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

**Université Yahia Farès de Médéa**

**Mémoire de Fin d'Etudes**

**En vue de l'obtention du diplôme de**

**Master (LMD)**

**Option : Commande électrique**

# Modélisation et commande non-linéaire d'un onduleur trois niveaux NPC basé sur les structures de commande VOC et DPC

**Présenté par :**

**AHMEDI Mohamed**

**TEBOUZI Ahcen**

**Encadrée par :**

**M$^{me}$ : BAGHDADI Akila**

**Année universitaire :2020/2021**

# *Remercîments*

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué aux :

Nous remercions Dieu, qui nous a éclairé le chemin de la science et de la connaissance et nous a aidés à accomplir ce devoir et nous accorde le succès à l'achèvement de ce travail rencontrées

Nous tenons à exprimer notre reconnaissance à notre directrice de mémoire madame ***BAGHDADI Akila*** , pour la confiance qu'il nous a témoigné et nous a accueillis au sein de la et de nous avoir proposé ce sujet de mémoire dans les cours et les travaux qui ont été pour nous une source d'inspiration. Nous voulons également lui exprimer nos remerciements pour la direction de ce travail et les moyens mêmes à notre disposition pour terminer notre mémoire. Nous le remercions aussi profondément pour sa disponibilité, ses orientations et ses remarques fructueuses et qu'il trouve ici l'expression de notre profonde gratitude.

Nous tenons à remercier nos parents par leur patience, leur encouragement et leur disponibilité avec nous dans chaque instant. Nous adressons notre vif remerciement à tous les enseignants qui, par leur

enseignement, leur encouragement et leur aide, ont contribué à notre formation.

Dr. morsli
Dr.kalach Mohamed aissa

remerciements vont également aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nos 'ont fait en participant à l'évaluation de ce travail, aussi à tous ceux qui, par leur encouragement ou leur amitié, ont contribué à l'aboutissement de ce travail.

# *Dédicaces*

Nous dédions ce travail :

À nos pères et mères qui nous ont donné le jour et nous ont apporté le soutien financier et morals si nécessaires à notre étude

A nos frères et sœurs

Et tous la famille ahmedi .

la famille tabbouzzi.

A nos amis :adane,nesreddine,mustapha,tarek,khaled .

A tous nos enseignants

À tous ceux qui ont contribué de loin ou à proximité

Finalement, Nous dédions ce travail à toute la promotion ELT Master 2

# Table des matières

Introduction générale ……..……1

**Chapitre 1 : Electronique de puissance et qualité de l'énergie électrique**

1.1. Introduction …… ……. 3
1.2. Qualité de l'énergie électrique ……..…… 3
1.3. Problématique des harmoniques ……...…… 4
1.3.a Origine des harmoniques ……..…… 5
1.3.b Caractérisation des perturbations harmoniques …….. 6
1.3.c Conséquences néfastes des harmoniques …… 8
1.3.d Solutions aux perturbations harmoniques …… 9
1.4. Conclusion ……...……. 11

**Chapitre 2 : Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux**

1.1. Introduction ……..…... 12
2.Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux ……..…… 13
2.1.Topologies des onduleurs multiniveaux …….. 13
2.1.1.Onduleur à sources séparées …….. 13
2.1.2.Onduleur à capacités flottantes ……..…… 14
2.1.3.Onduleur à diodes flottantes …… …… 14
2.3.Description de l'onduleur à trois niveaux ……..…… …. 15
2.4.Fonctions de commutation ……..…….. 15
2.5.Etats d'un bras de l'onduleur …… ……...…… 16
2.6.Etats de l'onduleur …… …… ……... 17
2.7.Tensions de sortie ……..…. ……. 17
2.8.Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel …… …… …….. 19
2.9.Vecteur tension de référence …… ……..…….. 21
2.10.Séquence des états de l'onduleur …… ……..……. 23
2.11.Simulation numérique …… ……..…….. 29
2. 12.Conclusion …… ….…….. 33

**Chapitre 3 : Techniques de commande d'un onduleur trois niveaux**

3.1 Introduction ……..…… …….. 34
3.2. Estimation du flux virtuel …… …… …… ……...…….. 35
3.3 Commande directe de puissance DPC_……..……..…..….36
3.3.1. Principe de la commande directe de puissance classique …… ……..…… 37
3.3.2. La DPC par la modulation vectorielle (DPC_…… ……..…... 37
3.3.3 Commande directe de puissance basée sur l'estimation de flux virtuel _……..……...….. 38
3.4. Estimation de la puissance instantanée basée sur le flux virtuel _……..……..….. 39
3.5 Régulation de la tension continue_…… ……..…… 41
3.6. Synthèse des régulateurs des puissances _…….. ……..……..…. 43

3.7. Résultats de simulation …… ……..…….. 45
3.8. Interprétations des résultats _……..…….…… ……...…….……. 47
4.Commande par orientation du flux virtuel VFOC _…… …… ……...……...… 48
4.1. Synthèse des régulateurs de courant _……..…… ……... …….. 48
4.2. Résultat de simulation ……..…….…… …… ……... 50
4.3. Interprétation des résultats _……..…… ……..…….. ……... 53
5. Conclusion ……..……..……... 53
Conclusion générale……..……...… 54
Bibliographie……..……...…….. 55

