

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

Université A. MIRA Bejaïa
Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique



Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique spécialité
Machines Eléctriques

Thème

**Commande par orientation du vecteur tension (VOC)
d'un redresseur MLI triphasé**

Préparé par :

**M. REDOUANE Abderrahmane
M^{lle}. TAKABAÏT Thiziri**

Dirigé par :

M. BOUDRIES Zoubir

Devant le jury composé de :

.....

Année universitaire 2019/2020

Remerciements

Nous tenons à remercier, tout d'abord, Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a données durant toutes ces longues années.

Nous tenons à remercier vivement Mr BOUDRIES pour nous avoir honorés par son encadrement, son orientation, ses précieux conseils et ses encouragements et qui nous ont permis de mener à bien ce travail.

Nous voudrions, également, remercier nos professeurs, qui nous ont fourni les outils nécessaires à la réussite de nos études universitaires.

Un énorme merci à nos familles et amis pour leurs éternel soutien et la confiance qu'ils ont en nos capacités.

Nous tenons à exprimer notre gratitude aux membres de jury pour avoir accepté de juger ce travail.

Sommaire

Introduction Générale	1
------------------------------------	---

Chapitre I : généralités sur les redresseur MLI

I.1.Introduction.....	4
I.2. Qualité de l'énergie électrique.....	4
I.3. Problématique des harmoniques.....	5
I.3.1 Les Perturbations dues aux harmoniques.....	5
I.3.2 Origine des harmoniques.....	5
I.3.3 Principales perturbations causés par les courants et tensions harmoniques.....	7
I.3.4 Caractérisation des harmoniques.....	9
I.4 Solution de dépollution harmonique	10
I.5. Redresseurs à MLI	11
I.5.1.Types de redresseurs à MLI	11
I.5.2 Fonctionnement du redresseur MLI	13
I.5.3 Modélisation du redresseur dans le référentiel abc	17
I.5.4 Modélisation du redresseur dans le référentiel fixe α - β	18
I.5.5 Modélisation du redresseur MLI dans le référentiel tournant d-q	19
I.6 Conclusion	20

Chapitre II : Redresseurs multi-niveaux et stratégies de modulation

II.1 Introduction	22
II.2 Redresseurs multi-niveaux	22
II.3 Convertisseur à structure NPC.....	23

II.4. Différents stratégies de modulation des redresseurs multi-niveaux.....	27
II.5. Classification des stratégies de modulation.....	27
II.5.1. Modulation par largeur d'impulsions sinusoïdale (SPWM)	27
II.5.2. La commande vectorielle (SVPWM)	30
II.6 Simulations numériques	33
II.6.1. Résultats de simulations des technique de modulation SPWM et SVPWM appliquées à un convertisseur deux niveaux.....	33
II.6.2. Résultats de simulation des techniques de modulation SPWM et SVPWM appliquées sur un convertisseur trois niveaux.....	34
II.6.3. Résultats de simulations des techniques de modulation SPWM et SVPWM appliquées sur un convertisseur cinq niveaux.....	35
II.7. Interprétation des résultats	36
II.8. Conclusion.....	37

Chapitre III : Commande par orientation de vecteur tension d'un redresseur MLI

III.1 Introduction.....	39
III.2. Commande par orientation de vecteur tension (VOC).....	40
III.2.1. La boucle à verrouillage de phase PLL.....	41
III.2.2 Boucle de régulation de tension du bus continu	43
III.2.3 Boucle de régulation de courant	44
III.3 simulation numérique	47
III.3.1. Résultat de simulation de la commande VOC appliqué à un redresseur à deux niveaux.....	47
III.3.1.1 Interprétation des résultats	49
III.3.2. Résultat de simulation de la commande VOC appliqué sur un redresseur trois niveaux.....	50
III.3.2.1 Interprétation des résultats	52
III.3.3. Résultat de simulation de la commande VOC appliqué sur un redresseur cinq niveaux.....	52

III.3.3.1 Interprétation des résultats	53
III.4 Comparaison entre les différents niveaux	53
III.5 Conclusion	54
Conclusion générale	56
Annexe	57
Références bibliographiques	72

Notation

X_1, X_n : Valeur efficace du fondamental et de la harmonique de rang n.

θ_1, θ_n : Déphasage de fondamental et l'harmonique de rang n.

ω : pulsation fondamentale du réseau.

S : la puissance apparente

P : la puissance active

Q : la puissance réactive

D : puissance déformante

C_n : représente la composante harmonique de rang n.

S_n : Le taux harmonique.

R : Résistance de ligne.

L : Inductance de ligne.

\bar{E} : Tension de ligne.

\bar{V} : Tension d'entrée

V_m : L'amplitude de la tension simple.

I_m : L'amplitude du courant de ligne.

e : Tension instantanée de phase du réseau

v : Les tensions simples à l'entrée du redresseur

i : Courant instantané de phase du redresseur

i_{ref} : Courant de référence du redresseur

i_c : Le courant dans la capacité

i_q, i_d : Le courant quadratique et courant directe

\bar{E} : Simple pour le système triphasé équilibré sans neutre

V_p : Tension de porteuse

V_{ref} : La tension de référence

V_{dc} : La tension de sortie

$S_{a,b,c}$: États de commutation des interrupteurs du convertisseur de tension

θ_{est} : L'angle électrique estimr.

f_p : La fréquence de porteuse.

f_{ref} : la fréquence de référence.

V_a, V_b, V_c : Les tensions mesurées sur le réseau

I_a : Le courant de ligne.

θ : La phase instantanée réelle de la tension directe.

ω_{est} : La pulsation d'estimation.

V_d, V_q : Les tensions directe et quadratique.

$V_{q_{ref}}$: La tension quadratique de référence.

v'_d, v'_q : Les tensions directe et quadratique.

$i_{d_{ref}}$: Le courant direct de référence.

$i_{q_{ref}}$: Le courant quadratique de référence.

V_{max} : La tension maximale.

. ABREVIATIONS

VOC : Contrôle à tension orientée.

VFOC : Commande à flux virtuel orienté.

DPC : Commande directe en puissance.

VF-DPC : Commande directe en puissance par flux virtuel.

MLI : Modulation en largeur d'impulsions.

THD : Taux de distorsion harmonique.

SPWM : Modulation de largeur d'impulsions sinusoïdale.

SVPWM : Modulation de largeur d'impulsion vectorielle.

INTRODUCTION GENERALE

Les systèmes commandés à base d'électronique de puissance, tels que les convertisseurs statiques (redresseurs, onduleurs, gradateurs et cyclo convertisseurs) sont très utilisés dans l'industrie. Ils sont considérés comme des charges non linéaires qui absorbent un courant non sinusoïdal, donc des courants harmoniques. Un récepteur non linéaire provoque des chutes de tension harmoniques dans les circuits qui l'alimentent. De plus, la circulation des courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique entraîne des perturbations au niveau de ce réseau. Parmi celles-ci, l'augmentation du taux de déséquilibre des courants ainsi qu'une importante consommation de la puissance réactive et par conséquent l'obtention d'un mauvais facteur de puissance. Ces perturbations et d'autres (harmoniques et déséquilibres de tension) ont des conséquences néfastes sur les équipements électriques, elles peuvent aller d'un fort échauffement ou d'un arrêt soudain des machines tournantes jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

Il existe plusieurs solutions de dépollution des courants harmoniques pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques. Parmi ces solutions, l'utilisation de dispositifs à absorption sinusoïdale de courant tel que le redresseur à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) [1].

Grâce à leur capacité à réduire le contenu harmonique des courants prélevés sur le réseau et à assurer un transfert bidirectionnel de puissance, leur rapidité de réponse, leur limitation d'encombrement, de poids et de coût, les redresseurs à MLI deviennent de plus en plus un moyen intéressant d'interfaçage avec le réseau électrique pour différentes applications industrielles, surtout les entraînements électriques hautement performants.

La recherche dans ce domaine s'est considérablement développée ces dernières années. Elle englobe plusieurs aspects, notamment la qualité de l'énergie électrique, les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance ainsi que les techniques de commande [2].

Les convertisseurs multi-niveaux ont ouvert une porte pour les progrès dans la technologie de conversion d'énergie électrique dans les applications de haute puissance et aussi pour des conceptions de puissance moyenne et basse. Ces convertisseurs présentent une

faible distorsion harmonique, et une plus grande efficacité par rapport aux convertisseurs conventionnels (à deux niveaux). En effet, l'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que les GTO et IGBT, ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants.[16]

Plusieurs stratégies de contrôle du redresseur MLI ont été proposées dans la littérature. On peut les classer en deux familles :

- Méthodes contrôlant directement les puissances échangées entre les deux côtés du convertisseur : Ce sont les DPC (Direct Power Control) et les VF-DPC (Virtual flux based direct power control)
- Méthodes utilisant des boucles internes de courant pour un contrôle indirect de ces puissances : Ce sont les VOC (Voltage Oriented Control) et le VFOC (Virtual Flux Oriented Control)

Ces stratégies de contrôle visent à atteindre le même but global à savoir un facteur de puissance unitaire et un courant de forme pratiquement sinusoïdale, mais leurs principes diffèrent. [3]

Dans notre travail, on présentera la commande par orientation du vecteur tension (VOC) appliquée à un redresseur MLI à cinq niveaux de tension.

On présentera dans le premier chapitre, quelques notions sur la qualité de l'énergie électrique et des généralités sur les redresseurs MLI.

Le deuxième chapitre est consacré aux redresseurs MLI dits « multi-niveaux » à structure NPC, et leurs différents stratégies de modulation.

Le troisième chapitre est consacré, dans sa première partie, à la présentation de la commande par orientation du vecteur tension (VOC) appliquée à un redresseur multi-niveaux. La deuxième partie portera sur l'application de la stratégie de commande pour le control du redresseur, ainsi que la présentation et l'interprétation des résultats de simulation.

On terminera ce travail par une conclusion générale et des perspectives.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES REDRESSEURS MLI

I.1.INTRODUCTION

Les redresseurs ont un très vaste domaine d'applications. Les redresseurs à diodes, ou redresseurs non commandé, ne permettent pas de faire varier le rapport entre la tension alternative d'entrée et la tension continue de sortie. De plus, ils sont irréversibles, c'est-à dire que la puissance ne peut aller que du côté alternatif vers le côté continu. Les redresseurs à thyristors ou à transistors, appelés redresseurs commandés, permettent, pour une tension alternative d'entrée fixée, de faire varier la tension continue de sortie. Ils sont de plus réversibles.

Dans ce qui suit nous allons présenter quelques notions sur la qualité de l'énergie électrique. Il s'agit de décrire les phénomènes principaux qui la dégradent, leurs origines, leurs conséquences sur les équipements, leur caractéristiques et les principales solutions pour atténuer leurs effets.

I.2. Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie est une notion assez large et vaste qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et la qualité des courants. Lorsque la tension est présente, les principaux phénomènes pouvant l'affecter sont, d'une part, les variations lentes : creux de tension, surtensions, coupures, déséquilibres et, d'autre part, les variations rapides : surtensions transitoires, ainsi que les harmoniques. La qualité des courants reflète par contre la possibilité des charges à fonctionner sans perturber ni réduire l'efficacité du système de puissance. C'est pourquoi certains considèrent que la qualité de l'électricité se réduit à la qualité de la tension [1].

Tout phénomène physique affectant une ou plusieurs de ces caractéristiques peut être considéré comme perturbation. En pratique, ces perturbations sont classées selon la durée du phénomène. Ainsi, il est possible de distinguer :

- les altérations de l'onde de tension (harmoniques, déséquilibre). Ces phénomènes sont permanents ou durent au minimum plusieurs minutes,
- les creux de tension et coupures brèves d'une durée de l'ordre d'une à quelques secondes.
- les surtensions transitoires, de durée inférieure à une période [2].

Dans ce qui suit, nous nous limiterons aux perturbations provoquées par les harmoniques, leurs origines et leurs conséquences sur les réseaux et la fourniture électrique.

I.3. Problématique des harmoniques

La problématique des harmoniques dans les réseaux électriques, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau. Néanmoins, du fait que de plus en plus de charges non linéaires se connectent au réseau, cette problématique est devenue très répandue. Les charges non linéaires provoquent une distorsion des courants et donc des tensions, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt d'éliminer ou de minimiser ces harmoniques [5].

Un récepteur d'énergie est considéré par le réseau électrique comme une charge perturbatrice s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou des courants déséquilibrés ou s'il consomme de la puissance réactive. Les deux premiers types de perturbations peuvent déformer ou déséquilibrer les tensions du réseau lorsque l'impédance de celui-ci n'est pas négligeable. Le troisième réduit la capacité de production ou de transmission de la puissance active des générateurs, des transformateurs et des lignes électriques [4].

Les harmoniques de courant, une fois injectés par des charges non linéaires, se propagent à travers le réseau électrique en affectant la forme d'onde des tensions aux différents points du réseau. Cette propagation n'est limitée que par les bifurcations (points de division des courants) et les impédances du réseau qui dépendent généralement de la fréquence des courants harmoniques. La présence des harmoniques de courant se révèle essentiellement à travers leurs effets sur la tension du réseau [5].

I.3.1 Les Perturbations dues aux harmoniques

Les harmoniques circulant dans les réseaux détériorent la qualité de l'énergie et sont ainsi à l'origine de nombreuses nuisances :

- Surcharge des réseaux de distribution par l'augmentation du courant efficace ;
- Surcharge des conducteurs de neutre en raison de la sommation des harmoniques ;
- Surcharge et vieillissement des condensateurs de compensation d'énergie réactive ;
- Déformation de la tension d'alimentation pouvant perturber des récepteurs sensibles [2].

I.3.2 Origine des harmoniques

Les harmoniques sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur l'onde fondamentale, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental. En général, les harmoniques pairs sont négligeables et seuls les harmoniques impairs existent [6]. Nous pouvons également observer des sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples de la fréquence fondamentale. La figure 1.1 illustre un exemple de forme d'onde d'une tension distordue contenant, en plus du terme fondamental de fréquence 50Hz, trois harmoniques de rang impair 5, 7 et 11.

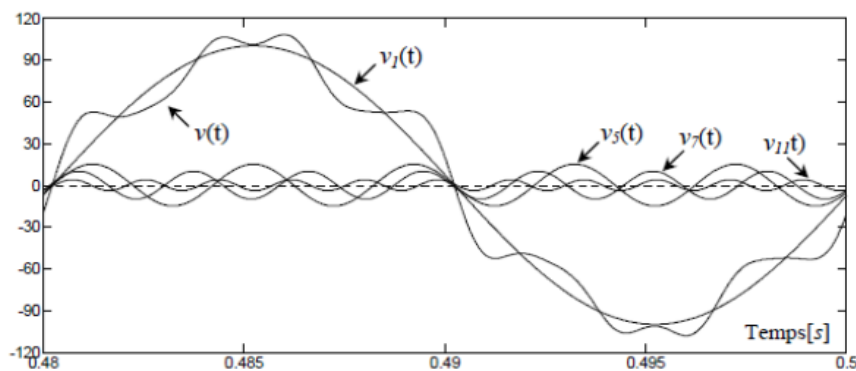


Figure I.5 Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques.

La cause principale de l'existence des harmoniques de tension, est l'injection dans le réseau des courants non sinusoïdaux par des charges non linéaires. Il s'agit alors de sources génératrices de courants harmoniques qui peuvent être classées en deux types :

a) Sources harmoniques identifiables

Les équipements dotés de dispositifs à base d'électronique de puissance, notamment les redresseurs et les cyclo-convertisseurs de puissances importantes, installés sur les réseaux haute et moyenne tension sont typiquement des sources harmoniques identifiables. Avec ce type de charge non linéaire, le distributeur d'énergie est capable d'identifier le point d'injection des harmoniques et de quantifier la perturbation provoquée. Dans ce cas, c'est l'utilisateur qui doit se procurer les moyens nécessaires afin de réduire cette perturbation au dessous du seuil exigé par le distributeur de l'énergie sous peine d'être pénalisé [7].

b) Sources harmoniques non identifiables

Ce type de générateur de courants harmoniques est principalement représenté par les appareils utilisés dans les domaines électrodomestiques ou tertiaires tels que les téléviseurs et les micro-ordinateurs. Vu leur très large diffusion, ces équipements comportant souvent un redresseur monophasé à diodes avec un condensateur de lissage, prélèvent des courants harmoniques non négligeables. Dans ce cas, il est de la responsabilité du distributeur de l'énergie électrique d'empêcher la propagation de la perturbation harmonique sur le réseau puisque individuellement chaque utilisateur génère un faible taux d'harmoniques [7].

I.3.3 Principales perturbations causées par les courants et tensions harmoniques

Les tensions et courants harmoniques superposées à l'onde fondamentale conjuguent leurs effets sur les appareils et équipements utilisés.

Ces grandeurs harmoniques ont des effets différents selon les récepteurs rencontrés :

- Soit des effets quasi-instantanés.
- Soit des effets à terme dus aux échauffements.

a) Les effets quasi-instantanés

Concernent certains types d'appareillage, tels que l'électronique de puissance, calculateurs, relais, systèmes de contrôle et régulation,...etc. La présence des harmoniques sur le réseau provoque le déplacement du passage par zéro et des modifications de la valeur crête de l'onde [4].

b) Les effets à terme

Se rapportent essentiellement aux machines tournantes, aux transformateurs et aux condensateurs, ce qui se manifeste par des échauffements supplémentaires et l'augmentation du niveau sonore. Il en découle la destruction de matériel ou plus fréquemment une diminution de leur durée de vie par surcharge thermique [4].

La liste suivante donne une idée de l'impact des harmoniques sur certains équipements à usage fréquent qui font partie intégrante du réseau électrique:

- **alternateurs** : pertes supplémentaires dans les enroulements statoriques et dans les amortisseurs liées à l'augmentation de la valeur efficace du courant absorbé.

Ces pertes provoquent un échauffement supplémentaire et réduisent également le rendement de ces machines [4].

- **câbles électriques** : pertes Joule supplémentaires, surtout dans les câbles de retour du neutre où circulent les courants harmoniques homopolaires et corrosion des câbles en aluminium. La présence des harmoniques dans le réseau diminue aussi la capacité de transport en puissance active des lignes [4].
- **transformateurs** : ils sont les constituants les plus directement affectés par les courants harmoniques. Ces derniers produisent des pertes additionnelles dans les enroulements. Ces pertes ne sont pas seulement dues à l'effet Joule pelliculaire, mais aussi à des courants induits dans les bobinages, le noyau et les pièces métalliques par les composantes à hautes fréquences des champs de fuite [8].
- **moteurs à courant alternatif** : la déformation de l'onde de tension du réseau, due à l'interaction entre les courants harmoniques et l'impédance équivalente du réseau, influe sur le fonctionnement des machines électriques à courant alternatif en général et sur celui des moteurs asynchrones en particulier (pertes supplémentaires dans le fer et les enroulements et pulsations du couple) [7].
- **condensateurs** : ils sont aussi très affectés par les courants harmoniques. Les condensateurs branchés en parallèle sur les réseaux pour la compensation de la puissance réactive (correction du facteur de puissance) ont des impédances d'autant plus faibles que la fréquence est élevée. Les courants harmoniques se superposent au courant fondamental et causent des pertes supplémentaires qui peuvent excéder la capacité thermique des condensateurs et réduire considérablement leur durée de vie. De plus, des phénomènes de résonance peuvent subvenir et soumettre les condensateurs à des surtensions, lesquelles sont susceptibles de les dégrader, voir de perforer leur isolation [6].
- **équipements à base d'électronique de puissance** : dysfonctionnement lié à la déformation de la tension qui peut créer des faux passages par zéro (perte de synchronisation) [4].

I.3.4 Caractérisation des harmoniques

La perturbation harmonique est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique (THD) défini pour la tension ou le courant. Ce critère est le plus souvent employé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal distordu. Il mesure également le degré de déformation du signal apporté par les harmoniques par rapport à une onde sinusoïdale. Il va de soit que la répartition spectrale complète généralement l'information sur le THD en indiquant le rang des harmoniques dominants. Pour chiffrer la consommation de puissance réactive le facteur de puissance (FP) est généralement utilisé [10].

a) Taux Global de Distorsion Harmonique

Le courant absorbé par une charge non linéaire (convertisseur statique) n'est pas sinusoïdal, mais sa valeur moyenne sur chaque phase est souvent nulle. Dans ce cas, la décomposition en série de Fourier du signal donne :

$$X(t) = \sqrt{2} \cdot X_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2} \cdot X_n \cdot \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (\text{I.1})$$

Avec :

X_1, X_n : Valeur efficace du fondamental et de la harmonique de rang n.

θ_1, θ_n : Déphasage du fondamental et de l'harmonique de rang n.

ω : pulsation fondamentale du réseau.

Le taux global de distorsion harmonique (Total Harmonic Distorsion THD) représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamental. Lorsque le THD est égal à zéro, on peut conclure qu'il n'y a pas d'harmoniques sur le réseau. Il est défini par la relation :

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{X_n^2}{X_1^2}} \quad (\text{I.2})$$

Avec X : soit un courant ou une tension.

b) Facteur de Puissance

Il est possible aussi de caractériser les harmoniques par leur participation dans la puissance apparente. Nous utilisons alors la notion de puissance déformante "D". Dans le cas d'un réseau équilibré à m-phases, la puissance apparente S, la puissance active P et la puissance réactive Q sont données par les relations suivantes [4] :

$$S = m \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (I.3)$$

$$P = m \sum_{n=2}^{\infty} V_n I_n \cos(\phi_n) \quad (I.4)$$

$$Q = m \sum_{n=2}^{\infty} V_n I_n \sin(\phi_n) \quad (I.5)$$

A son tour, la puissance déformante caractérisant la contribution des harmoniques est définie par la formule suivante :

$$D = m V_1 \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (I.6)$$

Finalement, le facteur de puissance s'exprime comme suit :

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} V_n I_n \cos(\phi_n)}{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} \quad (I.7)$$

On constate que le facteur de puissance est dégradé par la présence des harmoniques.

c) Taux Harmonique de Rang n

Le taux harmonique (tension ou courant) est défini par le rapport entre l'amplitude de la composante harmonique d'ordre n et l'amplitude de la composante du terme fondamental.

$$S_n = \frac{c_n}{c_1} \quad (I.9)$$

Où :

C_n : représente la composante harmonique de rang n.

C_1 : représente la composante fondamentale.

I.4 Solution de dépollution harmonique

On peut regrouper les solutions visant à réduire les perturbations harmoniques en deux groupes : les solutions traditionnelles et les solutions modernes.

a) Solutions traditionnelles

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation. Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques :

- L'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation des convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique.
- L'utilisation des dispositifs de filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produites par des charges non linéaires [12].

b) Solutions modernes

L'exploitation de la bonne qualité d'énergie électrique avec un faible coût a fait l'objet d'une demande croissante de la part des industriels. Le but principal des chercheurs dans le domaine de l'électronique de puissance est de satisfaire les industriels par l'utilisation des solutions plus efficaces et économiques.

Les solutions de dépollution traditionnelles ne répondant plus à l'évolution des réseaux électriques et les charges à protéger, comme nous venons de le décrire précédemment, d'autres solutions modernes ont été proposés :

- La première solution de dépollution consiste à fabriquer la charge la moins polluante possible, de manière à réduire le taux d'émission d'harmoniques.
- Deuxième solution : les filtres actifs sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques [13].
- Dans le souci de fournir aux consommateurs une énergie électrique de bonne qualité, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les redresseurs à MLI sont proposés comme solution avancée de dépollution des réseaux électriques. L'emploi de cette technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique en prélevant des courants d'allure sinusoïdale mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives. Les redresseurs à MLI peuvent en effet s'adapter aux évolutions de la charge comme à celle du réseau électrique et sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur [14].

I.5. Redresseurs à MLI

Ce sont des convertisseurs à modulation de largeurs d'impulsions, utilisant des composants semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture, telles que les transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) ou les thyristors GTO (Gate Turn-Off). Ces convertisseurs offrent des possibilités de réglage intéressantes et permettent de

solutionner le problème de la pollution harmonique améliorant ainsi la qualité des réseaux et de la fourniture électrique.

I.5.1.Types de redresseurs à MLI

On distingue deux structures de redresseur à MLI : redresseur de courant et redresseur de tension.

a) Redresseur à MLI de tension

Un redresseur à MLI de tension est alimenté par une source de tension sinusoïdale, et débite sur un récepteur de courant continu. Il a donc la structure d'un onduleur de courant, les interrupteurs sont unidirectionnels en courant mais bidirectionnels en tension.

Le redresseur à MLI de tension fonctionne en abaisseur de tension. Il peut donc être directement utilisé pour alimenter à tension variable une charge à courant continu.

