

### Séquences 3 : Génération du niveau minimum

Dans ce cas, les interrupteurs TH1, TH2 sont bloqués et TH3, TH4 sont passants comme le montre la figure I.12 (c). Et la tension de sortie  $V_{ao}$  est:  $V_{ao} = -VDC/2$ .

La tension appliquée aux interrupteurs TH1, TH2 vaut:  $+VDC/2$ .



**Figure I.12** Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC trois niveaux.

Les trois états de commutation possibles sont résumés au Tableau I.1, L'état 1 représente l'interrupteur fermé et l'état 0 représente l'interrupteur ouvert. [6][14][16]

**Tableau I.1** : Etats possibles de l'onduleur NPC à trois niveaux.

TH1	TH2	TH3	TH4	Vao
1	1	0	0	VDC/2
0	0	1	1	-VDC/2
0	1	1	0	0

**I.6.1.2 Avantages et inconvénients**

L'onduleur de tension à trois niveaux présente des avantages par rapport à la topologie d'onduleur classique (à deux niveaux). Ces avantages sont:

- Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue [17].
- Cette topologie peut être généralisée et les principes employés dans la topologie d'onduleur à trois niveaux peuvent être étendus pour l'utilisation dans des topologies avec n'importe quel nombre de niveaux.

Cependant, en utilisant cette topologie, l'expérience pratique a révélé plusieurs difficultés techniques qui compliquent ses applications dans le cas des grandes puissances. Ce sont :

- Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage (clamping diodes) peuvent augmenter les contraintes en tension jusqu'à une valeur égale à  $E(n-1)/n$ , où  $n$  est le nombre de niveaux. Donc, les connexions des diodes en série pourraient être exigées et cela complique la conception et soulève des questions de fiabilité et du coût de réalisation ;
- Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge [14] ;
- Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs devient très complexe, voire impossible, car il est intimement lié au facteur de puissance de la charge et à l'indice de modulation ;
- Le déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs lors de leur mise en série.

## I.6.2 Onduleur de tension a condensateurs flottants

La topologie de l'onduleur multi niveau à cellule imbriquées ou à condensateurs flottant (flying capacitor multilevel inverter), a été proposée par Meynard et Foch en 1992, Cette structure est proposée pour résoudre d'une part le problème de l'équilibre des tensions, et d'autre part pour réduire le nombre de diodes. Dans cette topologie, les capacités remplacent les diodes de blocage, d'où l'appellation « onduleur à condensateur flottants ». La figure I.13 représente un onduleur à condensateur flottants.



**Figure I.13** Onduleur de tension a condensateurs flottants Image réelle. [15]

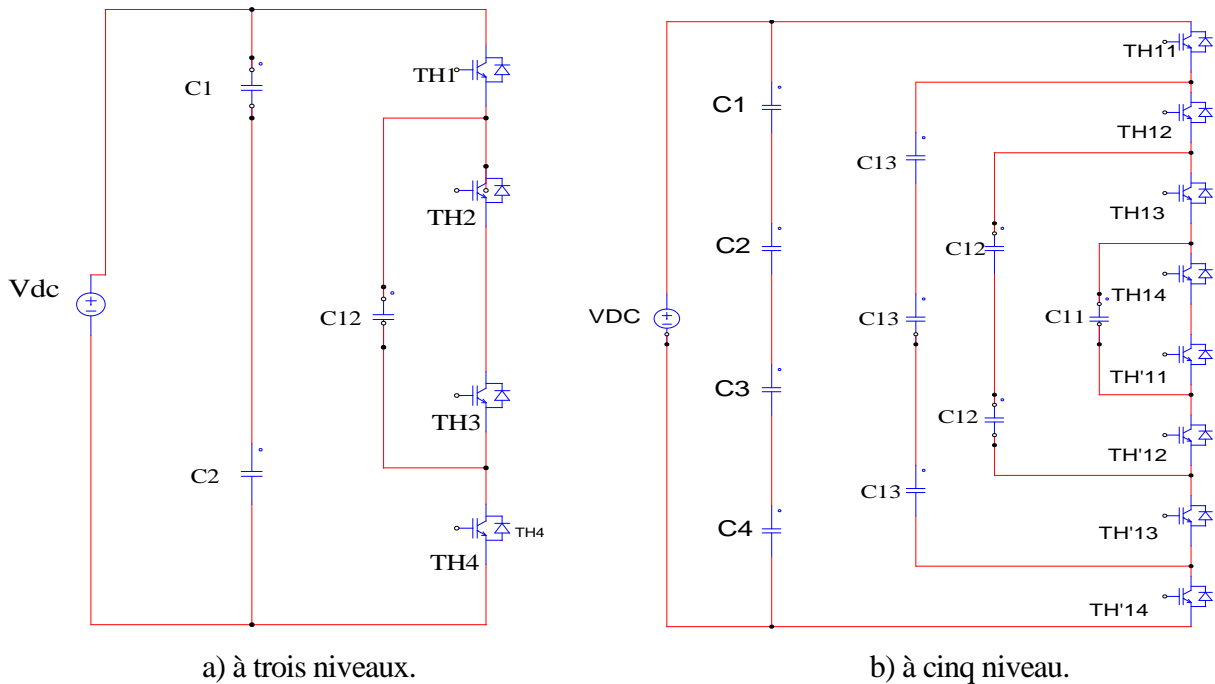
### I.6.2.1 Principes de base

Dans cette topologie, cas d'un onduleur à trois niveaux, comporte quatre interrupteurs contrôlables et quatre diodes, et trois condensateurs ; deux sont branchés en parallèle avec la tension d'entrée VDC et la troisième capacité remplace les deux diodes de blocage. Comme le montre la figure I.14 (a). Pour un convertisseur à condensateurs flottants à N-niveaux de tensions, nous avons  $2N-1$  séquences de fonctionnement possible permettant de générer les N niveaux de tensions.

Et en particulier pour un convertisseur à condensateurs flottants à trois niveaux on a quatre séquences de fonctionnement. Le tableau I.2 montre la tension de sortie ( $V_{ao}$ ) et les états de commutations possibles pour trois niveaux.

**Tableau I.2 :** Etats possibles de l'onduleur à condensateurs flottants à trois niveaux.

TH1	TH2	TH3	TH4	V <sub>ao</sub>
1	1	0	0	VDC
1	0	1	0	VDC/2
0	1	1	0	VDC/2
0	0	1	1	0

**Figure I.14** Circuit d'une phase d'un convertisseur à condensateur flottant.

### I.6.2.2 Avantages et inconvénients

Le principe de fonctionnement de cette topologie est quasiment identique à celui de la topologie NPC. Elle présente plusieurs avantages, notamment :

- Elle élimine le problème des diodes de blocage dans la topologie NPC.
- La tension de blocage des interrupteurs est partout la même, puisqu'elle est modulaire l'existence pour un nombre de niveaux élevé est facile.
- Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs (continu-continu, continu-alternatif, alternatif-alternatif), aussi bien pour un transfert unidirectionnel de la puissance que bidirectionnel;
- Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus.

Actuellement il semble que cette topologie a quelques inconvénients. Néanmoins, quelques points faibles que doivent toujours être explorés :

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

- La topologie de l'onduleur multi-niveau à cellules imbriquées peut exiger plus de condensateurs que la topologie de l'onduleur NPC. De plus, il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs.
- Il y a un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés [18].

### I.6.3 Onduleurs multi niveaux en cascade

Une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont en était pour la stabilisation de plasma Par Marchesoni et Al. en 1988. Le principe de base de cette topologie est la connexion de plusieurs onduleurs monophasés à sources continues séparées. [19]

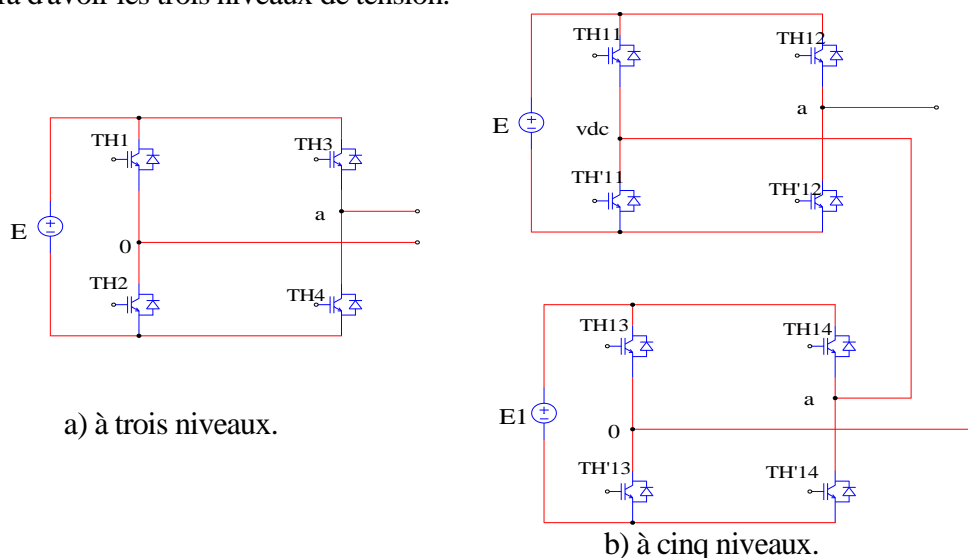
La figure I.15 montre une image d'un onduleur multi niveaux en pont en H en cascade.



**Figure I. 15** Onduleur multi niveaux en pont en H image réelle. [15]

#### I.6.3.1 Principes de base

Pour mieux comprendre le fonctionnement de la structure cascade en pont H à trois niveaux de tension, nous allons limiter notre étude à sa structure monophasée, figure I.16 (a). La structure d'un bras d'onduleur trois niveaux de type cascade en pont H est identique à celui d'un onduleur classique monophasé en pont complet voir figure I.16 (b). Cependant la technique de commande est différente ce qui permettra d'avoir les trois niveaux de tension.



**Figure I.16** Structure d'un bras d'onduleur multi niveaux de type cascade.

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

**Séquences 1 : Génération du niveau maximum**

Dans ce cas, les interrupteurs TH11, TH'12 sont bloqués et TH'11, TH12 sont passants comme le montre la figure I.17 (b). Et la tension de sortie  $V_{ao}$  est:  $V_{ao}=+VDC$ . La tension inverse appliquée aux interrupteurs TH11, TH'12 vaut:  $+VDC$

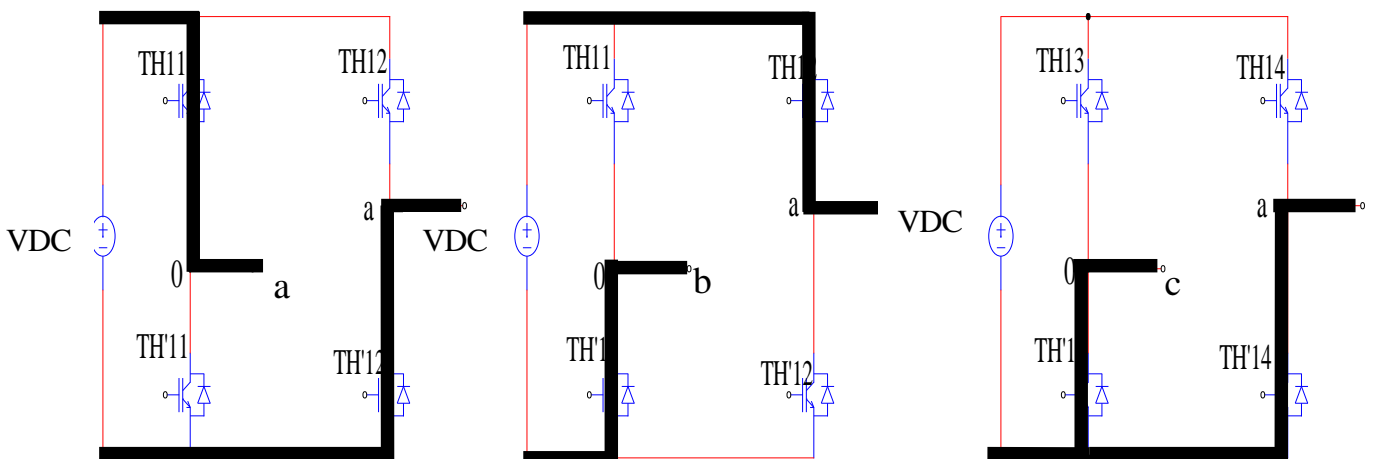
**Séquences 2 : Génération du niveau intermédiaire**

Dans ce cas, les interrupteurs TH13, TH14 sont bloqués et TH'13, TH'14 sont passants comme le montre la figure I.17 (c). Et la tension de sortie  $V_{ao}$  est:  $V_{ao}=0$ .

La tension inverse appliquée aux interrupteurs TH13, TH14 vaut:  $+VDC$ .

**Séquences 3 : Génération du niveau minimum**

Dans ce cas, les interrupteurs TH11, TH'12 sont passants et TH'11, TH12 sont bloqués comme le montre la figure I.17 (a). Et la tension de sortie  $V_{ao}$  est:  $V_{ao}= -VDC$ . La tension inverse appliquée aux interrupteurs TH'11, TH12 vaut:  $+VDC$  [20]



**Figure I.17** Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur trois niveaux en Cascade.

Les trois états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau I.3

**Tableau I.3** : Etats possibles de l'onduleur à condensateurs flottants à trois niveaux

TH11	TH12	TH'11	TH'12	$V_{ao}$
1	0	0	1	-VDC
0	1	1	0	+VDC
0	0	1	1	0

### **I.6.3.2 Avantages et inconvénients**

Les convertisseurs multi niveaux en cascade présentent les avantages suivants :

- La construction de ce type de topologie est modulaire vue qu'elle est formée de circuits redondants ce qui permet d'atteindre des niveaux de tension très élevés.
- Ils ont besoin d'un nombre de composants moins important que les autres topologies multi niveaux pour fournir le même nombre de niveaux. Ils n'utilisent ni diodes de bouclage ni condensateurs flottants.
- Les interrupteurs supportent la même tension de blocage.
- Il devient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tensions à partir de plusieurs alimentations basse tension (par exemple dans le cas de l'énergie solaire).
- Elle ne présente pas de problèmes liés à l'équilibrage des points de raccordement des tensions d'alimentation. [21-23]

### **I.6.4 Autres convertisseurs**

#### **I.6.4.1 Convertisseur à commutation douce**

La commutation douce est une méthode qui a pour objectif de diminuer les pertes de commutation et d'augmenter le rendement du convertisseur, cette technique est réalisée des convertisseurs conventionnels. [23-24]

#### **I.6.4.2 Convertisseurs multi niveaux généralisés**

Cette topologie fut présentée par Peng en 2001 comme une structure de convertisseur de laquelle les convertisseurs à diode de bouclage et condensateurs flottants peuvent être déduits.

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

- a) Le convertisseur asymétrique hybride, [25]
- b) Le convertisseur avec des ponts en cascade et sources CC/CC avec isolement,
- c) Les convertisseurs reliés par transformateur, [26]
- d) Le convertisseur Diode/Capacitor-Clamped : variante de l'onduleur NPC,
- e) Le convertisseur New Diode-Clamped : autre variante de l'onduleur NPC. [14]

### **I.7 Domaines d'applications des onduleurs multi-niveaux:**

Les convertisseurs multi niveaux étaient destinés à résoudre certains problèmes posés par l'utilisation des convertisseurs à deux niveaux de tension, monophasés ou triphasés. Ils sont donc utilisés afin de régler la fréquence et l'amplitude de la tension, mais aussi pour le transfert d'énergie entre une ou plusieurs sources d'alimentation à courant continu ou alternatif et une charge à courant alternatif monophasé ou triphasé. Cette utilisation ouvre plusieurs opportunités d'applications, dont quelques-unes sont :

- Application dans le domaine de la traction ferroviaire et urbaine;
- Application dans le domaine des réseaux électriques;
- Application dans le domaine de l'alimentation des machines électriques. [27]

## **I.8 Conclusion**

Dans ce premier chapitre une synthèse sur les différentes topologies des onduleurs multi niveaux à été présentée. Les onduleurs NPC sont intéressants pour les applications triphasées et nécessitant peu de niveaux. Les onduleurs multi niveaux en cascade présentent ont aussi leurs avantages, citons à titre d'exemple la construction de ce type de topologie est modulaire vue qu'elle est formée de circuits redondants ce qui permet d'atteindre des niveaux de tension très élevées de plus ils ont besoin d'un nombre de composants moins important que les autres topologies multi niveaux pour fournir le même nombre de niveaux. Ils n'utilisent ni diodes de bouclage ni condensateurs flottants.

Les onduleurs à condensateurs flottante jouent un rôle très important dans le domaine de la commande des machines électriques, ils ont plusieurs avantages. Finalement et à la lumière de cette synthèse, on peut dire que chaque structure parmi celles représentés précédemment correspond à un type d'application bien déterminé dans l'objectif d'atteindre les performances recherchées.



## *Chapitre II*

Etude des différentes stratégies  
de commande des onduleurs

## II.1 Introduction

A la sortie d'un onduleur, alimenté par une source de tension continue, on obtient une tension alternative formée de créneaux rectangulaires. Le filtrage de cette tension rectangulaire permet son approximation à une tension sinusoïdale. Si la tension à filtrer est à la fréquence industrielle, le filtrage sera lourd, coûteux et les résultats obtenus seront médiocres. D'où la nécessité d'une technique permettant le découpage d'une alternance en plusieurs créneaux. La modulation de largeur d'impulsion MLI est introduite pour résoudre ce problème. Cependant, l'essor de la modulation MLI n'a été possible que grâce aux progrès sur les semi-conducteurs.

La modulation MLI consiste alors à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adaptant une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie de l'onduleur. [2].

L'obtention d'une tension alternative à la sortie de l'onduleur se fait par l'ouverture et la fermeture commandée selon une stratégie bien définie des interrupteurs constituant notre convertisseur.

Différentes stratégies ont été développées par plusieurs auteurs afin d'améliorer la qualité et les performances de l'onde de sortie

## II.2 Différent types de commandes des onduleurs :

Pour découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie. On classe les types de commandes en plusieurs catégories :

### II.2.1 Commande à onde rectangulaire (tension en deux niveaux) :

Pour la forme d'onde de cette commande, nous avons deux états de sortie (+E, -E) positifs puis négatif successivement comme schématisé par figure II.1. Avec la valeur efficace de la tension de sortie de l'onduleur n'est pas réglable et dépend de la tension continue d'entrée.

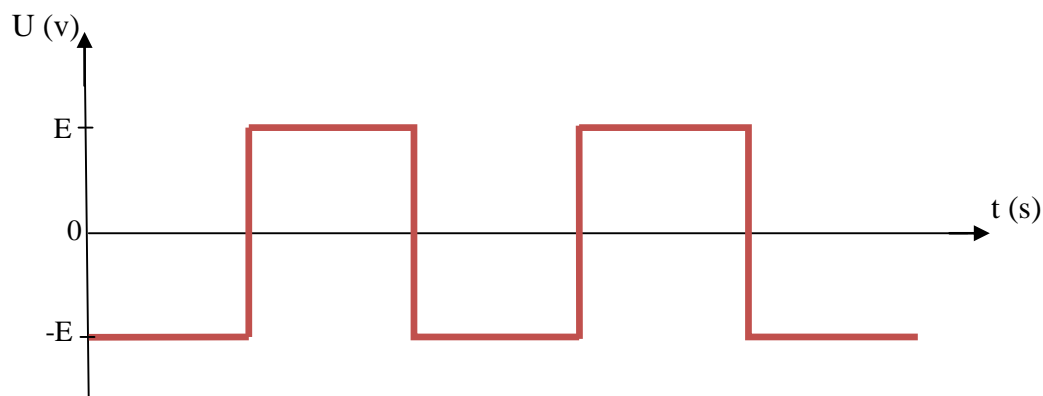
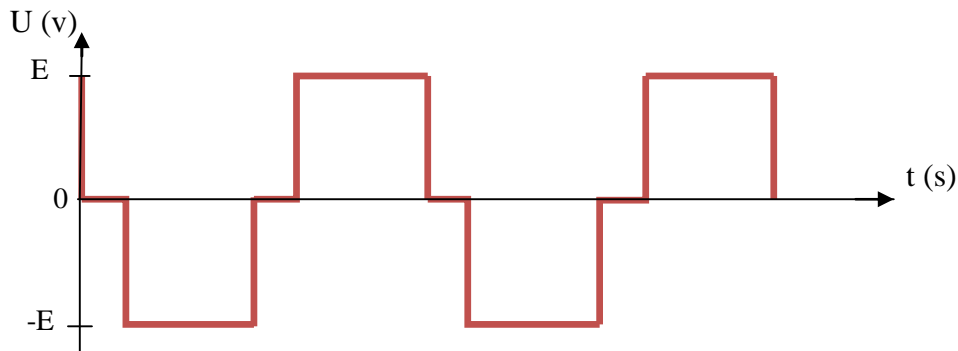


Figure II.1 Onde d'un onduleur 2 niveaux.

### II.2.2 Commande en créneaux de largeur variable (tension en 3 niveaux) :

Cette commande est obtenue par l'association des ondes rectangulaires déphasées l'une par rapport à l'autre avec un angle variable d'où une commande à trois états de sortie (-E, 0, +E)

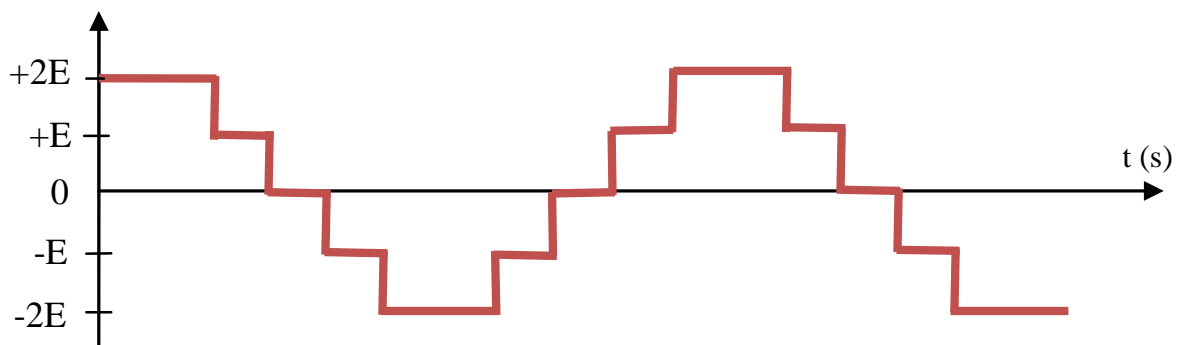
comme illustrée sur la figure II.2. Tel que la valeur efficace de la tension de sortie de l'onduleur est réglable en agissant sur la durée du créneau.