**Liste des Tableaux**

**Tableau 2.1**: Etats d'un bras de l'onduleur (x =1,2 ou 3)---------- 17

**Tableau 2.2**: Inéquations définissant les régions du diagramme vectoriel ----------24

**Tableau 2.3** : Décomposition de l'équation (2.13)---------- 27

**Tableau 2.4**: Les expressions de : dx dy dz pour les différentes régions d'un secteur. ----------27

**Tableau 2.5** : Séquences des états dans les différentes régions du diagramme vectoriel. ---------29

**Tableau 2.6**: Durées de fermeture des interrupteurs dans le cas du premier secteur.----------29

# Liste des Figures

**Figure 1.1** Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques. ---------- 5
**Figure 1.2** : Diagramme de Fresnel des puissances ---------- 7
**Figure.2.1.** Onduleur multiniveaux à sources séparée. ---------- 13
**Figure 2.2 :** Ondulation multiniveaux à capacités flottantes ---------- 14
**Figure 2.3:** Onduleur à trois niveaux à diodes flottante ---------- 15
**Figure 2.4:** Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux ----------16
**Figure 2.5:** Etats de l'onduleur ----------18
**Figure 2.6:** Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux ----------20
**Figure 2.7:** Secteurs et régions du diagramme vectoriel ---------- 20
**Figure 2.8:** Etats X, Y et Z pour les différentes régions du diagramme vectoriel. ---------- 24
**Figure 2.9:** Fonctions logiques dans les quatre régions du premier secteur ---------- 28
**Figure 2.10:** Tensions de sortie (m=0.9) ---------- 29
**Figure 2.11 :** Spectre d'harmoniques du tension (m=0.9) ---------- 30
**Figure 2.12:** Courant de sortie (m=0.9 ---------- ----------30
**Figure 2.13 :** Spectre d'harmoniques du courant (m=0.9) ---------- 30
**Figure 2.14:** Tensions de sortie ----------.31
**Figure 2.15 :** Spectre d'harmoniques de la tension ----------32
**Figure 2.16 :** Courant de sortie ---------- ----------32
**Figure 2.17 :** Spectre d'harmoniques du courant ---------- .33
**Figure 3.1:** Vecteurs et coordonnées de références ---------- 34
**Figure 3.2:** Relation entre la tension et le flux virtuel pour les deux directions du flux de puissance dans l'onduleur ----------36
**Figure.3.3** : Configuration générale de la commande DPC---------- 37
**Figure 3.4 :** Configuration générale de la commande DPC ---------- 38
**Figure 3.5 :** Régulation de la tension continue avec un correcteur PI ---------- 41
**Figure 3.6 :** Bloc de régulation de la tension continue ---------- 42
**Figure 3.7 :** Schéma bloc des boucles de p et q avec deux correcteurs PI ---------- 44
**Figure 3.8 :** Régulateur de la puissance active ---------- 44
**Figure 3.9:**Performances de l'onduleur trois niveaux commandé par DPC-SVM lors d'une variation de la tension de référence 46
**Figure 3.10 :**spectre harmonique du currant de ligne ---------- 47
**Figure 3.11 :** Schéma bloc de la commande VFOC ---------- 48
**Figure 3.12 :** Bloc de régulation de courant ---------- 50
**Figure 3.14 :**Performances de l'onduleur trois niveaux commandé parVFOC lors d'une variation de la tension de référence -- 52
**Figure 3.15 :** Spectre harmonique du courant de ligne ---------- ------52

# Introduction Générale

L’utilisation croissante dans l’industrie des systèmes commandés à base d’électronique de puissance entraîne de plus en plus des problèmes de perturbation au niveau des réseaux électriques. Ainsi, on assiste à une augmentation régulière, de la part des utilisateurs, des taux d’harmonique et de déséquilibre des courants, ainsi qu’à une importante consommation de la puissance réactive. La circulation de ces mêmes courants perturbés va également provoquer des harmoniques et des déséquilibres de tension. Ces perturbations ont bien causé des conséquences néfastes sur les équipements électriques, les quelles peuvent provoquer un échauffement important entrainant un arrêt soudain des machines tournantes jusqu’à la destruction totale de ces équipements. C'est pourquoi les distributeurs d'énergie ayant la contrainte de fournir une tension sinusoïdale constante, prennent en charge l'atténuation des perturbations harmoniques et des creux de tensions au moyen d'installations de forte puissance. Cependant, les nouvelles réglementations internationales imposent aux consommateurs des limites aux harmoniques, engendrées par leurs systèmes, tant en courant qu'en tension. Ainsi, le filtrage des composantes harmoniques est au centre des préoccupations des distributeurs d'une part et des utilisateurs d'énergie électrique d'autre part.

Récemment, il y a plusieurs solutions permettant la dépollution des réseaux électriques. Celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles d’aujourd’hui sont les compensateurs actifs (filtres actifs de puissance) et les topologies dites non-polluantes. Dans les applications de fortes puissances, la structure multi-niveaux a vu le jour depuis 1981, néanmoins elle a été proposée pour les montages des onduleurs.

L’utilisation d’un convertisseur classique à deux niveaux dans le domaine des applications de forte puissance ne convient pas, car elle exige des composants électroniques capables de supporter de forte tension inverse et de fort courant. Un autre inconvénient lié à ce convertisseur est le problème des interférences magnétiques engendrées par le passage brusque de la tension de sortie de l’onduleur d’une valeur nulle à une forte valeur.

L’objectif d’amélioration de la tension de sortie de l’onduleur peut être atteint soit par modification du circuit de l’onduleur lui-même, soit par le choix de la stratégie de sa commande. Plusieurs topologies des onduleurs sont proposées dans la littérature, telles que les onduleurs multiniveaux et les convertisseurs matriciels. L’onduleur multiniveaux permet de générer une tension de sortie à plusieurs niveaux de tension, en augmentant le nombre des interrupteurs composant l'onduleur, et en multipliant le nombre de sources continues à l'entrée, soit artificiellement par des condensateurs, soit réellement en utilisant des sources séparées.

La forme de la tension de sortie dépend également de la méthode utilisée pour la commande de l'onduleur. Il existe plusieurs stratégies de la commande par la modulation des largeurs d’impulsions, telles que la modulation triangulo- sinusoïdale, la modulation par hystérésis, et la modulation vectorielle. La modulation vectorielle, proposée est reconnue comme étant la plus performante et la plus utilisée parmi ces méthodes de modulation. Néanmoins, avec l’augmentation du niveau de l’onduleur, ce type de modulation devient de plus en plus compliquée, à cause de l’augmentation en exponentielle du nombre des positions possibles pour le vecteur tension de sortie.

Plusieurs travaux de recherche appliquent la modulation vectorielle sur les onduleurs à trois niveaux. Ces travaux utilisent une méthode typique qui consiste à approximer le vecteur tension de sortie de l'onduleur par une combinaison des vecteurs limitants la région contenant ce vecteur de tension. Cette méthode peut provoquer des changements brusques dans la tension de sortie, dus au passage du vecteur tension de référence d'une région à une autre lors de sa rotation dans le plan complexe. Ces changements brusques sont alors à l'origine de l'augmentation du taux d'harmoniques. En plus, avec cette méthode typique, on a besoin de calculer à chaque période d'échantillonnage les séquences des états de l'onduleur et les durées pendant lesquelles on doit appliquer chaque séquence, ce qui provoque une augmentation considérable du temps de calcul dans le cas des onduleurs à niveaux élevés.

Plusieurs stratégies de contrôle d'un onduleur multiniveaux peuvent être utilisées parmi lesquelles on peut citer: la commande par orientation de la tension (Voltage Oriented Control (VOC)), la commande par orientation du flux virtuel (Virtual Flux Oriented Control (VFOC)), la commande directe de puissance (Direct Power Control (DPC)),…etc. Dans cette thèse on s'intéresse à l'application de la commande directe de puissance (DPC) et celle basée sur la modulation vectorielle (DPC_SVM) et la commande par orientation du flux virtuel (Virtual Flux Oriented Control (VFOC_SVM).

Ce mémoire, comportant trois chapitres, qui sont organisé comme suit :

Dans le premier chapitre nous effectuerons une étude sur les perturbations dans le réseau électrique causée par l'accroissement considérable du nombre de convertisseurs statiques branchés sur ce réseau, ainsi que les solutions présentées pour le dépolluer.

Dans le deuxième chapitre, nous allons étudier la commande en modulation de largeur d'impulsion de l'onduleur , et en particulier la modulation vectorielle. Nous développerons l'algorithme de la modulation vectorielle dans le cas de l'onduleur à trois niveaux.

Dans le troisième chapitre deux commandes sans capteurs de tension du réseau seront proposées pour un contrôle plus performant d'un onduleur trois niveaux tel que la commande directe de puissance avec modulateur SVM basé sur le flux virtuel **DPC-VF** , la commande par orientation du flux virtuel **VFOC .**

Finalement, en terminera par une conclusion générale.