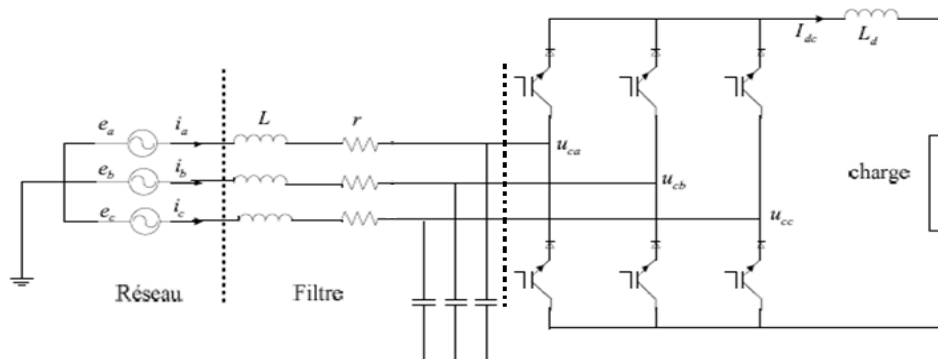


Figure I.6. Schéma de principe d'un redresseur à MLI de tension

b) Redresseur à MLI de courant

Un redresseur à MLI de courant est alimenté par une source de courant sinusoïdal, et débite sur un récepteur de tension continue. Il a donc la structure d'un onduleur de tension [14]. Il utilise des interrupteurs unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant.

Pour que l'entrée du redresseur soit alimentée par une source de courant, on y ajoute une inductance supplémentaire placée entre le réseau et le redresseur. Dans le fonctionnement en redresseur à MLI de courant, le réseau alternatif impose la valeur de la tension à l'entrée du convertisseur.

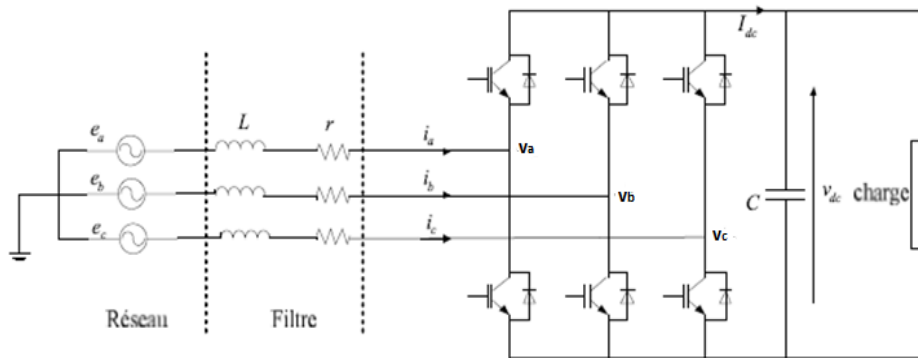


Figure I.7. Schéma de principe d'un redresseur à MLI de courant

I.5.2 Fonctionnement du redresseur MLI

Les interrupteurs à semi-conducteurs, commandables à l'ouverture et à la fermeture, permettent un contrôle efficace des convertisseurs de puissance connectés au réseau. Ces interrupteurs agissent comme une interface dans l'exécution des algorithmes de commande. En effet, il est possible de reproduire les tensions de références générées par la commande en faisant varier la durée d'ouverture-fermeture de ces interrupteurs. Ce qui assure un contrôle précis du flux de puissance [15].

En fonction de l'application souhaitée, une grande variété de dispositifs d'électronique de puissances ont été développés, avec différents types d'interrupteurs à semi-conducteurs et différentes topologies de constructions. Parmi ces topologies, celle du redresseur à MLI deux niveaux illustrée par la figure I.8, est largement utilisée comme interface de haute performance dans les systèmes de distribution et génération de l'énergie éolienne et photovoltaïque. Il est donc possible de contrôler la tension d'entrée, ainsi que l'optimisation de la forme des courants absorbés par le redresseur en commandant les commutations des interrupteurs [15].

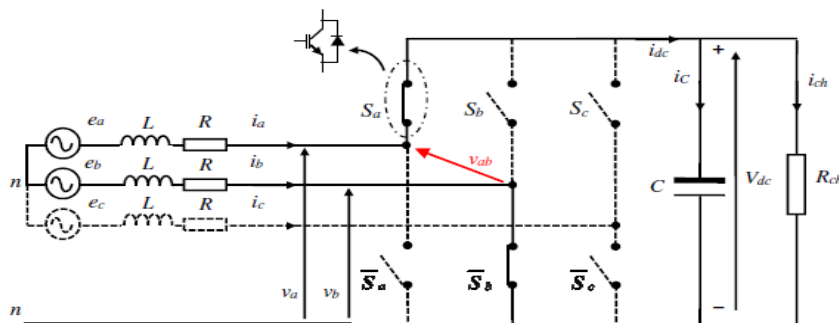


Figure I.8 Schéma du redresseur à MLI de courant.

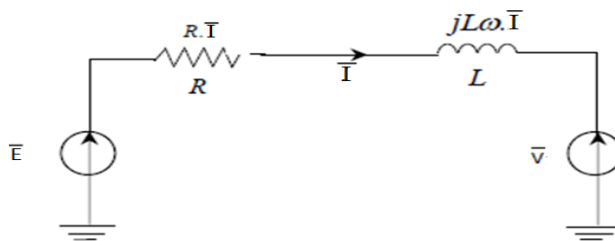


Figure I.9 Schéma équivalent d’une seule phase .

R : Résistance de ligne.

L : Inductance de ligne.

\bar{E} : Tension de ligne.

\bar{V} : Tension d’entrée du redresseur.

ω : pulsation de réseau.

Les inductances connectées entre l’entrée du redresseur et la ligne, sont une partie intégrante du circuit. Elles confèrent à la source et au redresseur les caractères d’une source de courant et redresseur survolteur respectivement. La chute de tension aux bornes de l’inductance est égale à la différence entre la tension e et la tension v . Cette dernière permet le contrôle du courant en phase et en amplitude. La valeur moyenne et le signe du courant redressé sont proportionnels à la puissance active conduite par le redresseur.

La puissance réactive peut être contrôlée indépendamment par le décalage du courant fondamental i , par rapport à la tension de ligne e [3].

La figure I.10 présente le diagramme vectoriel du redresseur triphasé, général et sous un facteur de puissance unitaire.

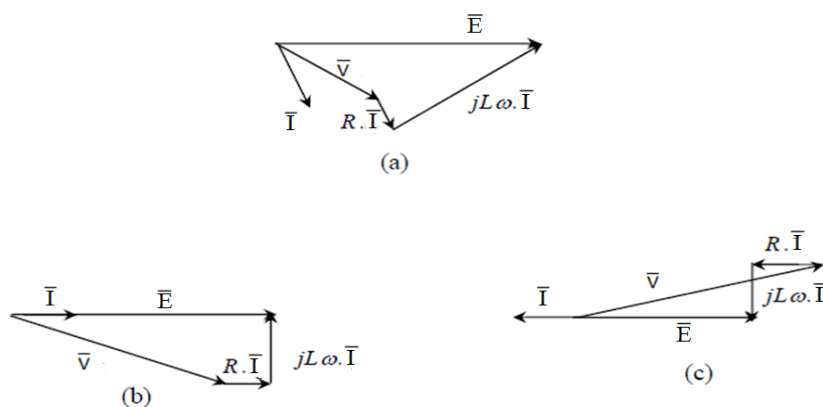


Figure I.10 a) Diagramme vectoriel du redresseur à MLI général.

b) Facteur de puissance unitaire (courant direct).

c) Facteur de puissance unitaire (courant inverse).

Le pont redresseur est constitué de trois bras avec deux transistors IGBT en antiparallèle avec des diodes, qui sont présentés comme des interrupteurs pouvant être commandés à l'ouverture (état 0) et à la fermeture (état 1). Les tensions d'entrée $v_{abc}abc$ sont en fonction des états de ces interrupteurs.

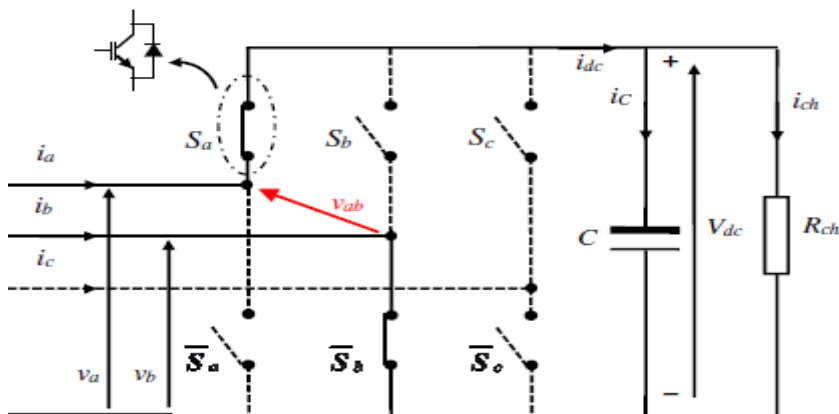


Figure I.11 schéma simplifier du pont a IGBT

Le coté alternatif sera simplifié en considérant les tensions et les courants du réseau sont symétriques (les trois tensions d'alimentation et les trois courants sont égales en amplitudes et déphasées de 120°). Ils sont alors définis comme suit [15]:

$$e_a(t) = E_m \sin(\omega t) \tag{I.10}$$

$$e_b(t) = E_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \tag{I.11}$$

$$e_c(t) = E_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \tag{I.12}$$

$$i_a(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi) \tag{I.13}$$

$$i_b(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}) \tag{I.14}$$

$$i_c(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi - \frac{4\pi}{3}) \tag{I.15}$$

Où V_m , I_m , ω et φ sont, respectivement, l'amplitude de la tension simple et du courant de ligne et la pulsation du réseau et le déphasage initial du courant. De plus, l'hypothèse d'un système équilibré sans neutre raccordé implique :

$$e_a(t) + e_b(t) + e_c(t) = 0 \tag{I.16}$$

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \tag{I.17}$$

En outre, nous considérons la résistance interne de la source de tension et la résistance des fils nulles. On néglige aussi l'impédance du réseau ou de la source d'alimentation devant l'impédance du filtre d'entrée. Le filtre d'entrée est supposé idéal (pas de saturation ni d'impédance de couplage). Aussi, l'inductance L et la résistance R sont supposées avoir les mêmes valeurs pour chacune des trois phases [15].

La figure I.11 représente le schéma simplifié du pont à IGBT. Où les symboles (S_a, \bar{S}_a) , (S_b, \bar{S}_b) et (S_c, \bar{S}_c) , désignent les signaux de commande ou états de commutation de chaque interrupteur, avec une valeur soit de 0 ou 1. Notons que les deux interrupteurs de chaque bras sont à commande complémentaire ($S_a + \bar{S}_a = 1$, $S_b + \bar{S}_b = 1$, $S_c + \bar{S}_c = 1$). Ce qui signifie qu'un seul interrupteur est fermé pour chaque bras a tout instant. Le tableau I.1 représente les huit configurations possibles du redresseur en fonction des signaux de commande $(S_a, S_b, et S_c)$, des courants aux bornes des interrupteurs ($i_{k1}, i_{k2} et i_{k3}$), du courant débité à la sortie du pont à IGBT (i_{dc}), ainsi que des tensions simples à l'entrée du pont (v_a, v_b, v_c), pour une tension constante du bus continu (V_{dc}) [15].

N°	S_a	S_b	S_c	v_a	v_b	v_c	i_{k1}	i_{k2}	i_{k3}	i_{dc}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	i_a	0	0	i_a
V_2	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	i_a	i_b	0	$-i_c$
V_3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	0	i_b	0	i_b
V_4	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	0	i_b	i_c	$-i_a$
V_5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	0	0	i_c	i_c
V_6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	i_a	0	i_c	$-i_b$
V_7	1	1	1	0	0	0	i_a	i_b	i_c	0

Tableau I.1 Table de vérité du redresseur à MLI.

Les tensions simples à l'entrée du redresseur s'expriment en fonction des ordres de commande par la relation ci-dessous :

$$v = V_{dc} \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \quad (\text{I.18})$$

Le courant débité par le redresseur est donné en fonction des courants prélevés sur le réseau par l'expression ci-après :

$$c \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch} \quad (\text{I.19})$$

I.5.3 Modélisation du redresseur dans le référentiel abc

Selon la figure I.12, les équations des tensions simples pour le système triphasé équilibré sans neutre peuvent être écrites comme suit :

$$\bar{E} = \bar{V}_L + \bar{V} \quad (\text{I.20})$$

$$\bar{E} = R\bar{I} + jL\omega + \bar{V} \quad (\text{I.21})$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

Et la tension d'entrée du redresseur peut être écrite comme suit :

$$v = V_{dc} \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \quad (\text{I.23})$$

Où $S_n = 0$ ou 1 , est l'état des interrupteurs, où ($n = a, b, c$). Par ailleurs, on peut écrire le courant du bus continu comme :

$$c \frac{dV_{dc}}{dt} = i_c \quad (\text{I.24})$$

Le courant dans la capacité peut aussi s'écrire :

$$i_c = i_{dc} - i_{ch} \quad (\text{I.25})$$

Aussi, le courant i_{dc} est la somme du produit des courants de chaque phase par l'état de son interrupteur :

$$c \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch} \quad (\text{I.26})$$

Donc, du côté alternatif du redresseur, on a :

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_a}{dt} + Ri_a &= e_a - V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_a - V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\
 L \frac{di_b}{dt} + Ri_b &= e_b - V_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_b - V_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\
 L \frac{di_c}{dt} + Ri_c &= e_c - V_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_c - V_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right)
 \end{aligned}
 \tag{I.27}$$

L'équation précédente peut s'écrire comme suit :

$$\left(L \frac{d}{dt} + R \right) i_n = e_n - V_{dc} \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right)
 \tag{I.28}$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \sum_{n=a}^c i_n S_n - i_{ch}
 \tag{I.29}$$

La combinaison des équations (I.28) et (I.29) permet de représenter le schéma fonctionnel triphasé suivant (Figure I.12) :

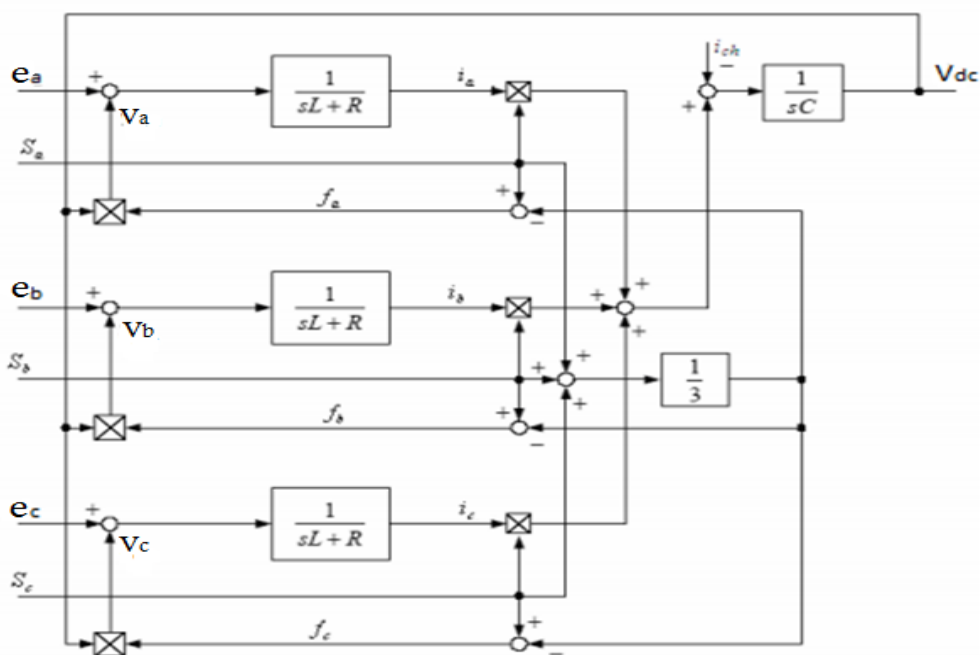


Figure I.12 : Schéma fonctionnel du redresseur à MLI dans le référentiel triphasé abc.

I.5.4 Modélisation du redresseur dans le référentiel fixe α - β

On considère la relation (I.30) pour présenter les huit états possibles de la tension d'entrée V dans un plan complexe α - β :

$$V_{k+1} = \begin{cases} \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \right) V_{dc} e^{-jk\pi/3} & \text{pour } k = 0, \dots, 5. \\ V_7 = V_0 = 0 \end{cases}
 \tag{I.30}$$

Les équations de tensions dans le repère fixe α - β , sont obtenues par l'application des équations (I.19) et (I.30) et sont écrites comme :

$$Ri_{\alpha} + L \frac{di_{\alpha}}{dt} = E_{\alpha} - V_{dc}S_{\alpha} \quad (I.31)$$

$$Ri_{\beta} + L \frac{di_{\beta}}{dt} = E_{\beta} - V_{dc}S_{\beta} \quad (I.32)$$

Avec :

$$V_{dc}S_{\alpha} = V_{\alpha} \quad (I.33)$$

$$V_{dc}S_{\beta} = V_{\beta}$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \sum_{K=\alpha}^{\beta} S_n i_n - i_{ch} = \sqrt{\frac{2}{3}} (S_{\alpha} i_{\alpha} + S_{\beta} i_{\beta}) - i_{ch} \quad (I.34)$$

Où :

$$S_{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) ; S_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c). \quad (I.35)$$

Un schéma fonctionnel dans le repère fixe α - β est présenté dans la figure I.13.

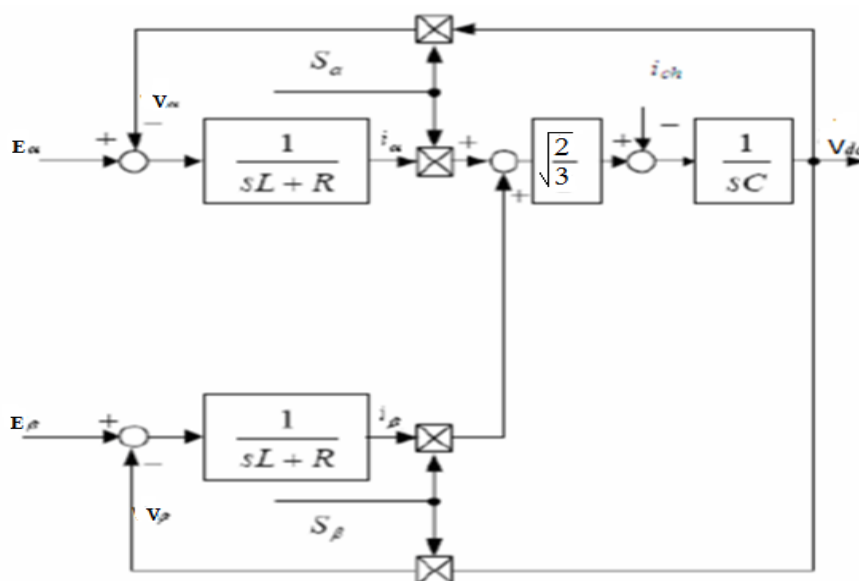


Figure I.13: Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le système de coordonnées fixes α - β .

I.5.5 Modélisation du redresseur MLI dans le référentiel tournant d-q

Les équations dans le repère tournant d - q sont obtenues à l'aide de la transformation de Park. Elles sont données par :

$$E_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + V_d \quad (I.36)$$

$$E_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + V_q \quad (I.37)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{k=d}^q S_n i_n - i_{ch} = (S_d i_d + S_q i_q) - i_{ch} \quad (I.38)$$

Avec :

$$S_d = S_\alpha \cos \omega t + S_\beta \sin \omega t$$

$$S_q = S_\beta \cos \omega t - S_\alpha \sin \omega t$$

Un schéma fonctionnel dans le repère d - q est présenté dans la figure I.14.

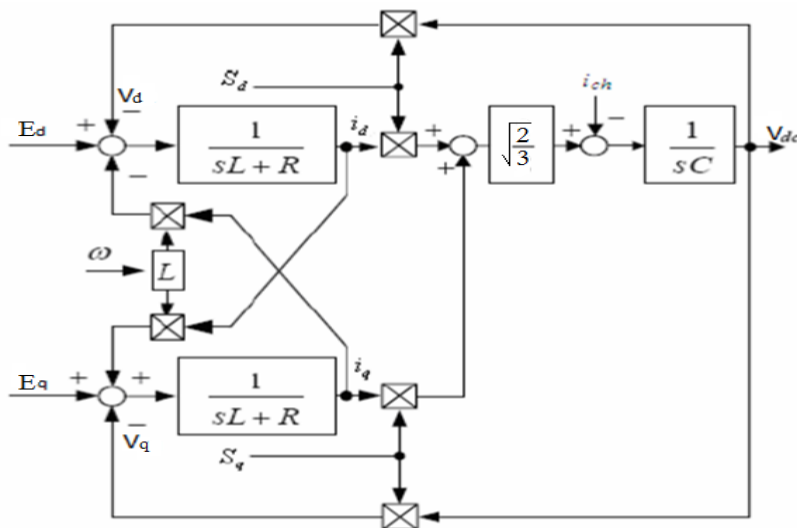


Figure I.14 : Schéma fonctionnel du redresseur MLI de tension dans le référentiel tournant d-q

I.6 Conclusion :

Durant la première partie de ce chapitre, nous avons mis en évidence une notion très importante qui est la qualité de l'énergie électrique, ainsi que les harmoniques qui dégradent cette dernière. Après avoir vu les origines et les conséquences des harmoniques, des solutions ont été apportés. Les solutions modernes sont les plus efficaces et ont retenu notre intérêt pour l'étude que nous menons dans ce travail. L'électronique de puissance étant la base de ces solutions, en particulier l'emploi du redresseur MLI.

Dans la deuxième partie, on a présenté les éléments constitutants du redresseur MLI, tout en montrant les différentes structures. Et pour mieux comprendre son principe de fonctionnement, une modélisation de ce dernier a été présentée.

Dans le chapitre qui suit, on va aborder les redresseurs multi-niveaux à structures NPC, et leurs stratégies de modulation à savoir SPWM et SVPWM.

CHAPITRE II

REDRESSEURS MULTI- NIVEAUX ET STRATEGIES DE MODULATION

II.1 Introduction :

Durant ces dernières années, on vit la naissance de nouveaux convertisseurs de puissance multi niveaux qui sont utilisés pour l'alimentation à fréquence variable des machines alternatives de forte puissance. Plusieurs structures de ces convertisseurs multi niveaux ont été proposées; on peut citer les convertisseurs multi niveaux à cellules imbriquées, les convertisseurs multi niveaux à diodes flottantes et ceux à structures à neutre clampé NPC (Neutral Point Clamped).

Dans la première partie de ce chapitre nous nous intéressons aux convertisseurs multi niveaux à structures NPC et particulièrement au redresseur MLI triphasé multi-niveaux. Ce dernier permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge grâce à sa topologie. Ainsi il permet de générer une tension proche d'une sinusoïde, et d'améliorer le spectre d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tension offert par la structure de ce convertisseur.

La deuxième partie de ce chapitre sera dédiée aux différentes stratégies de modulation qui peuvent s'appliquer à ce convertisseur, tout en assurant une haute qualité d'énergie caractérisée par un facteur de puissance unitaire ainsi qu'un courant de forme quasi-sinusoïdale.

II.2 Redresseurs multi-niveaux :

Par leurs structures, Les onduleurs à multi-niveaux sont réversibles. Ils peuvent fonctionner en onduleur pour transférer l'énergie de la source de tension continue vers la source de courant alternatif ou bien fonctionner en redresseur et assurer alors le transfert énergétique dans le sens inverse.

Afin de comprendre le principe de fonctionnement du redresseur multi-niveaux à structure NPC, on adopte la convention génératrice pour la source alternative et la convention réceptrice pour la source de tension continue. Les modèles élaborés pour les onduleurs à multi-niveaux sont valables pour les redresseurs à condition de tenir compte de ces nouvelles conventions. Toutes les stratégies de commande utilisées pour les onduleurs à trois niveaux sont également utilisables en fonctionnement redresseur [25].

II.3 Convertisseur à structure NPC :

La structure NPC multi-niveaux proposée par NABAE, TAKASHI et AKAGI en 1981 était essentiellement un onduleur à trois niveaux. Plusieurs études expérimentales et articles ont été publiés sur l'utilisation des onduleurs NPC à trois, quatre, cinq et six niveaux. La figure II.1 montre une phase d'un convertisseur trois niveaux et cinq niveaux à structure NPC, le concept principal de ce convertisseur consiste à utiliser des diodes pour limiter les tensions aux bornes des dispositifs de commutation. Le bras d'un convertisseur à m niveaux à besoin de (m-1) sources de tension, de 2(m-1) dispositifs de commutation et de 2[(m-1) + (m-2)] diodes [26].

Le bras d'un convertisseur à trois niveaux à structure NPC est présenté sur la figure II.1.a, il se compose de :

- (m-1) sources de tension (Condensateurs) = (3-1) = 2.
- 2 (m-1) dispositifs de commutation = 2 (3-1) = 4.
- 2 [(m-1) + (m-2)] diodes = 2[(3-1) + (3-2)] = 6.