**Figure II.2** Onde d'un onduleur 3 niveaux.

### II.2.3 Commande à paliers (tension en 5niveaux) :

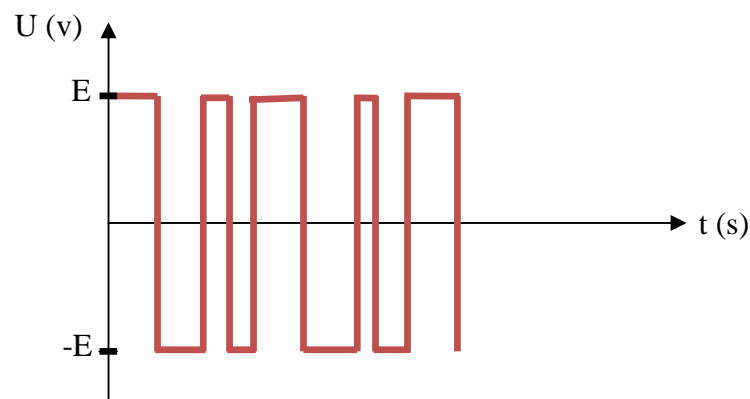
Cette commande est constituée par la somme d'ondes rectangulaires déphasées d'une par rapport à l'autre avec deux angles prédéterminées pour obtenir les cinq niveaux (un exemple :  $+2E$ ,  $+E$ ,  $0$ ,  $-E$ ,  $2E$ ), et dit aussi (commande en marche d'escalier) figure II.3. Elle se rapproche mieux à la sinusoïde. L'un des problèmes de ce système est le nombre important d'éléments.



**Figure II.3** Onde d'un onduleur à tension de sortie en marche d'escalier.

### II.2.4 Commande à modulation de largeur d'impulsions

L'onde de sortie se compose d'un train d'impulsions de largeur variable. L'intérêt de ce type de commande est de réduire le taux d'harmonique afin d'approcher l'onde de sortie à la sinusoïde par conséquent devient facilement filtrable comme le montre la figure II.4 [9] [28]



**Figure II.4** Commande à modulation de largeur d'impulsions.

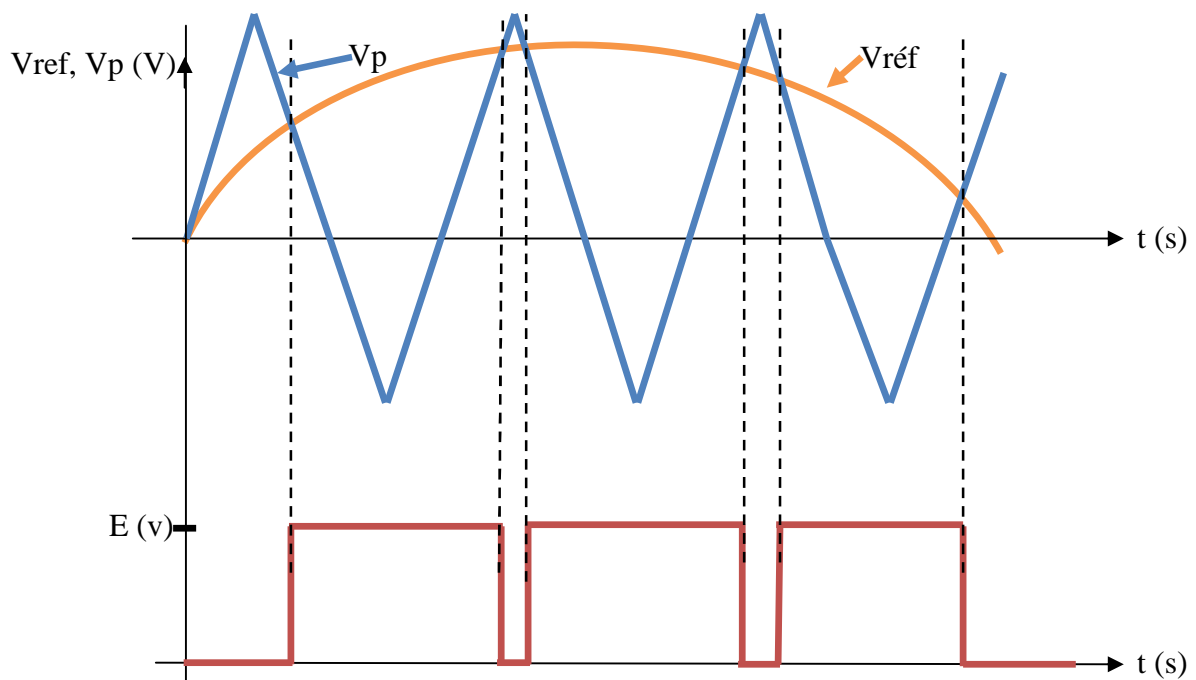
Il existe plusieurs méthodes pour la génération de la MLI, elles ont été proposées et analysées dans la littérature. Parmi ces méthodes nous allons citer :

### II.2.4.1 MLI à échantillonnage naturel

La méthode de modulation de largeur d'impulsion à échantillonnage naturel, est la plus utilisée jusqu'à nos jours pour la commande des onduleurs monophasés et surtout des onduleurs triphasés. Cette technique est basée sur la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, obtenue par l'intersection d'une onde de référence de forme sinusoïdale et d'une onde de modulation de forme généralement triangulaire.

Son implantation en pratique est relativement simple, lorsqu'il s'agit d'utiliser des circuits analogiques.

Dans les applications à commande numérique la génération des largeurs d'impulsions l'onde de référence n'est plus un signal analogique mais un signal numérique échantillonné.



**Figure II.5** MLI à échantillonnage naturel.

#### II.2.4.1.1 Caractéristique de la modulation :

Si la référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :  
L'indice de modulation  $m_f$  est égal au rapport des fréquences de la porteuse ( $f_p$ ) et du signal modulant ( $f_m$ ). Il est défini comme suit :

$$m_f = f_p / f_m \quad \text{II.1}$$

Ce rapport découle entre un compromis, entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur. Ce dernier se détériore au fur et à mesure que la fréquence de commutation augmente.

Le coefficient de réglage en tension  $r$  ou le taux de modulation est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence ( $A_m$ ) à la valeur de l'onde porteuse ( $A_p$ ).

Il est défini comme suit :

$$r = Am/Ap$$

## II.2

Dans la pratique, on s'arrange toujours à avoir un rapport cyclique inférieur à l'unité. De façon à éviter les ratés de commutation qui pourront entraîner des discontinuités de fonctionnement, et en particulier dans les applications à vitesse variables ou l'on fait varier la fréquence et la tension.

Où:

- $A_m$  : Amplitude de la tension de référence
- $A_p$  : Valeur de crête de l'onde de modulation

On distingue généralement deux types de modulation de largeur d'impulsion à échantillonnage naturel : asynchrone et synchrone, dans les deux cas, l'amplitude de la tension de sortie varie avec le coefficient de réglage  $r$ .

*a-Modulation synchrone :*

La modulation est dite synchrone si l'onde de modulation et la référence sinusoïdale sont synchrones de façon que la fréquence de la tension de référence  $f_m$  soit un multiple entier naturel de la fréquence de l'onde de modulation  $f_p$ . La sortie de modulation est donc périodique et ne contient que les harmoniques multiples de la fondamentale.

*b-Modulation asynchrone :*

L'onde de modulation et la référence sont asynchrones. Plus l'indice de modulation  $m_f$  est élevé plus la fréquence des harmoniques non voulues sont éloignée.

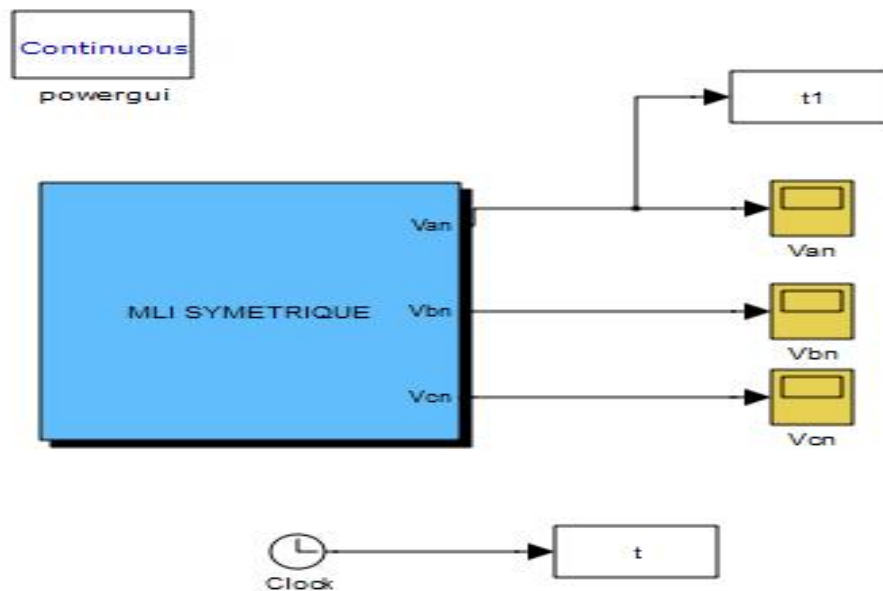
L'inconvénient de cette approche est le non périodicité de la M.L.I. Qui peut engendrer des composantes subharmoniques.

### II.2.4.2 MLI à échantillonnage régulier symétrique

Cette technique a été décrite pour la première fois par BOWES en 1975. Contrairement à la MLI naturelle, dans cette technique, l'échantillonnage des tensions de référence (la sinusoïde) se fait à des instants périodiquement espacés.

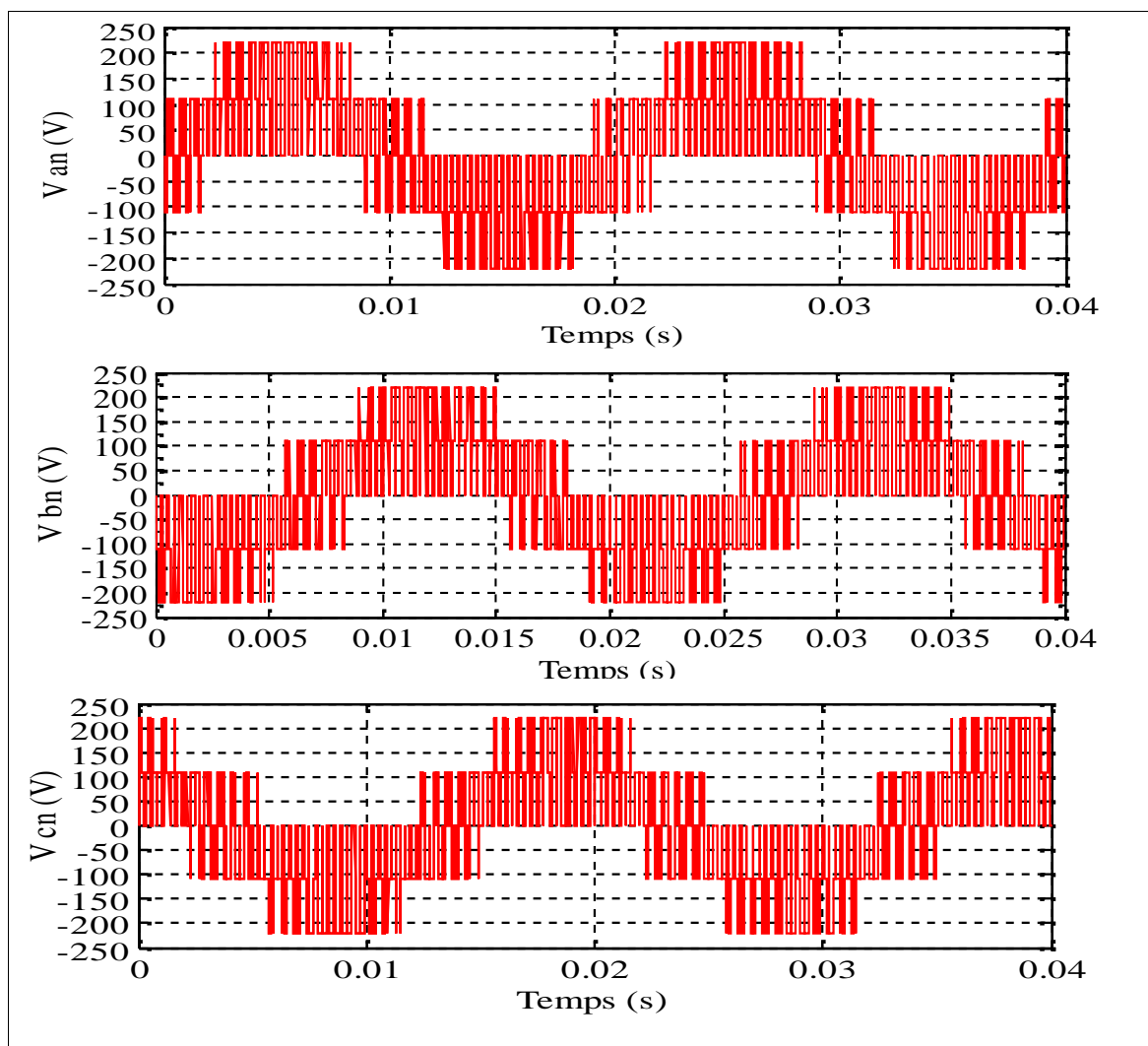
Cette technique de modulation est une version des précédentes ou l'on cherche à rendre le signal symétrique à l'instant  $T_e$ .

L'onde modulante est échantillonnée à chaque sommet positif de la porteuse. Cette valeur est maintenue constante pendant une période de hachage  $T_e$  (période du signal triangulaire) à l'aide d'un bloqueur d'ordre zéro (boz) [9] [29-30]. La figure II.6 représente le schéma de simulation sous MATLAB de ce type de commande.



**Figure II.6** Schéma de simulation d'une commande symétrique.

Après un temps de simulation de 0.04s on peut visualiser les différentes formes d'ondes de tensions entre phase et neutre comme le montre la figure II.7.



**Figure II.7** Forme d'onde des tensions  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$ .

### II.2.4.3 MLI à échantillonnage régulier asymétrique

La distorsion due aux harmoniques peut être réduite en effectuant deux échantillonnages de la référence sinusoïdale par période de l'onde triangulaire. Ainsi, tout en gardant la même fréquence pour les commutations des interrupteurs, on peut doubler la fréquence d'échantillonnage, et améliorer la réponse en diminuant la distorsion. Pour cela, on effectue un échantillonnage toute les demi- période de la MLI (ou bien la période d'échantillonnage, est divisée par deux :  $(T_e = T_h/2)$ ) et on calcule indépendamment l'instant de passage à 1 et l'instant du retour à 0.

### II.2.4.4 MLI calculée

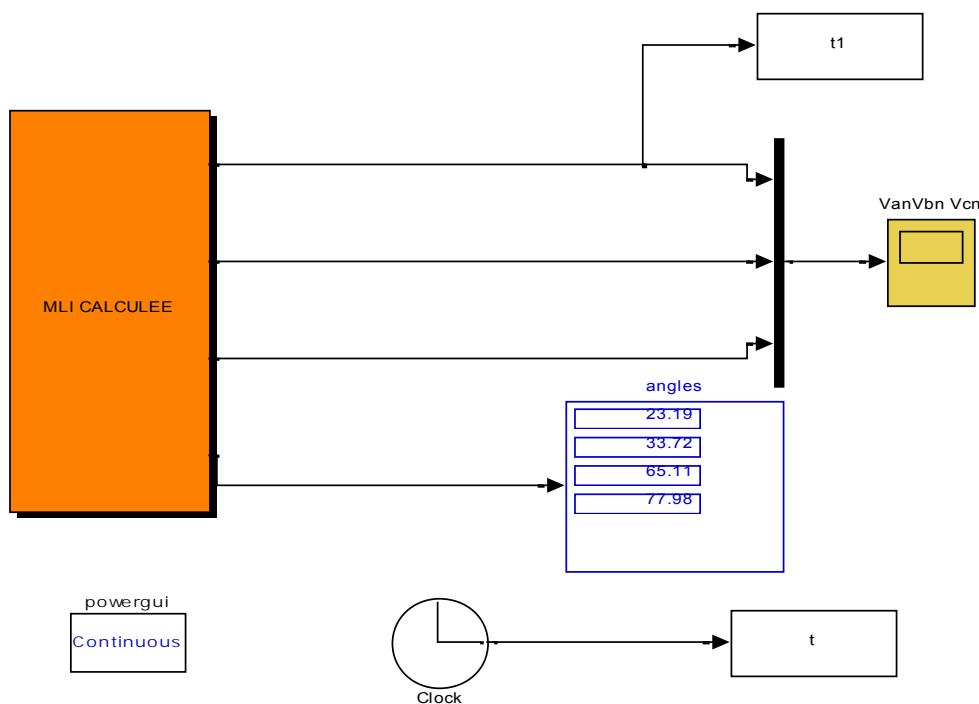
Cette technique de MLI consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de manière à reprendre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde résultante.

Ces séquences sont alors mémorisées et restituées cycliquement pour assurer la commande des interrupteurs.

Les critères usuellement retenus sont :

- élimination d'harmonique de rang spécifiée.
- élimination d'harmonique dans une bande de fréquence spécifiée.

Généralement, on utilise une onde qui présente une symétrie par rapport au quart de période puis, déduire les autres angles par symétrie. La figure II.10 montre l'une des méthodes qui calcule les angles de commutations 1, 2, 3, 4. [29-30]

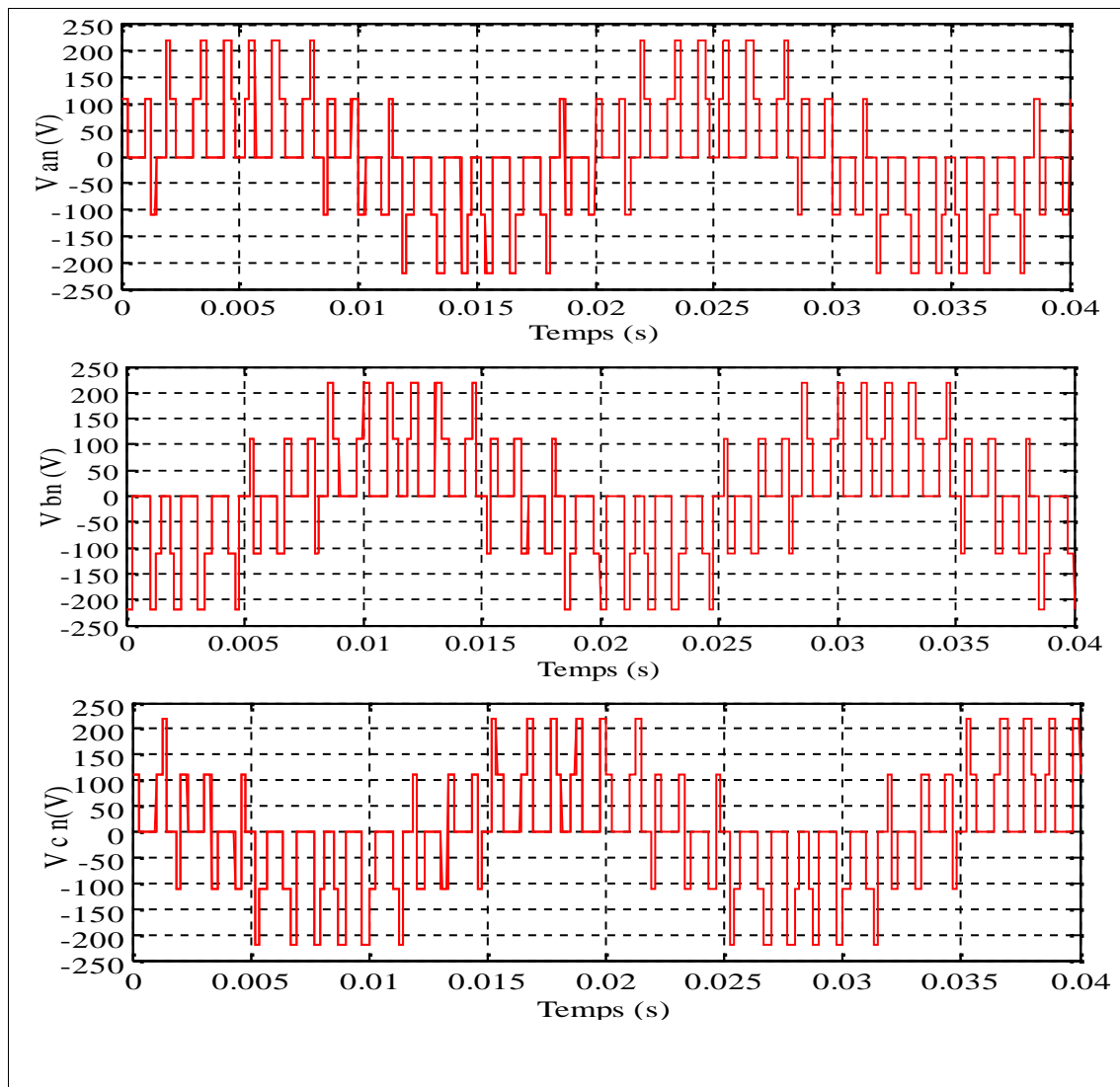


**Figure II.8** Schéma de simulation de MLI calculé.

Après la simulation de l'exemple précédent, on peut voir les mesures des angles suivantes :

$$\begin{array}{ll} 1 = 23.19 & 2 = 33.72 \\ 3 = 65.11 & 4 = 77.98 \end{array}$$

Après un temps de simulation de 0.04s La figure II.11 regroupe les différentes formes d'ondes des tensions  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$ .



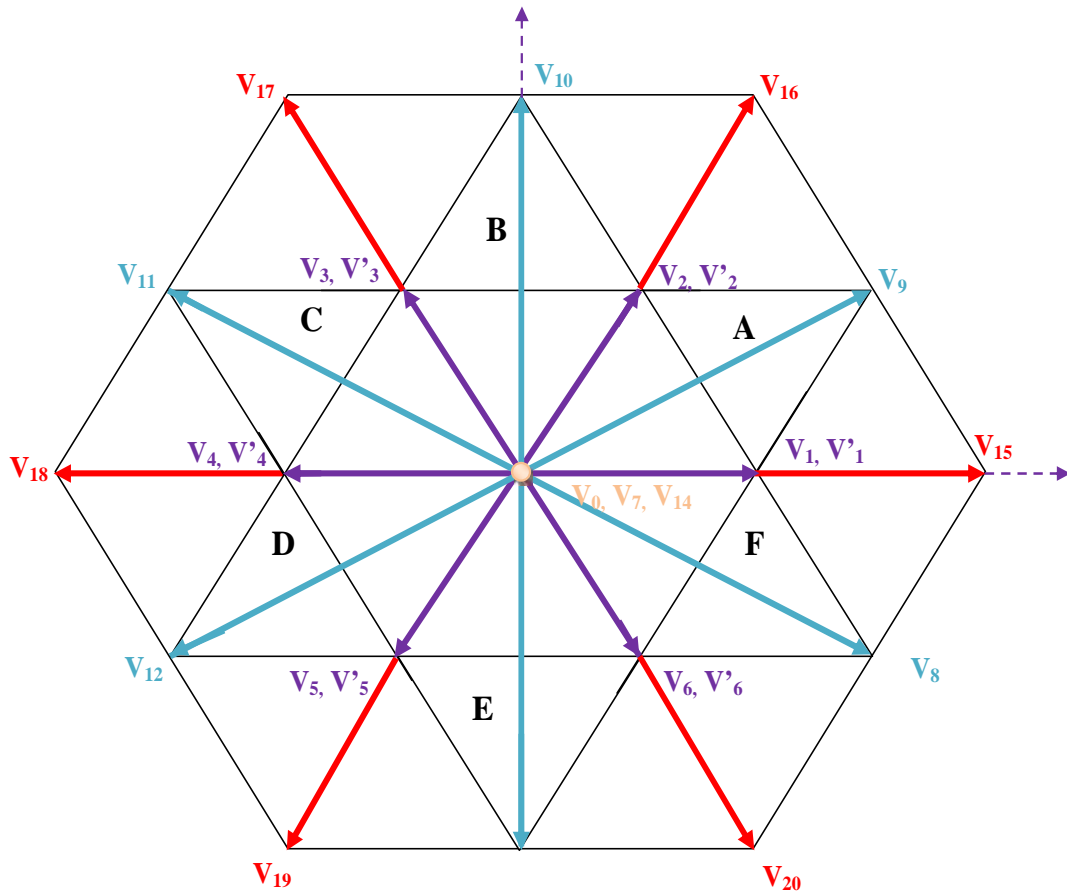
**Figure II.9** Formes d'ondes des tensions  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  de MLI calculé.