# CHAPITRE I

# Electronique de puissance et qualité de l'énergie électrique

# Chapitre 1

# Electronique de puissance et qualité de l'énergie électrique

## 1. Introduction

Ce chapitre préliminaire nous permet d'introduire la problématique de notre thème de recherche et de présenter une étude non exhaustive sur la pollution harmonique dans le réseau électrique et les différents moyens de dépollution. En premier lieu, nous définissons les notions de la qualité de l'énergie électrique et nous identifions les différentes sources d'harmoniques. La caractérisation et les effets néfastes des harmoniques sur le réseau lui-même et sur les équipements électriques couramment usités, sont également discutés dans cette partie. Avant de présenter les normes et les recommandations en vigueur adoptées par les gestionnaires des réseaux électriques pour faire face aux harmoniques et réduire le taux de pollution, nous mettons en évidences les perturbations harmoniques provoquées par l'un des convertisseurs de l'électronique de puissance le plus répandu en pratique. Dans la seconde partie, nous exposons les différentes techniques possibles de dépollution harmonique, traditionnelles et modernes. Nous montrerons aussi l'utilité et le rôle primordial de l'électronique de puissance dans le processus de dépollution et d'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

## 2. Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie est une notion assez large 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 des variations rapides : surtensions transitoires, flicker 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].

La qualité de l'alimentation électrique ou qualité de l'onde fait référence à la mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes à caractère quantitatif et absolu. L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants :

- La fréquence,
- L'amplitude,
- La forme d'onde qui doit être sinusoïdale,
- La symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs.

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, flicker). 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.

Dans ce qui suit nous nous restreindrons à la présentation des perturbations provoquées par les harmoniques ainsi que leurs conséquences néfastes sur le réseau électrique.

## 3. Problématique des harmoniques

La problématique des harmoniques dans le réseau électrique, 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, la problématique des harmoniques 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 [2] .

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

## a) 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. 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. [1][2]

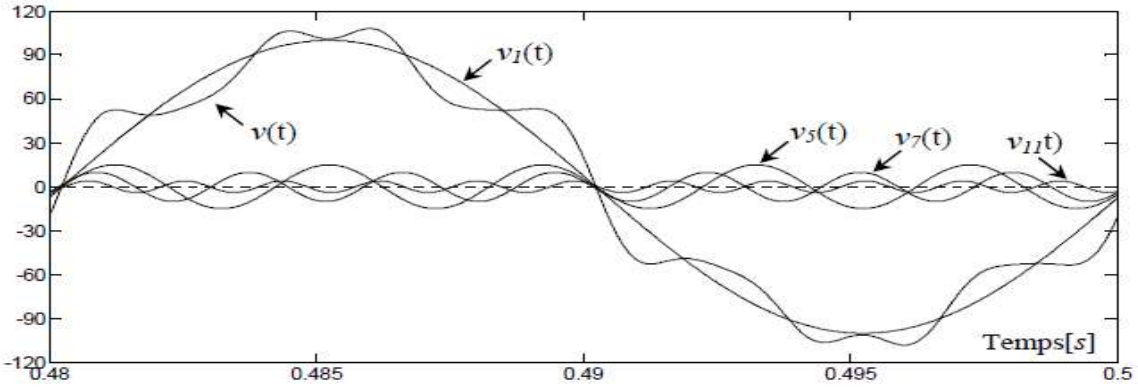



**Figure 1.1 Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques.**

La cause principale de l'existence des harmoniques de tension, comme on le montrera ultérieurement, 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 :

- **<u>Sources harmoniques identifiables</u>**

Les équipements dotés de dispositifs à base d'électronique de puissance, notamment les onduleurs et les cycloconvertisseurs 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.

- **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. Vue 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 puisqu'individuellement chaque utilisateur génère un faible taux d'harmonique.

## b) Caractérisation des perturbations harmoniques

Le récepteur d'énergie se comporte comme une charge polluante, s'il absorbe des courants non sinusoïdaux, déséquilibrés ou consomme de l'énergie réactive. La perturbation harmonique est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique défini pour la tension ou le courant par rapport à une onde sinusoïdale. Le facteur de puissance est utilisé généralement pour définir la consommation de l'énergie réactive [2].

- **Taux d'harmonique de rang h**

$$S_i = \frac{x_h}{x_1} \tag{1.1}$$

Où, $x_h$ La composante harmonique de rang h et $x_1$ : la composante fondamentale.

- **Taux de distorsion harmonique**

Le taux de distorsion harmonique en courant, noté :

$$THD_i = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \frac{i_h^2}{i_1^2}} \tag{1.2}$$

Où, $i_h$ : La composante harmonique de rang h et $i_1$ : la composante fondamentale. Le taux de distorsion harmonique en tension, noté :

$$THD_v = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \frac{v_h^2}{v_1^2}} \tag{1.3}$$

En général, les harmoniques prises en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à *2500 Hz*, ce qui correspond au domaine des perturbations basses fréquences au sens de la normalisation. Les harmoniques de fréquence plus élevée sont fortement atténués par la présence des inductances des lignes. De plus, les appareils généraux des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieure à *2500 Hz*, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de *100* à *2500 Hz*, c'est-à dire des rangs *2* à *50* [2].

## ➢ Facteur de puissance

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active **(P)** et la puissance apparente **(S)**. Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension et le courant nominaux. Une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements [2].

Dans le cas où il y a des harmoniques en triphasé, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante **(D)**, donnée par la relation (I.4), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel de la figure (I.2).

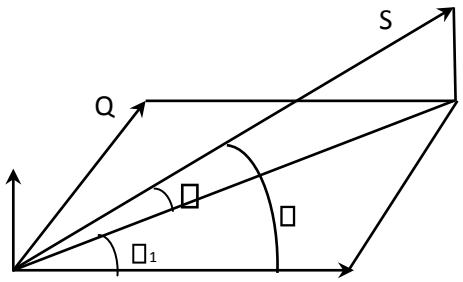



**Figure 1.2 : Diagramme de Fresnel des puissances**

$$D = 3v_1\sqrt{\sum_{h=2}^{50} i_h^2} \quad (1.4)$$

Le facteur de puissance (*FP*) devient :

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2+D^2}} = \cos\varphi_1 \cos\gamma \quad (1.5)$$

On remarque qu'en régime sinusoïdal la puissance déformante est nulle. Le facteur de puissance s'exprime alors simplement par :

$$D = 0 \Rightarrow FP = \cos \varphi_1 \quad (1.6)$$

On voit bien que les harmoniques affectent aussi le facteur de puissance.

## c) Conséquences néfastes des harmoniques

Les courants et les tensions harmoniques ont des effets néfastes sur le fonctionnement, la rentabilité et la durée de vie des équipements électriques. Bien que les susceptibilités des différents équipements et appareils électriques, raccordés à un réseau pollué, soient très diversifiées, on distingue deux sortes d'effets possibles :

- ***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 ;
- ***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 diminutionde leur durée de vie par surcharge thermique.