La tension du bus continu est divisée en trois niveaux à l'aide de deux condensateurs connectés en série noté C_1 et C_2 respectivement. Le point central (n) des deux condensateurs est relié à la terre et peut être défini comme le point neutre et les tensions de sortie ont trois états différents en se référant au point neutre : +, 0 et - et les tensions de phase de sortie correspondantes sont : $\frac{V_{dc}}{2}$, 0 et $-\frac{V_{dc}}{2}$ [26].

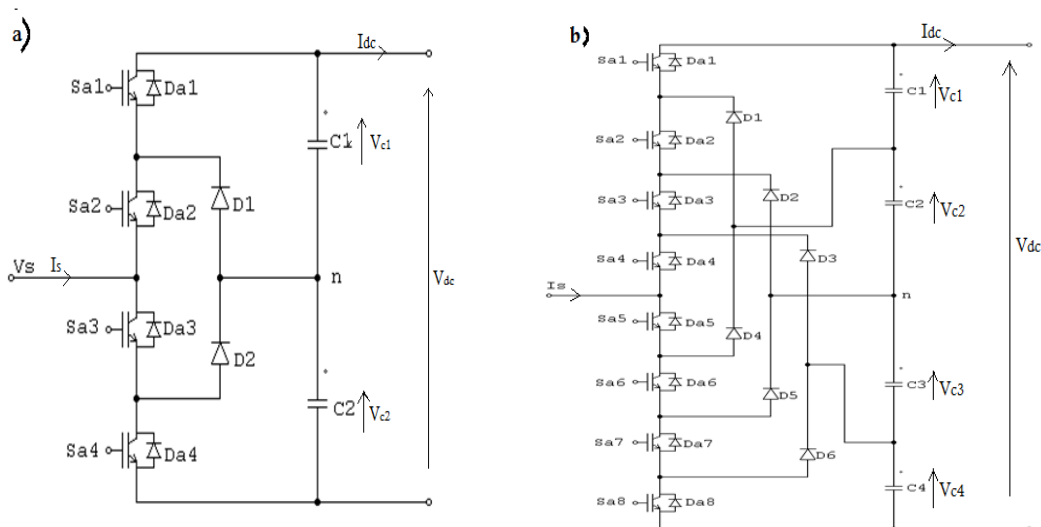


Figure II.1 : Redresseur multi-niveaux NPC : (a) Trois niveaux, (b) Cinq niveaux.

Le bras d'un convertisseur cinq niveaux à structure NPC est schématisé sur la Figure II.1.b, il se compose de :

- (m-1) sources de tension (Condensateur) = (5-1) = 4.
- 2 (m-1) dispositifs de commutation = 2 (5-1) = 8.
- 2 [(m-1) + (m-2)] diodes = 2 [(5-1) + (5-2)] = 14.

La tension du bus continu est divisée en cinq niveaux à l'aide de quatre condensateurs connectés en série noté C_1, C_2, C_3 et C_4 respectivement. Le point central (n) des quatre condensateurs est relié à la terre et peut être défini comme le point neutre et les tensions de sortie ont cinq états différents : 1, 2, 3, 4 et 5. Les tensions de sortie de bus continu correspondantes sont : $\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{4}, 0, -\frac{V_{dc}}{4}, -\frac{V_{dc}}{2}$ [26].

La figure II.2 illustre les configurations possibles du convertisseurs trois niveaux à structure NPC. S_{a1} et S_{a3}, S_{a2} et S_{a4} sont commandés de manière complémentaire.

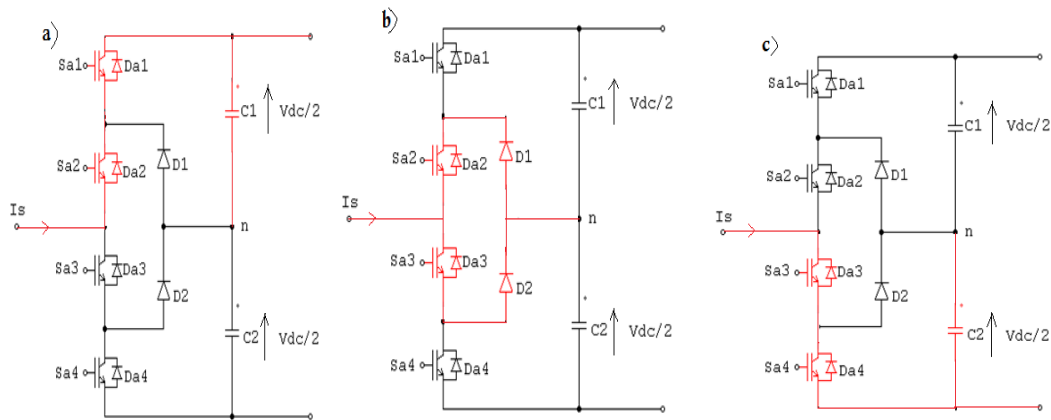


Figure II.2 : Configurations possibles d'un bras de redresseur à trois niveaux de type NPC.

- Pour obtenir le niveau de tension de sortie $V_s = \frac{V_{dc}}{2}$, tous les interrupteurs du haut (S_{a1} et S_{a2}) sont fermés (cas a).
- Pour obtenir le niveau de tension de sortie $V_s = -\frac{V_{dc}}{2}$, tous les interrupteurs du bas (S_{a3} et S_{a4}) sont fermés (cas c).
- Pour obtenir le niveau de tension de sortie $V_s = 0$, les interrupteurs du milieu S_{a2} et S_{a3} sont fermés (cas b).

Le tableau II.1 résume le fonctionnement du bras de redresseur NPC à trois niveaux en fonction du sens de circulation du courant.

Tableau II.1 : Phases de fonctionnement d'un bras de redresseur NPC à trois niveaux.

Sens du courant	Le courant circule à travers	Niveaux de tension
$I_s > 0$	D_{a1} et D_{a2}	$V_{dc}/2$
	D_2 et S_{a3}	0
	S_{a3} et S_{a4}	$-V_{dc}/2$
$I_s < 0$	S_{a1} et S_{a2}	$V_{dc}/2$
	D_1 et S_{a2}	0
	D_{a3} et D_{a4}	$-V_{dc}/2$

La figure II.3 illustre les configurations possibles du convertisseur cinq niveaux à structure NPC. S_{a1} et S_{a5} , S_{a2} et S_{a6} , S_{a3} et S_{a7} , S_{a4} et S_{a8} sont commandés de manière complémentaire.

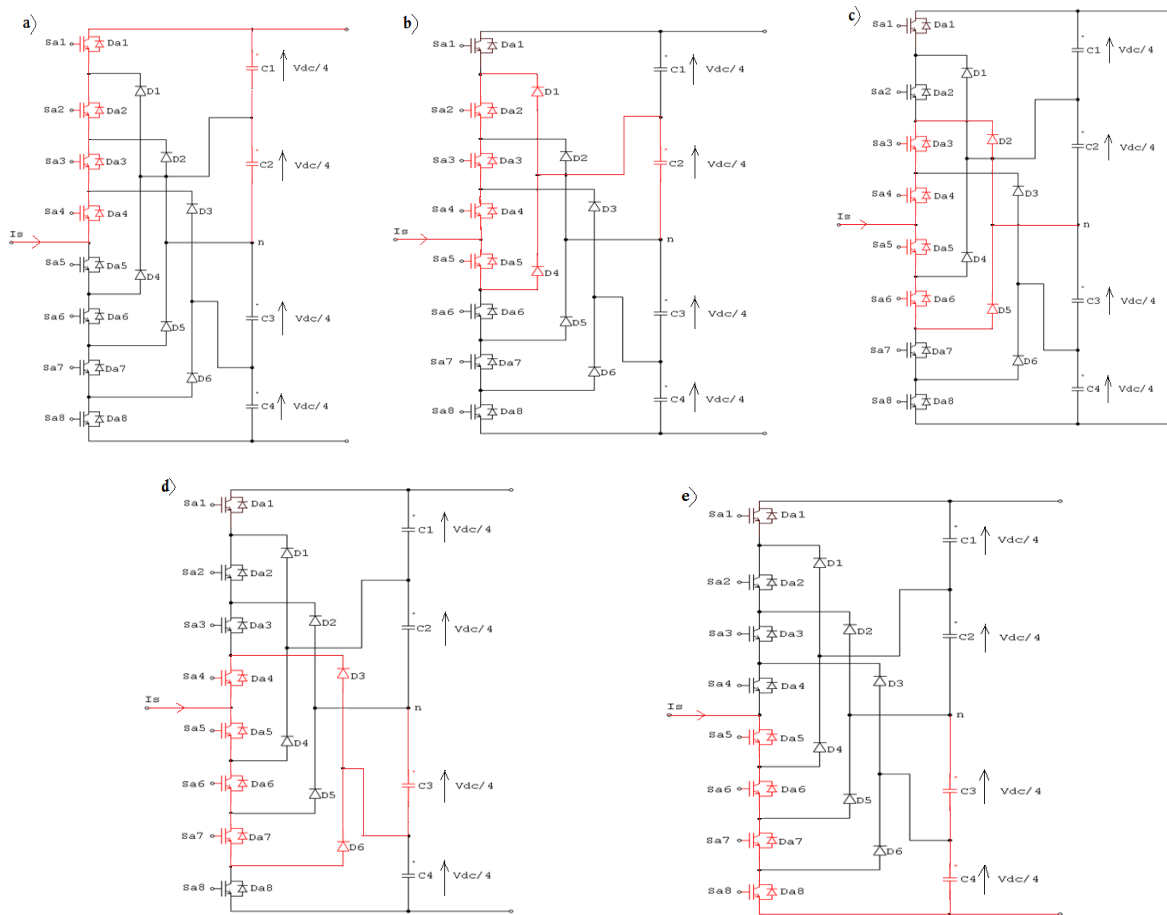


Figure II.3 : Configurations possibles d'un bras de redresseur à cinq niveaux de type NPC.

- Pour obtenir le niveau de tension de sortie $V_s = \frac{V_{dc}}{2}$, tous les interrupteurs du hauts (S_{a1} , S_{a2} , S_{a3} et S_{a4}) sont passants (cas a).
- Pour obtenir le niveau de tension de sortie $V_s = \frac{V_{dc}}{4}$, les interrupteurs S_{a2} , S_{a3} , S_{a4} et S_{a5} sont fermés (cas b).
- Pour obtenir le niveau de tension de sortie $V_s = 0$, les interrupteurs du milieu S_{a3} , S_{a4} , S_{a5} et S_{a6} sont fermés (cas c).
- Pour obtenir le niveau de tension de sortie $V_s = -\frac{V_{dc}}{4}$, tous les interrupteurs S_{a4} , S_{a5} , S_{a6} et S_{a7} sont fermés (cas d).
- Pour obtenir le niveau de tension de sortie $V_s = -\frac{V_{dc}}{2}$, tous les interrupteurs du bas (S_{a5} , S_{a6} , S_{a7} et S_{a8}) sont fermés (cas e).

Le tableau II.2 résume le fonctionnement du bras du redresseur NPC à cinq niveaux en fonction du sens de circulation du courant.

Tableau II.2 : Phases de fonctionnement d'un bras de redresseur NPC à cinq niveaux.

Sens du courant	Le courant circule à travers	Niveaux de tension
$I_s > 0$	$D_{a1}, D_{a2}, D_{a3}, D_{a4}$	$V_{dc}/2$
	D_4, S_{a5}	$V_{dc}/4$
	D_5, S_{a5}, S_{a6}	0
	$D_6, S_{a5}, S_{a6}, S_{a7}$	$-V_{dc}/4$
	$S_{a5}, S_{a6}, S_{a7}, S_{a8}$	$-V_{dc}/2$
$I_s < 0$	$S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}$	$V_{dc}/2$
	$D_1, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}$	$V_{dc}/4$
	D_2, S_{a3}, S_{a4}	0
	D_3, S_{a4}	$-V_{dc}/4$
	$D_{a5}, D_{a6}, D_{a7}, D_{a8}$	$-V_{dc}/2$

Les convertisseurs multi-niveaux à structure NPC présentent plusieurs avantages dont quelques-uns sont cités ci-dessous :

- les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse inférieure ou égale à une portion (V_{dc}/m) de la tension de la source.

- Les condensateurs peuvent être pré-chargés en groupe.
- La méthode de contrôle est relativement simple.
- Une efficacité élevée.

L'inconvénient de cette structure c'est que le nombre de diodes requises est quadratiquement lié au nombre de niveaux. Ceci peut être encombrant pour les convertisseurs avec un nombre élevé de niveaux en plus de la difficulté d'équilibrer les condensateurs [26].

II.4. Différents stratégies de modulation des redresseurs multi-niveaux :

Afin de générer une tension la plus sinusoïdale possible, des techniques d'élimination des harmoniques et de commutation d'onduleurs ont fait l'objet de recherches. Les stratégies de commande des convertisseurs multi-niveaux sont en général une adaptation de celles appliquées aux convertisseurs à deux niveaux. Dans cette partie, nous présentons quelques techniques de commande [23].

II.5. Classification des stratégies de modulation :

Les méthodes de modulation utilisées dans les redresseurs multi-niveaux peuvent être classées en fonction de la fréquence de commutation. La méthode la plus populaire dans les applications industrielles est celle de la MLI à porteuse sinusoïdale (SPWM) qui utilise la technique du décalage de phase pour réduire les harmoniques de la tension de charge.

II.5.1. Modulation par largeur d'impulsions sinusoïdale (SPWM)

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 [24].

Dans cette partie, on analyse deux stratégies de modulation à MLI sinusoïdale: classique et à double triangle. Il s'agit de déterminer, pour un redresseur triphasé à multi-niveaux de type NPC, le signal de commande généré par chacune des deux techniques [22]. Cette méthode de commande permet:

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

a. Modulation sinusoïdale classique :

Comme pour les redresseurs à deux niveaux, la modulation sinusoïdale classique est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

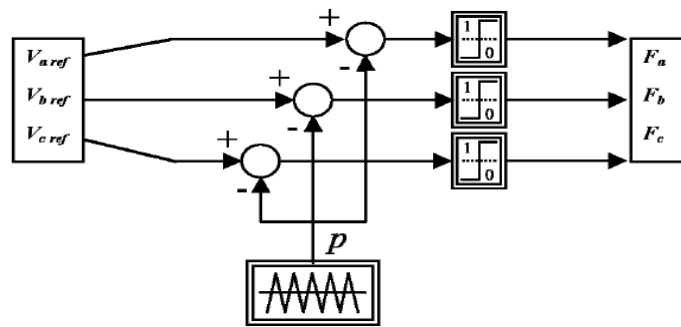


Figure II.4 : Le schéma de principe de la MLI sinusoïdale.

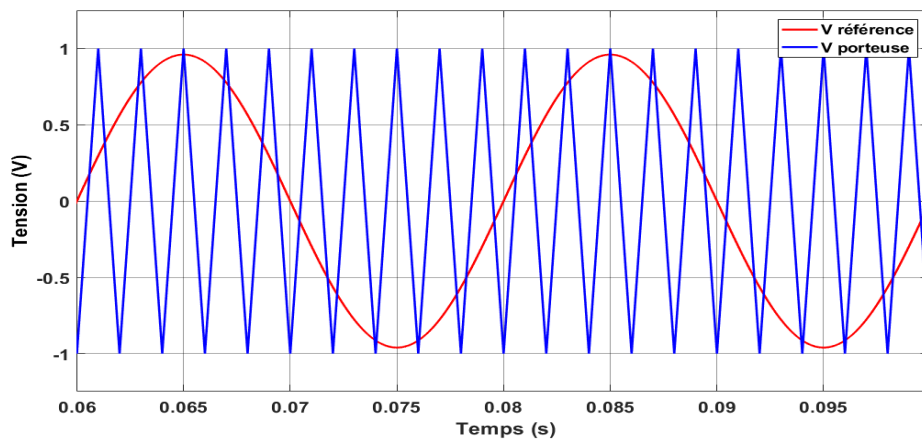


Figure II.5 : Signal de la référence et la porteuse pour un redresseur à deux niveaux.

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} \text{Si } (V_{rk} \geq V_p) \Rightarrow V_k = V_{dc} \\ \text{Si } (V_{rk} < V_p) \Rightarrow V_k = 0 \end{cases} \quad (II.1)$$

V_{rk} : Tension de référence. Avec $k=1, 2, 3$.

V_p : Tension de porteuse.

b. Modulation SPWM pour un convertisseur trois niveaux

Cette technique est basée, dans son principe, sur la modulation sinusoïdale classique. Pour un redresseur à trois niveaux, elle recommande l'utilisation de deux signaux triangulaires de même fréquence f_p et de même amplitude V_p .

Ces signaux triangulaires sont comparés, pour chaque phase, avec un signal de référence d'amplitude V_{ref} et de fréquence f_{ref} . C'est la modulation sinusoïdale à double triangle.

Le signal de référence et les signaux de porteuse pour une phase d'un redresseur à trois niveaux sont représentés sur la figure II.6.

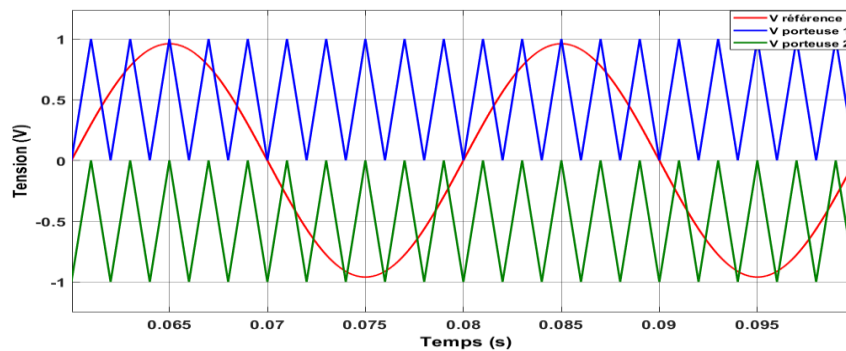


Figure II.6 : Signal de référence et les signaux de porteuses pour un convertisseur à trois niveaux.

L'algorithme de cette stratégie de commande pour une phase k est donné par :

$$\begin{cases} si (V_{rk} \geq V_{p1} \text{ et } V_{rk} \geq V_{p2}) \Rightarrow V_k = \frac{V_{dc}}{2} \\ si (V_{rk} < V_{p1} \text{ et } V_{rk} \geq V_{p2}) \Rightarrow V_k = 0 \\ si (V_{rk} < V_{p1} \text{ et } V_{rk} < V_{p2}) \Rightarrow V_k = -\frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (II.2)$$

c. Modulation SPWM pour un convertisseur à cinq niveaux

Le signal de référence et les signaux de porteuse pour une phase d'un convertisseur à cinq niveaux sont représentés sur la figure II.7.

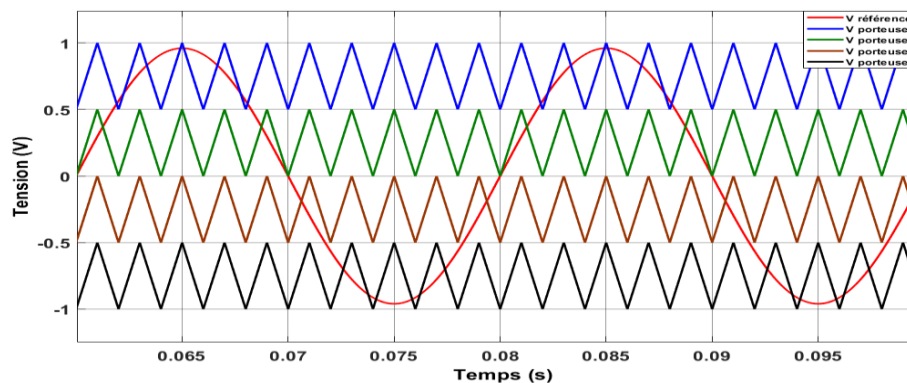


Figure II.7 : Signal de référence et les signaux de porteuses pour un redresseur à cinq niveaux.

L'algorithme de cette stratégie de commande pour une phase k est donné par :

$$\begin{cases} \text{si } (V_{rk} \geq V_{p1} \text{ et } V_{rk} \geq V_{p2}, V_{rk} \geq V_{p3} \text{ et } V_{rk} \geq V_{p4}) \Rightarrow V_k = \frac{V_{dc}}{2} \\ \text{si } (V_{rk} < V_{p1} \text{ et } V_{rk} \geq V_{p2}, V_{rk} \geq V_{p3} \text{ et } V_{rk} \geq V_{p4}) \Rightarrow V_k = \frac{V_{dc}}{4} \\ \text{si } (V_{rk} < V_{p1} \text{ et } V_{rk} < V_{p2}, V_{rk} \geq V_{p3} \text{ et } V_{rk} \geq V_{p4}) \Rightarrow V_k = 0 \\ \text{si } (V_{rk} < V_{p1} \text{ et } V_{rk} < V_{p2}, V_{rk} < V_{p3} \text{ et } V_{rk} \geq V_{p4}) \Rightarrow V_k = -\frac{V_{dc}}{4} \\ \text{si } (V_{rk} < V_{p1} \text{ et } V_{rk} < V_{p2}, V_{rk} < V_{p3} \text{ et } V_{rk} < V_{p4}) \Rightarrow V_k = -\frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Les redresseurs avec un nombre de niveaux m supérieur à trois nécessitent $(m-1)$ signaux triangulaires de même fréquence f_p et de même amplitude V_p .

L'indice de modulation i_m et le coefficient de réglage r sont donnés respectivement par les expressions (II.4) et (II.5).

$$i_m = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (\text{II.4})$$

$$r = \frac{2V_{ref}}{(N-1).V_p} \quad (\text{II.5})$$

II.5.2. La commande vectorielle (SVPWM)

CHOI était le premier auteur à étendre la technique SVPWM des convertisseurs à deux niveaux aux convertisseurs multi-niveaux. L'objectif de cette stratégie est de synthétiser les tensions de sortie à partir des tensions d'entrée, elle est basée sur le choix du vecteur de référence dans le repère de Concordia. La transformation de Concordia nous permet de transformer un système triphasé (a, b, c) en un système biphasé ($\alpha - \beta$). Le vecteur résultant d'une telle transformation est donné par :

$$V_{ref} = V_\alpha + jV_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.6})$$

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} \quad (\text{II.7})$$

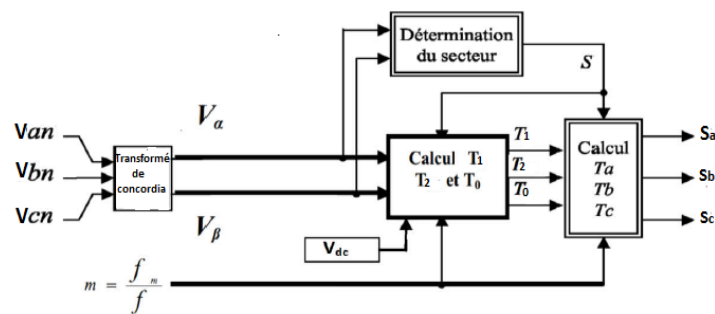


Figure II.8 : Le schéma de principe de la SVPWM.

La figure II.9 montre le diagramme vectoriel d'un convertisseur à deux niveaux dans le plan $\alpha - \beta$, il est constitué de six secteurs et chaque secteur possède une région (triangle) :

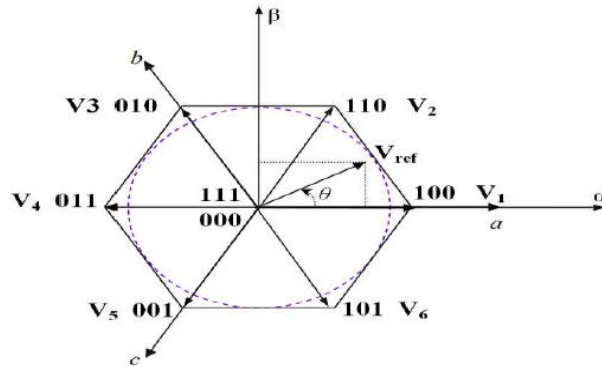


Figure II.9 : Diagramme vectoriel pour un convertisseur a deux niveaux.

La figure II.10 montre le diagramme vectoriel d'un convertisseur a trois niveaux dans le plan $\alpha - \beta$, il est constitué de six secteurs et chaque secteur possède quatre régions (triangles) :

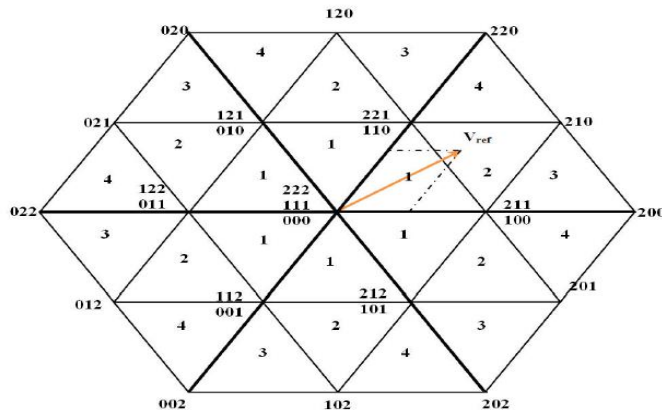


Figure II.10 : Diagramme vectoriel pour un convertisseur trois niveaux.