#### II.2.4.5 Modulation vectorielle

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

La MLI vectorielle traite les signaux directement sur le plan diphasé de la transformation de *Concordia*. Elle traite donc les signaux triphasés comme un tout. L'onduleur triphasé à trois niveaux de tension ayant trois bras et trois configurations, donc, il possède  $3^3 = 27$  modes de commutations possibles. Il peut donc générer **27 vecteurs** différents de tension de sortie ( $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$ ). [31-32]

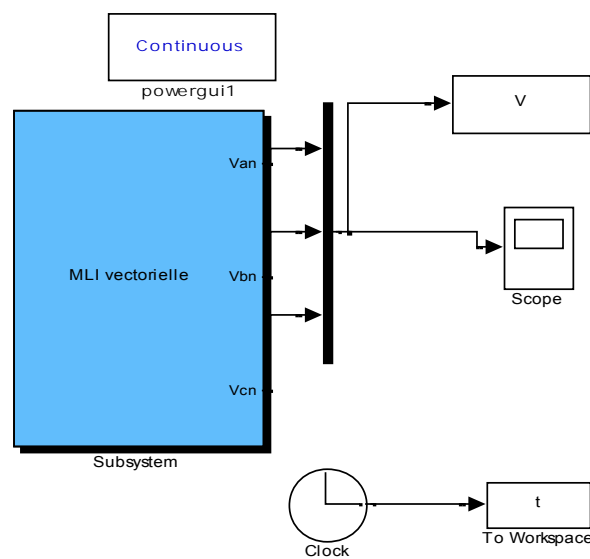
La représentation sur le plan ( , ) de ces **27 vecteurs** est donnée par la figure II.12.



**Figure II.10** Représentation dans le plan ( , ) des vecteurs de tension de L'onduleur à trois niveaux de tension. [2]

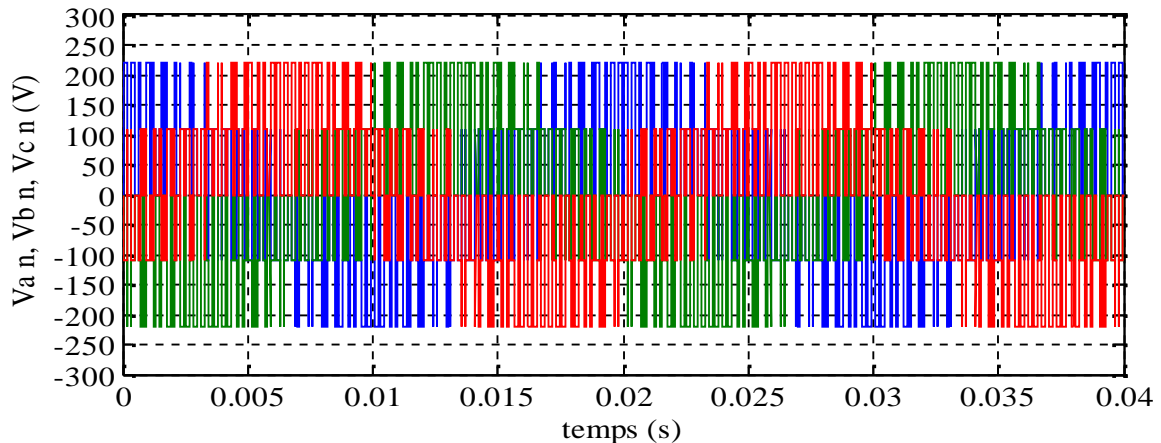
Cette modulation est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales.

La figure II.13 représente le schéma de simulation d'une commande MLI vectorielle.



**Figure II.11** Schéma de simulation de MLI vectorielle.

La figure ci-dessous représente les formes d'ondes des tensions  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ .



**Figure II.12** Formes des tensions  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  d'une commande MLI vectorielle.

### II.3 Paramètres de performances de l'onduleur :

Pour déterminer la qualité du signal et de ses performances, on définit les paramètres de l'onduleur suivants qui sont très favorables :

#### II.3.1 Facteur de distorsion harmonique (THD) :

Ce facteur nous donne une idée qualitative sur la similitude de forme d'onde réelle avec sa composante fondamentale ; il est donné comme suit :

$$THD = \frac{\sqrt{V_{eff}^2 - V_{eff1}^2}}{V_{eff1}^2} \quad \text{II.3}$$

$V_{eff}$ : La valeur efficace de la tension de sortie ( $V_s$ ).

$V_{eff1}$ : La valeur efficace de la première harmonique (fondamentale) de la tension de sortie.

#### II.3.2 Facteur du courant harmonique (HCF) :

Ce facteur est principalement consacré aux commandes de la charge fortement inductive et filtrera dehors les harmoniques de tension.

$$HCF = \frac{100}{C(1)} \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[ \frac{C(n)}{n} \right]^2} \quad \text{II.4}$$

$C(n)$ : Le coefficient de  $n^{\text{ième}}$  harmonique.

#### II.3.3 Facteur de distorsion (DF) :

Il est défini par l'équation suivante

$$DF^2 = \frac{100}{V_{eff}} \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[ \frac{V(n)}{n^2} \right]^2} \quad \text{II.5}$$

**II.4 Conclusion :**

Dans ce deuxième chapitre, nous avons décrit en bref les différentes stratégies de commande nécessaire pour commander un tel onduleur. Nous avons présenté en premier lieu la commande à onde rectangulaire, puis la commande à onde rectangulaire ainsi que la commande MLI vectorielle qui génère les signaux d'impulsion simultanément avec la rotation de vecteurs de références, par contre la MLI sinusoïdale demande de déterminer les instants de commutations des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur séparément, est aussi la commande calculée et finalement la commande MLI qui est l'une des commandes les plus utilisées dans la commande des onduleurs classiques onduleur deux niveaux et aussi le triphasé, comme elle est aussi applicable pour la commande des onduleurs multi niveaux. La modélisation de l'onduleur multi niveaux de type NPC sera l'objectif de notre troisième chapitre dont la commande MLI est utilisée.



## *Chapitre III*

Modélisation d'un  
convertisseur multi niveaux  
de type NPC

### **III.1 Introduction :**

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions. [6]

Dans ce troisième chapitre un onduleur triphasé de type NPC à trois, cinq niveaux sera étudié. En première partie différentes configurations possibles des deux onduleurs de type NPC ainsi que les séquences de commutation seront présentées. La commande MLI sera utilisée pour la commande des interrupteurs dont quatre porteuses sont nécessaire pour avoir les différentes séquences. A la deuxième étape deux exemples de configurations de l'onduleur trois et cinq niveaux sera simulée, dont les tensions simples et composés ainsi que le taux de distorsion (THD) de chaque onduleurs seront illustrés à la fin de ce chapitre. Les onduleurs NPC sont intéressants pour les applications triphasées nécessitant peu de niveaux. L'énergie stockée à l'étage intermédiaire peut être réduite.

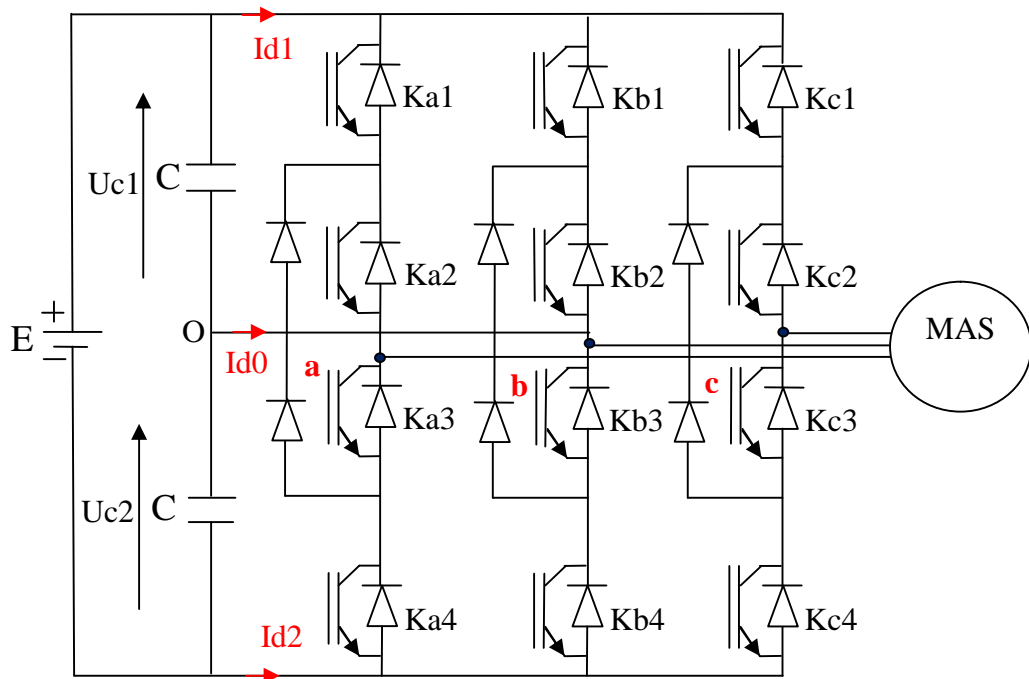
### **III.2 Onduleur à trois niveaux de type NPC**

#### **III.2.1 Structure**

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

La figure III.1 représente la structure topologique d'un onduleur triphasé à trois niveaux.

Elle est composée de trois bras monophasés. A partir de la source principale de tension continu, et à l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage  $C_1$  et  $C_2$  de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi-tension ( $E/2$ ). Cette structure crée alors un point neutre (o) entre les deux condensateurs. Ces derniers sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ( $C_1=C_2$  c'est-à-dire  $U_{C1}=U_{C2}$ ).



**Figure III.1** Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC.

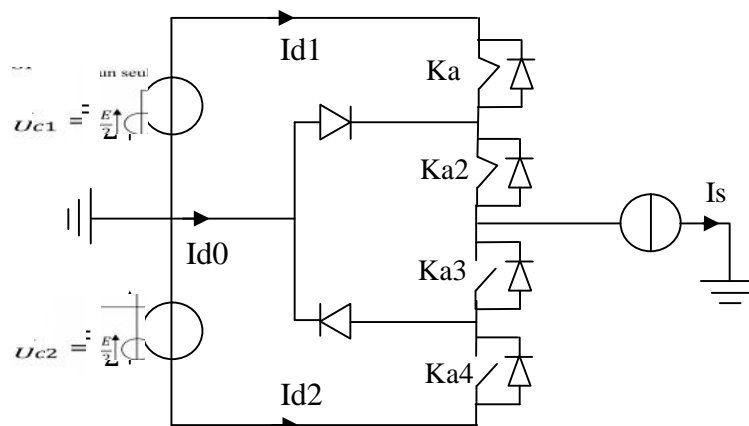
Chaque demi-bras de l'onduleur se compose de deux interrupteurs  $K_{ij}$  en série avec leur point commun relié par une diode de bouclage au point neutre des sources (o). Une diode en antiparallèle est montée sur chaque interrupteur pour assurer la réversibilité des courants dans la charge.

L'onduleur multi-niveaux de type NPC permet d'avoir une tension plus proche de la sinusoïde que celle issue de l'onduleur classique à deux niveaux. Il permet également, par la mise en série des interrupteurs, une meilleure maîtrise des contraintes en tension sur les composants. [33]

### III.2.2 Modélisation d'un bras d'onduleur trios niveaux

#### III.2.2.1 Principe de fonctionnement

L'onduleur triphasé à trois niveaux est montré sur la figure III.1, qui représente le schéma de principe de l'une des topologies des onduleurs triphasés à structure NPC. Grâce à la symétrie de ces derniers, on considère un seul bras dont la structure est représentée par la figure III.2.

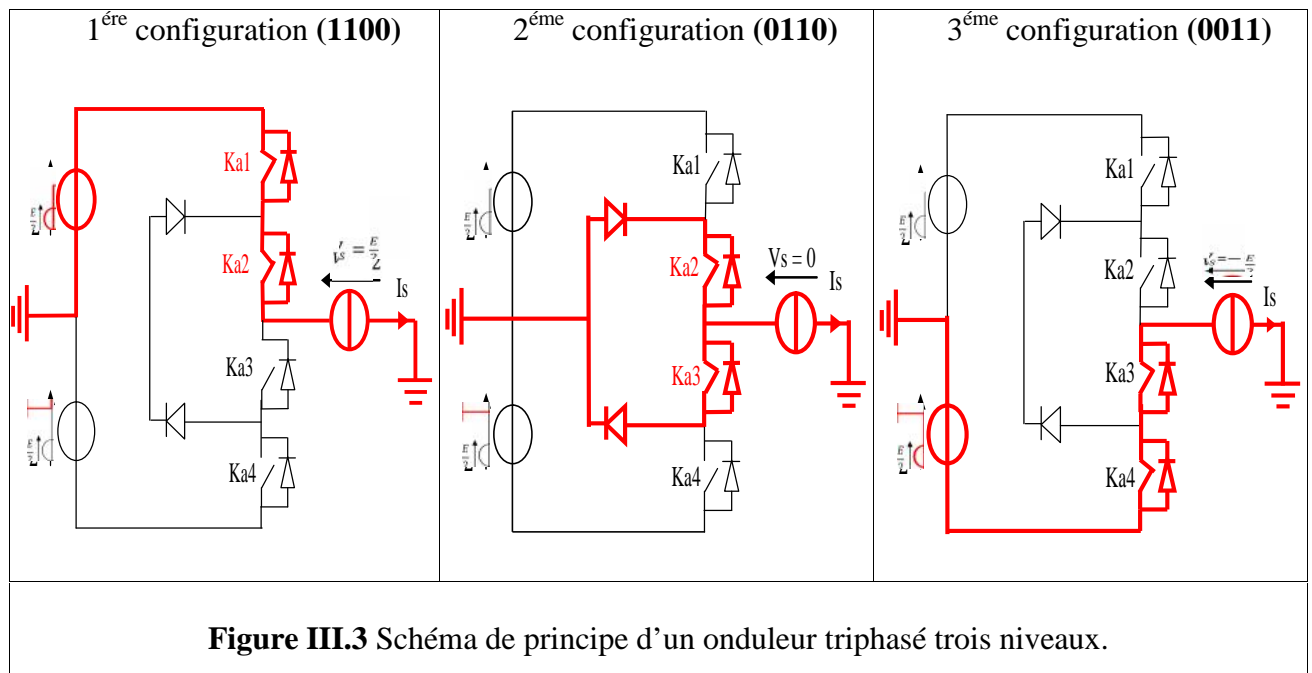


**Figure III.2** Bras d'un onduleur NPC à trois niveaux.

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

Les 3 configurations mises en œuvre sont représentées dans la figure suivante :

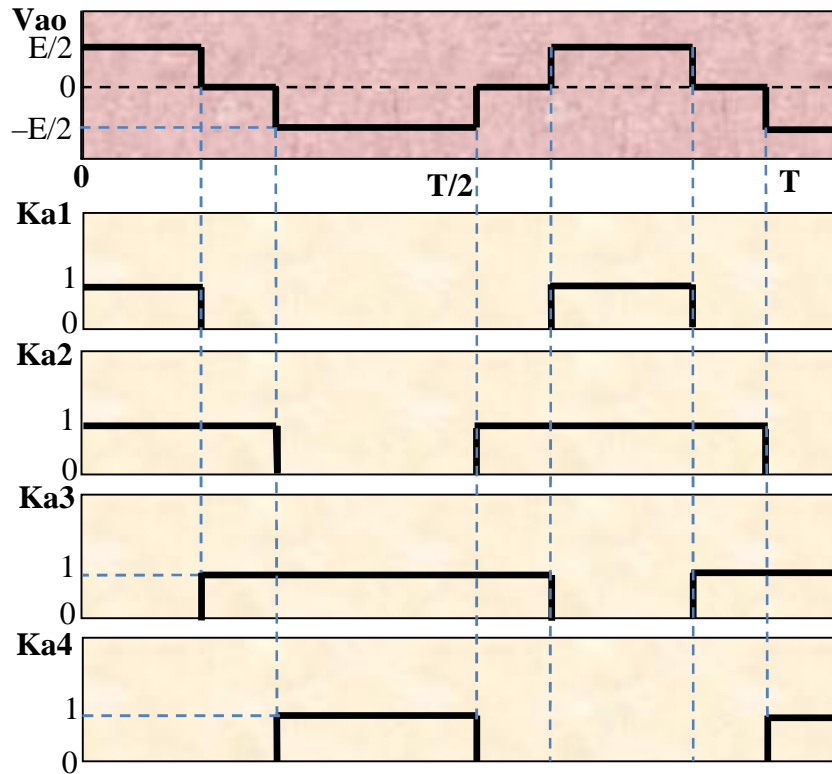


Le Tableau III.1 représente la tension de sortie  $V_{ao}$  d'un onduleur NPC à 3 niveaux en fonction de l'état des interrupteurs. Outre les variations du potentiel du point milieu, la tension aux bornes des interrupteurs.

**Tableau III.1** : Table de commutation de l'onduleur NPC 3 niveaux.

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

La figure III.4 représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie  $V_{ao}$ .



**Figure III.4** Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois Niveaux de type NPC.

La structure de l'onduleur à trois niveaux limite à  $E/2$  la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu'il est bloqué, alors que dans la structure classique de l'onduleur, cette tension vaut la tension continue complète  $E$ . C'est cette caractéristique de l'onduleur à trois niveaux qui permet de monter en puissance, dans le cas des applications de forte puissance. Donc, la tendance vers l'augmentation du nombre de niveaux est dictée par le besoin de tensions plus élevées pour les applications de forte puissance. Ainsi que, plus le nombre de niveaux augmente, la tension de sortie en forme d'escalier possède plusieurs paliers. Ceci permet de mieux approcher la sinusoïde. [34-35]

### III.2.3 Modèle de connaissance

On définit le modèle de connaissance des onduleurs à trois niveaux en utilisant la notion de fonction de connexion  $F_{ij}$  des interrupteurs  $K_{ij}$  et demi bras.

Cette fonction est définie comme suit :

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } k_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } k_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Avec :

$i = a, b, c$  : indicateur du bras.

$j = 1, 2, 3, 4$  : numéro de l'interrupteur du bras  $i$ .

### III.2.4 Relation entre les fonctions de connexion

Ainsi les fonctions de connexions des interrupteurs du bras  $i$  sont liées par les relations suivantes:

$$\begin{cases} F_{i1} = 1 - F_{i3} \\ F_{i2} = 1 - F_{i4} \end{cases} \quad \text{III.1}$$

### III.2.5 Relation entre les fonctions des demi-bras

On définit la fonction de connexion du demi-bras qu'on notera  $F_i^R$  avec  $R = h$  pour le demi-bras du haut et  $R = b$  pour le demi-bras du bas.

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

$$\begin{aligned} F_i^h &= F_{i1} \cdot F_{i2} \\ F_i^b &= F_{i3} \cdot F_{i4} \end{aligned} \quad \text{III.2}$$

Avec :  $F_i^h$  et  $F_i^b$  respectivement pour le demi-bras du haut et, celui du bas.