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

- ***Alternateurs*** : pertes supplémentaires dans les enroulements statoriques et dans les amortisseurs liés à l'augmentation de la valeur efficace du courant absorbé. Ces pertes provoquent un échauffement supplémentaire et réduisent également le rendement de ces machines ;
- ***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 sous l'effet de la circulation de courants harmoniques pairs associés à une composante continue [2]. La présence des harmoniques dans le réseau diminue aussi la capacité de transport en puissance active des lignes
- ***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 ;

- ***Moteurs à courant alternatif*** *:* la déformation de la forme d'onde de la 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 pulsation du couple) ;
- ***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 ;
- **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) ;
- **Ordinateurs** : troubles fonctionnels liés à la distorsion de la tension du réseau ;
- ***Réseaux de télécommunication*** *:* génération de bruits importants liés au couplage électromagnétique entre les lignes de puissance et les circuits de communication. Dans des cas particuliers, surtout lors derésonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable [2].

## d) Solutions aux perturbations harmoniques

Afin de compenser les perturbations, deux groupes de solution de dépollution traditionnelle et moderne sont présentés :

### ❖ Solutions Traditionnelles de Dépollution

Les solutions les plus simples et les premières utilisées sont des solutions passives ou des modifications structurelles pour traiter directement les harmoniques sont bien connues, telles que [2] :

- Inductance anti-harmonique de protection des condensateurs ;
- Inductance de lissage des courants ;
- L'utilisation de transformateur à couplage approprié permettant de limiter la circulation des courants harmoniques ;

- Les filtres passifs qui sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive.

Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients:

- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge ;
- Équipements volumineux ;
- Problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.

## ❖ Solutions Modernes de Dépollution

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 progrès remarquables réalisés d'une part dans le domaine des composants semi-conducteurs, comme les IGBT, IGCT, GTO et MOSFET, ainsi que la maîtrise de leur mise en oeuvre et d'autre part l'existence de nouvelles méthodes de traitement analogique et numérique du signal, ont permis l'émergence de moyens modernes et efficaces pour faire face aux différentes perturbations (harmoniques, puissance réactive, fluctuations, creux de tension) affectant les systèmes électriques [2]. Parmi ces moyens modernes, nous pouvons citer :

### 1) Les filtres actifs de puissance "Active Power Filters (APF)

Le recours au filtre actif est l'une des nouvelles solutions envisageables permettant la compensation des perturbations des réseaux électriques. C'est une alternative intéressante vis-à-vis les solutions classiques : le filtre actif a pour rôle de compenser en temps réel les harmoniques présents dans le réseau électrique. Ainsi le filtre actif réinjecte en opposition de phase les harmoniques de courant absorbées par les charges, de telle sorte que le courant de ligne reste sinusoïdal, ou compenses-en un point du réseau les harmoniques de tension présents en ce point. Cette structure fait appel à un onduleur à MLI fonctionnant en redresseur, désigné sous le nom convertisseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) également appelé convertisseur à PWM (Pulse Width Modulation). Ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire.

### 2) Fonction PV de filtrage actif

Cette Fonction vise à explorer les moyens offerts par l'onduleur PV en vue de l'amélioration de la qualité des courants injectés au réseau et ce, via un filtrage actif des charges non linéaires connectées [2]. Du fait de leur importance, dans cette thèse, on va traiter uniquement les deux derniers points.

## 4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le problème des harmoniques et des perturbations affectant la tension du réseau et dégradant ainsi la qualité de l'énergie électrique. Après avoir recensé les origines et les conséquences néfastes des harmoniques sur les différents éléments constitutifs du réseau et sur les récepteurs raccordés à un réseau pollué, nous avons mis l'accent sur les harmoniques produits par les convertisseurs statiques, insistant sur les harmoniques générés par les redresseurs à commutation naturelle (pont de diodes). Ensuite, nous avons présenté les différents moyens, traditionnels et modernes, de réduction des harmoniques. Dans ce contexte, nous avons pu mettre en évidence la contribution de l'électronique de puissance dans la lutte contre les harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

Il ressort de cette analyse que grâce au progrès important dans le domaine de l'électronique de puissance (particulièrement celui des composants semi-conducteurs) et des outils de commande, que la dépollution harmonique et l'amélioration des signaux des tensions sont envisageables efficacement aux différents niveaux du réseau. Partant du réseau de transport et des liaisons d'interconnexion, les dispositifs *FACTS* permettent de compenser les creux et les fluctuations de tension en plus de la compensation de la puissance réactive. Au niveau du réseau de distribution, les différentes structures de filtres actifs assurent une bonne compensation harmonique des courants et de la puissance réactive. Pour les consommateurs, utilisation des convertisseurs à prélèvement sinusoïdal, ou dits aussi propres, représentent un moyen très efficace pour réduire le taux de pollution due à l'injection de courants harmoniques dans le réseau.

# CHAPITRE II

## Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux

# Chapitre 2

# Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux

## 1.Introduction

La machine électrique alternative est alimentée à travers un convertisseur de puissance. Pour obtenir le fonctionnement optimal de cette machine, on doit l'alimenter par une source de tension aussi proche que possible d'une forme sinusoïdale.

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer en profitant de la technologie des semi-conducteurs et des calculateurs numériques.

Pour améliorer la tension de sortie d'un onduleur, on peut agir sur sa structure ou sur la méthode de sa commande. Plusieurs topologies d'onduleurs sont proposées dans la littérature telles que les onduleurs multiniveaux. Les onduleurs multiniveaux génèrent une tension de sortie à plusieurs niveaux de tension, en augmentant le nombre des interrupteurs de l'onduleur, et en multipliant le nombre de sources continues à l'entrée, soit artificiellement par des condensateurs, soit réellement en utilisant des sources séparées.

La forme de la tension de sortie dépend également de la méthode utilisée pour la commande de l'onduleur. Généralement on utilise des commandes par modulation de largeurs d'impulsions. On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangulo-sinusoïdale, la modulation par hystérésis, et la modulation vectorielle. La modulation vectorielle est reconnue comme étant la plus performante et la plus utilisée. L'algorithme de cette modulation devient de plus en plus compliqué lors de son application sur les onduleurs multiniveaux.

Dans ce chapitre, on applique la modulation vectorielle pour la commande de l'onduleur, à trois niveaux.

# 2. Modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux

## 2.1. Topologies des onduleurs multiniveaux

Plusieurs topologies des onduleurs multiniveaux sont proposées dans la littérature. Les trois topologies qui attirent le plus d'intérêts sont les suivantes:

### 2.1.1. Onduleur à sources séparées

La structure de l'onduleur à sources séparées est présentée à la Fig.2.1. Elle consiste à mettre en cascade, pour chaque phase, plusieurs onduleurs monophasés à deux niveaux, alimentés par des sources continues séparées. L'inconvénient de cette topologie est la nécessité d'isolation des sources continues des trois phases, ainsi que le nombre élevé des composants utilisés [3]