Un convertisseur triphasé à m niveaux possède m^3 combinaisons possibles des états des interrupteurs. La première étape pour l'exécution de notre algorithme est de trouver dans quel secteur se trouve notre vecteur de référence :

$$S = \begin{cases} 1; & \text{si } 0 \leq \theta < \frac{\pi}{3} \\ 2; & \text{si } \frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{2\pi}{3} \\ 3; & \text{si } \frac{2\pi}{3} \leq \theta < \pi \\ 4; & \text{si } \pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3} \\ 5; & \text{si } \frac{4\pi}{3} \leq \theta < \frac{5\pi}{3} \\ 6; & \text{si } \frac{5\pi}{3} \leq \theta < 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Une fois que le secteur est trouvé, la deuxième étape consiste à chercher dans quel triangle se trouve notre vecteur de référence comme le montre la Figure II.11 :

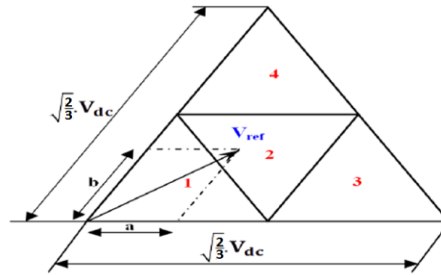


Figure II.11 : Les composantes du vecteur de référence.

On peut écrire notre vecteur de référence comme la somme des deux vecteurs adjacents et la séquence nulle :

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}_0 + \vec{V}_1 + \vec{V}_2 \quad (II.9)$$

La dernière étape consiste à calculer les rapports cycliques (la durée d'application de chaque vecteur adjacent et la séquence nulle). (La détermination des triangles et des rapports cyclique est donnée dans l'annexe A).

La figure II.12 montre le diagramme vectoriel d'un convertisseur à cinq niveaux dans le plan $\alpha - \beta$, il est constitué de six secteurs et chaque secteur est divisé en seize triangles. Comme pour le convertisseur à trois niveaux, le vecteur de référence peut être écrit comme la somme des trois vecteurs adjacents à ce dernier. En premier lieu, on doit localiser dans le quel secteur se trouve notre vecteur (de la même façon que dans le cas des convertisseurs à trois niveaux), puis dans quel triangle et enfin calculer les rapports cycliques correspondants (annexe A).

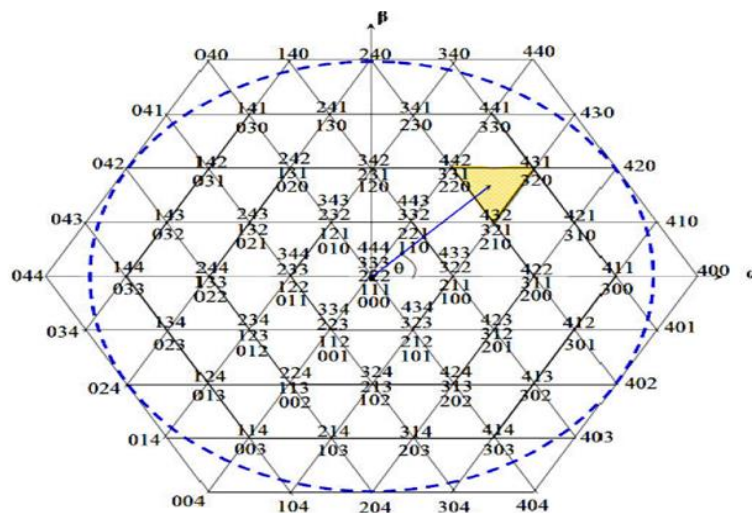


Figure II.12 : Diagramme vectoriel pour un convertisseur cinq niveaux.

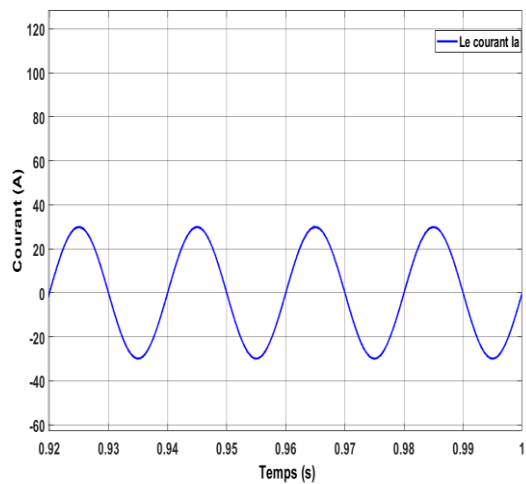
II.6 Simulations numériques

On a appliquée dans les simulations deux techniques de modulation à savoir : la SPWM et la SVPWM sur les convertisseurs deux, trois et cinq niveaux. Les paramètres de simulation sont donnés dans le tableau II.3.

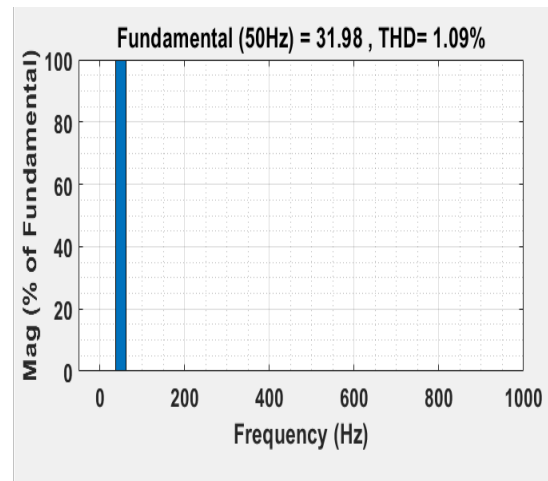
Tableau II.3 : Les paramètres de simulation.

Résistance de ligne	0.1 Ω
Inductance de ligne	10 $10^{-3}H$
Condensateurs	2000 μF
Temps de simulation	1s
Tension d'alimentation	220V
Résistance de charge	100 Ω
Fréquence	50 Hz
Indice de modulation	95

II.6.1. Résultats de simulations des techniques de modulation SPWM et SVPWM appliquées à un convertisseur deux niveaux



(a)

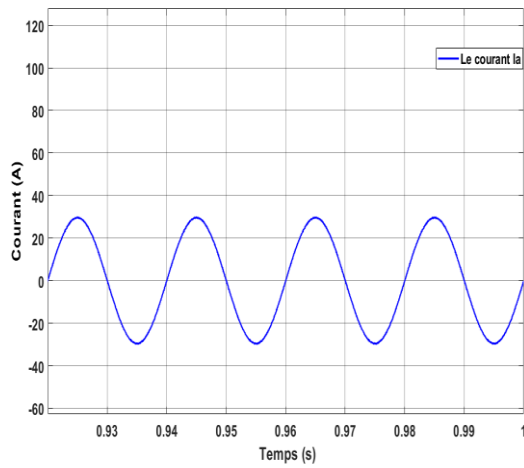


(b)

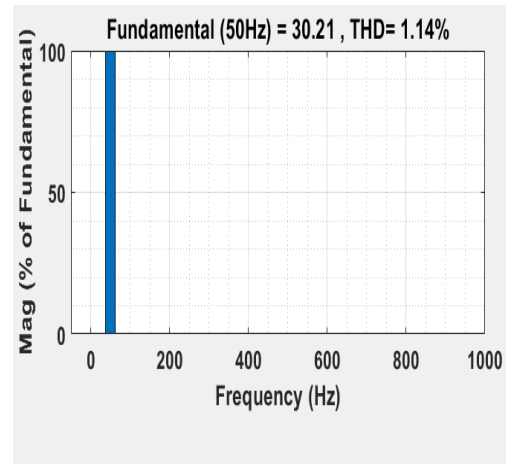
Figure II.13 : Résultats de simulation (modulation SPWM) pour un redresseur deux niveaux.

(a) Allure de courant de ligne i_a .

(b) Spectre harmonique du courant de ligne i_a .



(a)



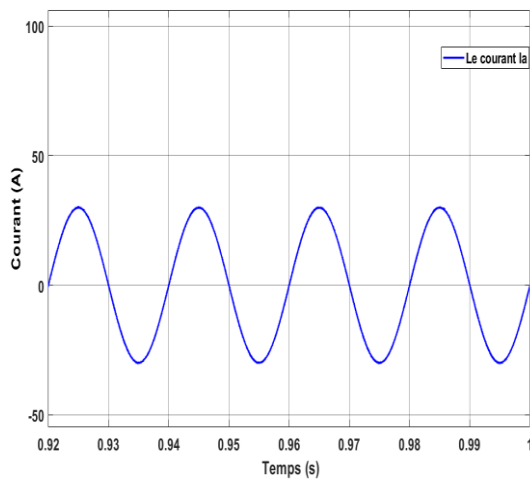
(b)

Figure II.14 : Résultats de simulation (modulation SVPWM) pour un redresseur deux niveaux.

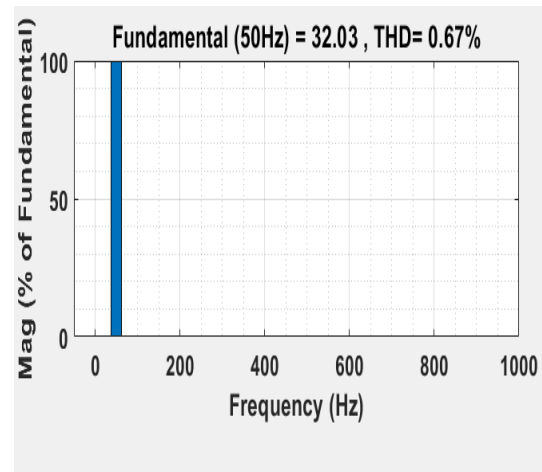
(a) Allure de courant de ligne i_a .

(b) Spectre harmonique de courant de ligne i_a .

II.6.2. Résultats de simulation de la technique de modulation SPWM et SVPWM appliquée à un convertisseur trois niveaux



(a)

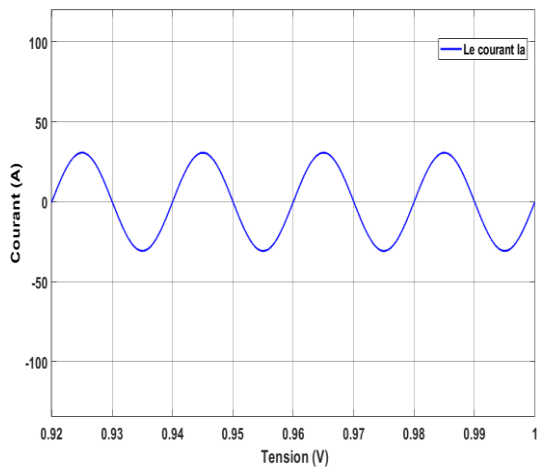


(b)

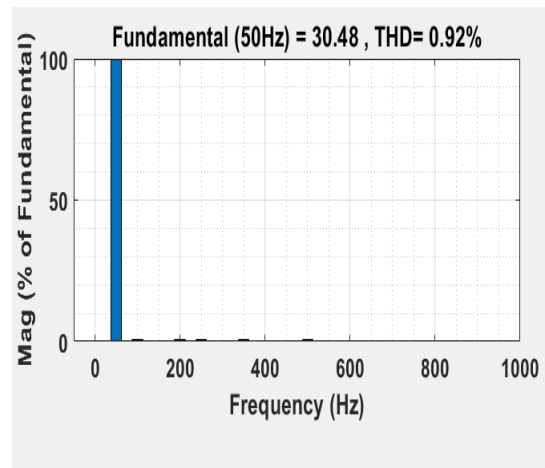
Figure II.15 : Résultats de simulation (modulation SPWM) pour un redresseur trois niveaux.

(a) Allure de courant de ligne i_a .

(b) Spectre harmonique de courant de ligne i_a .



(a)



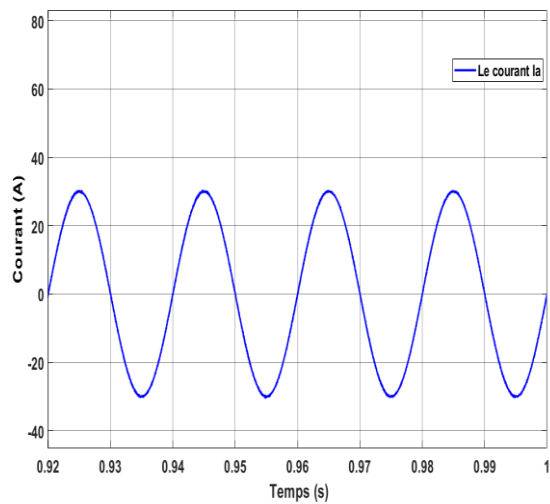
(b)

Figure II.16 : Résultats de simulation (modulation SVPWM) pour un redresseur trois niveaux.

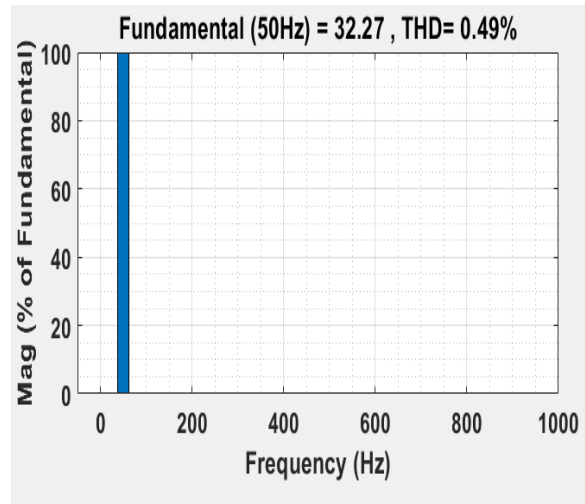
(a) Allure du courant de ligne i_a .

(b) Spectre harmonique du courant de ligne i_a .

II.6.3. Résultats de simulations de la technique de modulation SPWM et SVPWM appliquée à un convertisseur cinq niveaux



(a)



(b)

Figure II.17 : Résultats de simulation (modulation SPWM) pour un redresseur cinq niveaux.

(a) Allure de courant de ligne i_a .

(b) Spectre harmonique de courant de ligne i_a .

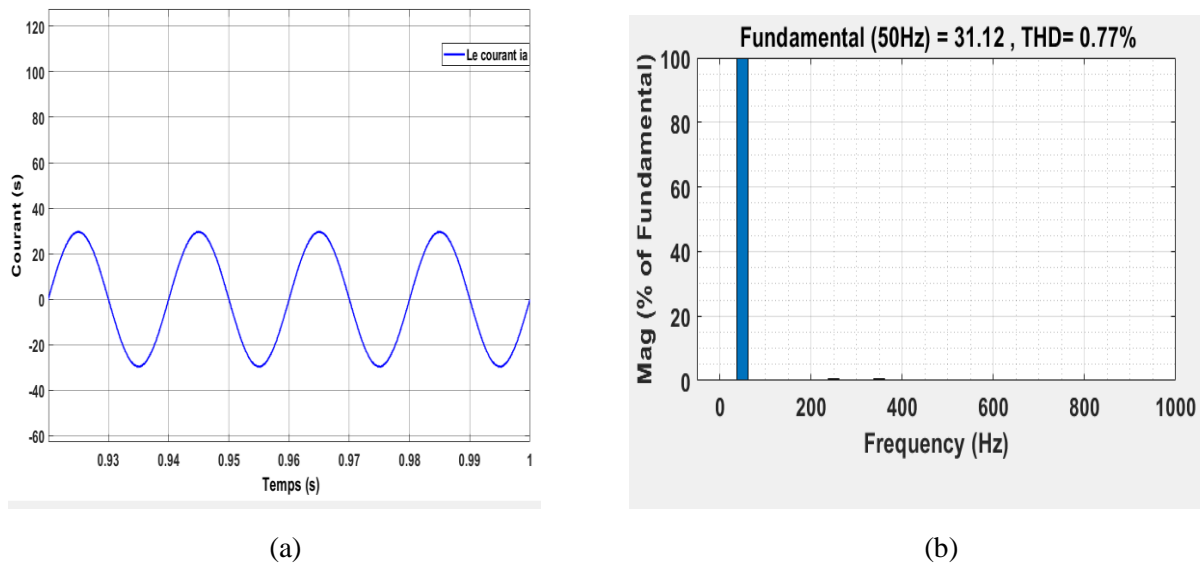


Figure II.18 : Résultats de simulation (modulation SVPWM) pour un redresseur cinq niveaux.

- (a) Allure de courant de ligne i_a .
- (b) Spectre harmonique du courant de ligne i_a .

II.7. Interprétation des résultats

Les résultats obtenus montrent que la technique de modulation SPWM donne de meilleurs résultats par rapport à la technique SVPWM en ce qui concerne la valeur du THD de courant et le niveau du fondamental de ce dernier. Ces résultats montrent, également, que ces performances sont bonifiées par la croissance du nombre de niveaux. Le convertisseur cinq niveaux est supérieur aux deux et trois niveaux comme on peut le constater sur les résultats rassemblés dans le tableau comparatif suivant :

Convertisseur M.L.I.	La modulation SPWM		La modulation SVPWM	
	THD	Fond.	THD	Fond.
Deux niveaux	1.09%	31.98A	1.14%	30.27A
Trois niveaux	0.67%	32.03A	0.92%	30.48A
Cinq niveaux	0.49%	32.27A	0.77%	31.12A

Tableau II.4 : Tableau comparatif entre les techniques de modulation SPWM et SVPWM appliquées aux convertisseurs MLI à deux, trois et cinq niveaux de tension.

II.8. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les redresseurs dits multi-niveaux à topologie NPC. Ainsi, nous avons présenté les structures et le principe de fonctionnement des redresseurs trois et cinq niveaux. On a présenté, également, le principe des principales stratégies de modulations à savoir la SPWM, la SVPWM. Les résultats obtenus ont montré la supériorité en termes de THD de la technique de modulation SPWM par rapport à la technique SVPWM. Nous avons également relevé l'amélioration de ces performances par l'accroissement du nombre de niveaux.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter la commande par orientation du vecteur tension appliquée à un redresseur à MLI triphasé.

CHAPITRE III
COMMANDE PAR
ORIENTATION DE
VECTEUR TENSION
(VOC) D'UN
REDRESSEUR MLI

III.1 Introduction

Plusieurs stratégies de commande ont été proposées dans des travaux récents pour le contrôle du convertisseur à MLI. Bien que ces stratégies puissent atteindre le même but global, à savoir un facteur de puissance proche de l'unité et un courant de forme sinusoïdale, mais leurs principes diffèrent.

La commande par orientation du vecteur tension (VOC) et la commande par orientation du flux virtuel (VFOC) peuvent garantir une dynamique élevée et des performances statiques intéressantes moyennant des boucles internes de contrôle de courant. Ces commandes sont devenues très connues et, par conséquent, elles sont développées et améliorées. La configuration finale et les performances de ces commandes dépendent largement de la qualité de la stratégie de contrôle des boucles internes de courant [3].

Les commandes directes de puissance DPC et VF-DPC, sont basées sur le contrôle instantané des puissances active et réactive. Dans cette technique de commande, il n'y a ni boucle interne de contrôle de courant ni bloc de modulation, dans ce cas les états des interrupteurs du redresseur sont sélectionnés à partir d'une table de commutation basée sur les erreurs instantanées entre les puissances active et réactive estimées et leurs valeurs de références [3]. La figure III.1 donne un aperçu schématique de ces techniques.

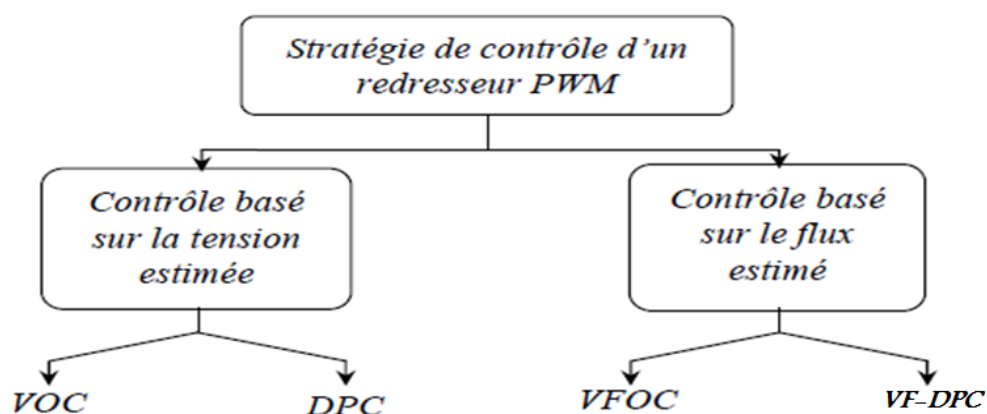


Figure III.1 Classification des méthodes de contrôle d'un redresseur à MLI.

Dans notre travail on s'intéresse à une de ces méthodes, la commande à vecteur tension orienté (VOC). Cette méthode est basée sur la synchronisation du redresseur avec le réseau à l'aide de la boucle de verrouillage de phase (Phase Locked Loop) permettant, ainsi, de fournir une estimation de l'angle de la source.

III.2. Commande par orientation du vecteur de tension (VOC)

Le schéma de principe de la commande par orientation du vecteur tension (VOC) est donné par la figure III.2.

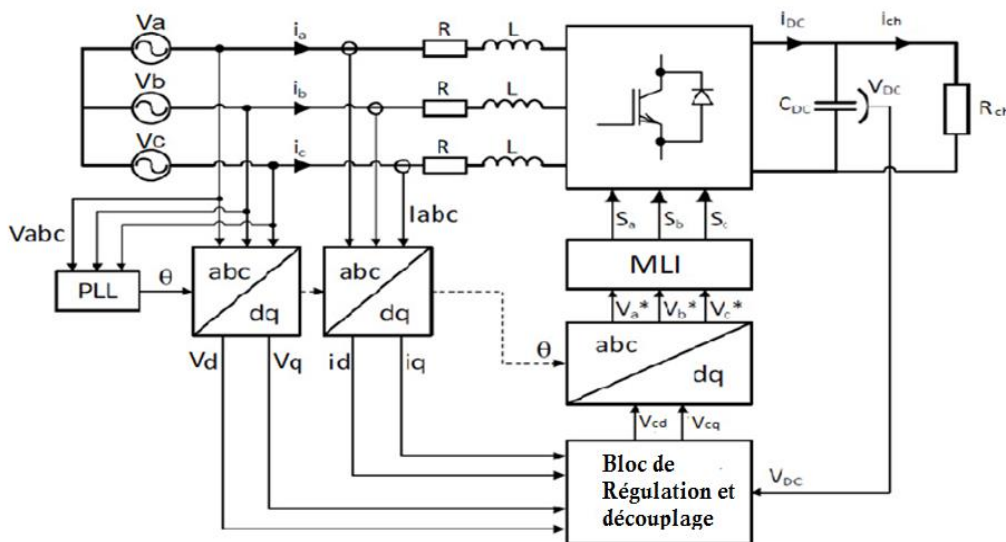


Figure III.2 Schéma bloc de la commande par orientation du vecteur tension VOC.

Cette technique de commande utilise deux régulateurs PI pour contrôler les composantes du courant dans le système d'axes synchrones $d-q$. L'axe réel du repère tournant est typiquement fixé sur le vecteur tension de ligne. En raison des transformations des coordonnées, les composantes de courant à commander deviennent des quantités continues en régime permanent, et l'action intégrale des contrôleurs peut ainsi éliminer les erreurs statiques en régime permanent. En outre, le réglage de la tension continue est typiquement mis en application avec un contrôleur simple de type PI [14].

La référence de la composante directe du courant i_d est obtenue par le réglage de la tension continue, où on utilise un régulateur PI pour contrôler l'erreur entre la tension captée (continue) et sa référence [14].

Si on veut travailler à facteur de puissance unitaire au niveau du réseau, il faut annuler la composante en quadratique du courant i_q [14].

La figure III.3 représente le diagramme vectoriel du redresseur triphasé avec orientation du vecteur tension.

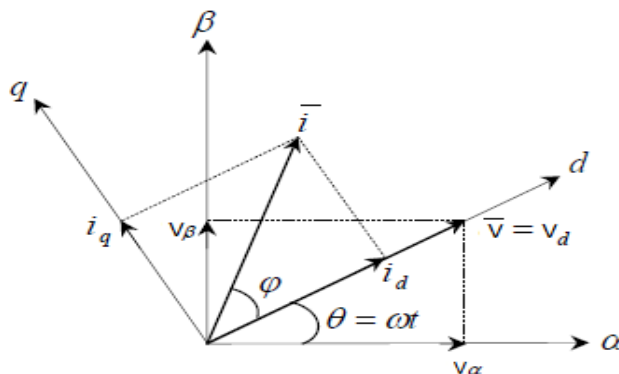


Figure III.3 Diagramme vectoriel de la VOC.