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

#### ✚ Les potentiels

Les tensions simples entre les bornes du moteur et le point milieu sont données comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_a - V_o \\ V_{bo} = V_b - V_o \\ V_{co} = V_c - V_o \end{cases} \quad \text{III.3}$$

Les tensions simples entre les bornes du moteur et le point milieu sont données comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad \text{III.4}$$

Les tensions simples en fonction des tensions composées dans le système :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{U_{ab} - U_{ca}}{3} \\ V_{bn} = \frac{U_{bc} - U_{ab}}{3} \\ V_{cn} = \frac{U_{ca} - U_{bc}}{3} \end{cases} \quad \text{III.5}$$

La tension à la borne du neutre du moteur et le point milieux s'exprime par :

$$V_{no} = \frac{V_{ao} + V_{bo} + V_{co}}{3} \quad \text{III.6}$$

#### ✚ Tensions de sortie

Les tensions de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu «  $o$  » en fonction de l'état des interrupteurs s'exprime comme suit : (supposons  $U_{c1} = U_{c2} = E/2$ )

$$\begin{cases} V_{ao} = F_{a1} \cdot F_{a2} \cdot U_{c1} - F_{a3} \cdot F_{a4} \cdot U_{c2} = (F_{a1} \cdot F_{a2} - F_{a3} \cdot F_{a4}) \cdot E/2 \\ V_{bo} = F_{b1} \cdot F_{b2} \cdot U_{c1} - F_{b3} \cdot F_{b4} \cdot U_{c2} = (F_{b1} \cdot F_{b2} - F_{b3} \cdot F_{b4}) \cdot E/2 \\ V_{co} = F_{c1} \cdot F_{c2} \cdot U_{c1} - F_{c3} \cdot F_{c4} \cdot U_{c2} = (F_{c1} \cdot F_{c2} - F_{c3} \cdot F_{c4}) \cdot E/2 \end{cases} \quad \text{III.7}$$

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

$$\begin{cases} F_a^h = F_{a1} \cdot F_{a2}, F_b^h = F_{b1} \cdot F_{b2}, F_c^h = F_{c1} \cdot F_{c2} \\ F_a^b = F_{a3} \cdot F_{a4}, F_b^b = F_{b3} \cdot F_{b4}, F_c^b = F_{c3} \cdot F_{c4} \end{cases} \quad \text{III.8}$$

En introduisant ces fonctions de connexions des demi bras dans le système (III.6), on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{ao} = F_a^h \cdot U_{c1} - F_a^b \cdot U_{c2} = (F_a^h - F_a^b) \cdot E/2 \\ V_{bo} = F_b^h \cdot U_{c1} - F_b^b \cdot U_{c2} = (F_b^h - F_b^b) \cdot E/2 \\ V_{co} = F_c^h \cdot U_{c1} - F_c^b \cdot U_{c2} = (F_c^h - F_c^b) \cdot E/2 \end{cases} \quad \text{III.9}$$

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

$$\begin{cases} V_{ab} = (F_{a1} \cdot F_{a2} - F_{b1} \cdot F_{b2})U_{c1} - (F_{a3} \cdot F_{a4} - F_{b3} \cdot F_{b4})U_{c2} \\ V_{bc} = (F_{b1} \cdot F_{b2} - F_{c1} \cdot F_{c2})U_{c1} - (F_{b3} \cdot F_{b4} - F_{c3} \cdot F_{c4})U_{c2} \\ V_{ca} = (F_{c1} \cdot F_{c2} - F_{a1} \cdot F_{a2})U_{c1} - (F_{c3} \cdot F_{c4} - F_{a3} \cdot F_{a4})U_{c2} \end{cases} \quad \text{III.10}$$

Avec  $U_{c1} = U_{c2} = E/2$ , le système (III.10) devient :

$$\begin{cases} V_{ab} = [(F_{a1} \cdot F_{a2} - F_{b1} \cdot F_{b2}) - (F_{a3} \cdot F_{a4} - F_{b3} \cdot F_{b4})]E/2 \\ V_{bc} = [(F_{b1} \cdot F_{b2} - F_{c1} \cdot F_{c2}) - (F_{b3} \cdot F_{b4} - F_{c3} \cdot F_{c4})]E/2 \\ V_{ca} = [(F_{c1} \cdot F_{c2} - F_{a1} \cdot F_{a2}) - (F_{c3} \cdot F_{c4} - F_{a3} \cdot F_{a4})]E/2 \end{cases} \quad \text{III.11}$$

Rappelons que les sommes respectives des tensions simples et composées du récepteur sont nulles ( $V_a + V_b + V_c = 0$ ). En fonction de ces potentiels, les relations des tensions du récepteur s'écrivent en forme matricielle : [2] [36-38]

#### 🚦 Tensions simples

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad \text{III.12}$$

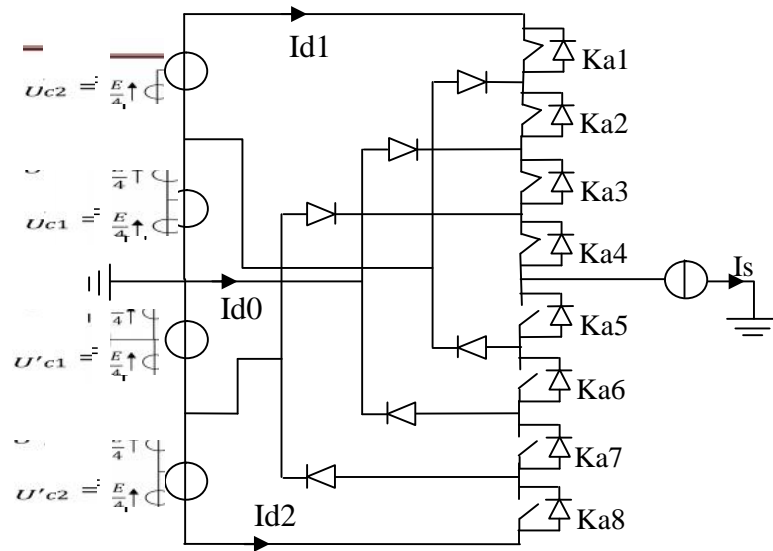
#### 🚦 Tensions Composés

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad \text{III.13}$$

### III.3 Onduleur à cinq niveaux de types NPC

#### III.3.1 Structure

La figure III.5 représente la structure d'un bras d'onduleur de tension à cinq niveaux de type NPC. Elle est constituée de quatre sources secondaires de tension continue de valeur  $E/4$ , de huit interrupteurs à IGBT et de six diodes de bouclage.



**Figure III.5** Bras d'un onduleur NPC à cinq niveaux.

### III.3.2 Modélisation d'un bras d'onduleur a cinq niveaux

#### III.3.2.1 Principe de fonctionnement

Pour définir les séquences de fonctionnements de l'onduleur à cinq niveaux, définissant d'abord les différents états que peut prendre la tension simple (la tension entre le bras de l'onduleur et le point milieu fictif). Les états possibles d'un seul bras d'interrupteur est de  $2^5=32$  états que l'on peut représenter par deux états de 0 et 1.

Pour ce type d'onduleur, Les 5 configurations mises en œuvre sont représentées dans la figure suivante :

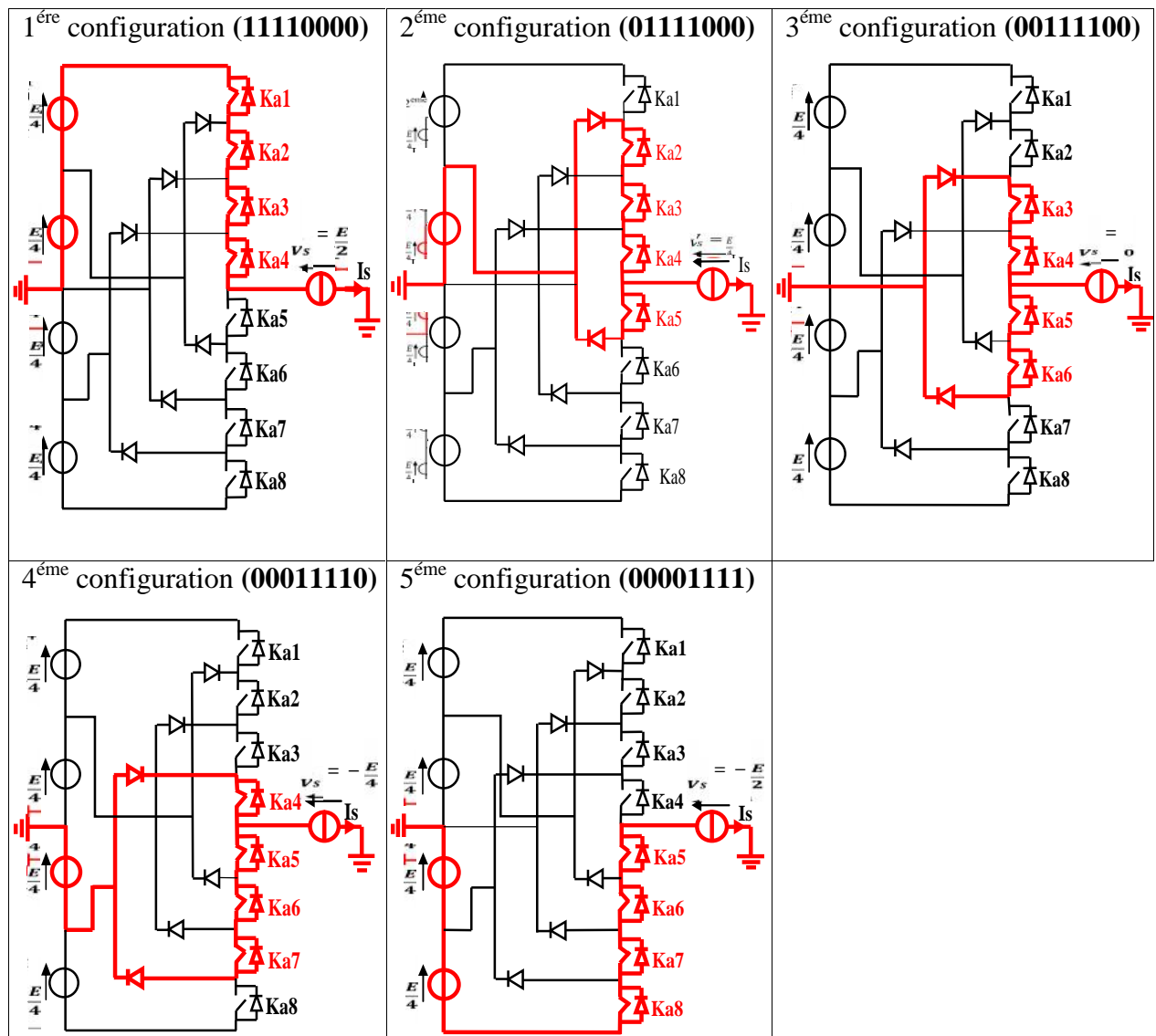


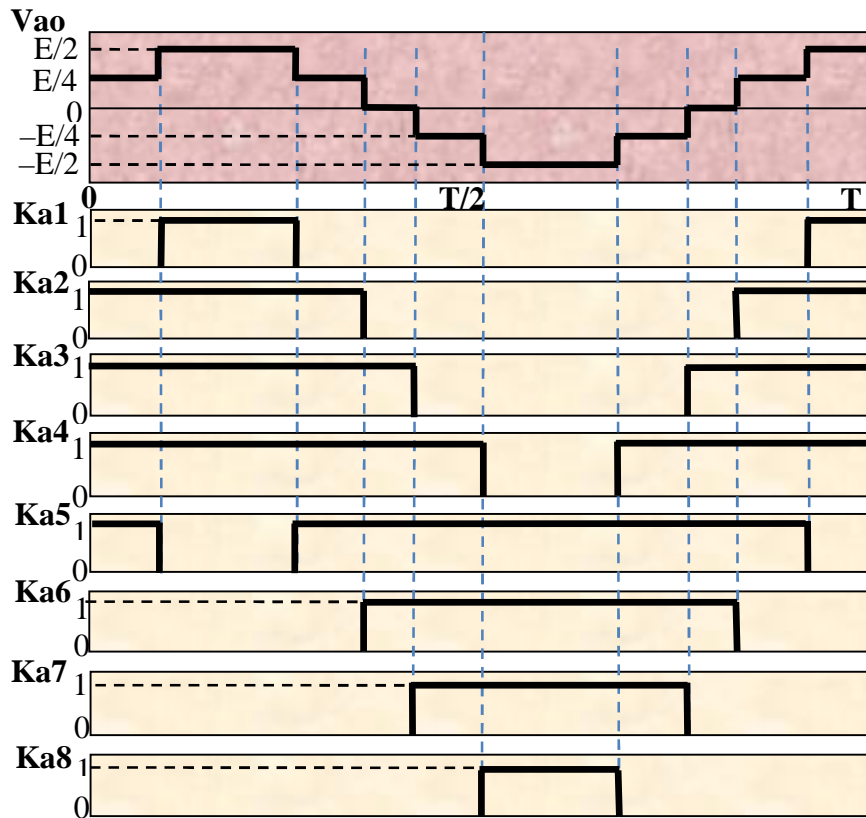
Figure III.6 Schéma de principe d'un onduleur à cinq niveaux.

Toutes les configurations précédentes de l'onduleur cinq niveaux de type NPC sont illustrées dans le tableau ci-dessous.

Tableau III.2 : Table de commutation de l'onduleur NPC 5 niveaux.

Etat des interrupteurs								Tension de sorti $V_{ao}$
Ka1	Ka2	Ka3	Ka4	Ka5	Ka6	Ka7	Ka8	
1	1	1	1	0	0	0	0	$E/2$
0	1	1	1	1	0	0	0	$E/4$
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	$-E/4$
0	0	0	0	1	1	1	1	$-E/2$

La figure III.7 représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie Vao. [2] [34-37]



**Figure III.7 :** Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à cinq niveaux de type NPC.

**III.3.3 Modèle de connaissance**

Pour un bras  $k_{ij}$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC, on définit une fonction de connexion du demi-bras, qu'on notera  $F_i^R$ , avec  $R=b$  pour le demi-bras du bas et  $R=h$  pour le demi-bras du haut.

La fonction  $F_i^R$  vaut (1) dans le cas où tous les interrupteurs sont fermés et (0) dans tous les autres cas. La fonction de connexion ( $F_{ij}$ ) de chaque interrupteur décrit son état fermé ou ouvert. Cette fonction est définie comme suit :

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } k_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } k_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

**III.3.4 Relation entre les fonctions des demi-bras**

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

$$\begin{cases} F_i^h = F_{i1} \cdot F_{i2} \cdot F_{i3} \\ F_i^b = F_{i5} \cdot F_{i6} \cdot F_{i7} \end{cases} \tag{III.13}$$

Avec :

$i = a, b, c$  : indicateur du bras.

**Tensions de sortie**

Les tensions de sorties par rapport au point milieu « o » sont données par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{a4} + F_a^b \\ F_{b4} + F_b^b \\ F_{c4} + F_c^b \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_a^b \\ F_b^b \\ F_c^b \end{bmatrix} U_{c2} - \begin{bmatrix} F_{a8} + F_a^h \\ F_{b8} + F_b^h \\ F_{c8} + F_c^h \end{bmatrix} U'_{c1} - \begin{bmatrix} F_a^h \\ F_b^h \\ F_c^h \end{bmatrix} U'_{c2} \quad \text{III.14}$$

**Tensions simples**

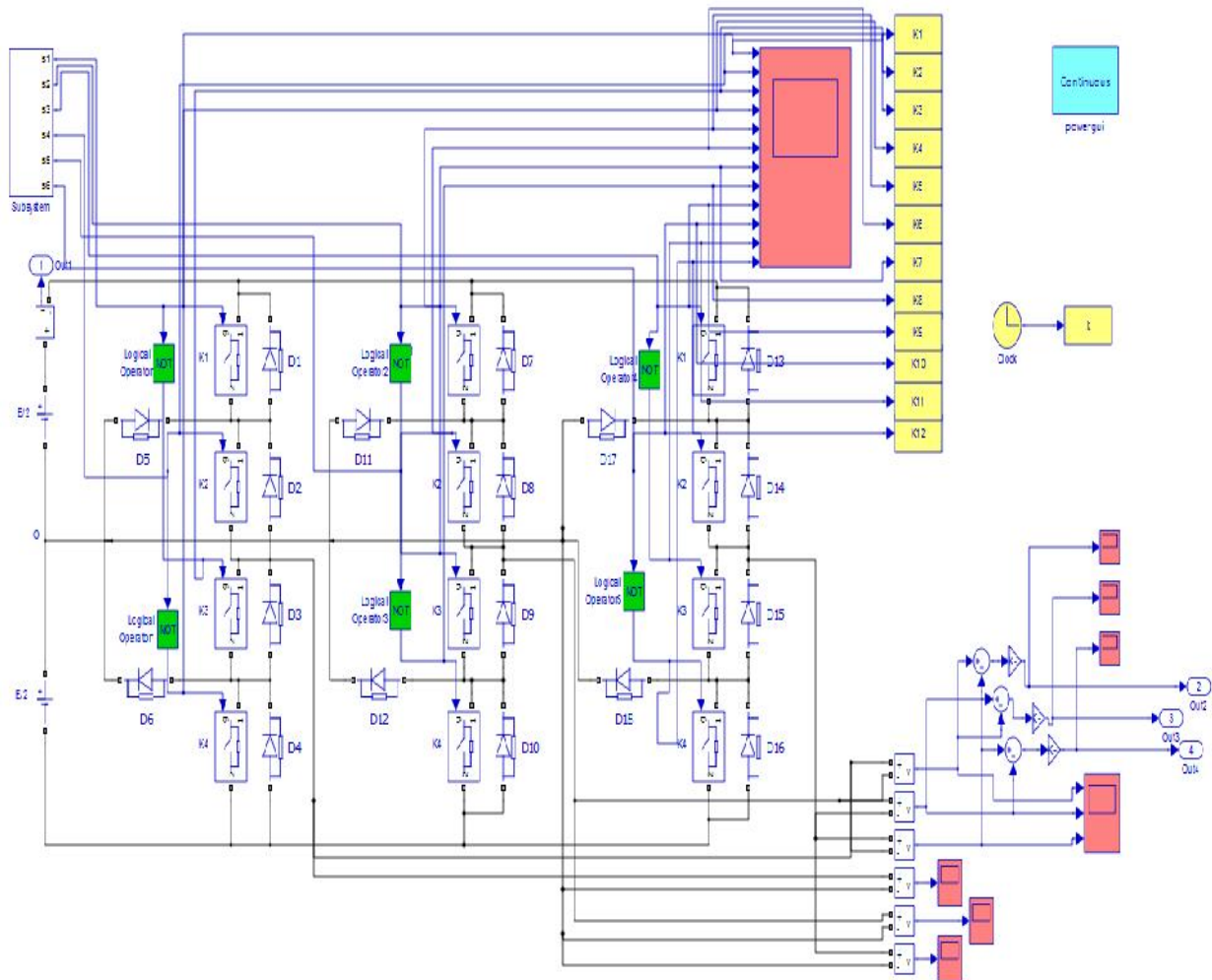
Pour les tensions simples, [37] on a :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{a4} + F_a^b \\ F_{b4} + F_b^b \\ F_{c4} + F_c^b \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_a^b \\ F_b^b \\ F_c^b \end{bmatrix} U_{c2} - \begin{bmatrix} F_{a8} + F_a^h \\ F_{b8} + F_b^h \\ F_{c8} + F_c^h \end{bmatrix} U'_{c1} - \begin{bmatrix} F_a^h \\ F_b^h \\ F_c^h \end{bmatrix} U'_{c2} \right\} \quad \text{III.15}$$

**III.4 Simulation d'un onduleur triphasé multi niveaux de type NPC**

**III.4.1 Onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC**

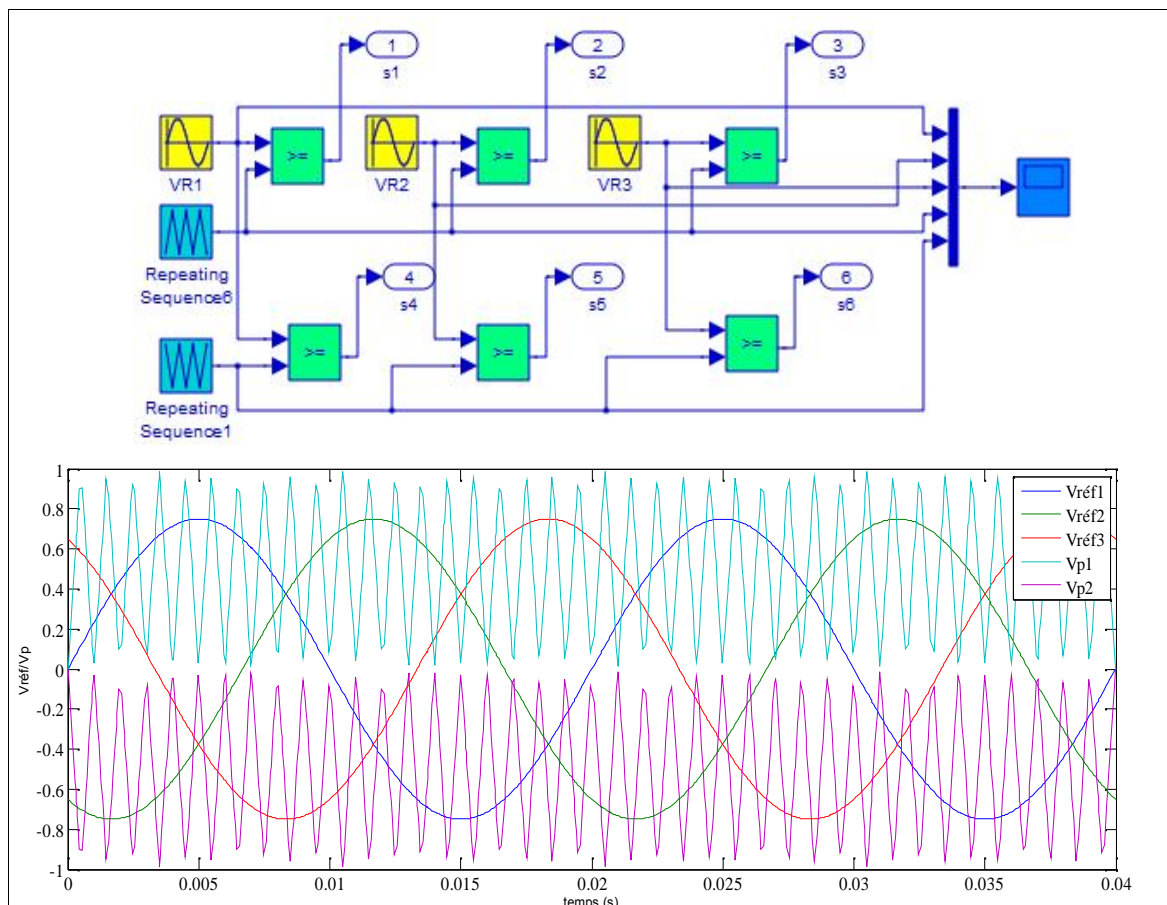
On prend comme un 1<sup>er</sup> exemple d'onduleur multi niveaux de type NPC trois niveaux pour la simulation, la figure III.8 représente le schéma de simulation de cet onduleur :



**Figure III.8** schéma de simulation d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC.

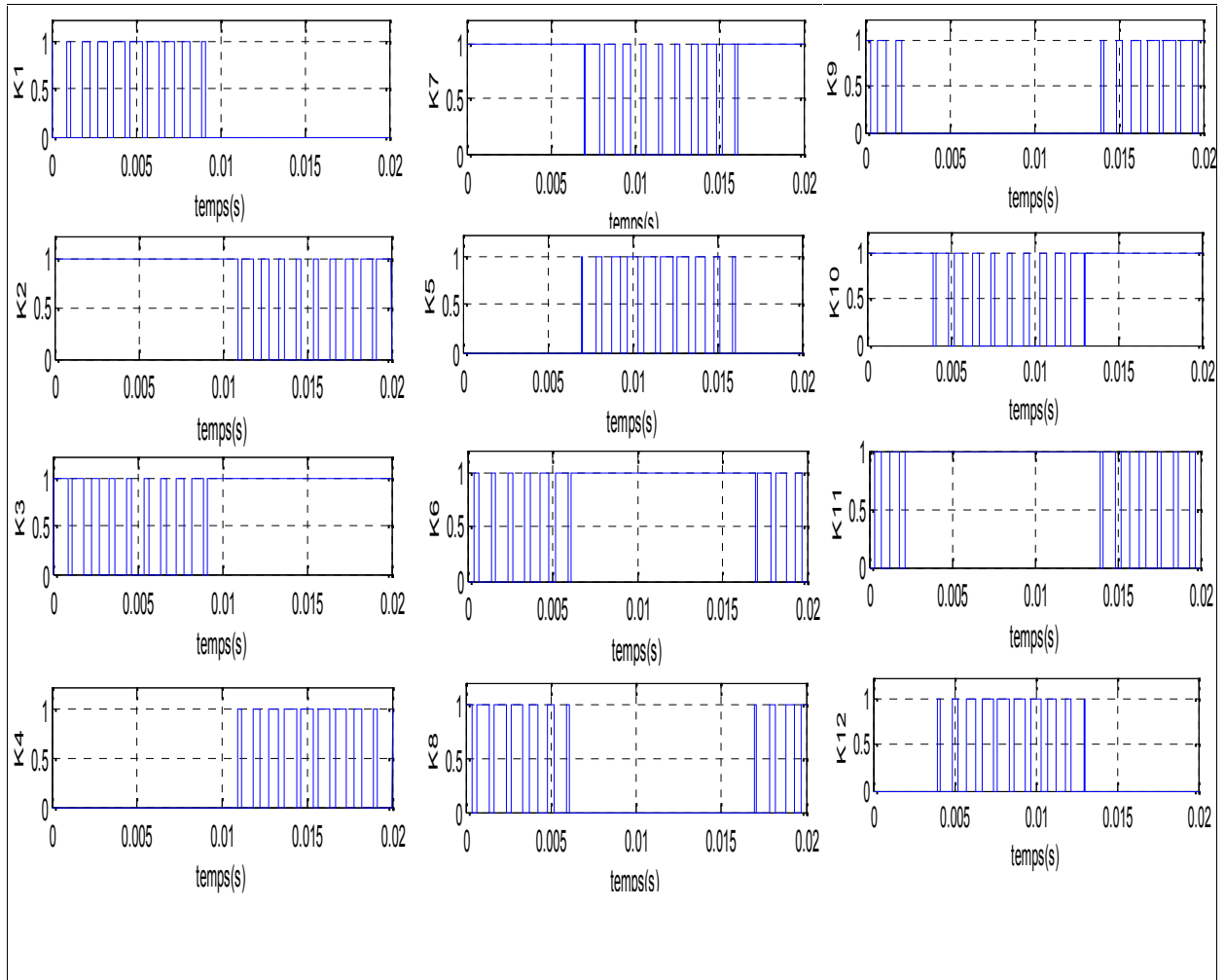
### 🚦 Commande MLI :

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps. L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est alors déterminée par un signal modulant que l'on choisit en général sinusoïdal. Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant. Selon la stratégie adoptée, ce dernier peut être échantillonné en synchronisme avec la porteuse triangulaire, ou comparé directement à celle-ci. Chaque interrupteur commute à une fréquence imposée par celle de la porteuse [40]. Dans notre cas nous avons besoins de deux porteuses triangulaire qui sont comparés à des tensions sinusoïdales qui seront implantées dans le logiciel Matlab.