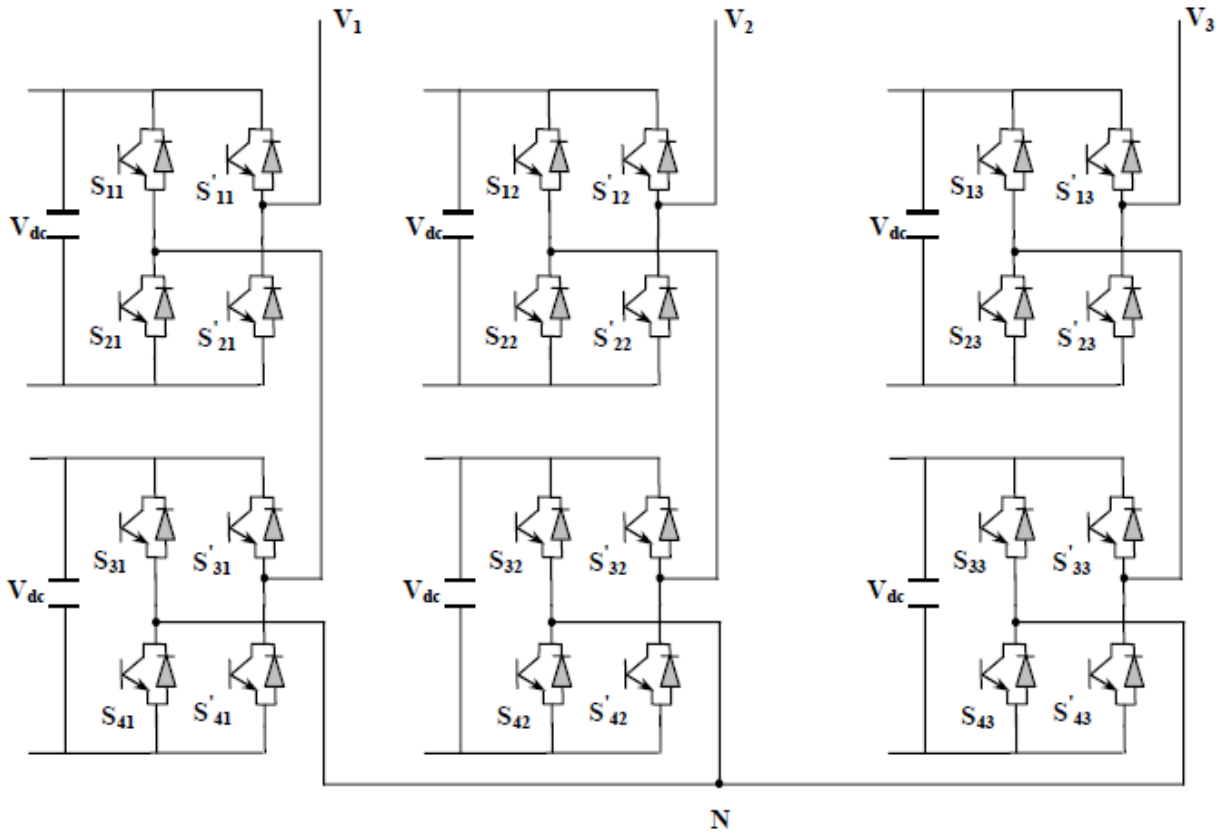



**Fig.2.1. Onduleur multiniveaux à sources séparée**

### 2.1.2. Onduleur à capacités flottantes

La topologie d'un onduleur multiniveaux à capacités flottantes est présentée à la Fig. 2.2. Les interrupteurs de chaque phase sont reliés par des condensateurs pour pouvoir appliquer différents niveaux de tension à la sortie. Par rapport à l'onduleur à sources séparées, cet onduleur a l'avantage d'utiliser un nombre plus réduit des composants. La contrainte appliquée au composants pendant la commutation ($dv$ / $dt$ ) est réduite. Mais il exige d'équilibrer les tensions des capacités des trois bras, ce qui complique son circuit de commande. En plus, il présente le risque d'avoir une résonance parasite entre les différentes capacités [3][4].

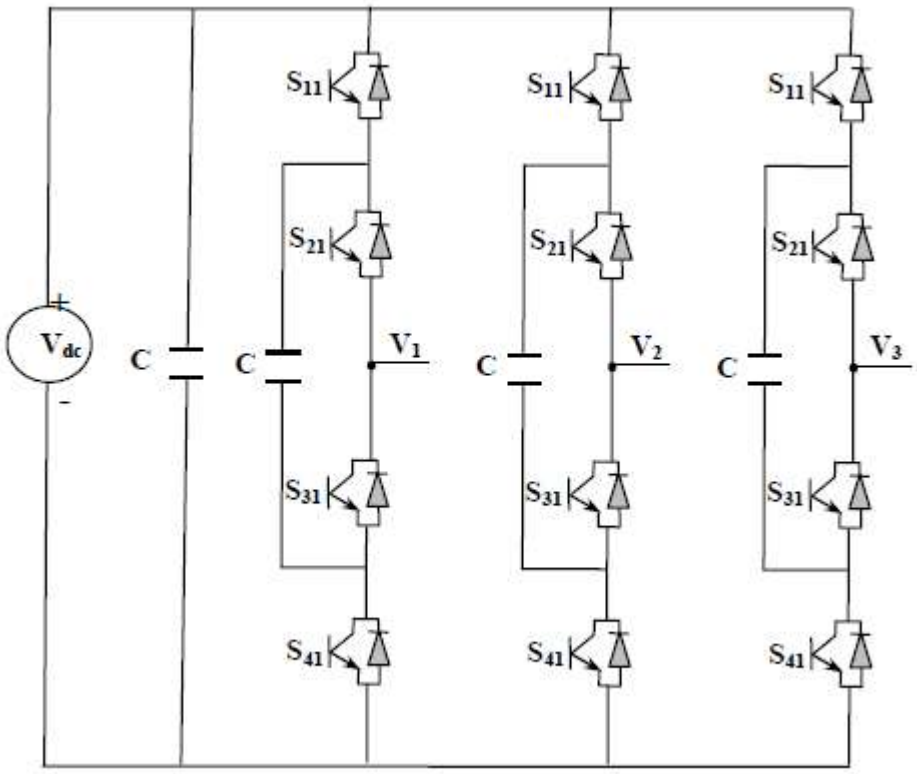



**Fig. 2.2: Onduleur multiniveaux à capacités flottantes**

### 2.1.3. Onduleur à diodes flottantes

La structure de ce type d'onduleur est présentée à la Fig. 2.3. Cette structure est la plus utilisée. On associe à chaque phase des diodes appelées diodes flottantes, qui sert à appliquer les différents niveaux de tension de la source continue. Par rapport à l'onduleur à capacités flottantes, on n'a pas besoin d'utiliser des capacités pour chaque phase, ce qui élimine les risques des résonances parasites. Néanmoins, Il se pose le problème d'équilibrage des tensions aux bornes des capacités de source continue. La résolution de ce problème est plus simple dans le cas de l'onduleur à diodes flottantes

par rapport au cas de l'onduleur à capacités flottantes, vu le nombre réduit des capacités utilisées. A la suite de ce travail, on se limite à l'étude de l'onduleur multiniveaux à diodes flottantes.