III.2.1. La boucle à verrouillage PLL

La commande à vecteur tension orienté est basée sur l'estimation de la grandeur électrique θ_{est} à partir du bloc PLL (Phase Locked Loop). Elle est composée d'un détecteur de phase (la transformée de coordonnées), un correcteur et un intégrateur.

Les tensions mesurées sur le réseau v_a , v_b et v_c subissent une transformation de Clark directe (transformation $\alpha\beta$) afin de travailler dans un repère à deux dimensions. Les tensions obtenues $V_\alpha(\theta)$ et $V_\beta(\theta)$ (avec θ la phase instantanée réelle de la tension directe) sont exprimées dans le repère de Park par une rotation $P(\theta_{est})$, où θ_{est} est l'intégrale de l'estimation de la pulsation ω_{est} déterminée par le régulateur PI. Nous obtenons ainsi les tensions directe V_d et en quadrature V_q . L'angle de phase de la tension V_d sera donc $(\theta - \theta_{est})$. Pour satisfaire la condition $\theta = \theta_{est}$ (l'angle de phase réel de la tension directe égal à l'angle de rotation estimé), il faut choisir la valeur de la tension de référence $V_{q,ref}$ nulle. La PLL sera verrouillée lorsque cette condition sera satisfaite. Le schéma suivant explique le principe de la PLL [22].

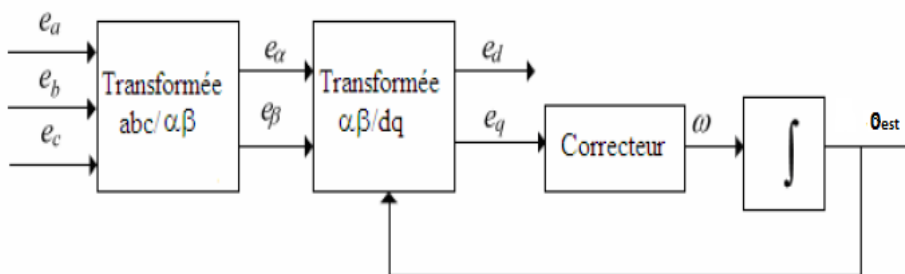


Figure III.4 Schéma bloc de la boucle à verrouillage de phase PLL.

Dans le cas où la tension du réseau est sinusoïdale et équilibrée, on aura : $\theta = \theta_{est}$. Avec $\theta = \omega_s t + \varphi$. Dans ces conditions, les tensions mesurées au point de raccordement du redresseur sont données par :

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = V_m \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (III.1)$$

La procédure de calcul qui suit l'application de la transformation de Clarke et Park est donnée par la relation suivante :

$$V_{dq} = C \cdot P(\theta_{est}) \cdot T \cdot V_{abc} = \frac{2}{3} V_m \begin{bmatrix} -\cos(\theta - \theta_{est}) \\ \sin(\theta - \theta_{est}) \end{bmatrix}, \text{ avec } C = \frac{2}{3} \quad (III.2)$$

Où T la matrice de Clarke donnée par :

$$T = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

L'opérateur P symbolise la transformation de Park définie par :

$$P(\theta_{est}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{est}) & \sin(\theta_{est}) \\ -\sin(\theta_{est}) & \cos(\theta_{est}) \end{bmatrix}$$

L'asservissement de phase sera réalisé lorsque $\theta - \theta_{est} = 0$. Dans ce cas, l'angle de phase de la tension d'alimentation θ et l'angle estimé θ_{est} sont égaux. Les tensions dans le repère de Park seront :

$$\begin{cases} V_d = V_{max} \\ V_q = 0 \end{cases} \quad (III.3)$$

Pour synthétiser le régulateur de la PLL, on se base sur un modèle linéarisé pour des faibles variations de l'angle θ . L'approximation $\sin(\Delta\theta) \approx \Delta\theta$ conduit, alors, au modèle présenté sur la figure III.5 qui permet une synthèse aisée du correcteur placé dans cette boucle.

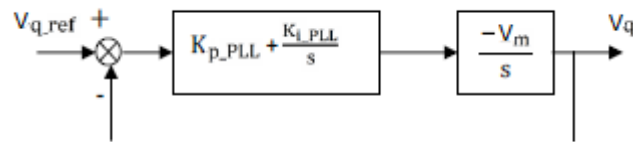


Figure III.5 : Modèle linéaire de la boucle de phase.

La fonction de transfert on boucle ouverte :

$$H_{BO_PLL} = (V_m) \cdot \left(\frac{K_{iPLL} + K_{pPLL} \cdot s}{s^2} \right) \quad (III.4)$$

La fonction de transfert on boucle fermée :

$$H_{BF_PLL} = \frac{V_m \cdot (K_{iPLL} + K_{pPLL} \cdot s)}{s^2 + V_m \cdot K_{pPLL} \cdot s + V_m \cdot K_{iPLL}} \quad (III.5)$$

La détermination des coefficients K_{iPLL} et K_{pPLL} du correcteur s'effectue par identification de la fonction de transfert en boucle fermée à un second ordre (placement de pôles) de la forme :

$$s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2$$

Après calculs, on trouve :

$$K_{iPLL} = \frac{\omega_n^2}{V_m} \quad ; \quad K_{pPLL} = \frac{2\xi\omega_n}{V_m} \quad (III.6)$$

III.2.2 Boucle de régulation de tension du bus continu

Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. La tension du bus continu V_{dc} est détectée et comparée à une tension de référence V_{dc_ref} , le résultat de cette comparaison (l'erreur) est appliqué à un régulateur PI pour obtenir l'amplitude du courant i_{d_ref} .

Le modèle dynamique du circuit du bus continu est représenté par la figure III.6 [21].

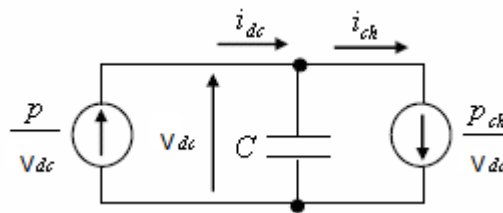


Figure III.6 Modèle dynamique du circuit du bus continu.

La figure III.7 représente le schéma fonctionnel pour la boucle de réglage de tension du bus continu :



Figure III.7 Schéma fonctionnel pour la boucle de réglage de la tension du bus continu.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$H_{BO} = \left(K_{Pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \frac{1}{Cs} = \frac{K_{Pv}.s + K_{iv}}{s} \cdot \frac{1}{Cs}$$

$$H_{BO} = \frac{K_{Pv}.s + K_{iv}}{C.s^2} \quad (III.7)$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc:

$$H_{BF} = \frac{H_{BO}}{1 + H_{BO}} = \frac{\frac{K_{Pv}.s + K_{iv}}{C.s^2}}{1 + \frac{K_{Pv}.s + K_{iv}}{C.s^2}} = \frac{K_{Pv}.s + K_{iv}}{C.s^2 + K_{Pv}.s + K_{iv}}$$

$$H_{BF} = \frac{\frac{K_{Pv}.s + K_{iv}}{C}}{s^2 + \frac{K_{Pv}}{C}.s + \frac{K_{iv}}{C}} \quad (III.8)$$

La réponse du système en boucle fermée peut être identifiée à celle d'un système de second ordre :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc_ref}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n.s + \omega_n^2}$$

Par identification avec $s^2 + 2\xi\omega_n.s + \omega_n^2$, on aura :

$$k_{Pv} = 2\xi\omega_n \cdot C \quad (III.9)$$

$$k_{iv} = C \cdot \omega_n^2 \quad (III.10)$$

III.2.3 Boucle de régulation de courant

L'utilisation, des correcteurs PI dans un repère triphasé, présente des problèmes d'application. En effet, des composantes alternatives se retrouvent dans les erreurs à l'entrée des correcteurs PI. Ces grandeurs alternatives sont à l'origine d'erreurs statiques non compensées par les correcteurs PI. Pour résoudre ce problème, des transformées de Park dans le repère qui tourne à la fréquence des tensions du réseau (repère synchrone) sont utilisées. Ainsi les variables alternatives des courants sont transformées en composantes d'axe d et q continues dès lors que ces signaux ont la même fréquence que le réseau. Cela exige la connaissance de l'angle de référence des tensions du réseau pour le calcul des transformées. Cependant, il y a un couplage entre les axes de la transformation de Park., donc une variation sur i_d provoque une variation sur i_q et inversement [21].

Les équations de tension dans les coordonnées tournants d - q sont :

$$E_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + v_d$$

$$E_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + v_q \quad (III.11)$$

Le découplage entre les axe d et q est nécessaire. Pour ce faire, les variables v'_d et v'_q ont été introduites :

$$\begin{aligned} v'_d &= E_d + \omega L i_q - v_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} \\ v'_q &= E_q - \omega L i_d - v_q = R i_q + L \frac{di_q}{dt} \end{aligned} \quad (III.12)$$

$$\begin{aligned} v'_d &= R i_d + L \frac{di_d}{dt} \\ v'_q &= R i_q + L \frac{di_q}{dt} \end{aligned} \quad (III.13)$$

Le modèle (III.11) devient :

$$\begin{aligned} E_d &= v'_d - \omega L i_q + v_d \\ E_q &= v'_q + \omega L i_d + v_q \end{aligned} \quad (III.14)$$

A partir l'équation (III.14), on a :

$$\begin{aligned} v_d &= E_d + \omega L i_q - v'_d \\ v_q &= E_q - \omega L i_d - v'_q \end{aligned} \quad (III.15)$$

Où : v'_d, v'_q sont les grandeurs découplées à la sortie des contrôleurs des courants [14].

$$\begin{aligned} v'_d &= k_p (i_{d\text{ref}} - i_d) + k_i \int (i_{d\text{ref}} - i_d) dt \\ v'_q &= k_p (i_{q\text{ref}} - i_q) + k_i \int (i_{q\text{ref}} - i_q) dt \end{aligned} \quad (III.16)$$

A partir de ces équations, et avec l'introduction des blocs régulateurs PI on établit le schéma de principe de contrôle des courants (figure III.8)

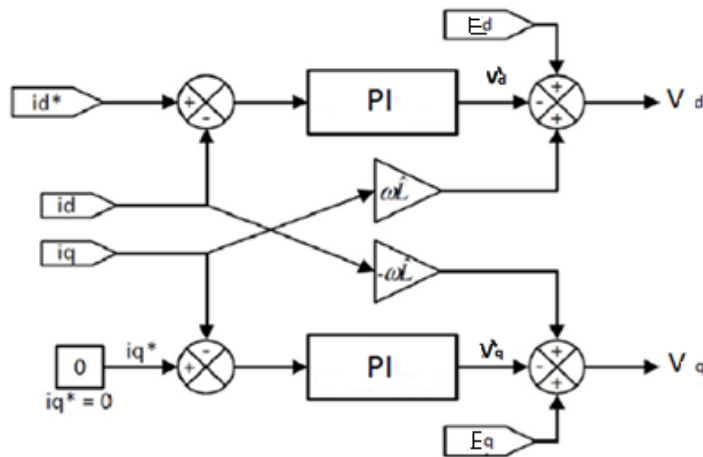


Figure III.8 Schéma bloc des boucles internes des courants.

La boucle de régulation du courant i_d devient indépendante de la boucle du courant i_q ce qui conduit au schéma simplifié de la figure III.9.

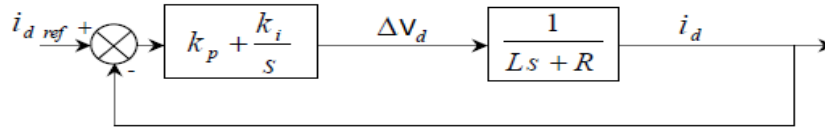


Figure III.9 Régulation de la composante directe du courant.

Les paramètres K_p et K_i des contrôleurs de courant utilisés sont calculés en fonction du temps de réponse et le coefficient d'amortissement. La fonction de transfert en boucle fermée de ce système s'écrit :

$$\frac{i_d}{i_{d\text{ref}}} = \frac{i_q}{i_{q\text{ref}}}$$

Si on suppose que le découplage est parfait, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$H_{BO} = \left(K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} \right) \left(\frac{1}{R+Ls} \right) \quad (\text{III.17})$$

$$H_{BO} = \frac{K_{ii}}{s} \left(1 + \frac{K_{pi}}{K_{ii}} \cdot s \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{L}{R} \cdot s} \right) \frac{1}{R} \quad (\text{III.18})$$

En mettant : $\frac{K_{pi}}{K_{ii}} = \frac{L}{R}$, on obtient :

$$H_{BO} = \frac{K_{ii}}{s} \cdot \frac{1}{R} \quad (\text{III.19})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H_{BF} = \frac{H_{BO}}{1+H_{BO}} = \frac{\frac{K_{ii}}{s \cdot R}}{1 + \frac{K_{ii}}{s \cdot R}} = \frac{1}{1 + \frac{R}{K_{ii}} \cdot s}$$

$$H_{BF} = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_n}} \quad (\text{III.20})$$

$$\text{Avec : } \omega_n = \frac{K_{ii}}{R}$$

$$K_{ii} = \omega_n \cdot R$$

$$K_{pi} = \omega_n \cdot L \quad (\text{III.21})$$

Remarque : La boucle de régulation du courant i_q est représentée par le même schéma fonctionnel que le courant i_d . Le dimensionnement est effectué de la même façon, ce qui conduit aux mêmes expressions et valeurs des paramètres des régulateurs.

III.3 Simulation numérique

La commande VOC appliquée au redresseur MLI à deux, trois et cinq niveaux a été simulée moyennant le logiciel Matlab Simulink. Nous nous limiterons à l'emploi de la technique de modulation SPWM dans cette étude.

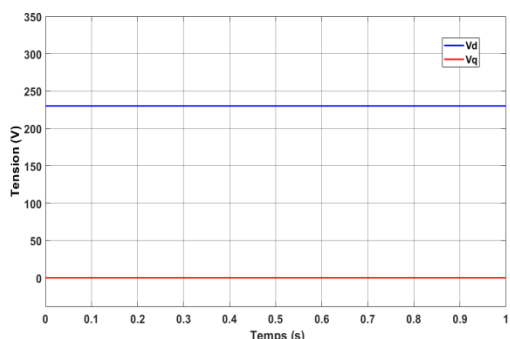
Les simulations ont été divisées en trois parties ; la première concerne le redresseur à deux niveaux. Nous passons, ensuite, en deuxième partie au redresseur trois niveaux. La troisième partie est dédiée au redresseur cinq niveaux.

Les schémas de simulation sont donnés en annexe B. Le tableau III.1 contient les paramètres de simulation utilisés.

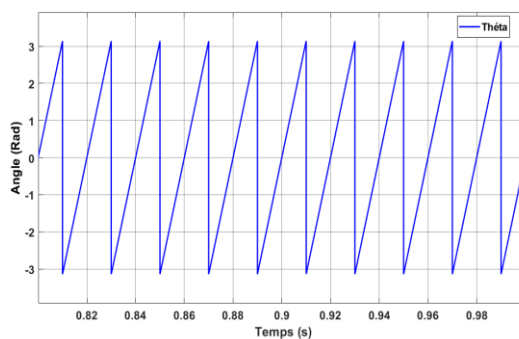
Résistance de ligne	0.1 Ω
Inductance de ligne	10 $10^{-3}H$
Condensateurs	2000 μF
Temps de simulation	1s
V_{dc_ref}	Echelon passant de 550 à 1000 V à t=0.3s
Tension d'alimentation	220V
Résistance de charge	100 Ω
Fréquence	50 Hz
Indice de modulation	95
Coefficient de réglage	0.86

Tableau III.1 : Les paramètres de simulation.

III.3.1. Résultats de simulation de la commande VOC appliquée à un redresseur à deux niveaux



(a)



(b)

Figure III.10 : Résultats de simulation de la PLL : (a) Composantes directe et en quadratique des tensions du réseau, (b) Phase instantanée estimée des tensions du réseau.

Les figures III.10.a et III.10.b montrent les résultats de simulation de la boucle à verrouillage de phase (PLL).

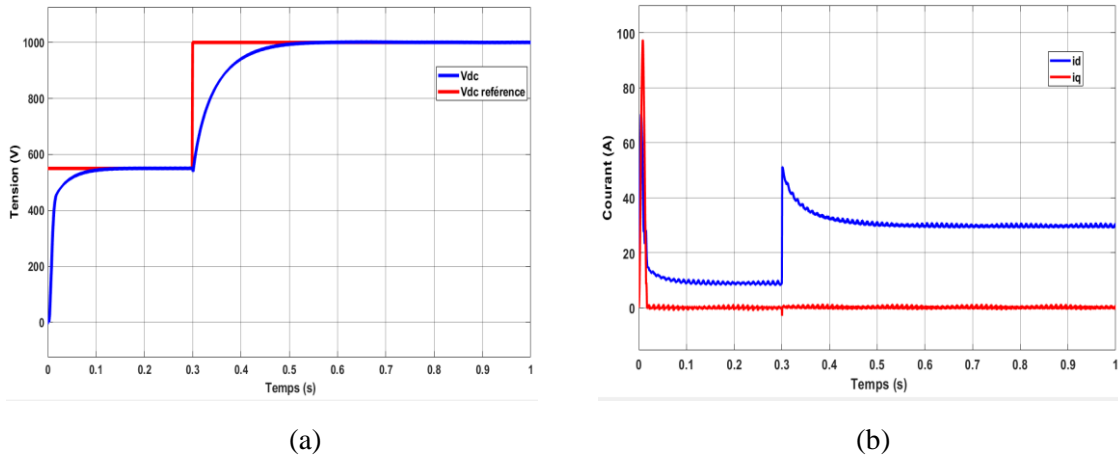


Figure III.11 : (a) Allure de la tension de sortie V_{dc} et $V_{dc.ref}$, (b) Allures des composantes directe et en quadratique des courants i_d et i_q .

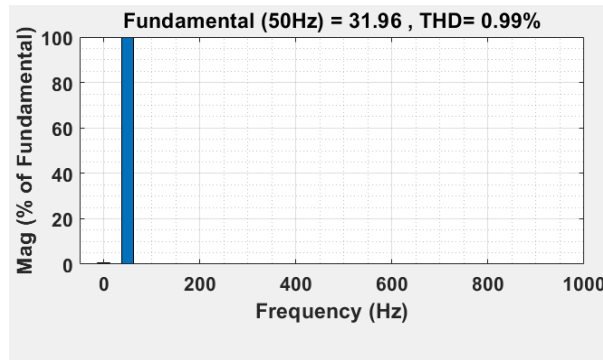
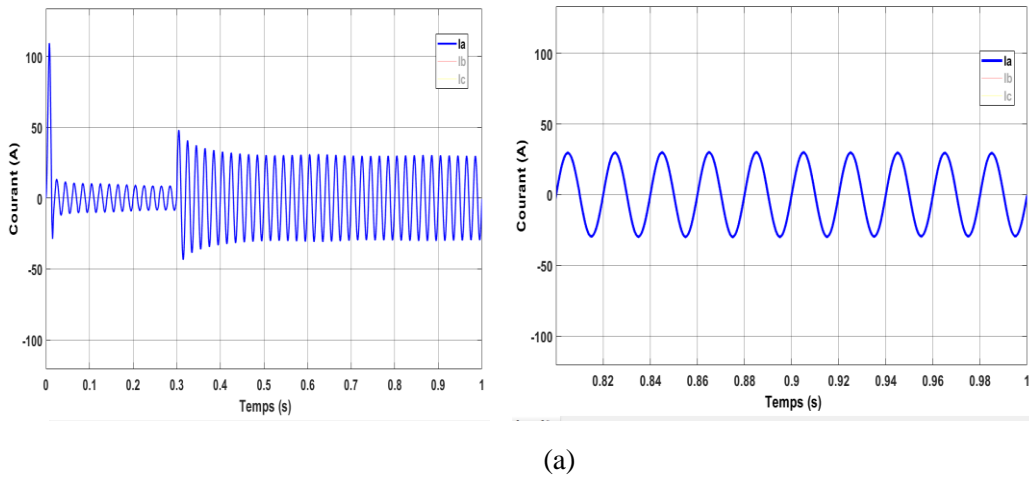


Figure III.12 : (a) Allure du courant de ligne i_a , (b) Spectre harmonique du courant de ligne i_a .

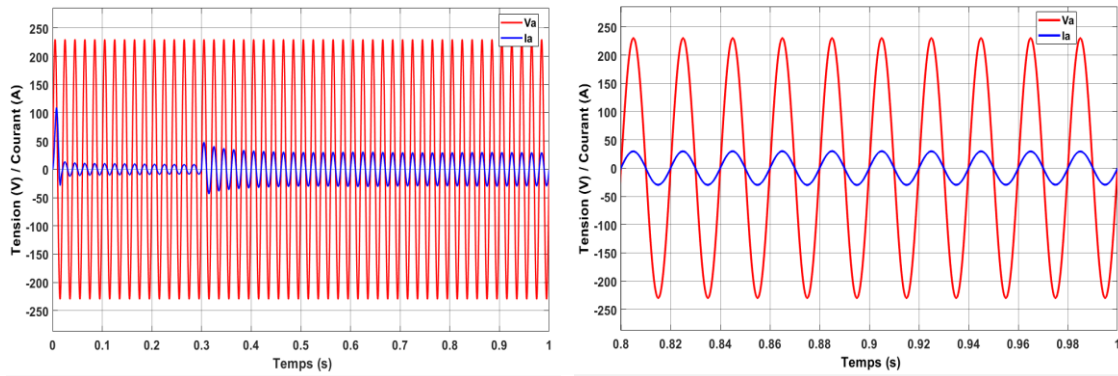


Figure III.13 : Allures de la tension et du courant dans une ligne du réseau.

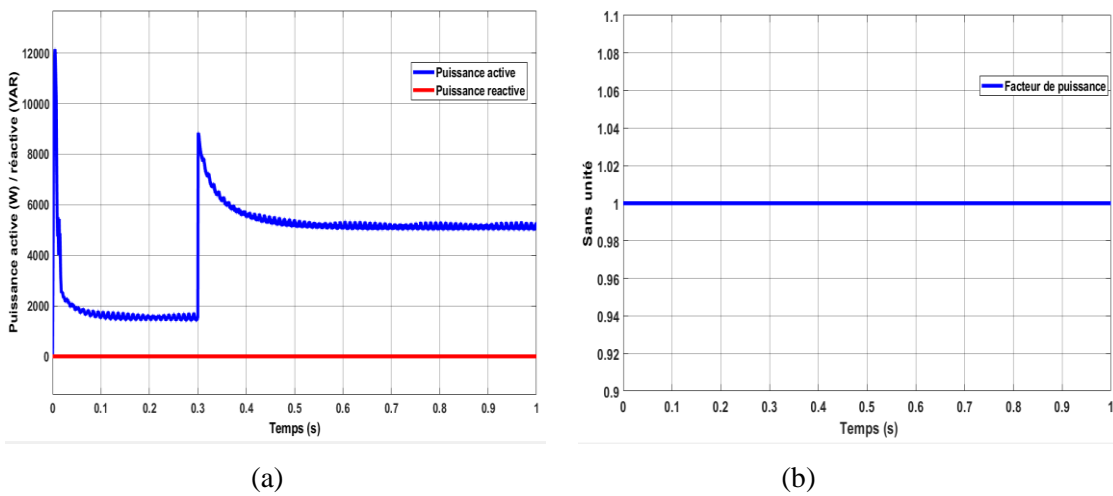


Figure III.14 : (a) Allures des puissances active et réactive et (b) Allure du facteur de puissance.

III.3.1.1 Interprétation des résultats

La figure III.11.a, montre les performances de la boucle de régulation de la tension continue. On constate que V_{dc} suit parfaitement sa référence avec un temps de réponse acceptable. De plus, l'erreur statique est nulle. Vu que le vecteur tension est orienté selon l'axe d ($V_d = V_{max}$ et $V_q = 0$) et que i_q est constamment maintenu à sa valeur de référence à savoir ($i_{q_ref} = 0$) comme le montre la figure III.11.b, la puissance réactive absorbée est toujours nulle quel que soit la variation de la tension de référence. Ceci est confirmé par les résultats présentés dans la figure III.14. De ce fait le courant et la tension des différentes phases (phase a sur la figure) restent toujours en phase (figure III.13). En outre, d'après la figure III.12.a, une forme quasi-sinusoïdale de courant absorbé est obtenue.

La valeur du THD de courant obtenu est égal à 0.99% comme le montre la figure III.12.b. Ce résultat est très satisfaisant.