**Figure III.9** Commande MLI avec deux porteuses.

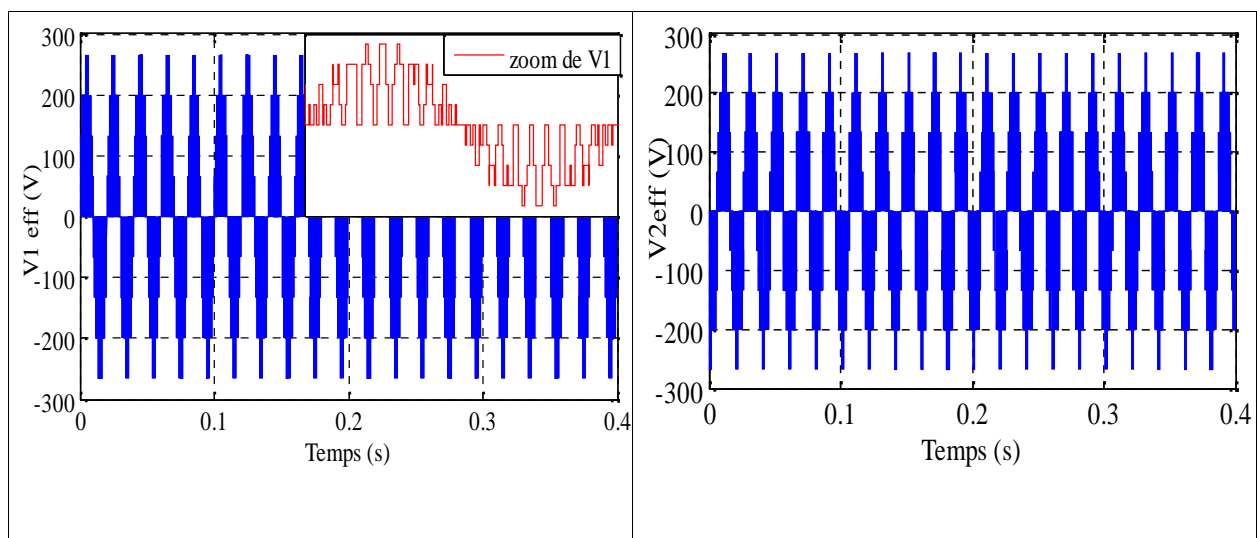
La figure ci-dessous représente les séquences de commutation de tous les interrupteurs de l'onduleur NPC à trois niveaux:

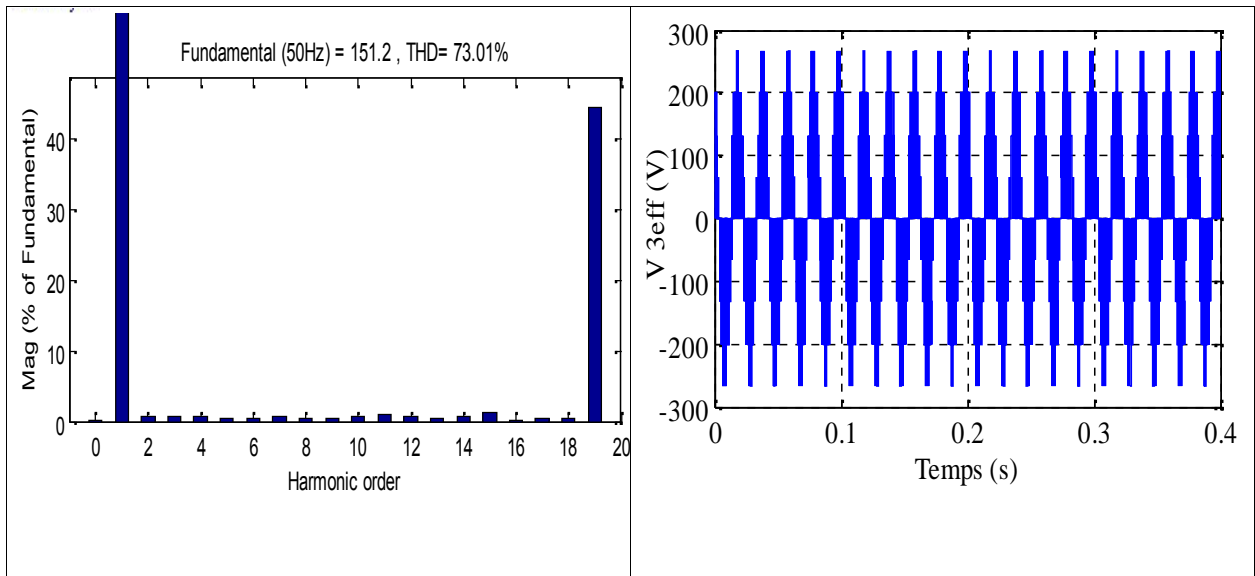


**Figure III.10** D'éférentes séquences de commutation des interrupteurs d'un onduleur trois niveaux.

**Tension simples**

D'après cette figure on a simulé un onduleur trois niveaux, les tensions simples sont représentées par la figure III.11.

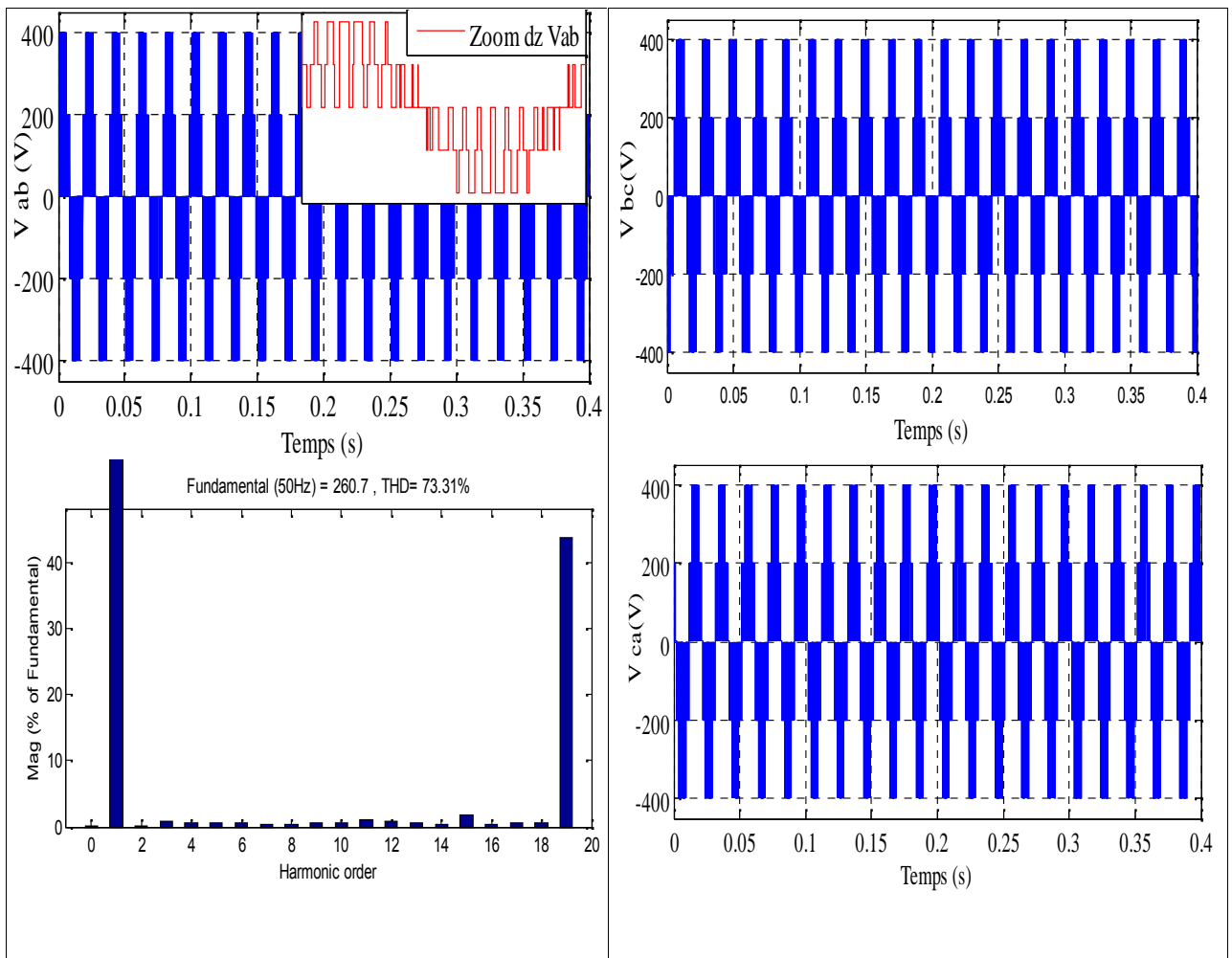




**Figure III.11 :** Tensions simples d'un onduleur triphasé trois niveaux et spectre d'harmonique de  $V_1$ .

**Tensions composées**

De même on a gardé le même temps de simulation et on a ploté les tensions composés à la sortie de l'onduleur, il est claire que les trois tensions composés prend une amplitude importante.



**Figure III.12 :** Tensions composées d'un onduleur triphasé trois niveaux et spectre d'harmonique de  $V_{ab}$ .

### Les tensions après le filtrage

Pour avoir des tensions purement sinusoïdale un filtre de type LC est utilisé, dont les paramètres de celui-ci sont choisis par tâtonnement. Les signaux des trois tensions sont illustrés par la figure III.13, on remarque que ces tensions ont une forme presque sinusoïdale avec un taux de distorsion très important 15,54%.

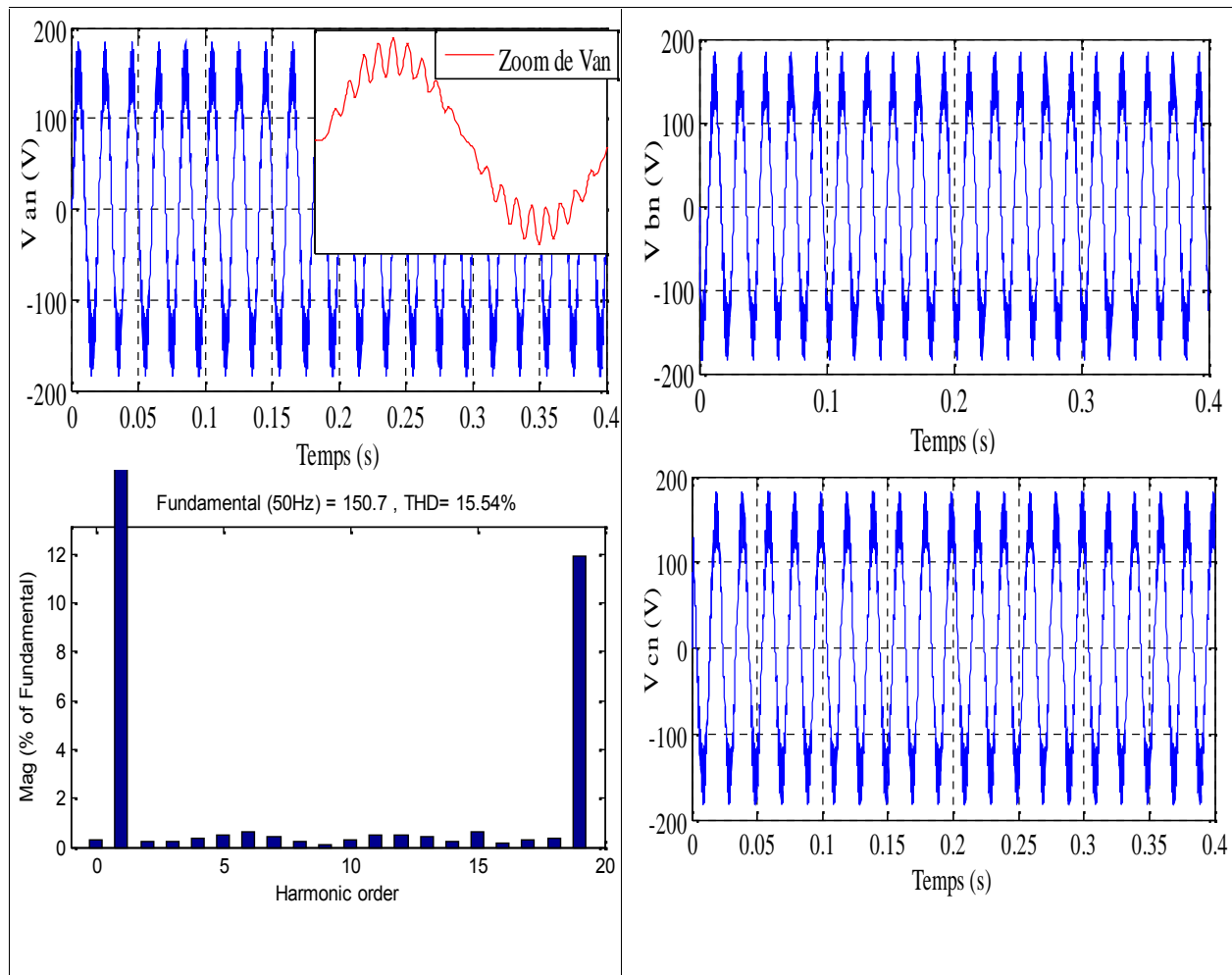
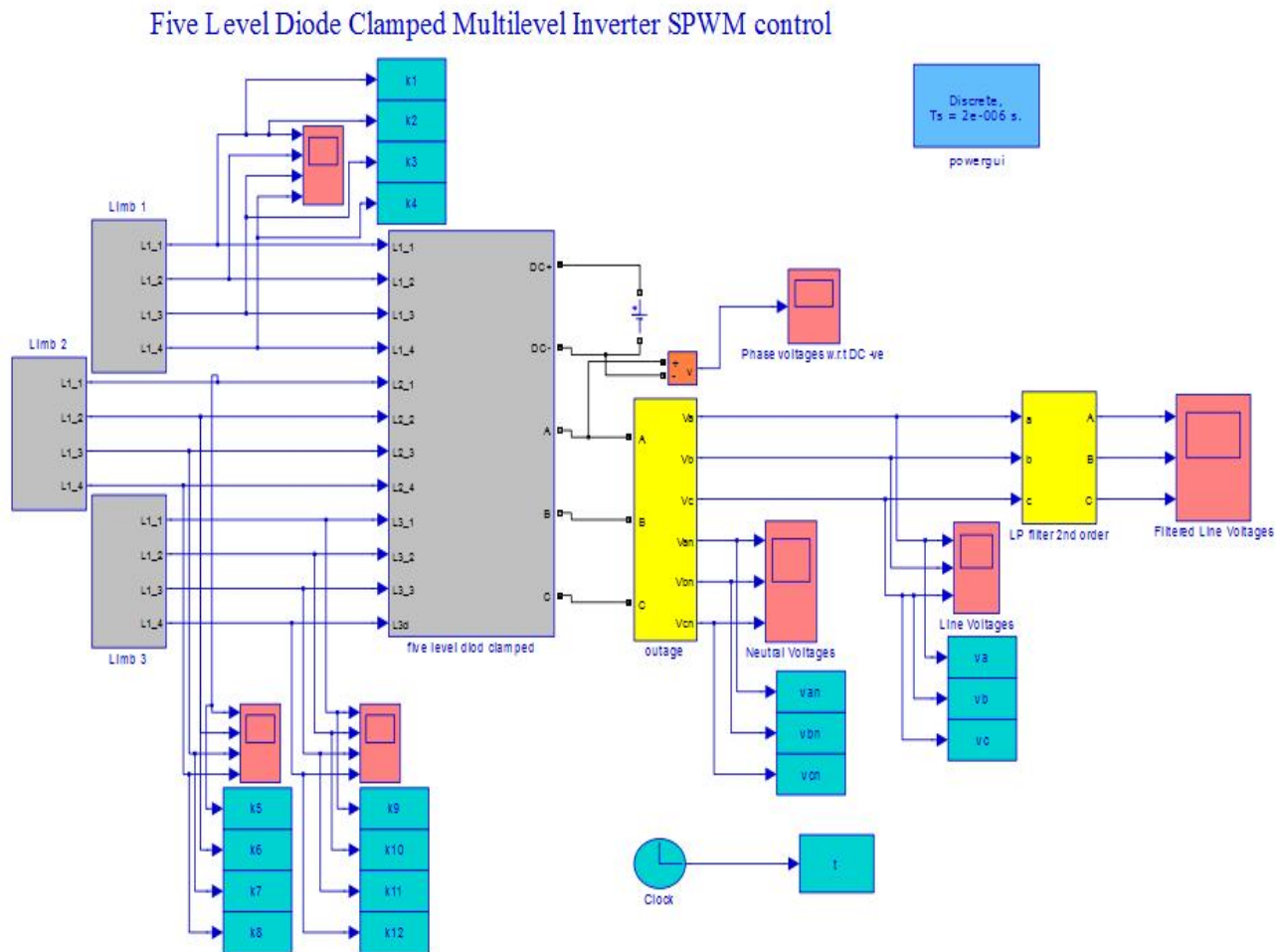


Figure III.13 Tensions simples après le filtrage et spectre d'harmonique de  $V_{an}$ .

### III.4.2 Onduleur triphasé à cinq niveaux de type NPC

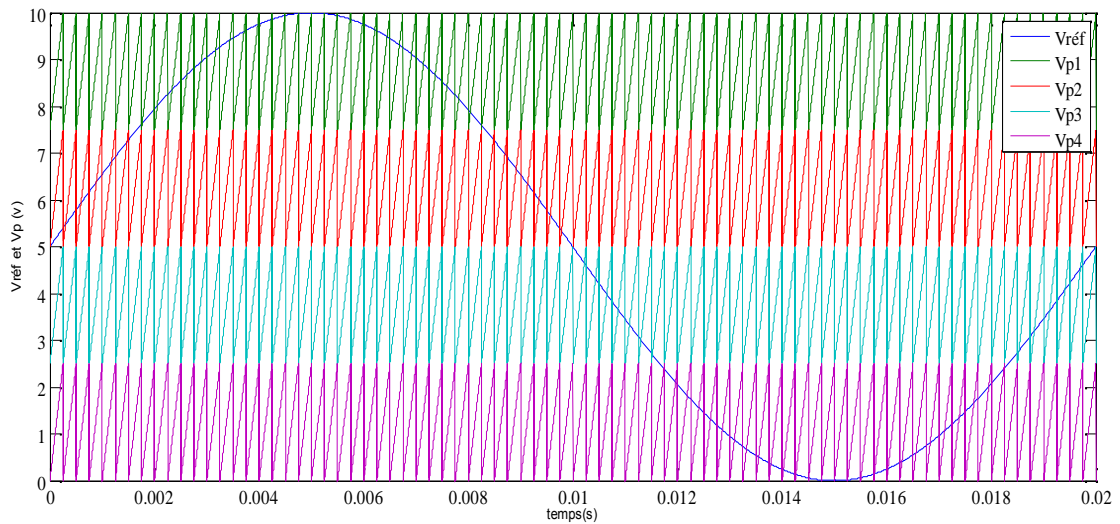
D'autre part, on prend comme 2<sup>ème</sup> exemple d'onduleur multi niveaux de type NPC cinq niveaux à commande MLI pour la simulation, la figure III.14 représente le schéma de simulation de cet onduleur :



### 🔧 Commande MLI

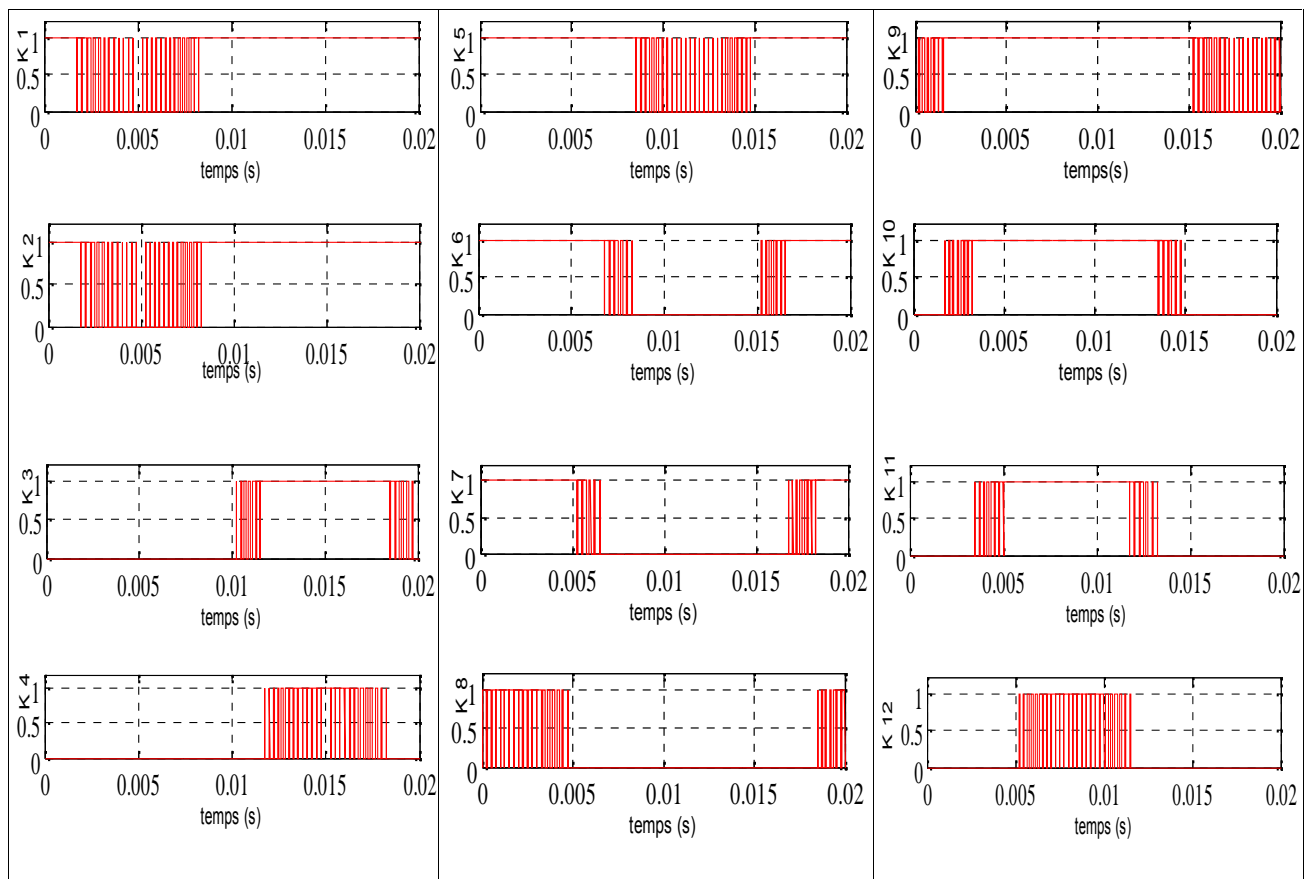
La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps. L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est alors déterminée par un signal modulant que l'on choisit en général sinusoïdal. Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant. Selon la stratégie adoptée, ce dernier peut être échantillonné en synchronisme avec la porteuse triangulaire, ou comparé directement à celle-ci. Chaque interrupteur commute à une fréquence imposée par celle de la porteuse [40]. Dans notre cas nous avons besoins de quatre porteuses triangulaire qui sont comparés à une sinusoïdale qui seront implantées dans le logiciel Matlab. Le signal de commande généré par cette technique permet de :

- repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie.
- faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.