## 3. Description de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur à trois niveaux (Fig. 2.3) est composé de trois bras, chaque bras ayant quatre interrupteurs bidirectionnels, réalisés par la mise en antiparallèle d'un transistor et une diode. Pour éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture de la charge alternative à la sortie, on doit éviter de fermer ou d'ouvrir simultanément les quatre interrupteurs d'un bras. On suppose que la tension $V_{dc}$ est divisée en égalité entre les deux :$U_{C1} = U_{C2} = E/2$

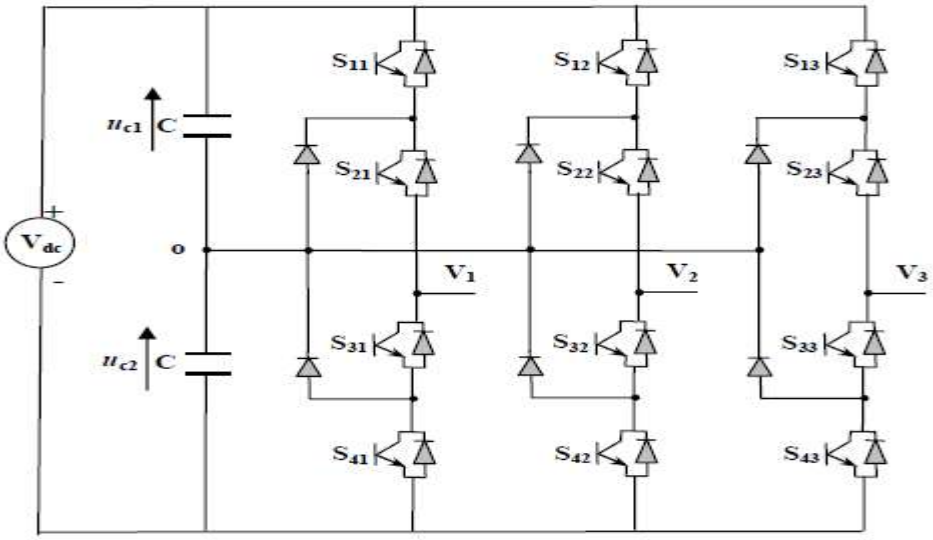



**Fig. 2.3: Onduleur à trois niveaux à diodes flottante**

## 4. Fonctions de commutation

Pour chaque interrupteur $S_{ij}$ ($i$ =1,2,3,4 $j$ =1,2,3) , on définit une fonction de commutation $F_{ij}$ de la manière suivante:

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 \; si \;\; s_{ij} \; est \; fermé \\ 0 \; si \; s_{ij} \; est \; ouvert \end{cases} \qquad (2.1)$$

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires deux à deux:

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-2)j} \quad i = 3,4 \;\; j = 1,2,3 \qquad (2.2)$$

## 5. Etats d'un bras de l'onduleur

En mode commandable, chaque bras de l'onduleur a trois états possibles (Fig. 2.4):

***Etat P***: Les deux interrupteurs du haut $S_{1x}$ et $S_{2x}$ ($x$ = 1,2 ou 3) sont fermés, tandis que les deux de la source ($o$) est $V_{dc}/2$ .

***Etat O***: Les deux interrupteurs du milieu $S_{2x}$ et $S_{3x}$ ($x$ = 1,2 ou 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs des extrémités $S_{1x}$ et $S_{4x}$ ($x$ = 1,2 ou 3) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source ($o$) est 0 .

***Etat N***: Les deux interrupteurs du bas $S_{3x}$ et $S_{4x}$ ($x$ = 1,2 ou 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du haut $S_{1x}$ et $S_{2x}$ ($x$ = 1,2 ou 3) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au interrupteurs du bas $S_{3x}$ et $S_{4x}$ ($x$ = 1,2 ou 3) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre neutre de la source ($o$) est $-V_{dc}/2$ .

La correspondance entre les états du bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie est résumée au tableau 2.1.

On définit pour chaque bras ($j$) trois fonctions de connections, correspondantes au trois états du bras:

$$F_{c1j} = F_{1j} \cdot F_{2j}$$

$$F_{c2j} = F_{2j} \cdot F_{3j} \qquad (2.3)$$

$$F_{c3j} = F_{3j} \cdot F_{4j}$$

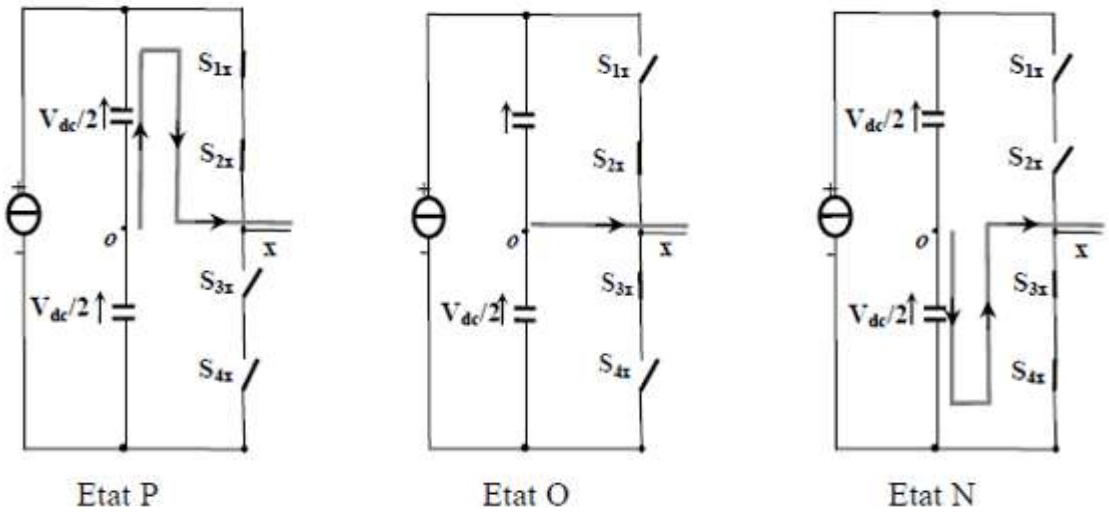



**Fig.2.4: Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux**

| Etat du bras | Etat d'interrupteurs du bras | | | | Tension de sortie |
|---|---|---|---|---|---|
| | $S_{x1}$ | $S_{x2}$ | $S_{x3}$ | $S_{x4}$ | $V_{xo}$ |
| P | 1 | 1 | 0 | 0 | $V_{dc}/2$ |
| O | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| N | 0 | 0 | 1 | 1 | $-V_{dc}/2$ |

**Tableau 2.1: Etats d'un bras de l'onduleur (*x* =1,2 ou 3)**

## 6. Etats de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur peut prendre trois états. Ainsi l'onduleur triphasé a $3^3$ = 27 états possibles. Ces états sont identifiés en indiquant les états des trois bras [ 3]. Par exemple, l'état PON indique que le premier bras est à l'état P, le deuxième est à l'état O, et le troisième est à l'état N. La Fig.2.5 résume les états de l'onduleur triphasé à trois niveaux:

## 7. Tensions de sortie

Les tensions de sortie par rapport au point neutre de la source continue (*o*) sont exprimées par:

$$\begin{pmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ 0 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