III.3.2. Résultats de simulation obtenus sur un redresseur trois niveaux

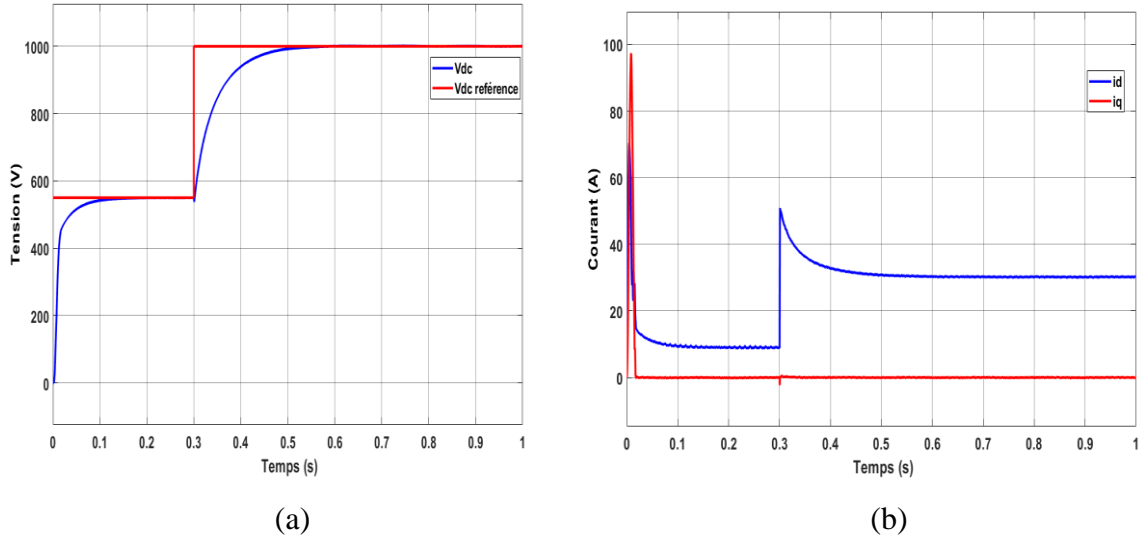


Figure III.15 : (a) Allure de la tension de sortie V_{dc} et V_{dc_ref} et (b) Allures des composantes directe et quadratique des courants i_d et i_q .

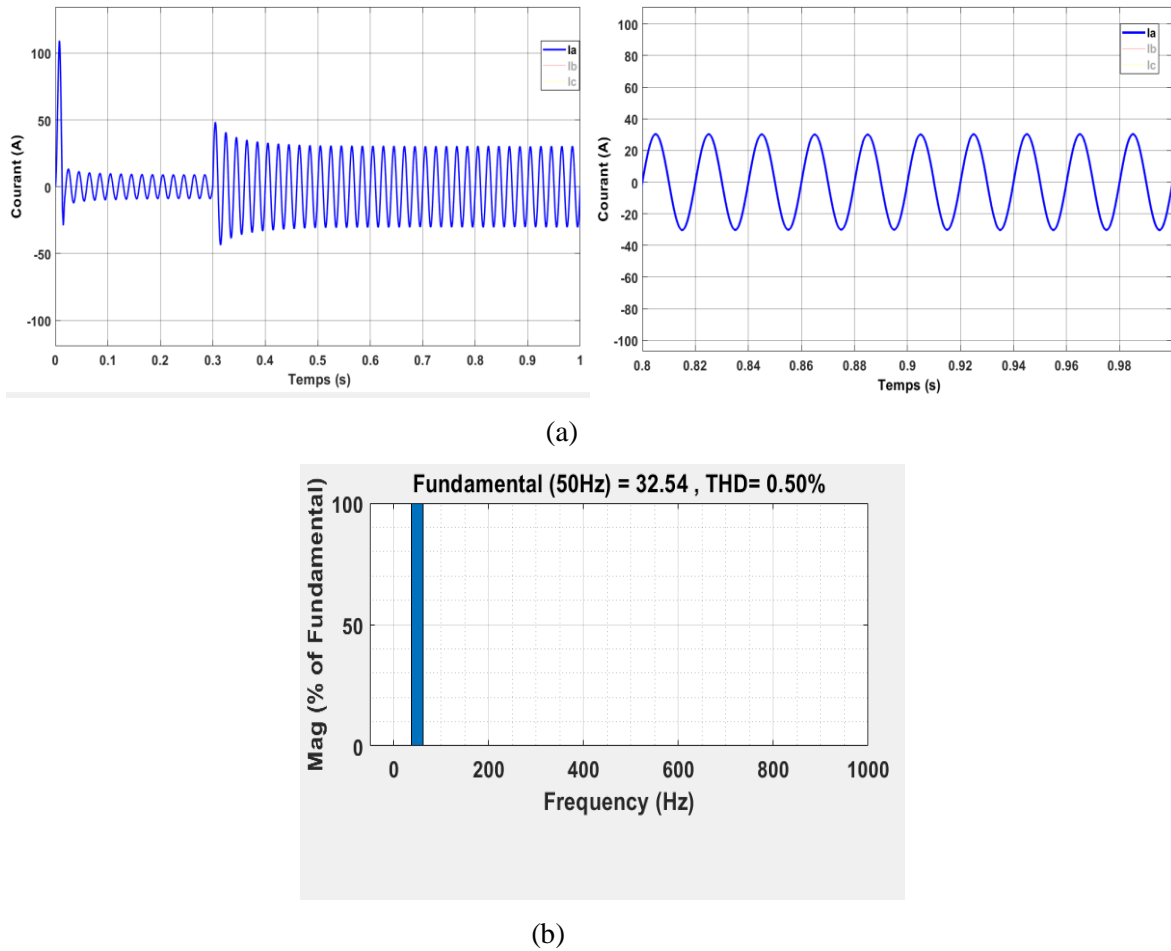


Figure III.16 : (a) Allure du courant de ligne i_a et (b) Spectre harmonique de courant de ligne i_a .

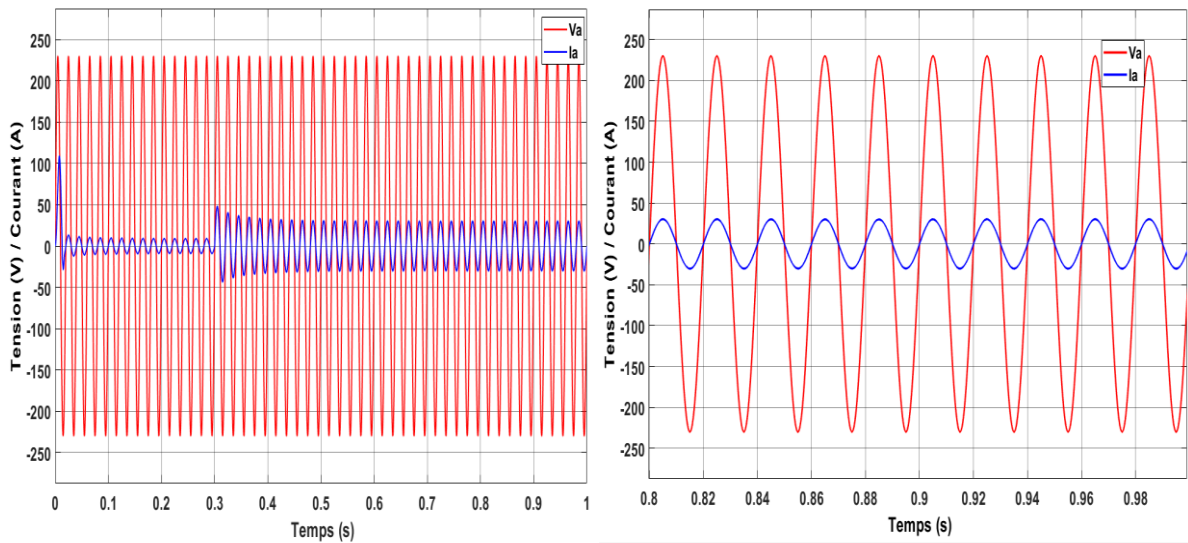
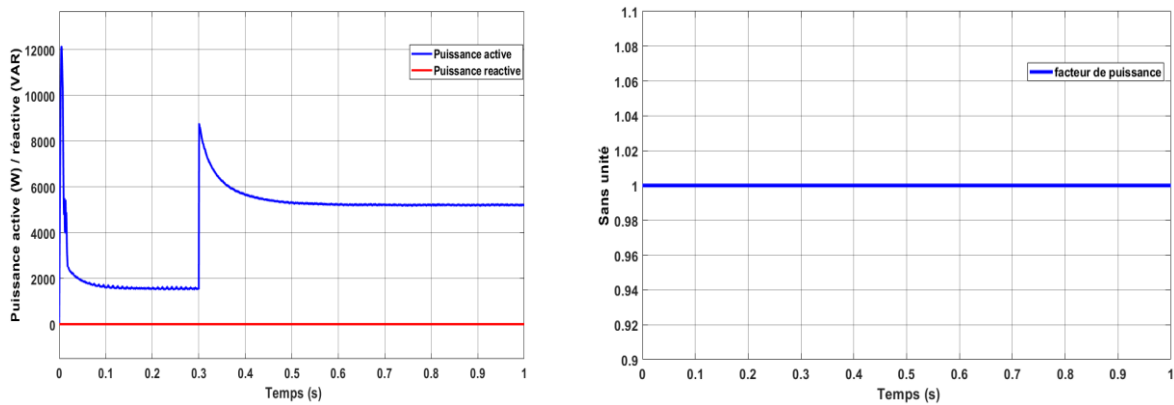


Figure III.17 : Allures de la tension et de courant dans une ligne du réseau.



(a)

(b)

Figure III.18 : (a) Allures des puissances active et réactive , (b) Allure de facteur de puissance.

III.3.2.1 Interprétation des résultats

Comme dans le cas du redresseur deux niveaux, les résultats sont semblables et globalement satisfaisants. Le système présente de très bonnes caractéristiques :

- ✓ Bonne régulation de V_{dc}
- ✓ Courants côté réseau quasiment sinusoïdaux et en phase avec les tensions

Il convient, toutefois, de relever la supériorité du redresseur trois niveaux par rapport au deux niveaux en terme de valeur du THD de courant qui est de l'ordre de 0.50%. La qualité des courants obtenus est, par conséquent, bien meilleure avec un redresseur trois niveaux.

III.3.3. Résultats de simulation obtenus avec un redresseur cinq niveaux

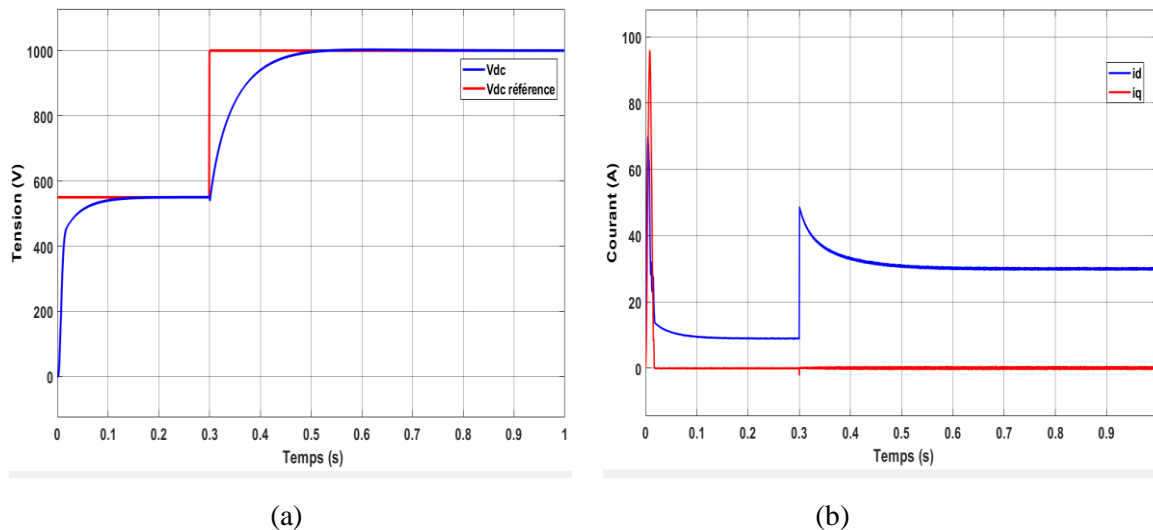
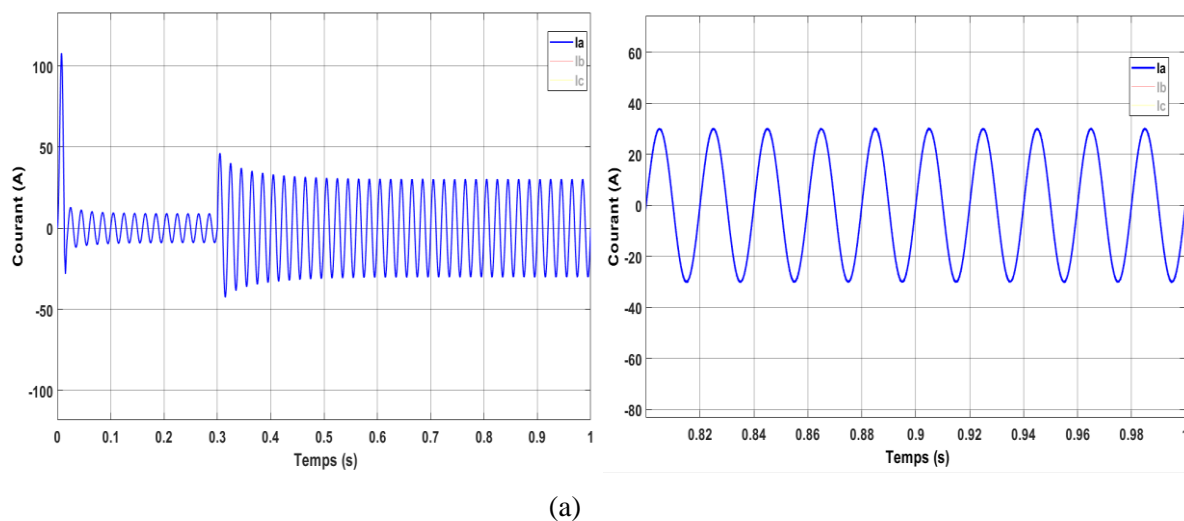
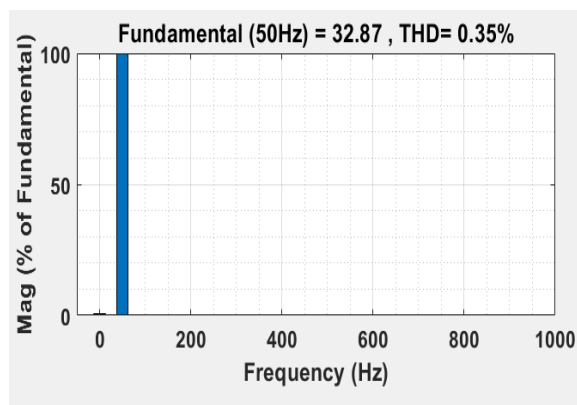


Figure III.19 : (a) Allure de la tension de sortie V_{dc} et V_{dc_ref} , (b) Allures des composantes directe et en quadrature des courants i_d et i_q .





(b)

Figure III.20 : (a) Allure du courant de ligne i_a , (b) Spectre harmonique de courant de ligne i_a .

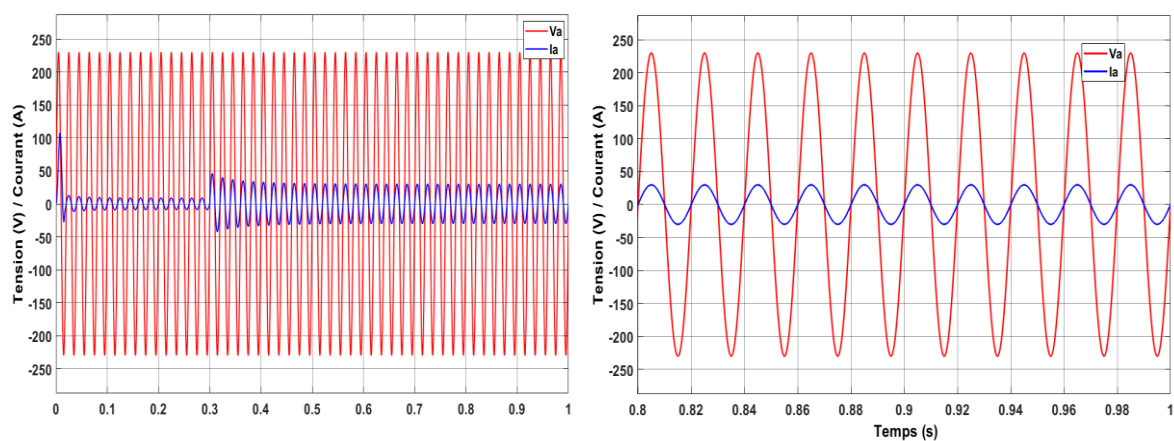
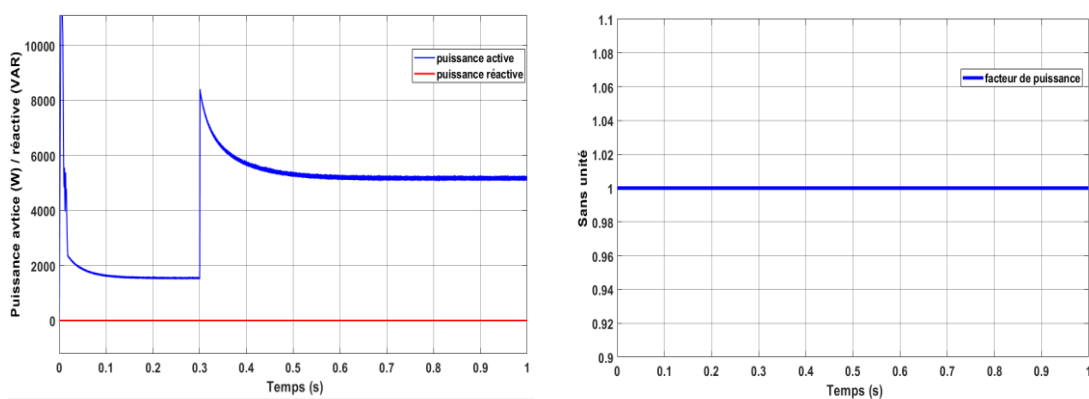


Figure III.21 : Allures de la tension et du courant dans une ligne du réseau.



(a)

(b)

Figure III.22 : (a) Allure de la puissance active et réactive et (b) Allure de facteur de puissance.

III.3.3.1 Interprétation des résultats

Comme avec les deux cas des redresseurs deux et trois niveaux, le redresseur cinq niveaux commandé par VOC garantit de bonnes performances en termes de régulation de V_{dc}

et de qualité de courants obtenus côté réseau. Les résultats montrent, toutefois, la supériorité du redresseur cinq niveaux par rapport aux deux autres ; le THD de courant est de l'ordre de 0.35% comme le montre la figure III.20.b.

III.4 Comparaison entre les différents niveaux :

Les performances obtenues avec les redresseurs deux, trois et cinq niveaux sont globalement satisfaisants et très proche. Cependant la valeur du THD obtenus devient meilleure avec l'accroissement du nombre de niveaux comme le montre le tableau III.2 et l'histogramme de la figure III.23.

Redresseur Multi-niveaux	THD
Redresseur deux niveaux	0.99%
Redresseur trois niveaux	0.50%
Redresseur cinq niveaux	0.35%

Tableau III.2 : Tableau comparatif des performances de la VOC sur redresseurs MLI à deux, trois et cinq niveaux.

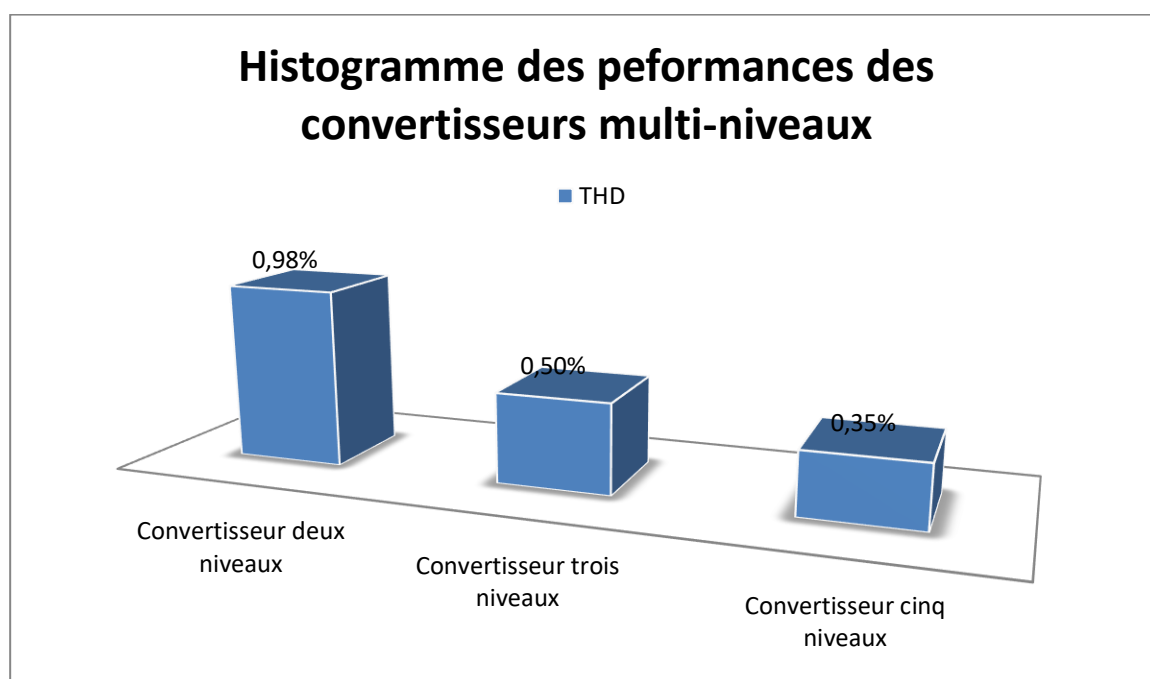


Figure III.23 Histogramme des performances des différents niveaux utilisés.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la commande VOC sur des redresseurs deux, trois et cinq niveaux. Les résultats de simulation montrent que la commande VOC garantit une bonne régulation de la tension V_{dc} caractérisée par une dynamique élevée et des performances statiques remarquables. L'utilisation du redresseur cinq niveaux révèle des performances bien supérieures par rapport au redresseurs à deux et trois niveaux en termes de la valeur de THD obtenue, donc la qualité des ondes de courant soutirés au réseau devient meilleure avec l'accroissement du nombre de niveaux.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la recherche de nouvelles solutions qui permettent l'amélioration de la qualité de l'énergie véhiculée dans les réseaux électrique de distribution.

Dans le premier chapitre de ce travail, nous avons mis en évidence une notion très importante qui est la qualité de l'énergie électrique, ainsi que les harmoniques qui dégradent cette dernière. Différentes solutions à ce problème ont été présentées, parmi celles-ci l'emploi du redresseur MLI. Ce convertisseur peut remédier de lui-même à la consommation de l'énergie réactive et offre, de plus, un flux de puissance bidirectionnel, un faible taux distorsion harmonique, et une tension continue réglable. Une étude de ce convertisseur comportant ses éléments constitutifs et ses différentes structures a été présentée.

Le chapitre deux a été consacré aux convertisseurs multi-niveaux à structure NPC et les techniques de modulation en vue de leur commande à savoir : la SPWM et la SVPWM. Les résultats de simulations obtenus ont montré que la qualité de l'onde de courant obtenue devient meilleure avec la croissance du nombre de niveaux. La supériorité de la technique de modulation SPWM par rapport à la technique SVPWM a été également mise en évidence dans cette étude.

Les résultats de simulation obtenus dans le chapitre trois ont montré que le redresseur cinq niveaux commandé par la VOC est globalement meilleur par rapport aux deux et trois niveaux surtout du point de vue qualité des courant obtenus (THD le plus faible). Ceci confirme les résultats et conclusions du chapitre deux.

En termes de perspectives, il serait intéressant de réaliser des tests expérimentaux sur les redresseurs multi-niveaux commandés par la VOC afin de valider les résultats obtenus par simulation.

Annexe A : Modulation à Largeur d'Impulsion (MLI) Vectorielle

A.1 MLI vectorielle pour redresseur deux niveaux

$$V_{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(V_{an} + V_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right)$$

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande de S_j ($j=1, 2, 3$) telles que :

$S_j = 1$ si la phase N°1 est connectée à la borne positive de la source continue V_{dc} .

$S_j = 0$ si la phase N°1 est connectée à la borne négative de la source continue V_{dc} .