**Figure III.15** Commande MLI avec quatre porteuses.

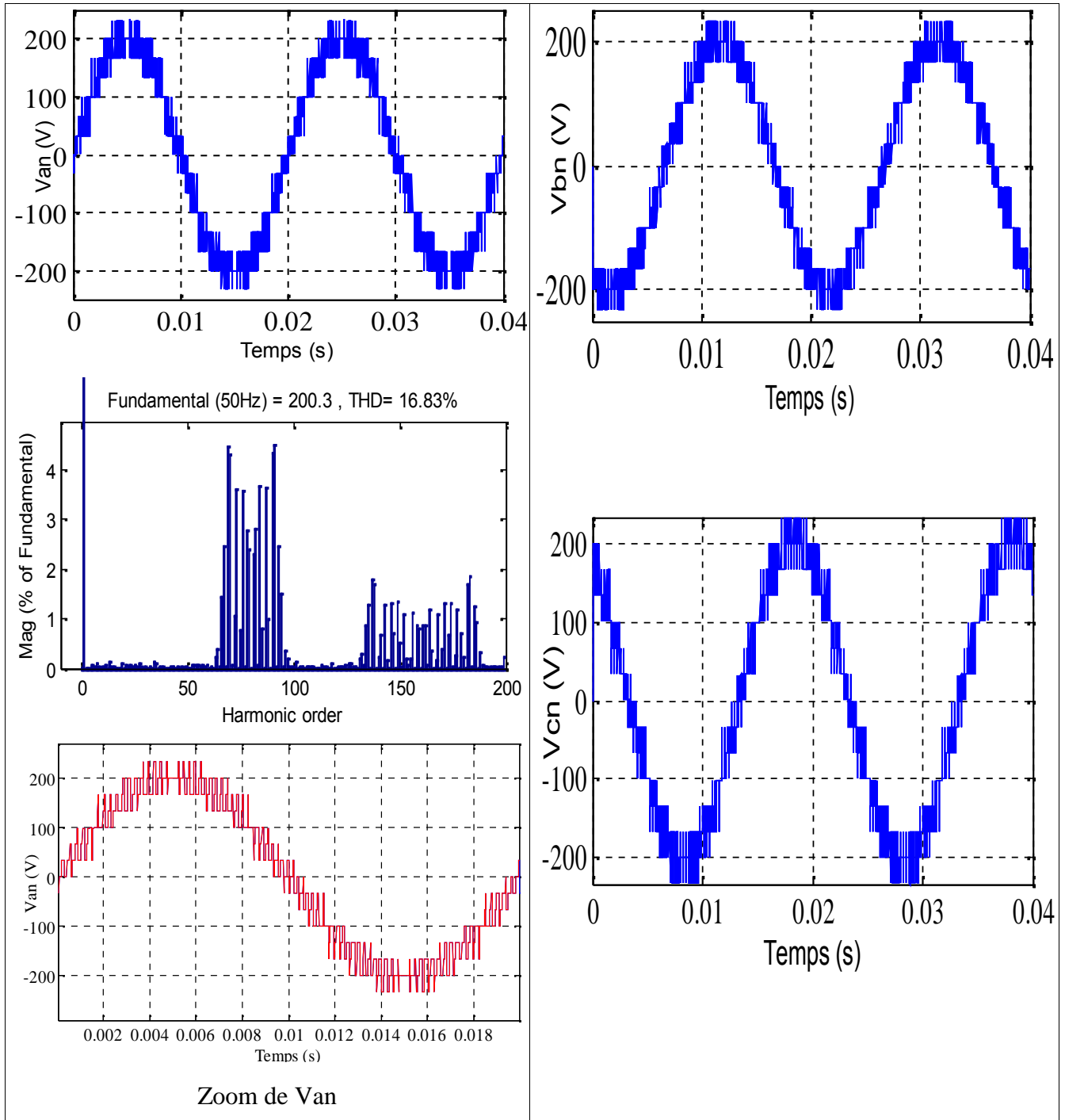
La figure ci-dessous représente les séquences de commutation de tous les interrupteurs de l'onduleur NPC à cinq niveaux:



**Figure III.16** Différentes séquences de commutation des interrupteurs d'un onduleur triphasé à cinq niveaux.

### ✚ Tension simples

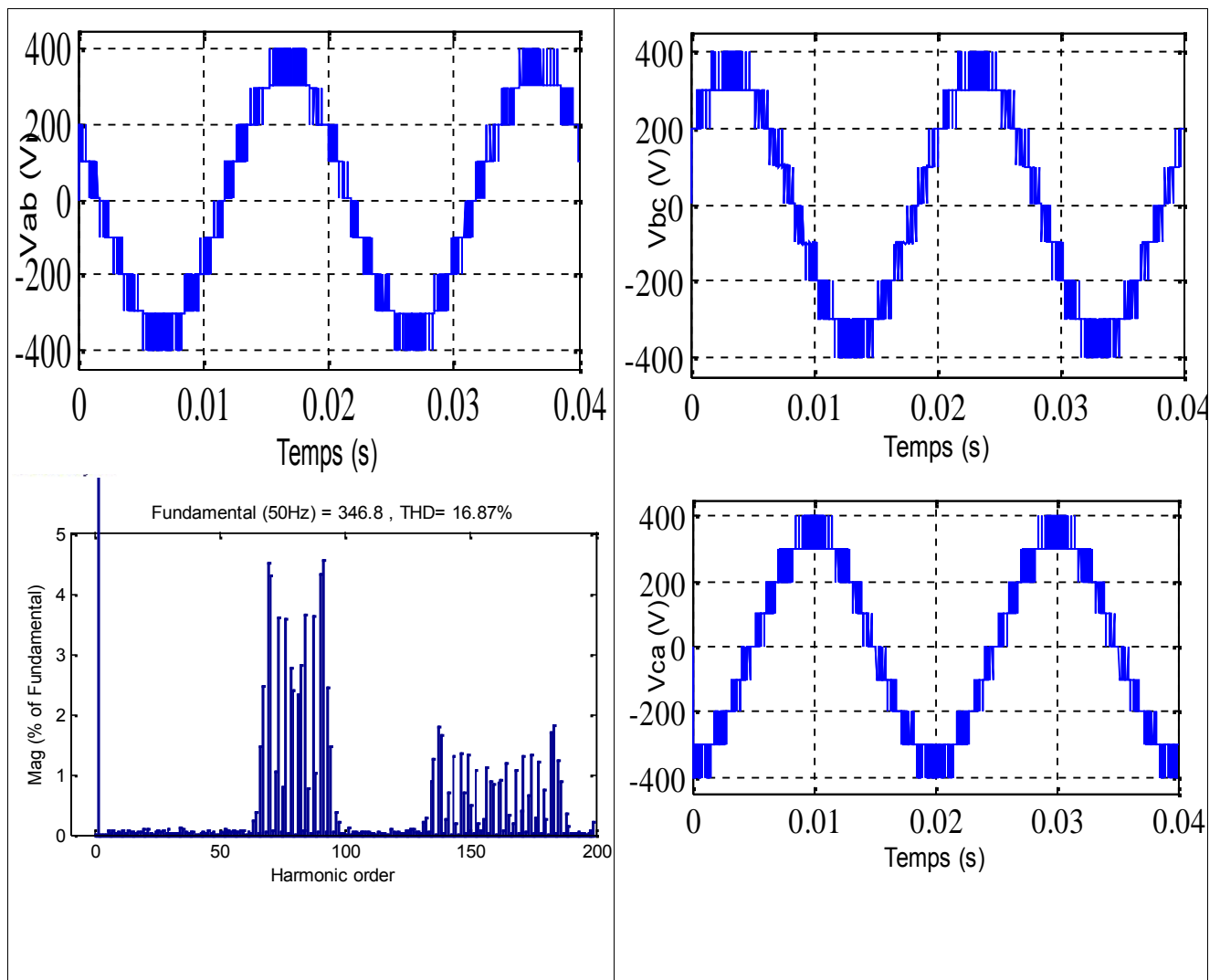
D'après cette figure on a simulé un onduleur cinq niveaux et les tensions simples sont représentés par la figure III.17, on constate que ces dernières prennent une forme presque sinusoïdale de plus ils présentent un taux de distorsion réduit il est de 16%.



**Figure III.17** Représentation des tensions simples de l'onduleur triphasé à cinq niveaux et le spectre d'harmonique Van.

### 🚦 Tensions composées

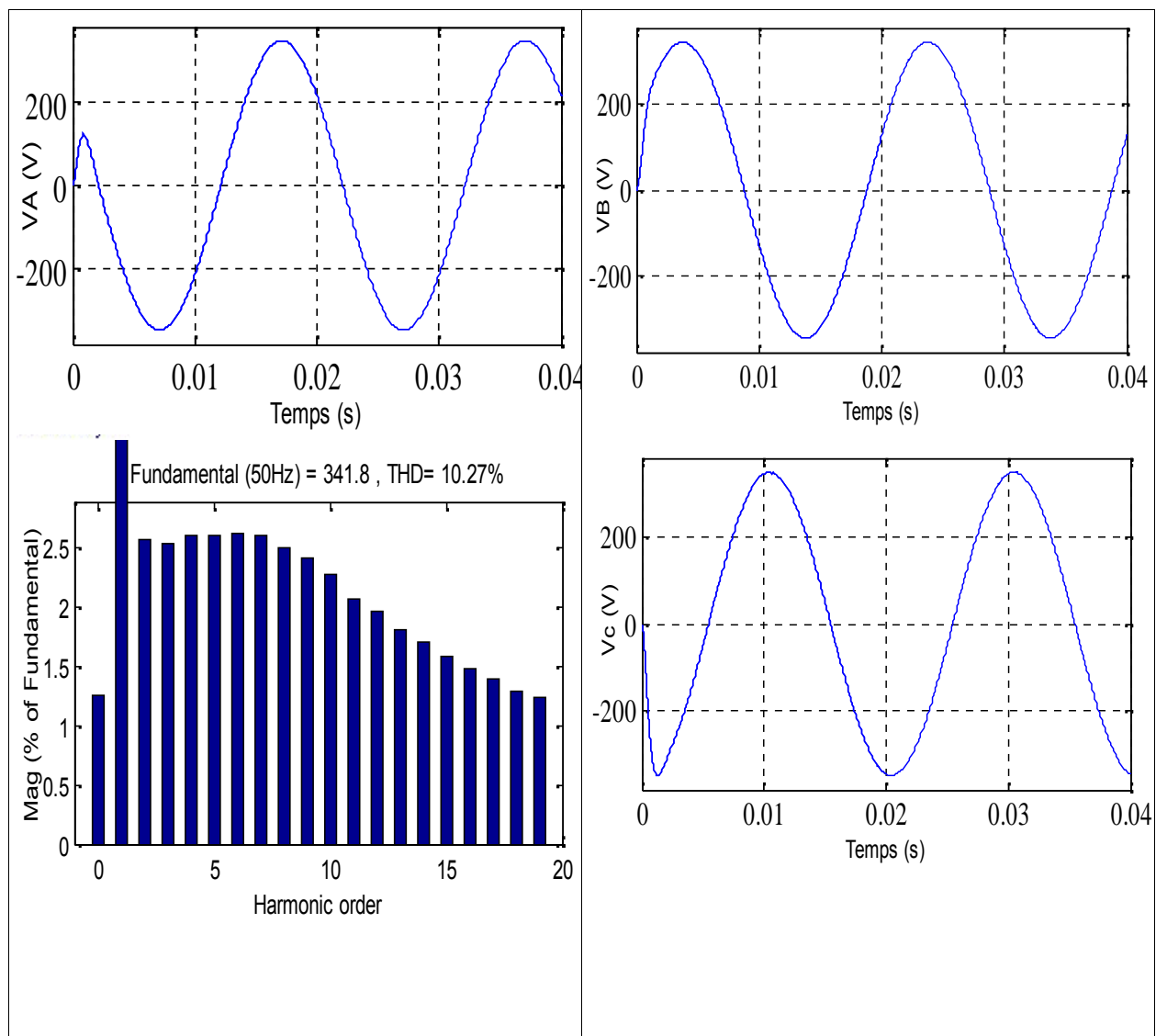
De même on a gardé le même temps de simulation et on a ploté les tensions composés à la sortie de l'onduleur, il est claire que les trois tensions composés prend une amplitude importante et de forme pratiquement sinusoïdale, de plus le taux de distorsion est de 16% aussi.



**Figure III.18** Représentation des tensions composées et le spectre d'harmonique de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

### 🚦 Tensions après le filtrage

Pour avoir des tensions purement sinusoïdale un filtre de type RL est utilisé, dont les paramètres de celui-ci sont choisis par tâtonnement. Les signaux des trois tensions sont illustrés par la figure III.19, on remarque que ces tensions ont une forme pratiquement sinusoïdale avec un taux de distorsion très important 10%.



**Figure III.19** Tensions composés après filtrage et le spectre d'harmonique.

### III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de l'onduleur NPC de tension à trois, cinq et à sept niveaux à structure NPC avec les différentes configurations ainsi que les séquences de commutations possibles. De ce modèle, on a constaté que l'onduleur à cinq niveaux peut être avantageux par rapport à l'onduleur à trois niveaux parce que ce dernier présente un taux de distorsion plus réduit par rapport à l'onduleur aux autres onduleurs de niveau bas. Jusqu'ici on n'a présenté les tensions simples et composés de l'onduleur trois et cinq niveaux. L'association de l'ensemble onduleur machine sera le but de notre quatrième chapitre.



## *Chapitre IV*

Modélisation de la MAS  
associe à un onduleur multi  
niveaux

## IV.1 Introduction :

La machine asynchrone, de part sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla en 1890, quand il découvrit les champs magnétique tournants engendrés par un système de courants polyphasés.

Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

La modélisation est une étape très importante et nécessaire, que soit pour étudier les comportements ou/et élaborer des commandes des différents types des machines (à courant continu DC ou alternatif AC). [39]

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système biphasé.

Ce chapitre sera consacré à la simulation de la MAS alimentée à un onduleur triphasé classique (deux niveaux) par une commande MLI, puis une association de cette dernière à un onduleur triphasé à trois niveaux. Les différentes caractéristiques ainsi que les interprétations de chaque onduleur seront exposés à la fin de ce chapitre.

## IV.2 Modélisation de la machine asynchrone

### IV.2.1 Description de la machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques déphasés de  $2\pi/3$ .

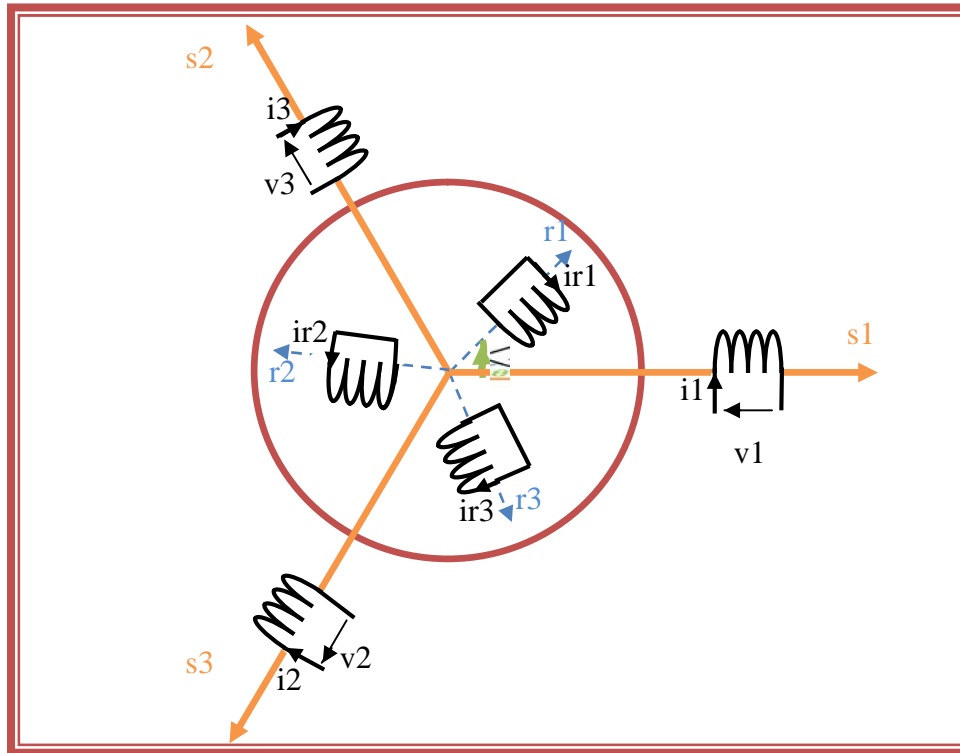
Les phases du stator sont alimentées par un système triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et à amplitude réglables.

La structure électrique du rotor peut-être réalisée :

- Soit par un système d'enroulements triphasé (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant le régime permanent.
- Soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques.

Il sera admis que la deuxième structure est électriquement équivalente à la première.

La machine est représentée à la figure IV.1 par ses six enroulements dans l'espace électrique l'angle  $\vec{\theta}$  repère l'axe de la phase rotorique de référence  $\vec{I}_r$  par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de référence S1.



**Figure IV.1** Représentation des enroulements de la machine asynchrone Triphasée dans l'espace électrique. [39]

### IV.3 Equations de la machine asynchrone

#### IV.3.1 Hypothèses simplificatrices

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [40]:

- entrefer constant
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante
- pertes ferromagnétiques négligeables
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- l'additivité des flux.
- la constance des inductances propres
- la loi de variation des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques sont sinusoïdales.

#### IV.3.2 Equations électriques

Avec les hypothèses citées ci-dessus, les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit [41] :

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$v = R_i + \frac{d\phi}{dt}$$

**IV.1**

- Pour le stator :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad \text{IV.2}$$

- Pour le rotor :

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \quad \text{IV.3}$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix}; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \varphi_{r3} \end{bmatrix}$$

### IV.3.3 Equations magnétiques

L'application des hypothèses citées précédemment peut conduire à des relations linéaires entre les flux et les courants.

- Pour le stator

$$[\varphi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad \text{IV.4}$$

Tel que :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} : \text{Matrice d'inductances statoriques.}$$

- Pour le rotor

$$[\varphi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad \text{IV.5}$$

Tel que :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} : \text{Matrice d'inductances rotoriques.}$$

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

M : inductance mutuelle entre les différentes phases du stator et du rotor.

En remplaçant les équations (IV.4), (IV.5) dans l'équation (IV.2) on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[L_s][I_s] + \frac{d}{dt}[M_{sr}][I_r] \\ [0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[[L_r][I_r] + \frac{d}{dt}[M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad \text{IV.6}$$

#### IV.3.4 Equation mécanique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = p[I_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}][I_r] \quad \text{IV.7}$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \quad \text{IV.8}$$

Ce système d'équations présente le modèle triphasé de la machine asynchrone qui montre bien la non-linéarité dans ses équations, et pour surmonter cette complexité, on fait appel à la transformation de Park.

### IV.4 Modèle biphasé de la MAS

#### IV.4.1 Transformation de Park

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est le passage d'un système triphasé (ABC ou abc) vers un système biphasé (d,q).

Il existe principalement deux transformations : Clarke et Concordia.

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple. Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes [42].

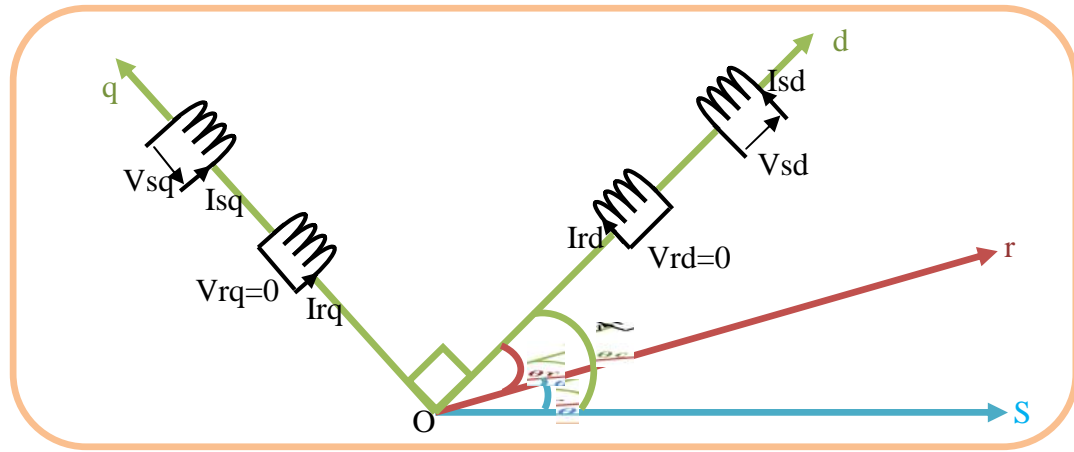
La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est dite de Park, donnée par :

$$\begin{cases} V_{dq0} = [P][V_{abc}] \\ i_{dq0} = [P][i_{abc}] \\ \varphi_{dq0} = [P][\varphi_{abc}] \end{cases} \quad \text{IV.9}$$

Où : [P] est la matrice de Park, définie par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{IV.10}$$

La transformation de Park rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement appelés **d**, pour direct et **q** pour le quadratique. La figure IV.2 montre ces axes.