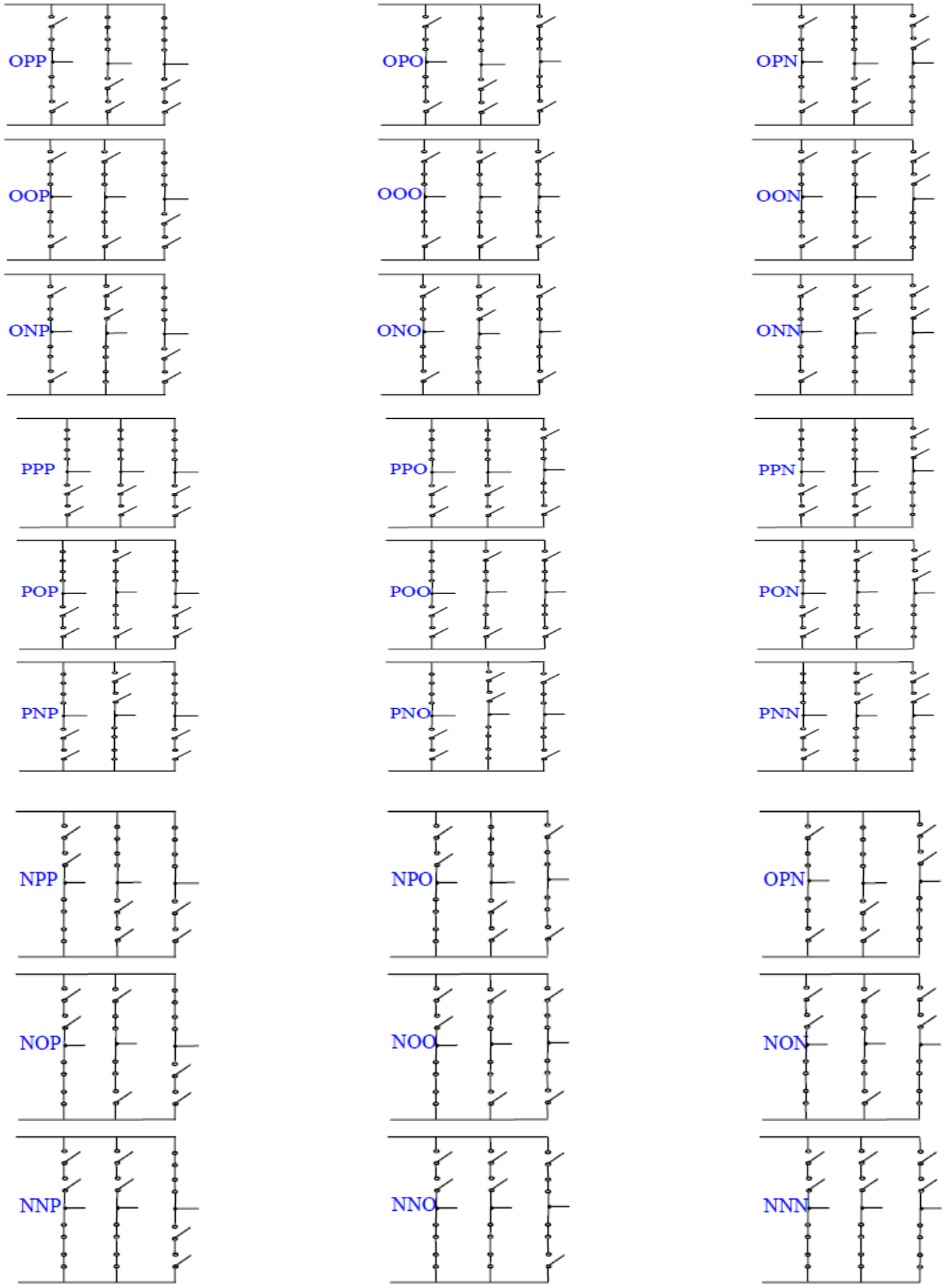



**Fig. 2. 5: Etats de l'onduleur**

A un instant donné, une seule des trois fonctions de connections des bras prend la valeur 1. Les autres fonctions sont à zéro. Ainsi, On peut avoir trois niveaux de tension pour chacune des tensions $v_{1o}$ , $v_{2o}$ et $v_{3o}$ , ce qui est à l'origine de l'appellation: onduleur à trois niveaux.

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{10} - v_{20} \\ v_{20} - v_{30} \\ v_{30} - v_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c12} & F_{c21} - F_{c22} & F_{c31} - F_{c32} \\ F_{c12} - F_{c13} & F_{c22} - F_{c23} & F_{c32} - F_{c33} \\ F_{c13} - F_{c11} & F_{c23} - F_{c21} & F_{c33} - F_{c31} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ 0 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Dans le cas d'une charge équilibrée, les tensions de sortie par rapport au neutre de la charge sont exprimées par:

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3}\begin{pmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3}\begin{pmatrix} 2F_{c11} - F_{c12} - F_{c13} & 2F_{c21} - F_{c22} - F_{c23} & 2F_{c31} - F_{c32} - F_{c33} \\ 2F_{c12} - F_{c11} - F_{c13} & 2F_{c22} - F_{c21} - F_{c23} & 2F_{c32} - F_{c31} - F_{c33} \\ 2F_{c13} - F_{c11} - F_{c12} & 2F_{c23} - F_{c21} - F_{c22} & 2F_{c33} - F_{c31} - F_{c32} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}/2 \\ 0 \\ -V_{dc}/2 \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

## 8. Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel

On rappelle le vecteur tension de référence, défini par les équations (2.5) et (2.6):

$$v_s = v_{1o} . e^{j\,0} + v_{2o} . e^{-j\,2\pi/3} + v_{3o} . e^{j\,2\pi/3} = v_d + j . v_q \quad (2.7)$$

$v_d$ et $v_q$ sont les composantes du vecteur $v_s$ dans le plan d-q.

Ce vecteur prend dix-huit positions discrètes dans le plan *d-q* suivant les états de l'onduleur. Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de l'onduleur (Fig.2.6). Ils sont rangés sur deux hexagones: douze positions sur l'hexagone externe (correspondantes aux états PNN, PON, PPN, OPN, NPN, NPO, NPP, NOP, NNP, ONP, PNP et PNO), six positions sur l'hexagone interne (correspondantes aux états (POO-ONN), (PPO-OON), (OPO-NON), (OPP-NOO), (OOP-NNO) et (POP-ONO)), en plus d'une position à l'origine du diagramme, correspondante aux états PPP, OOO et NNN. Chaque position sur l'hexagone interne est produite par deux états distincts. Ces états sont appelés *états redondants*, el les vecteurs correspondants sont appelés *vecteurs redondants*.

Les positions discrètes du vecteur de tension de sortie $v_s$ divise le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires, les sommets de ces secteurs triangulaires étant l'origine du diagramme vectoriel et les apex de l'hexagone externe. Chaque secteur est composé de quatre régions triangulaires (Fig.2.7). On a ainsi 24 régions dans la totalité du diagramme vectoriel [3].