On peut alors écrire :

$$V_{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(S_1 + S_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_3 e^{j\frac{4\pi}{3}} \right)$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (S_1, S_2 et S_3) permettent de générer les huit positions du vecteur V_{ref} dont deux correspondent aux vecteurs nuls comme le montre la Figure II. 1.

$$V_0 \Leftrightarrow (S_1, S_2, S_3) = (0, 0, 0), V_7 \Leftrightarrow (S_1, S_2, S_3) = (1, 1, 1)$$

Les six vecteurs tensions non nuls peuvent être formulés par:

$$V_i = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \cdot e^{j \cdot (i-1) \frac{\pi}{3}} \quad (i=1,2,3,4,5,6)$$

L'amplitude maximale du vecteur V_{ref} est:

$$V_i = \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc}$$

Les équations des tensions instantanées en fonction des grandeurs de commande sont données par :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix}$$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions, appliquons la transformation triphasée/biphasée en respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia) :

$$\begin{pmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix}$$

$$V_{ref} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2}$$

$$\theta = \text{tang}^{-1}\left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}}\right) = \omega t = 2\pi f t, \text{ ou } f: \text{ est la fréquence fondamentale}$$

A.1.2 Détermination des secteurs :

A partir des coordonnées polaires et de la position angulaire, on déduit dans quel secteur (s) se situe le vecteur V_{ref} . La détermination du secteur se fait de la manière suivante:

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta < \frac{\pi}{3} \\ 2 & \text{si } \frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{2\pi}{3} \\ 3 & \text{si } \frac{2\pi}{3} \leq \theta < \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3} \\ 5 & \text{si } \frac{4\pi}{3} \leq \theta < \frac{5\pi}{3} \\ 6 & \text{si } \frac{5\pi}{3} \leq \theta < 2\pi \end{cases}$$

Les huit vecteurs de tension prédéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) et illustrés par la Figure II. 3.

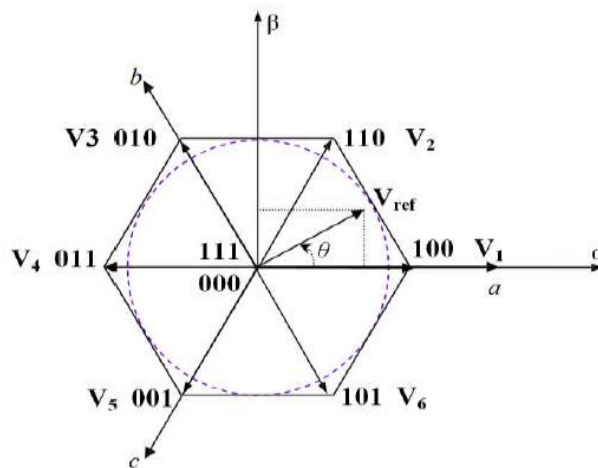


Figure A.1 : Représentation des vecteurs de tension d'état de redresseur.

A.1.3 Calcul des temps de commutation

Le vecteur de référence V_{ref} est évalué sur la période de modulation T_m par la génération d'un vecteur moyen déterminé par l'application des vecteurs adjacents et des séquences nulles parmi les huit vecteurs disponibles du redresseur (Tableau II.1). La Figure II.4 représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1.

Les temps d'application des vecteurs adjacents et le vecteur nul est donné comme suit:

$$T_m = T_1 + T_2 + T_0$$

$$V_{ref} = \frac{T_1}{T_m} \cdot V_1 + \frac{T_2}{T_m} \cdot V_2 + \frac{T_3}{T_m} \cdot V_0$$

La détermination des instants T_1 et T_2 est donnée par une simple projection sur les axes α et β (Figure. A.2).

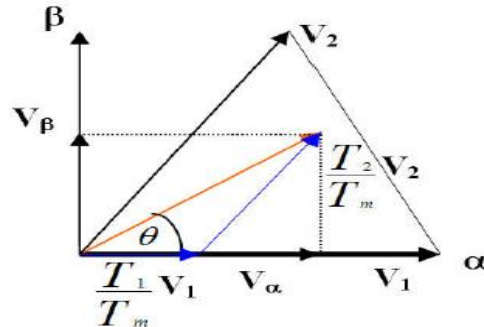


Figure A.2 : Projection du vecteur de référence (secteur1).

On a :

$$\int_0^{T_m} V_{ref} \cdot dt = \int_0^{T_1} V_1 \cdot dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 \cdot dt + \int_{T_1+T_2}^{T_m} V_0 \cdot dt$$

$$T_m \overrightarrow{V_{ref}} = T_1 \overrightarrow{V_1} + T_2 \overrightarrow{V_2} + T_3 (\overrightarrow{V_0} \text{ ou } \overrightarrow{V_7})$$

$$T_m V_{ref} \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{pmatrix} = T_1 \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(60) \\ \sin(60) \end{bmatrix}$$

Ou ($0 \leq \theta \leq 60^\circ$), on aura:

$$T_1 = T_m \frac{|V_{ref}|}{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}} \cdot \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)}{\sin(\frac{\pi}{3})}$$

$$T_2 = T_m \frac{|V_{ref}|}{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}} \cdot \frac{\sin(\theta)}{\sin(\frac{\pi}{3})}$$

Pour le reste de la période, on applique le vecteur nul pendant T_0 :

$$T_0 = T_m - (T_1 + T_2)$$

On déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_m dans le premier secteur. La durée du premier secteur est résumée dans le tableau A.1.

Tableau A.1 : Durées de fermeture des interrupteurs dans le premier secteur.

Secteur	Interrupteur du haut S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}	Interrupteur du bas S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}
1	$S_{a1} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_{b1} = T_2 + T_0/2$ $S_{c1} = T_0/2$	$S_{a2} = T_0/2$ $S_{b2} = T_1 + T_0/2$ $S_{c2} = T_1 + T_2 + T_0/2$

On effectue le même calcul pour chaque secteur et ensuite on détermine les largeurs d'impulsions (durées des fermetures des interrupteurs) correspondantes.

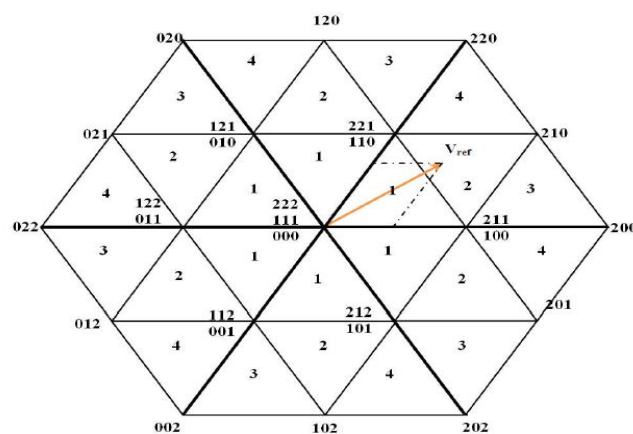
A.2. MLI vectorielle pour redresseur trois niveaux

A partir de la figure II.2 dans le chapitre II qui représente les trois états du redresseur trois niveaux, on obtient le tableau suivant :

Tableau A.2 : Etats d'un bras du redresseur (x=a, b, c).

Etat du bras	Etat d'interrupteur du bras				Tension de sortie
	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	
2	1	1	0	0	$V_{dc}/2$
1	0	1	1	0	0
0	0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

Chaque bras du redresseur peut prendre trois états. Ainsi le redresseur triphasé a $3^3=27$ états possibles.

**Figure A.3** : Diagramme vectoriel d'un redresseur trois niveaux.

A.2.1 Détermination des secteurs et les régions

De la même manière avec le redresseur deux niveaux, à partir des coordonnées polaires et de la position angulaire, on déduit dans quel secteur (s) et dans quelle région se situe le vecteur V_{ref} . On détermine le secteur (s) de la manière suivante:

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta < \frac{\pi}{3} \\ 2 & \text{si } \frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{2\pi}{3} \\ 3 & \text{si } \frac{2\pi}{3} \leq \theta < \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3} \\ 5 & \text{si } \frac{4\pi}{3} \leq \theta < \frac{5\pi}{3} \\ 6 & \text{si } \frac{5\pi}{3} \leq \theta < 2\pi \end{cases}$$

Calcul des régions :

En utilisant les distances a et b :

$$\begin{cases} a = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_{ref} \cdot \sin(\theta) \\ b = V_{ref} \cdot \left(\cos(\theta) - \frac{\sin(\theta)}{\sqrt{3}} \right) \end{cases}$$

On déduit les régions :

$$\begin{cases} \text{si } a < 0.5 \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \text{ et } b < 0.5 \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \text{ et } (a + b) < \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}; \text{ région} = 1 \\ \text{si } a < 0.5 \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}; \text{ région} = 2 \\ \text{si } a < 0.5 \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \text{ et } b < 0.5 \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \text{ et } (a + b) > \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}; \text{ région} = 3 \\ \text{si } b > 0.5 \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}; \text{ région} = 4 \end{cases}$$

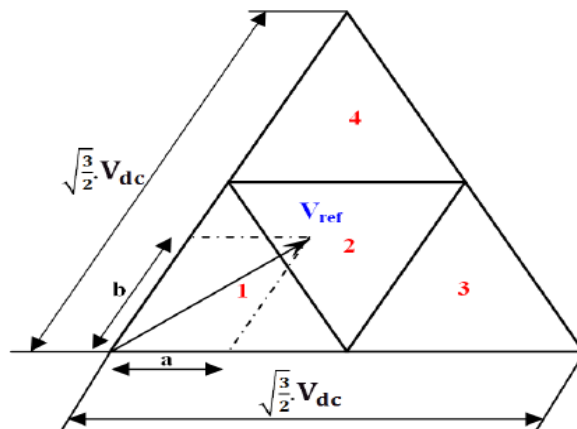


Figure A.4 : Détermination des deux distance a et b.

Pour avoir un signal de tension moins riche en harmoniques, on impose au vecteur tension de référence de se localiser à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone externe.

A.2.2 Calcul des temps de commutation :

La détermination des temps de commutation se fait de la même manière dans tous les secteurs et se distingue d'une région à une autre dans le même secteur. De ce fait, on va présenter la méthode de calcul pour la première région du premier secteur.

Lors du passage du vecteur de référence V_{ref} à travers la région N°1, on doit reconstituer ce vecteur en utilisant les vecteurs d'états de cette région comme suit : (000, 100, 110, 111, 211, 221, 222) pour la première demi-période de modulation ($\frac{T_m}{2}$) et les appliquer pour la deuxième demi-période de cette façon : (222, 221, 211, 111, 110, 100, 000).

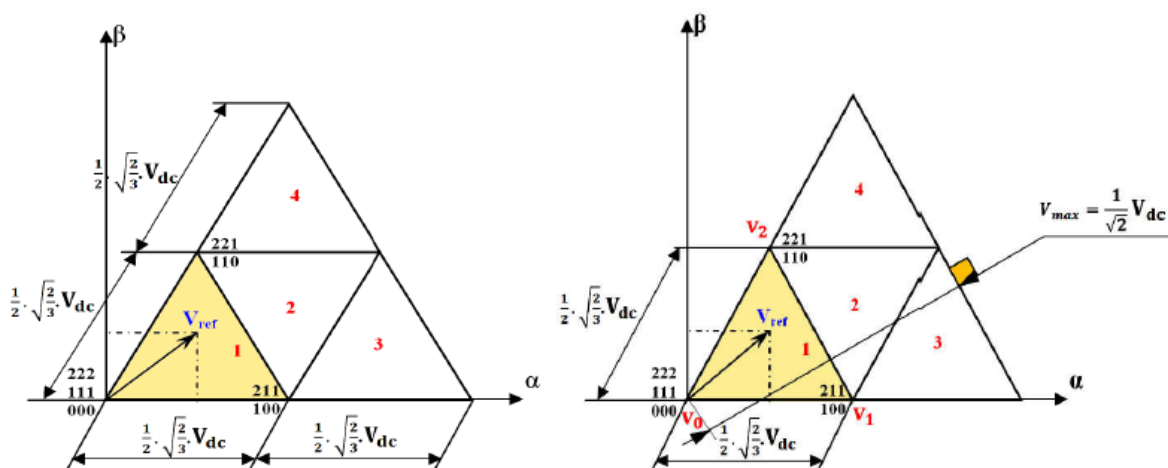


Figure A.5 : Détermination des temps de commutation dans la région N°1.

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

$$T_m = T_1 + T_2 + T_0$$

$$V_{ref} = \frac{T_1}{T_m} \cdot V_1 + \frac{T_2}{T_m} \cdot V_2 + \frac{T_3}{T_m} \cdot V_0$$

La détermination des instants T_1 et T_2 est donnée par une simple projection sur les axes α et β (Figure A.4).

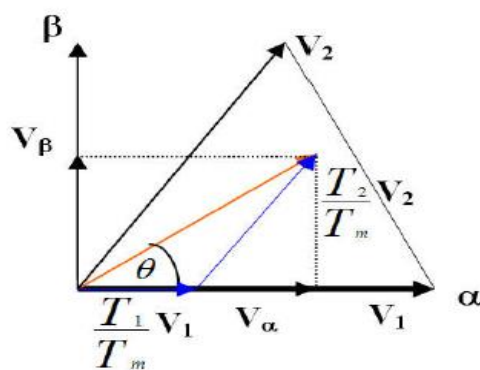


Figure A.7 : Projection du vecteur de référence (secteur1, région 1).

On a:

$$\int_0^{T_m} V_{ref} \cdot dt = \int_0^{T_1} V_1 \cdot dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 \cdot dt + \int_{T_1+T_2}^{T_m} V_0 \cdot dt$$

$$T_m \overrightarrow{V_{ref}} = T_1 \overrightarrow{V_1} + T_2 \overrightarrow{V_2} + T_3 (\overrightarrow{V_0} \text{ ou } \overrightarrow{V_7})$$

Où ($0 \leq \theta \leq 60^\circ$), on aura:

$$T_m \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \cos(\theta) = \frac{\sqrt{6}}{6} T_1 + \frac{\sqrt{6}}{12} T_2$$

$$T_m \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{4} T_2$$

$$T_m = T_1 + T_2 + T_0$$

Ce qui donne : $T_2 = T_m \cdot K \cdot \sin(\theta)$, avec $K = \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{V_{dc}}$.

On remplaçant T_2 dans l'équation précédente, On aura :

$$T_1 = T_m \cdot K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

On remplace T_1 et T_2 dans l'équation (III.), on aura :

$$T_0 = T_m \left(1 - K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)\right)$$

On utilise la même procédure de calcul pour déduire les temps de commutation des régions, La durée de la première région du premier secteur est résumée dans le tableau A.3.

Tableau A.3 : Calcul des temps de la première région.

La région	T_1	T_2	T_0
1	$T_1 = T_m \cdot K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$T_2 = T_m \cdot K \cdot \sin(\theta)$	$T_0 = T_m \left(1 - K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)\right)$

On effectue le même calcul pour chaque secteur et, ensuite, on détermine les largeurs d'impulsions (durées des fermetures des interrupteurs) correspondantes.

Les interrupteurs des demi-bras inférieurs sont complémentaires avec ceux des demi-bras supérieurs. Comme exemple, les durées de fermeture des interrupteurs des demi-bras supérieurs pour la première région du premier secteur, sont résumées dans le tableau A.4 :

Tableau A.4 : Durées de fermeture des interrupteurs dans la première région (secteur 1).

Région	Demi-bras sup N°1	Demi-bras sup N°2	Demi-bras sup N°3
1	$S_{a1} = \frac{T_1}{2} + \frac{T_2}{2} + \frac{T_0}{3}$ $S_{a2} = T_1 + T_2 + \frac{2T_0}{3}$	$S_{b1} = \frac{T_2}{2} + \frac{T_0}{3}$ $S_{b2} = \frac{T_1}{2} + T_2 + \frac{2T_0}{3}$	$S_{c1} = \frac{T_0}{3}$ $S_{c2} = \frac{T_1}{2} + \frac{T_2}{2} + \frac{2T_0}{3}$

A.3 MLI vectorielle pour redresseur cinq niveaux :

A partir de la figure II.4 dans le chapitre II qui représente les cinq états du redresseur cinq niveaux, on obtient le tableau suivant :

Tableau A.5 : Etats d'un bras du redresseur (x=a, b, c).

Etat	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	S_{x5}	S_{x6}	S_{x7}	S_{x8}	V_s
4	1	1	1	1	0	0	0	0	$V_{dc}/2$
3	0	1	1	1	1	0	0	0	$V_{dc}/4$
2	0	0	1	1	1	1	0	0	0
1	0	0	0	1	1	1	1	0	$-V_{dc}/4$
0	0	0	0	0	1	1	1	1	$-V_{dc}/2$

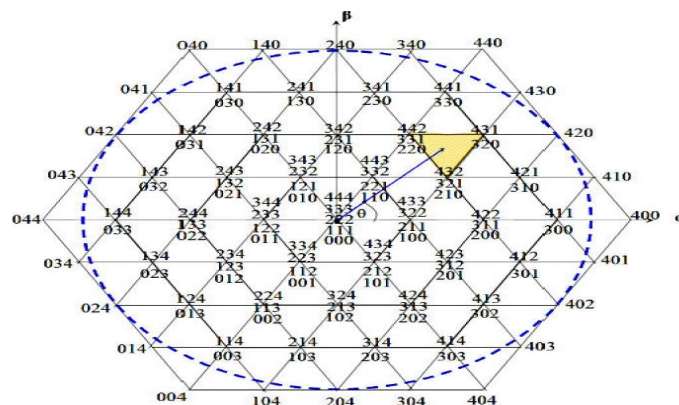


Figure A.8 : Diagramme vectoriel d'un redresseur cinq niveaux.

Chaque bras du redresseur peut prendre trois états. Ainsi le redresseur triphasé a $3^5=125$ états possibles.

A.3.1 Détermination des secteurs et des régions

De même manière avec le redresseur trois niveaux, à partir des coordonnées polaires et de la position angulaire, on déduit dans quel secteur (s) et dans quelle région se situe le vecteur V_{ref} . On détermine le secteur (s) de la manière suivante:

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta < \frac{\pi}{3} \\ 2 & \text{si } \frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{2\pi}{3} \\ 3 & \text{si } \frac{2\pi}{3} \leq \theta < \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3} \\ 5 & \text{si } \frac{4\pi}{3} \leq \theta < \frac{5\pi}{3} \\ 6 & \text{si } \frac{5\pi}{3} \leq \theta < 2\pi \end{cases}$$

On va représenter juste la deuxième région du premier secteur:

En utilisant les deux distances a et b :

$$\begin{cases} a = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_{ref} \cdot \sin(\theta) \\ b = V_{ref} \cdot \left(\cos(\theta) - \frac{\sin(\theta)}{\sqrt{3}} \right) \end{cases}$$

On déduit les régions :

$$\text{si } a < \frac{1}{4} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \text{ et } b < \frac{1}{4} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \text{ et } (a + b) < \frac{1}{4} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}; \text{ région} = 1$$

$$\text{si } a < \frac{1}{4} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \text{ et } b < \frac{1}{4} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \text{ et } (a + b) > \frac{1}{4} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}; \text{ région} = 2$$

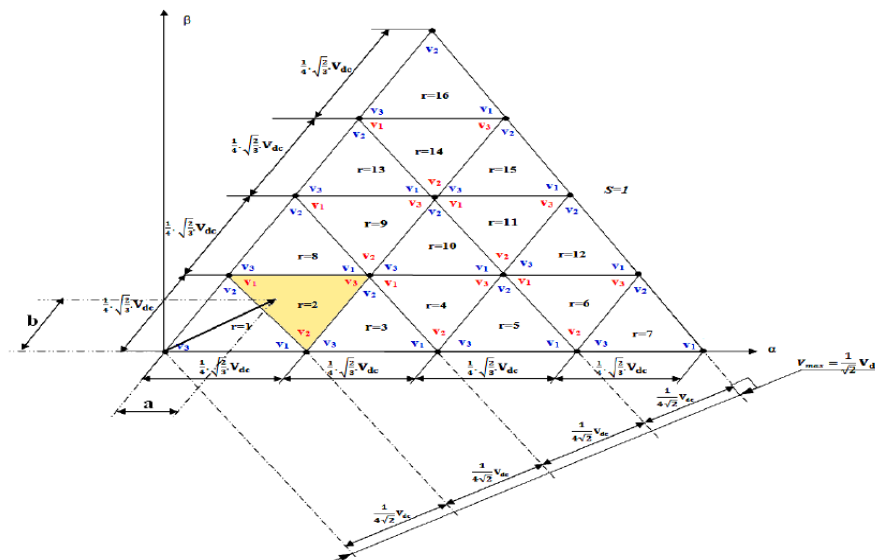


Figure A.9 : Détermination des deux distance a et b.

On suit la même procédure dans le calcul de reste des régions.

A.3.2 Calcul des temps de commutation

La détermination des temps de commutation se fait de la même manière dans tous les secteurs et il est différent d'une région à l'autre dans le même secteur. De ce fait, on va présenter la méthode de calcul pour la neuvième région du premier secteur.

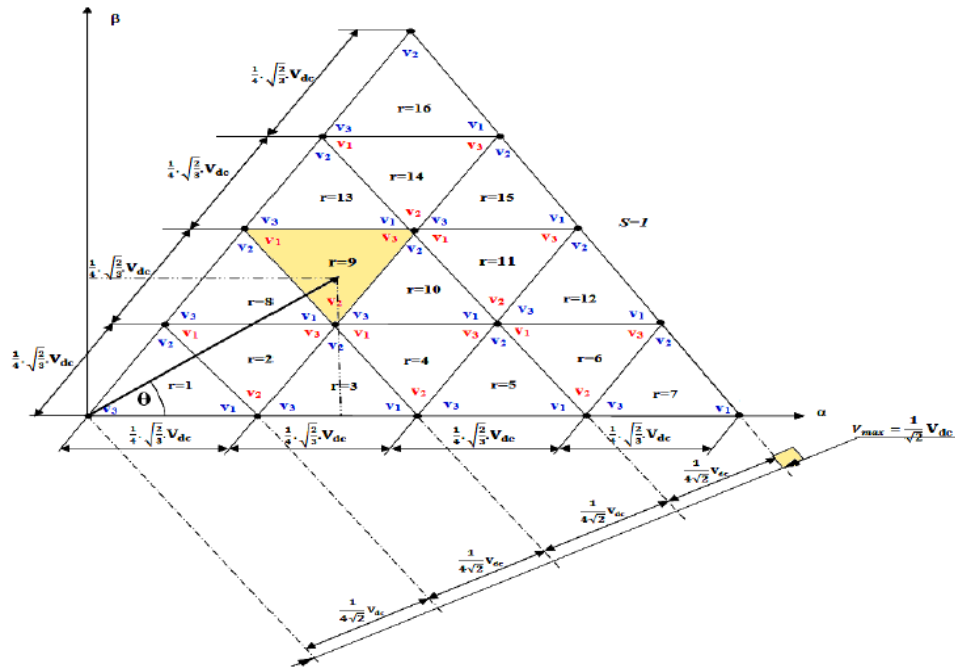


Figure A.10 : Calcul des temps de commutation pour la région N°9.

Lors du passage du vecteur de référence V_{ref} à travers la région N°9, on doit reconstituer ce vecteur en utilisant les vecteurs d'états de cette région comme suit : (210, 220, 320, 321, 331, 431, 432, 442) pour la première demi-période de modulation ($\frac{T_m}{2}$) et les appliquer pour la deuxième demi-période de cette façon : (442, 432, 431, 331, 321, 320, 220, 210).

Le calcul des temps de commutation se fait comme suit:

On a:

$$\int_0^{T_m} V_{ref} \cdot dt = \int_0^{T_1} V_1 \cdot dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 \cdot dt + \int_{T_1+T_2}^{T_m} V_0 \cdot dt$$

$$T_m \overrightarrow{V_{ref}} = T_1 \overrightarrow{V_1} + T_2 \overrightarrow{V_2} + T_3 \overrightarrow{V_0}$$

On peut écrire:

Où ($0 \leq \theta \leq 60^\circ$), on aura:

$$T_m \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \cos(\theta) = \frac{\sqrt{6}}{12} T_1 + \frac{\sqrt{6}}{8} T_2 + T_0 \frac{\sqrt{6}}{6}$$

$$T_m \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sin(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{4} T_1 + \frac{\sqrt{2}}{8} T_2 + \frac{\sqrt{2}}{4} T_0$$

$$T_m = T_1 + T_2 + T_0$$

A partir des 3 équations précédentes, on peut déterminer les temps de commutation :

$$T_2 = T_m(2 - 2K\sin(\theta)), \text{ avec } K = \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{V_{dc}}$$

$$T_1 = T_m(1 - 2K\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)),$$

$$T_0 = T_m(2K\sin(\frac{\pi}{3} + \theta) - 2),$$

Tableau A.6 : Les instants de commutation dans la neuvième région (secteur N°1).