**Figure 1V.2** Représentation du modèle biphasé équivalent de la machine asynchrone.

La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales

#### IV.4.2 Passage des grandeurs réelles aux grandeurs du repère Park

On peut appliquer la transformation de Park à partir de la définition d'angles de la Figure IV.2 comme suit:

- Pour le stator

$$\begin{bmatrix} X_{sd} \\ X_{sq} \\ X_{s0} \end{bmatrix} = [P_s] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad \text{IV.13}$$

Avec

$X$  : est une grandeur statorique ou rotorique (tension, courant ou flux)

Cette transformation des équations de phase en un système diphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park  $[P]$

La matrice inverse de Park est donnée par :

$$[P_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & -\sin(\theta_c) & 1 \\ \cos(\theta_c - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_c - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_c - \frac{2\pi}{4}) & -\sin(\theta_c - \frac{2\pi}{4}) & 1 \end{bmatrix} \quad \text{IV.12}$$

D'où

$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = [P_s]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad \text{IV.13}$$

De la même manière on peut écrire pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P_r]^{-1} \begin{bmatrix} X_{rd} \\ X_{rq} \\ X_{r0} \end{bmatrix} \quad \text{IV.14}$$

Où :

$$[P_r]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{4}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{4}) & 1 \end{bmatrix} \quad \text{IV.15}$$

Avec :

$$\theta_r = \theta_c - \theta \quad \text{IV.16}$$

Tel que :

$\theta$  : L'angle électrique entre la première phase statorique et la première phase rotorique.

$\theta_r$  : L'angle électrique entre l'axe triphasé du stator (Os) et l'axe biphasé (Od).

$\theta_c$  : L'angle électrique entre l'axe triphasé du rotor (Or) et l'axe biphasé (Od).

$\omega_c$  : La vitesse angulaire du système d'axe (d, q).

$\omega$  : La vitesse angulaire électrique rotorique.

Le modèle biphasé générale de la machine asynchrone s'écrit dans le repère de Park sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \frac{d}{dt} I_{sd} + M \frac{d}{dt} I_{rd} - \omega_c L_s I_{sq} - \omega_c M I_{rq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L_s \frac{d}{dt} I_{sq} + M \frac{d}{dt} I_{rq} - \omega_c L_s I_{sd} - \omega_c M I_{rd} \\ V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + L_r \frac{d}{dt} I_{rd} - L_r I_{rq} (\omega_c - \omega) - M I_{sq} (\omega_c - \omega) \\ V_{rq} = 0 = R_r I_{rq} + L_r \frac{d}{dt} I_{rq} + L_r I_{rd} (\omega_c - \omega) + M I_{sd} (\omega_c - \omega) \end{cases} \quad \text{IV.17}$$

Pour les composantes des flux statoriques et rotoriques elles sont exprimées par:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad \text{IV.18}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad \text{IV.19}$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$  : Inductance cyclique propre statorique.

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$  : Inductance mutuelle cyclique.

$l_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique.

$l_r$  : L'inductance propre d'une phase rotorique.

$M_s$  : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

$M_r$  : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques. [43].

### IV.5 Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux.

Ces référentiels sont :

#### A. Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator.

Dans ce cas :

$$\theta = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} d \rightarrow \alpha \\ q \rightarrow \beta \end{cases}$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{IV.20}$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \text{IV.21}$$

$$\begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad \text{IV.22}$$

Dont ce modèle les tensions, des grandeurs sinusoïdales et les courants des grandeurs réels.

Ce système peut être utilisé pour régime de démarrage et freinage (dynamique) des machines asynchrones et des transformateurs.

#### B. Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega_r$ .

Dans ce cas :

$$\theta = \theta_r \Leftrightarrow \begin{cases} d \rightarrow x \\ q \rightarrow y \end{cases}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad \text{IV.23}$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sx} \\ \varphi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sx} \\ \varphi_{sy} \end{bmatrix} \quad \text{IV.24}$$

$$\begin{bmatrix} u_{rx} \\ u_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rx} \\ \varphi_{ry} \end{bmatrix} \quad \text{IV.25}$$

#### C. Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axes tourne avec la vitesse de champ électromagnétique  $\omega_s$  créée par les enroulements du stator.

Dans ce cas :

$$\theta = \theta_s \Leftrightarrow \begin{cases} d \rightarrow d \\ q \rightarrow q \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \omega = \omega_s - \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad \text{IV.23}$$

$$\begin{bmatrix} u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad \text{IV.24}$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones, à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée où les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus.

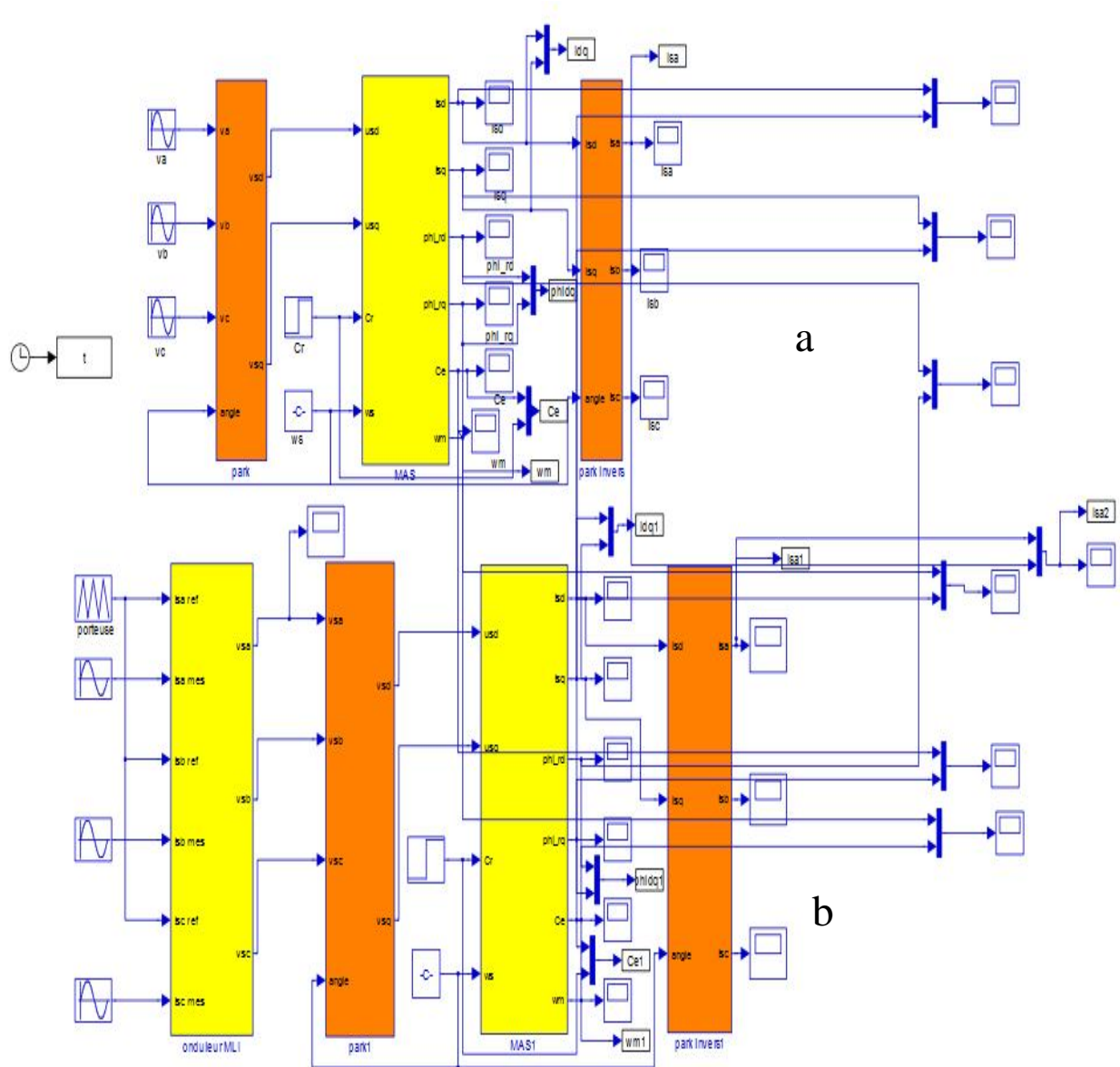
Suite à l'application de la transformation de Park, les grandeurs physiques : flux, courant, tension, ne sont plus alternatives, mais elles deviennent continues. La description de l'état magnétique des machines à courant alternatif dans le référentiel (d, q) nous conduit à un modèle électromagnétique unifié valable pour toutes les machines standards: machine asynchrone à rotor bobiné ou à cage, machine synchrone à pôles lisses ou à pôles saillants, machines à aimant permanent et machine à réluctance. [39]

## IV.6 partie de simulation

### IV.6.1 Simulation d'une MAS associée à un onduleur triphasé classique

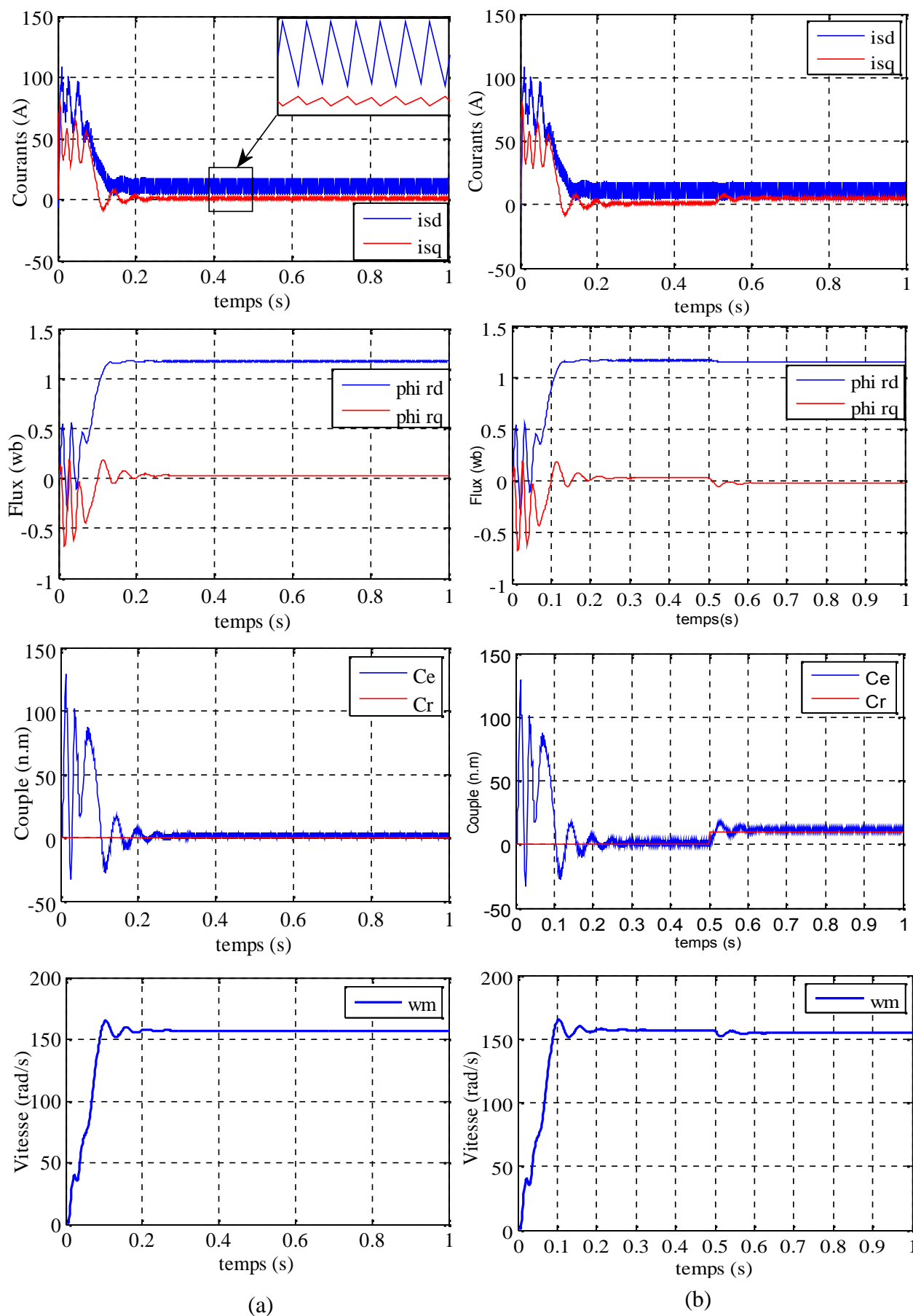
La simulation a été réalisée sous **MATLAB/SIMULINK** considérant le comportement de la machine asynchrone triphasée. La figure suivante montre le schéma bloc de la MAS alimentée directement par un réseau triphasé en suite avec un onduleur triphasé à deux niveaux (classique) commandé par une modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (MLI). D'autre part une autre application d'une association à la même machine d'un onduleur triphasé multi niveaux où nous allons représenter les différentes caractéristiques et les différentes tensions pour chaque onduleur. La figure ci-dessous représente le schéma bloc de la machine asynchrone alimentée directement par un réseau triphasé figure (IV.3.a) d'une part et d'autre par elle est alimentée par un onduleur triphasé à MLI.

La tension continue qui alimente notre onduleur est fixé à une valeur de  $220 \cdot \sqrt{2}$  V.

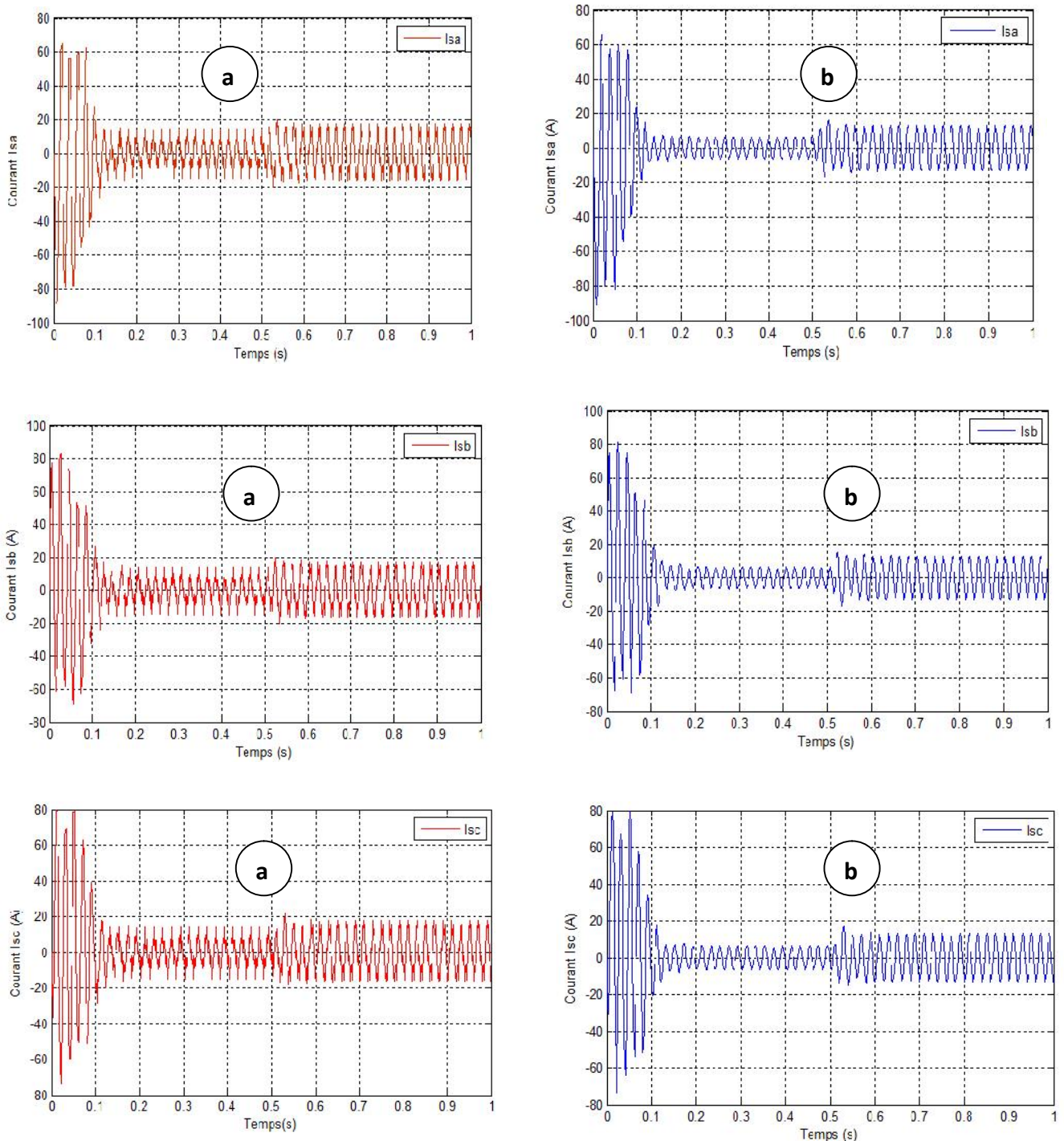


**Figure IV.3** schéma bloc d’une machine asynchrone alimentée par a) le réseau triphasé b) associée à onduleur triphasé.

La figure IV.4 représente les caractéristiques de la machine à savoir : la vitesse, le couple, le courant et le flux, ces caractéristiques sont présentées à vide puis en charge par application d’un couple de charge  $C_r=15 \text{ N.m}$  à  $t = 0,5 \text{ sec}$ .



**Figure IV.4** Caractéristiques de la MAS a) à vide b) en charge.



**Figure IV.5** Courants à la sortie de la machine MAS en charge a) avec onduleur et b) sans onduleur triphasé

#### IV.6.1.1 Interprétation des résultats

On observe pour :

##### Courant statorique

La figure des courants statoriques au-dessus, montre au démarrage de la machine il y a une forte appelle de courant ( $I_{sd} = 108 \text{ A}$ ). Après ce régime transitoire. A l'instant  $t = 0.5 \text{ s}$ , on a appliqué une charge mécanique sur l'arbre du MAS représentée par un couple résistant d'une valeur

$C_r = 15$  N.m, dans ce cas, On remarque qu'il y a une petite augmentation sur le courant statorique mais presque négligeable 18.3 à cause de l'influence des harmoniques.

#### ✚ Flux rotorique

Au démarrage le flux donne une valeur de ( $\Phi_{rd} = 0.55$  Wb) et après  $t = 0.17$ s, il a des valeurs de 1.17Wb, puis on observe une petite diminution à sa valeur lorsque on applique un couple de charge.

#### ✚ Couple électromagnétique

La figure du couple montre une variation à sa valeur pour des différents modes de fonctionnement, on observe que :

- lorsque  $t \in [0, 0.25$  s], au démarrage, le couple atteint une valeur maximale qui est égale à 129.6 N.m. Pendant cet intervalle on remarque qu'il y a des oscillations ce qui implique le régime transitoire.
- lorsque  $t \in [0.25, 0.5$  s], le couple électromagnétique se stabilise vers une valeur qui est égale pratiquement à 0.3 N.m, ce qui implique le fonctionnement à vide de la machine.
- A l'instant  $t = 0.5$  s, on applique une charge mécanique d'une valeur  $C_r = 15$  N.m.

#### ✚ Vitesse de rotation

Au démarrage et pendant le régime transitoire la vitesse est presque linéaire elle obtient une valeur maximale ( $\omega = 165$  rad/s), puis elle atteint sa valeur nominale à vide de ( $\omega = 157$  rad/s). Lorsque la MAS fonctionne en charge, on remarque qu'il y a une diminution de cette valeur ( $\omega = 155$  rad/s).

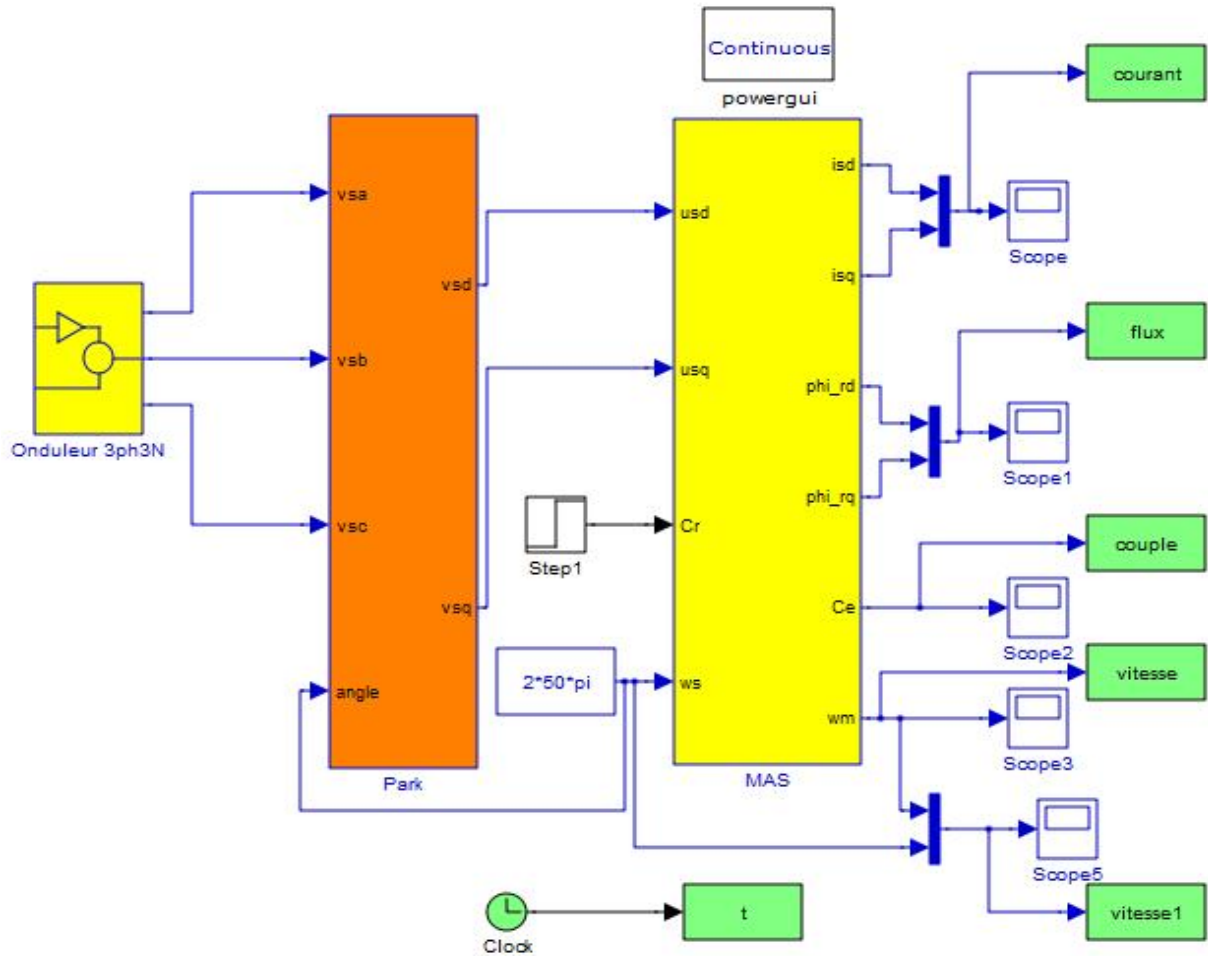
#### ✚ Courants à la sortie de la machine avec application de Park inverse

Par application de Park inverse à la MAS, on a obtenu les courants  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  et  $I_{sc}$  pour les deux cas machine alimentée par le réseau triphasé qui sont représentés par la figure (IV.5.b) et la figure (IV.5.a) illustre les courants  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  et  $I_{sc}$  en présence de l'onduleur triphasé, on constate que ces courants prennent la forme pratiquement sinusoïdale dans le cas de la machine alimentée par le réseau, et ils sont riches en harmoniques dans le deuxième cas et ça est dû aux commutations rapides des interrupteurs de l'onduleur.