Région	T_1	T_2	T_0
9	$T_1 = T_m(1 - 2K\sin(\frac{\pi}{3} - \theta))$	$T_2 = T_m(1 - 2K\sin(\frac{\pi}{3} - \theta))$	$T_0 = T_m(2K\sin(\frac{\pi}{3} + \theta) - 2)$

De la même manière, on déduit les temps de commutation de toutes les régions.

Les durées de fermeture des interrupteurs pour une région sont différentes d'un secteur à un autre. Les interrupteurs des demi-bras inférieurs sont complémentaires avec ceux des demi-bras supérieurs.

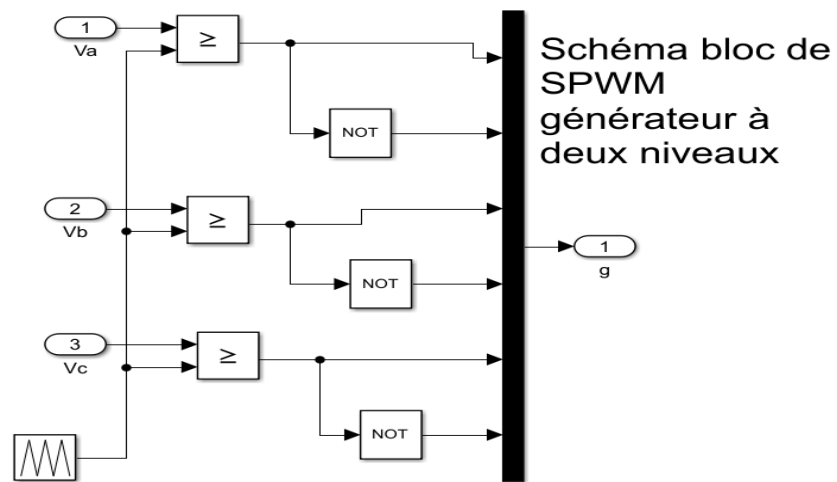
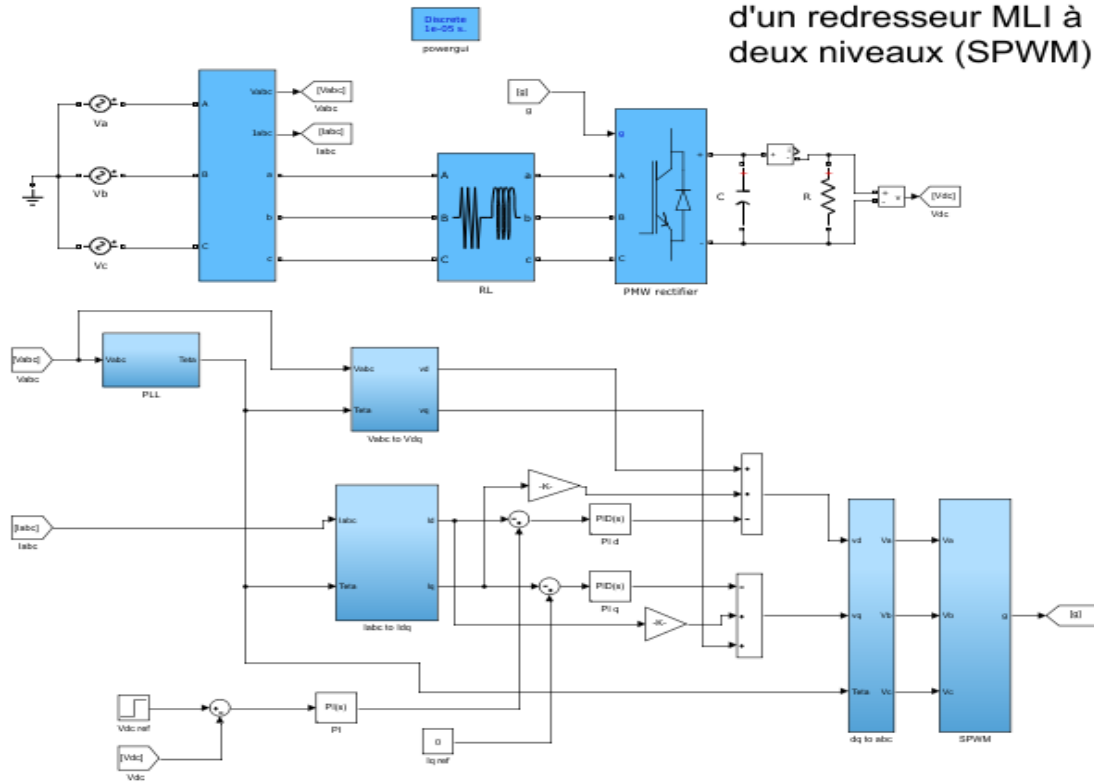
A titre d'exemple, les durées de fermeture des interrupteurs des demi-bras supérieurs pour la région N° 09 du premier secteur, sont résumées dans le tableau A.7.

Tableau A.7 : Durées de fermeture des interrupteurs pour la région N°9 (secteur 1).

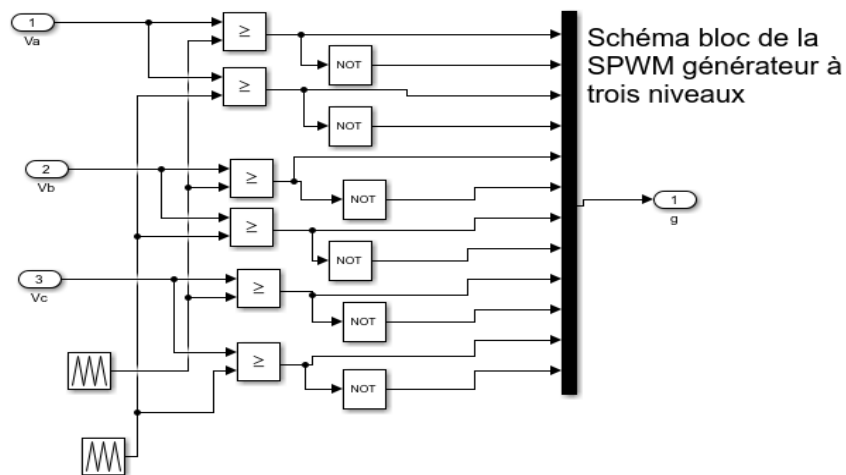
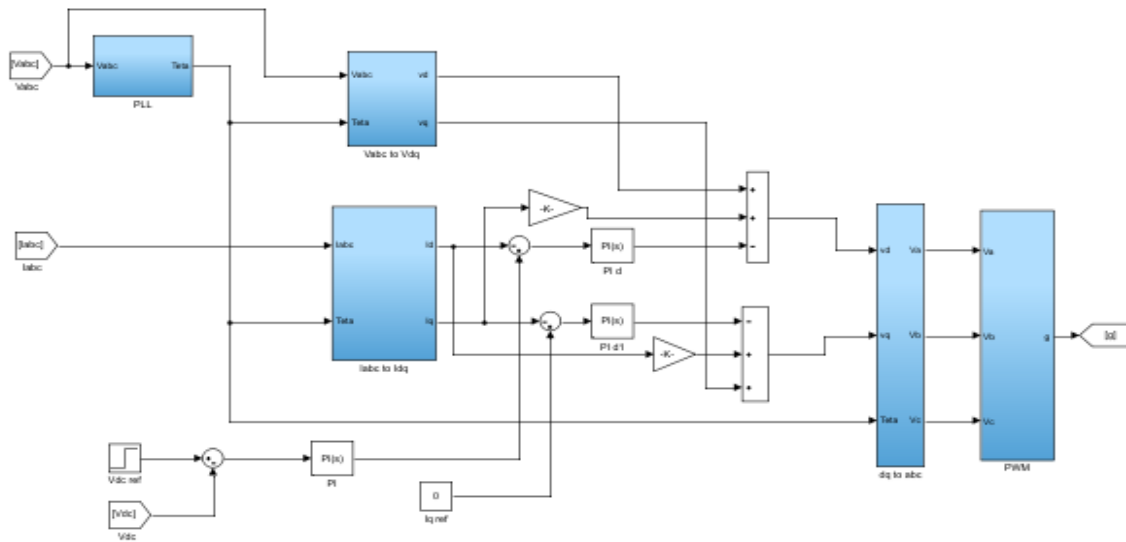
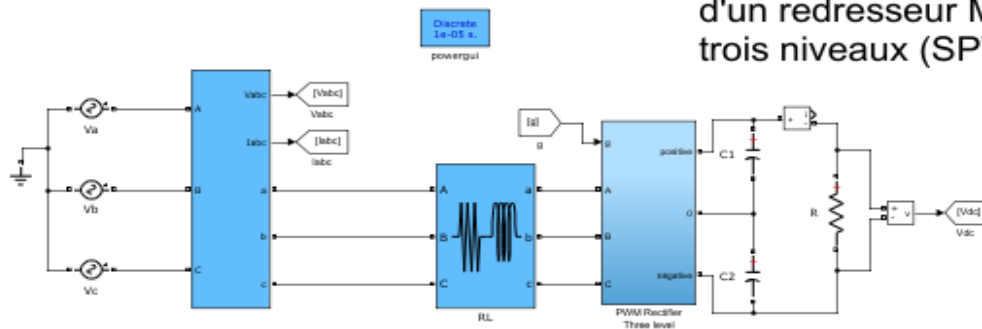
Région	Demi-bras sup N°1	Demi-bras sup N°2	Demi-bras sup N°3
9	$S_{a1} = \frac{T_1}{3} + \frac{T_2}{3} + \frac{T_0}{2}$ $S_{a2} = \frac{2T_1}{3} + 2\frac{T_2}{3} + T_0$ $S_{a3} = T_1 + T_2 + T_0$ $S_{a4} = T_1 + T_2 + T_0$	$S_{b1} = \frac{T_1}{3}$ $S_{b2} = \frac{2T_1}{3} + \frac{T_2}{3} + \frac{T_0}{2}$ $S_{b3} = T_1 + \frac{2T_2}{3} + T_0$ $S_{b4} = T_1 + T_2 + T_0$	$S_{c1} = 0$ $S_{c2} = 0$ $S_{c3} = \frac{T_1}{3} + \frac{T_2}{3}$ $S_{c4} = \frac{2T_1}{3} + \frac{2T_2}{3} + \frac{T_0}{2}$

Annexe B : Les schémas des simulations

La commande VOC d'un redresseur MLI à deux niveaux (SPWM)



La commande VOC d'un redresseur MLI à trois niveaux (SPWM)



La commande VOC d'un redresseur MLI à cinq niveaux (SPWM)

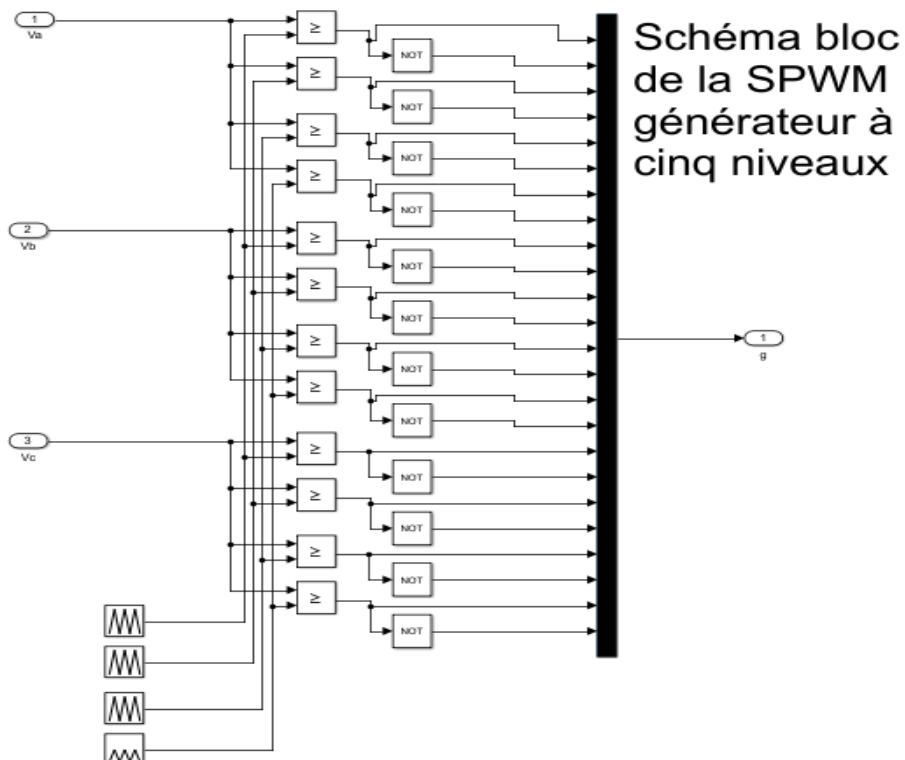
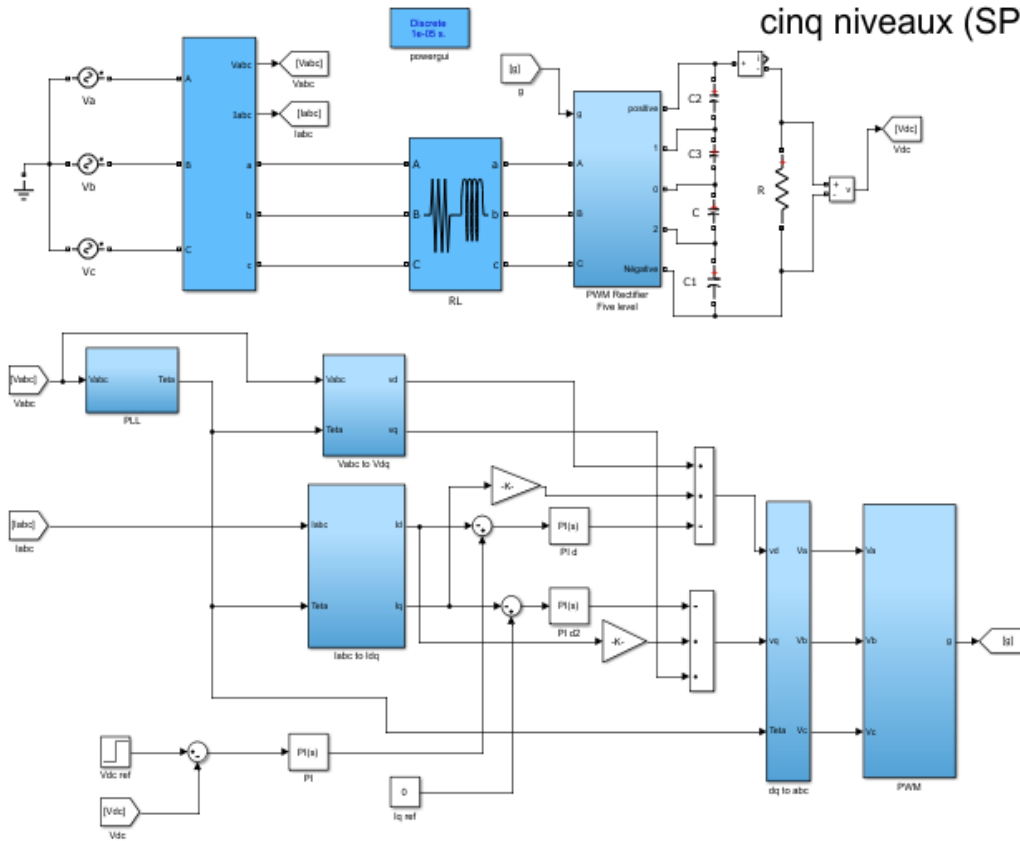


Schéma bloc de la SPWM générateur à cinq niveaux

Schéma bloc de la SVPWM deux niveaux

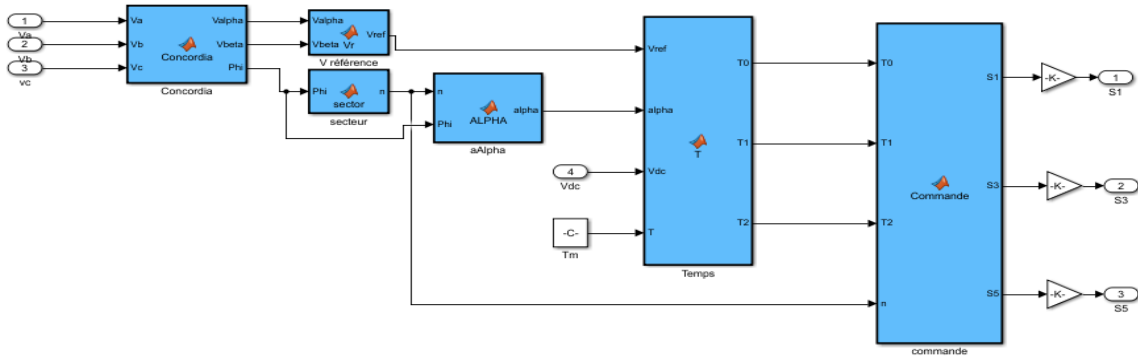


Schéma bloc de la SVPWM à trois niveaux

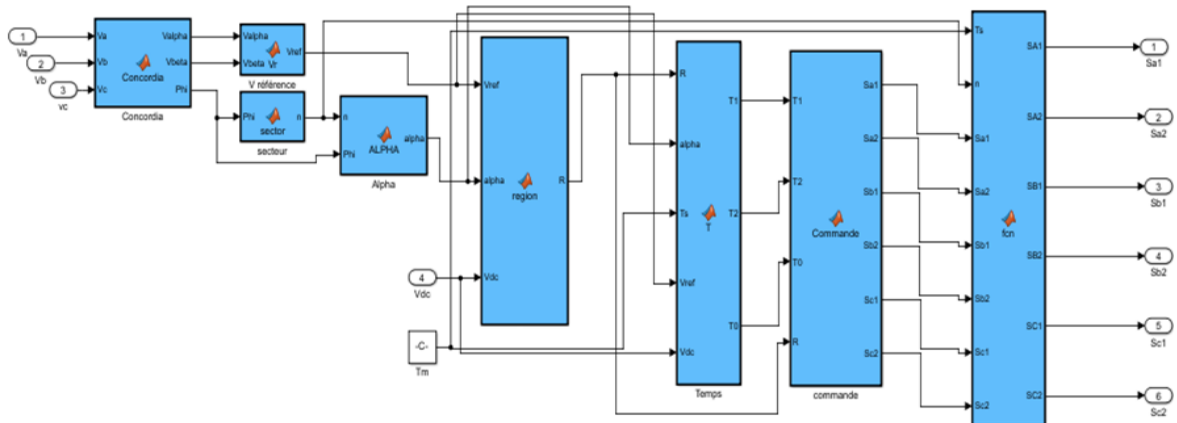
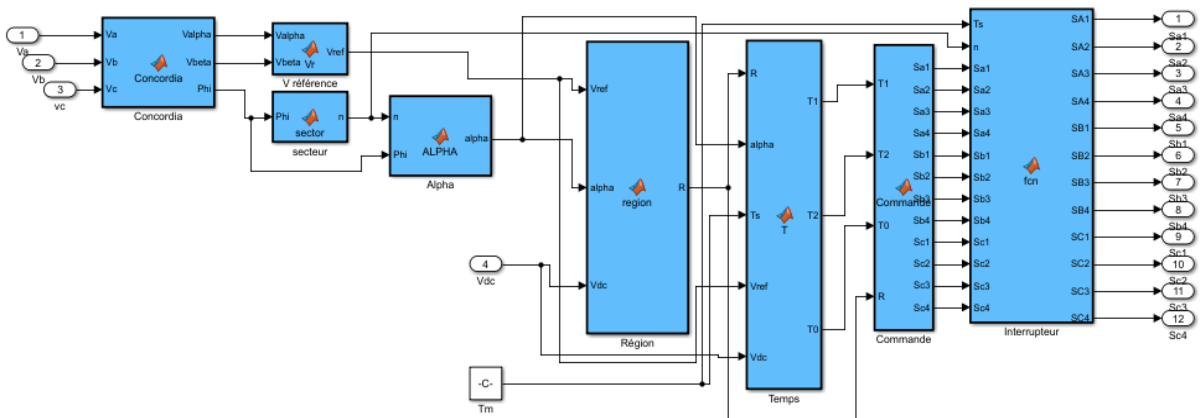


Schéma bloc de la SVPWM à cinq niveaux



Références Bibliographiques

- [1] M.Abdelbaki Hamou Salah, “ Etude d’un redresseur en pont triphasé à MLI “ Mémoire de fin d’études en vue de l’obtention du diplôme de master, Université Larbi Ben M’hidi, Oum El-Bouaghi année 2016.
- [3] M.Bouzidi Mansour, M.Bensaadi Abderrahim, ” commandes non linéaires d’un redresseur pwm triphasé”, mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en génie électrotechnique, université de M'sila, année 2009.
- [4] M.Bouafia Abdelouahab, “ techniques de commande predictive et floue pour les systemes d'électronique de puissance : application aux redresseurs MLI” , these de doctorat, universite ferhat abbas - setif ufas (Algerie),année 2010 .
- [5] A.Lopez De Heredia Bermeo : "Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la puissance basse tension à la montée en tension", Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, 1996.
- [6] M.Shafiee Koor : "Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques", Thèse de doctorat de l'école Polytechnique de l'université de Nantes, Nantes, 2006.
- [7] M.L.Benchaita : "Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle - commande", Thèse de docteur de l'université Henri Poincaré, Nancy 1, 1998.
- [8] M.G. Olivier : "Electrotechnique", Presse Internationale Polytechnique, 2ème édition, 1999.
- [9] M.Y. Abdelli : "Etude et commande de convertisseurs statiques multifonctions en vue de l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Nantes, 2005.

[10] M.S. Nia Ahmed : "Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Lorraine, 1996.

[11] M.Youssef touzani "commande aléatoire du convertisseur buck-boost a prélèvement sinusoïdal du courant "thèse doctorat en électronique et système, université blaise pascal, juillet 2006.

[12] M.Boudries Zoubir : Etude d'une Génératrice Asynchrone Commandée thèse doctorat, université A. mira Bejaia. 2013.

[14] M.Djebbar Mohamed Salah : Etude comparative des redresseurs cascades et multi niveaux a commande MLI, thèse magistère centre universitaire de Mentouri Constantine département d'électrotechnique ,2005.

[13] M.Abdelmalek Boulahia : Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique , thèse magistère centre universitaire de Constantine, département d'électrotechnique 28 avril 2009.

[14] M. Sc. Mariusz Malinowski: Sensorless Control Stratégies for Three – Phase PWM d'électronique industrielle, Varsovie, Pologne-2001.

[15] M.Adel Rahoui : Techniques avancées pour la commande et l'observation d'un redresseur MLI, Thèse doctorat, spécialité électrotechnique, université de Mouloud Mammri,Tizi Ouazou,06/06/2017.

[16] M. BENDAIKHA Abdelmalik : Commande par MLI vectorielle d'un onduleur multi-niveaux, Thèse doctorat, Option électromécanique, Université Badji Mokhtar- Annaba, 17/01/2018.

[17] Application Note , « An Introduction to Space Vector Modulation using NEC's 8-bit Motor Control Microcontrollers », Document No. U16699EE1V1AN00, NEC Corporation 2004.

[18] M. Brighen Haroun et Mr.Halaimia Safouane : Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale, Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

Master, Filière : Génie minier, Option : électromécanique minières, université Larbi Tebssi, Tebessa, 2016.

[19] M.Dieng A.Le Claire J.C., Benkhoris M.F. and Ait-Ahmed M. control of single-phase Double boost Effect AC-DC Converter. Journal of Electrical Engineering, JEE, Vol 14 ,Edition 3, pp. 1-9, 2014.

[20] M.Rufer, Alfred.. "Convertisseur AC/DC triphasé avec correction du facteur de puissance (PFC) pour la charge d'accumulateurs". In Visions: revue scientifique deVEND, pp. 3-8. (1999).

[21] Melle Laouedj Fethia Melle Zebbar, Mémoire Pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique Option : Commandes des machines (CME), thème soutenu le 16 juin 2015 .université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen.

[22] M.Boukhari Nassim, M.Stiti Lyazid, mémoire de Fin d'Etudes de Master Academique Spécialité : Machines Electriques, Thème : Commande d'un redresseur triphasé à MLI. Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou, le 24 Septembre 2014.

[23] Melle Boucheritte wafa, mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister en : Electrotechnique Option : Energies renouvelables, thème : Convertisseurs multiniveaux dans les systèmes PV Connectés au réseau, Université Mohamed Khider, Biskra.

[24] M.D. Ostojic, «A multilevel conveter structure for grid connected PV plants», Thèse de Doctorat, Université Bologne, 2010.

[25] M.Kahia bilel, mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister en : Electrotechnique Option : commande électrique, thème : Commande MLI Vectorielle d'un Redresseur Triphasé à Trois Niveaux, université de SETIF 1.

[26] M.ALI Berboucha, thèse en vue de l'obtention du diplôme doctorat, domaine : Génie électrique, Spécialité commande et conversion d'énergie, thème : commandes avancées des aérogénérateurs pour une meilleur qualité de l'énergie électrique. Université A /MIRA Béjaia.