### IV.6.2 Simulation d'une MAS associée à un onduleur triphasé à trois niveaux

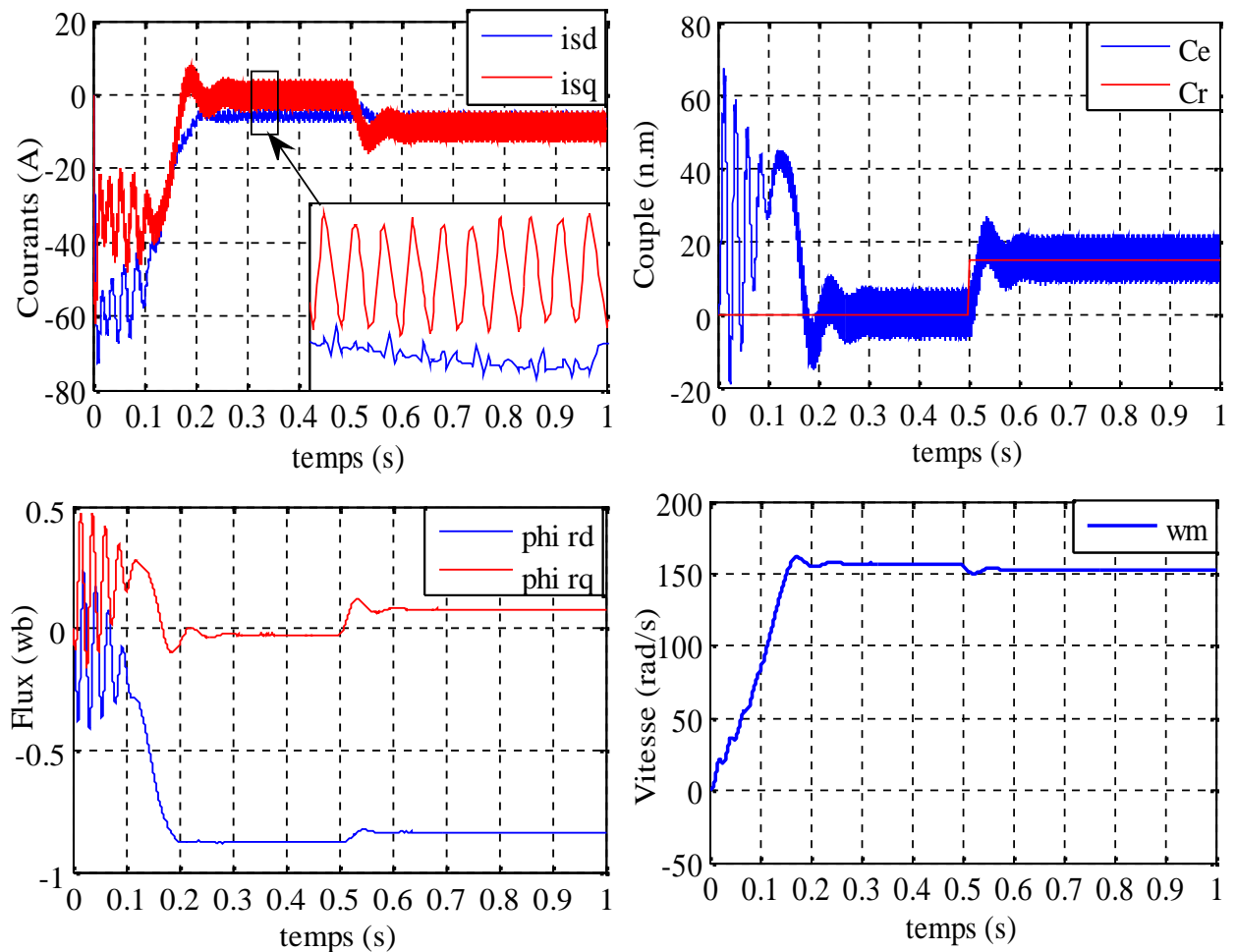
Dans cette application, on a associé à la machine Mas un onduleur multi niveaux de type NPC, où on a gardé le même temps de simulation. La figure IV.6 représente le schéma bloc de la MAS alimentée par un onduleur triphasé à trois niveaux alimentés par la stratégie de modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (MLI).

La tension continue qui alimente notre onduleur est fixée à une valeur de  $220 \cdot \sqrt{2}$  V



**Figure IV.6** Schéma bloc de la MAS associée à un onduleur triphasé à trois niveaux.

La figure IV.7 représente les courbes de la MAS associée à un onduleur triphasé à trois niveaux : la vitesse, le couple, le courant statorique, et le flux à vide, puis elles suivent d'une application d'un couple de charge  $C_r=15\text{N.m}$  à  $t = 0.5\text{s}$ .



**Figure IV.7** Caractéristiques de la MAS avec onduleur trois niveaux en charge.

#### IV.6.2.1 Interpretation des résultats

On observe pour :

##### 🔧 Le courant statorique

Un appel de courants statoriques inférieur de zéro au démarrage, après ce régime il se stabilise en marche à vide dans le régime permanent ( $I_{sd}=4.13A$ ), puis à l'instant ( $t = 0.5s$ ) lorsque on applique une charge de  $C_r=15 N.m$ , il augmente à une valeur de ( $I_{sd}=-4.13A$ ).

La figure de courant illustre un zoom du courant statorique  $I_{sd}$ , elle ayant des oscillations à cause de la fermeture et l'ouverture des interrupteurs.

##### 🔧 Le flux rotorique

Au démarrage le flux donne une valeur de ( $\phi_{rd}=0.5 Wb$ ) et après  $t=0.2s$  il stabilise à valeur  $-0.02Wb$ , puis on observe une petite augmentation à sa valeur lorsque on applique un couple de charge.

##### 🔧 Le couple

La figure de couple montre la variation sa valeur pour des différents modes de fonctionnement, on observe que :

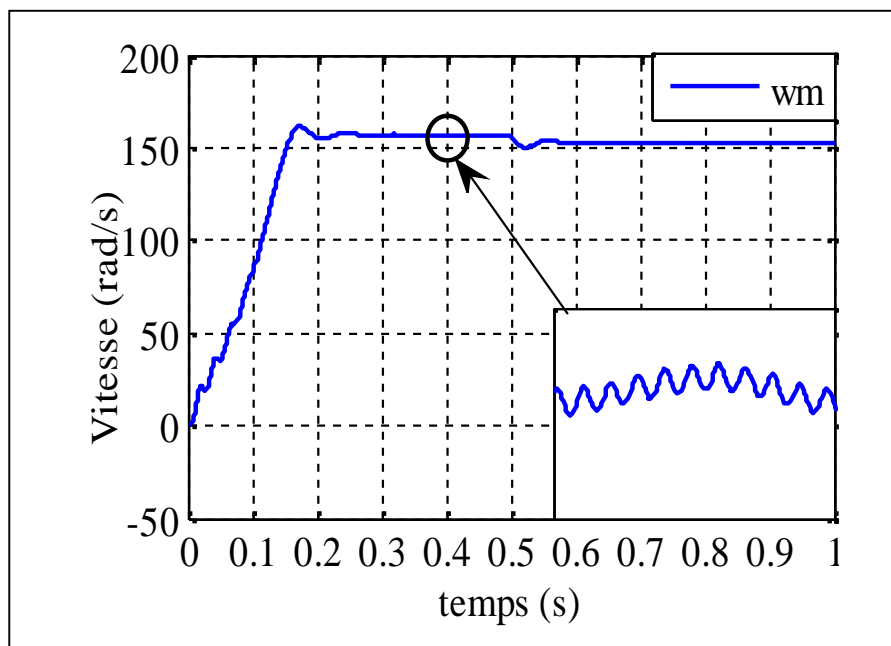
- lorsque  $t \in [0, 0.3 \text{ s}]$ , au démarrage, le couple atteint une valeur maximale qui est égale à 67.18 N.m. Pendant cet intervalle on remarque qu'il y a des oscillations ce qui implique le régime transitoire.
- lorsque  $t \in [0.3, 0.5 \text{ s}]$ , le couple électromagnétique se stabilise vers une valeur moyenne qui est égale 0 N.m, ce qui implique le fonctionnement à vide de la machine.
- A l'instant  $t = 0.5 \text{ s}$ , on applique une charge mécanique d'une valeur  $C_r = 15 \text{ N.m}$ , dans ce cas la machine prend cette valeur, bien sûr après un temps de réponse avec des oscillations entre [8 et 22 N.m].

#### ✚ La vitesse de rotation

Au démarrage et pendant le régime transitoire la vitesse est presque linéaire puis elle aboutit sa valeur nominale à vide de ( $\omega = 157 \text{ rad/s}$ ). Lorsque la MAS fonctionne en charge, on remarque qu'il y a une diminution de cette valeur ( $\omega = 153 \text{ rad/s}$ ).

Et on remarque aussi comme une comparaison entre la vitesse de référence  $\omega_{ref}$  et la vitesse de rotation  $\omega$  d'une valeur de 4 rad/s parce que le système étant en boucle ouverte.

La figure suivante illustre un zoom de vitesse elle est riche d'oscillations et ça est dû au nombre important d'interrupteurs qui constituent l'onduleur triphasé multi niveau



**Figure IV.8** Zoom de vitesse.

### **IV.7 Conclusion**

Dans ce dernier chapitre, nous avons modélisé la MAS dont on a donné ces équations électriques, magnétique et mécanique puis une transformation de park qu'est transformée d'un système triphasé à un système biphasé (d,q) puis on a appliqué la transformation de Park inverse pour obtenir des grandeurs sinusoïdaux à la sortie de la machine (ex. Is<sub>a</sub>). Après cette modélisation nous avons associées au modèle de la MAS un onduleur triphasé classique et nous avons illustrés les différents résultats de simulation. Une autre application qui a été illustrée dans ce chapitre aussi qui représente l'association d'un onduleur multi niveaux (trois niveaux) à la Mas dont les résultats de simulation des différentes caractéristiques ont été présentés. D'après les résultats obtenus, on a constaté que l'onduleur multi niveaux utilisant la technique de commande MLI nous a donné des résultats meilleurs que celles de l'onduleur triphasé et celle de la machine toute seule.

# Conclusion générale

## Conclusion Générale

Les onduleurs triphasés de tension multi-niveaux sont très utilisés dans l'industrie et touchent des domaines d'applications les plus variés, le plus connu est sans doute, celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif.

La comparaison des différentes techniques de commande de l'onduleur multi niveaux (commande en pleine onde et décalée et MLI sinusoïdale), nous a permis de confirmer que la technique MLI sinusoïdale est la meilleur stratégie de commande des onduleurs multi-niveaux. Cette suprématie est due à la réduction des harmoniques et des ondulations du couple électromagnétique par exemple.

L'allure des tensions à la sortie de l'onduleur triphasé de tension classique n'est pas parfaitement sinusoïdale, elle très riche en harmoniques.

L'onduleur à trois et à cinq niveaux commandés par MLI sinusoïdale nous ont donné des signaux des tensions plus proches à la sinusoïde, l'onduleur triphasé à cinq niveaux contient moins d'harmoniques (THD= 10%) après filtrage. Avec cette méthode de commande, nous obtenons une meilleure réponse dynamique du moteur.

Donc les résultats obtenus après plusieurs essais de simulation sous MATLAB, on montre l'efficacité de l'algorithme de commande à MLI sinusoïdale utilisé. Et nous dirons que la MLI sinusoïdale s'adopte mieux aux entraînements à vitesse variable avec un moteur à courant alternatif, car elle s'intègre de façon naturelle dans le système de régulation.

Dans ce mémoire les différents topologies des onduleurs multi niveaux ont été évoqués dans le premier chapitre, en deuxième chapitre les différentes stratégies de commande des onduleurs multi niveaux ont été illustrés, la simulation de deux types d'onduleurs ont été présentés dans le troisième chapitre, finalement les différents résultats et interprétation des résultats ont été exposés dans notre dernier chapitre.

Ce travail nous a permis d'élargir nos connaissances dans le domaine de l'électronique de puissance, tel que : comportement des semi-conducteurs, les différentes topologies des convertisseurs multi-niveaux, les différentes stratégies de commande des convertisseurs ainsi que la maîtrise de l'outil de simulation sous MATLAB/Simulink. En perspective nous comptons à :

- L'implantation des algorithmes MLI dans un microprocesseur en temps réel. Ou bien d'utiliser l'Arduino qui s'adapte bien à se genre d'application (Commande des interrupteurs de n'importe quel type d'onduleur et pour n'importe quel niveaux.
- Réalisation d'un banc d'essai d'un onduleur triphasé puis élargir l'idée à la réalisation d'un onduleur multi niveaux.
- Implanter la commande SVPWM à un onduleur Multi niveaux NPC ou cascade.
- Ajouté la commande vectorielle à l'association d'une machine onduleur.

Annexe

## ANNEXE

**Paramètres de la machine utilisée**

Résistance du stator	$R_s = 1.2 \text{ } \Omega$
Résistance du rotor	$R_r = 0.8 \text{ } \Omega$
Inductance du stator	$L_s = 0.1554 \text{ H}$
Inductance du rotor	$L_r = 0.1568 \text{ H}$
Mutuelle inductance	$M = 0.15 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.03 \text{ kgm}^2$
Coefficient de frottement	$f = 0.001 \text{ SI}$
Nombre de pair de pole	$P = 2$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.15 \text{ H}$
Vitesse angulaire	$\omega_s = 2 * 50 * \pi$
La vitesse de référence	$\omega_{\text{réf}} = 157 \text{ rad/s}$
La tension nominale	$V_n = 220 * \sqrt{2}$
Le couple de charge	$C_r = 15 \text{ N.m}$

# Bibliographie

## Bibliographie

- [1] **TIAIBA HILEL, SOUAHLIA RACHID**, «Modélisation et Commande d'un Onduleur à Neuf Niveaux Application à la conduite de la Machine Asynchrone», Mémoire De Fin D'études En Vue De L'obtention Du Diplôme D'ingénieur D'état, Université M<sup>ed</sup> Boudiaf De M'sila, Juin 2005.
- [2] **Brighen Haroun, Halaimia Safouane**, «Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale», mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de master, Université Larbi Tebssi Tébessa, 2015/2016.
- [3] **Mathieu Morati** « Contribution a l'étude et au controle des convertisseurs multiniveaux : application à la compensation des fours à arc », thèse doctorat de l'université de lorraine juin 2014.
- [4] **Alexandre Leredde** « Etude, commande et mise en oeuvre de nouvelles structures multi niveaux »,thèse doctorat de l'université de toulouse novembre 2011.
- [5] **J.S.Lai, & F.Z. Peng**, « Multilevel converters-A new breed of power converters, Transactions on Industry Application », Vol.32, No. 3, MAY/June 1996, pp.509-517.
- [6] **Mr. Rebaoui Brahim**, «Etude du déséquilibre de l'alimentation d'un onduleur multi niveaux, Mémoire de magister, Université d'Oran Mohamed Boudiaf, 2013-2014.
- [7] **Bezhoh Tinhinane**, «Etude et stratégie de commande des convertisseurs modulaires multi-niveaux», Mémoire de Master, Université Abderrahmane MIRA bejaia, 2016-2017.
- [8] **Guy Séguier, Francis Labrique, Philippe Delarue** : «Electronique de puissance Structures, commandes, applications»,10<sup>e</sup> édition, Dunod, Paris, 2004, 2011, 2015
- [9] **Chevassu**,«cours, Composants de l'électronique de puissance», A jour du 01/09/2005.
- [10] **F. Mnif**, «étude et réalisation des lois de commande par mode de glissement et par approche géométrique: application à un onduleur de tension monophasé», thèse pour l'obtention du diplôme de maitre ès sciences appliquées en électronique industrielle à l'université du Québec à Trois-Rivières, mai 1991
- [11] **Séguier, R. Bausiere**, « Les convertisseurs statiques de l'électronique de puissance», Vol.N°4. Edition Technique et documentation-Lavoisier.1995.
- [12] **B.GOLLENTZ B, J.L. POULIQUEN, H. BAERD**, « intérêt industriel des convertisseurs multi niveaux, Electronique de puissance du futur » *EPF'98*
- [13] **N.Celanovic, D.Boroyevich**, « A Fast Space Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three Phase Converters », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 37, March/April 2001.
- [14] **A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi**: « A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter », IEEE Transaction Industry Application, Vol. IA-17, pp. 518-523, Sep/Oct. 1981.
- [15] **F. Labrique, G Séguier**, «Electronique de puissance, structures, commandes et applications, cours et exercices corrigés», Master, école d'ingénieur, 10<sup>eme</sup> éditions (Avril 2015), Dunod.
- [16] **N. Celanovic** « Space Vector Modulation And Control Of Multilevel Converters», Thèse de Doctorat de l'Université Polytechnique de Virginia, Sep. 2000.

- 
- [17] **Roberto Rojas, Tokuo Ohnishi, Takayuki Suzuki**, « An Improved Voltage Vector Control Method for Neutral Point Clamped Inverters », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, N°6, pp. 666-672, November 1995.
- [18] **Nikola Celanovic**, « Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters », Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering and Computer Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, September 2000.
- [19] **Fang Zheng Peng, John W. Mckeever, Donald J. Adams**, « A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, N°6, pp. 1293-1298, November / December 1998.
- [20] **Kambiz Arab Tehrani**, Conception, Synthèse et Application d'une Nouvelle Commande Robuste par PID Fractionnaire pour Les Onduleurs Multi niveaux, thèse de doctorat, Université de Lorraine, 2010
- [21] **K. Benmansour** «Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires série: approche hybride», thèse de doctorat université cergy pentoise juin 2
- [22] **Zergoune Mohamed Abdelaziz, Hideb Abderrahmane**, «Commande d'onduleur multi niveaux à structure en cascade par stratégie d'élimination d'harmonique sélective», Mémoire Pour obtenir le Diplôme de Master Académique, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2016/2017.
- [23] **x. wu, I. huang**, «direct torque control of three-level inverter using neutral networks as switching vector selection », IEEE industry applications soc. Annual meeting conference (IAS'01), Vol.2, pp.939-944.2001.
- [24] **K. Yakoub** « réduction des effets de la tension homopolaires dans les associations onduleurs multi niveaux moteur à induction » thèse de magister Batna.2005
- [25] **A. Argoub, H. Zahereddine**« PFE Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf juillet 2007.
- [26] **G. bode, G Holmes**, «implementation of three level hysteresis current control for a single phase voltage source inverter», IEEE power electronics specialists conference (PESC'00), Vol. 1, pp.33-38.2000.
- [27] **SAIFI Imane**, « Alimentation d'onduleurs multi niveaux, analyse des possibilités de réalisation et méthodes de répartition de la puissance», Mémoire de Master Académique, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2015/2016.
- [28] **Akagi**, «Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems», IEEE Trans .on power delivery, vol. 12, No. 1, pp. 354- 363, january1997.
- [29] **B. Bourahla, A. Bouabnani**, « Commande par différentes MLI d'un moteur asynchrone», PFE Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf juin 2004.
- [30] **M. Chergui, H. Mezrai**, «Etude d'une commande d'un ensemble onduleur- machine asynchrone en utilisant les réseaux de neurones sous Matlab», PFE Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf juin 2004.

- 
- [31] **Darrab Abdelkader, Mezouar Abdelkader**, « Alimentation d'une MSAP par un onduleur de tension à MLI vectorielle. » Projet de fin d'étude pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique.
- [32] **Nikola Celanovic**, « Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters », Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering and Computer Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, September 2000.
- [33] **S. Singh, F.li, C. Garrett, R. Thomas**, «a study of sigma-delta modulation control strategies for multi-level voltage source inverters », 7<sup>th</sup> conference on power electronics and variable speed drives, pp.347-352, 1998.
- [34] **P. Purkait, R.S. Sriramakavacham**, « A New Generalized Space Vector Modulation Algorithm for Neutral Point Clamped Multilevel Converters », Progress in Electromagnetics Research Symposium, Cambridge, pp. 330-335, March 2006.
- [35] **Yo Han Lee, Bum Seok Suh and Dong Seok Hyun**, « A Novel PWM Scheme for a Three Level Voltage Source Inverter With GTO Thyristors », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.32, N°2, pp.260-268, March/April 1996.
- [36] **FENNOUH Elhachemi**, «Apport des onduleurs multi niveaux dans la commande de la machine asynchrone (moteur à induction) », en vue de l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique, L'Université Hadj Lakhdar Batna, 2012.
- [37] **J. P. Caron, J. P. Hautier**, « Convertisseurs Statiques – Méthodologie Causale de Modélisation et de Commande », Editions Technip, Paris 1999.
- [38] **Hind Djeghloud, Hocine Benalla**, « Space Vector Pulse Width Modulation Applied to the Three-Level Voltage Inverter », Electrotechnic's Laboratory of Constantine, Mentouri-Constantine University.
- [39] **Josep Pou i Fèlix**, «Modulation and Control of Three-Phase PWM Multilevel Converters », Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy in Industrial Engineering, Universitat Politècnica de Catalunya, Departament d'Enginyeria Electronica, November 2002.
- [40] **Bakhouche Lemnouer**, «Commande par linéarisation entrées-sorties du couple et de flux de la machine asynchrone », Mémoire de Magister, Universite Ferhat Abbas – Setif, 2009.
- [41] **Caron. J.P, Hautier. J.P** « Modelisation et commande de la machine asynchrone », édition technip 1995.
- [42] **Lourci. N** « Contribution à l'étude et à la commande d'un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes .Application à la conduite d'une machine asynchrone triphasée », Thèse de magister, ENP, Alger 2000.
- [43] **L .Baghli**, «Modélisation Et Commande De La Machine Asynchrone», IUFM de lorraine - UHP, 2005.
- [44] **R. Abdessemed, M. Kadjoudj**, «Modélisation Des Machines Electriques», presses de l'université de Batna 1997.