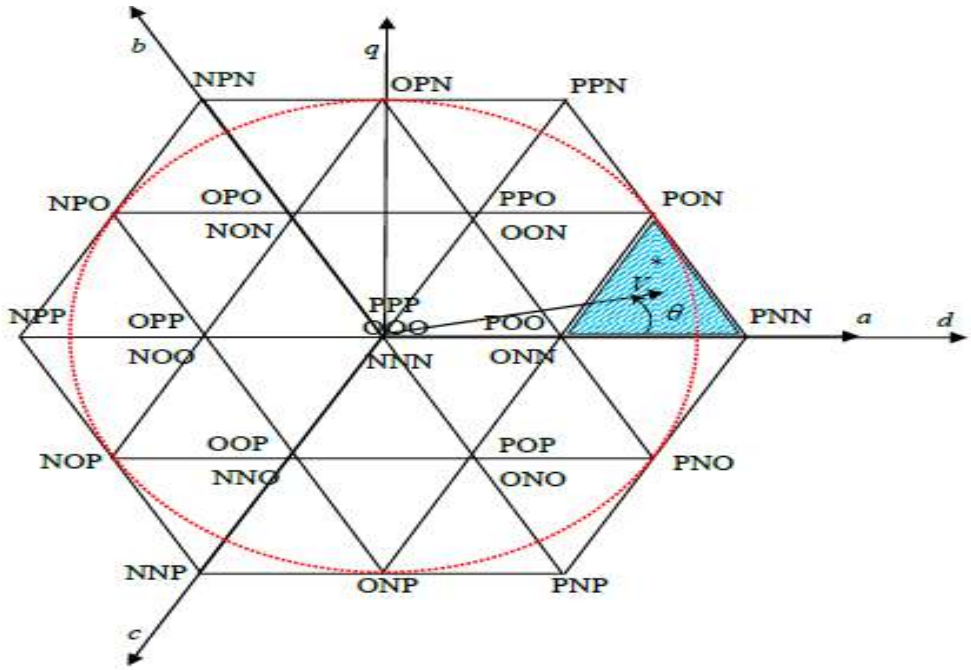



**Fig.2.6: Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux**

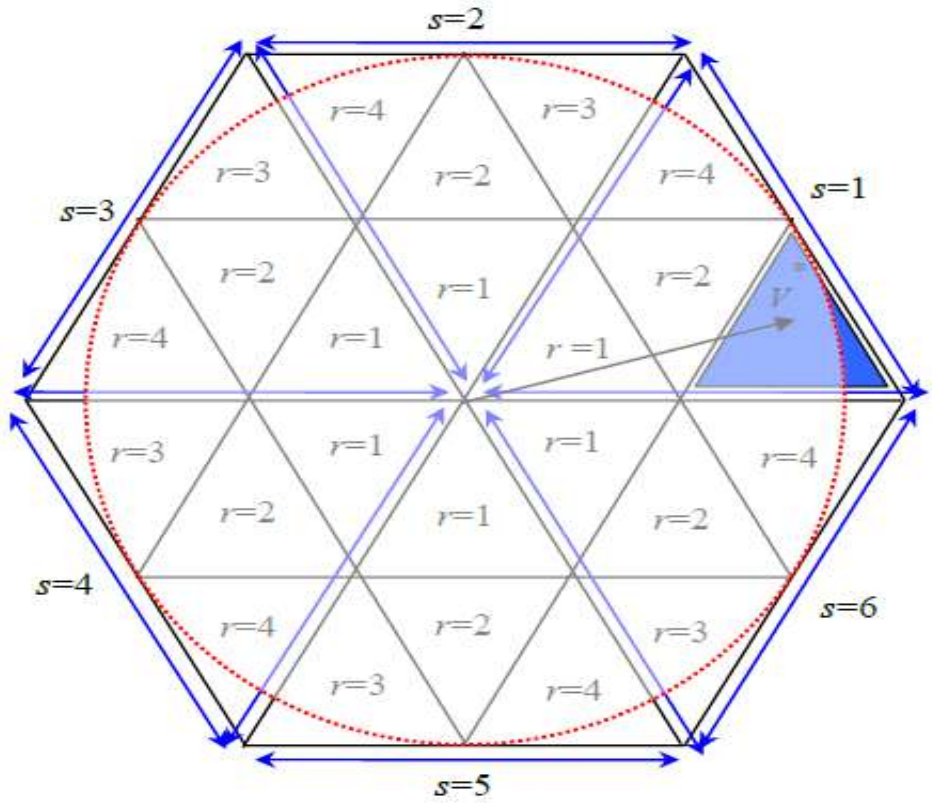



**Fig.2.7: Secteurs et régions du diagramme vectoriel**

## 9. Vecteur tension de référence

A partir des tensions de référence triphasées $v_1^*$ ,$v_2^*$ et $v_3^*$ , on définit le vecteur tension de référence:

$$\begin{aligned} v_s^* &= v_1^* e^{j0} + v_2^* \cdot e^{-j2\pi/3} + v_3^* \cdot e^{j2\pi/3} \\ &= v_d^* + j \cdot v_q^* \\ &= m \cdot V_{\max} \cdot e^{j\theta} \end{aligned} \qquad (2.8)$$

$v_d^*$ et $v_q^*$ : composantes du vecteur $v_s^*$ dans le plan d-q ;

m $(0 \le m \le 1)$ : taux de modulation ;

$V_{max}$ : Amplitude maximale du vecteur $v_s^*$ ;

θ : Position angulaire du vecteur $v_s^*$ dans le plan d-q.

A partir des coordonnées $v_d^*$ , $v_q^*$ et de la position angulaire θ , on déduit dans quel secteur ( s ) , et dans quelle région (*r* ) se situe le vecteur $v_s^*$ dans le plan *d-q* (Fig.2.7). Le secteur triangulaire (*s* ) se déduit de la manière suivante:

$$s = \begin{cases} 1 \ si \quad 0 \le \theta < \pi/3 \\ 2 \ si \quad \pi/3 \le \theta < 2.\pi/3 \\ 3 \ si \quad 2.\pi/3 \le \theta < \pi \\ 4 \ si \quad \pi \le \theta < 4.\pi/3 \\ 5 \ si \quad 4.\pi/3 \le \theta < 5.\pi/3 \\ 6 \ si \quad 5.\pi/3 \le \theta < 2.\pi \end{cases} \qquad (2.9)$$

La région triangulaire *r* à l'intérieur de chaque secteur se déduise en utilisant les équations de ses trois côtés. Par exemple, les côtés de la région *r* = 3 à l'intérieur du secteur *s* = 1 (région hachurée dans la Fig.(2.7), ont les équations suivantes (on désigne par $v_d^*$ et $v_q^*$ leurs grandeurs relatives)

$v_d^* \Big/ \sqrt{(v_d^*)^2 + (v_q^*)^2}$ et $v_q^* \Big/ \sqrt{(v_d^*)^2 + (v_q^*)^2}$ ):

$$\begin{cases} v_{q_{p.u}}^* = 0 \\ v_{q_{p.u}}^* = \sqrt{3} v_d^* \\ v_{q_{p.u}}^* = -\sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3/2} \end{cases} \qquad (2.10)$$

Ainsi, le vecteur $v_s^*$ se situe dans la région $r$ = 3 du secteur $s$ =1 lorsque les deux composantes $v_d^*$ et $v_q^*$ vérifient les inéquations suivantes:

$$\begin{cases} v_q^* \geq 0 \\ v_q^* \leq \sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3/2} \\ v_q^* \leq -\sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3} \end{cases} \quad (2.11)$$

De la même manière on déduit les équations des autres régions. Ces équations sont résumées dans le tableau (2. 2)

| | $r=1$ | $r=2$ | $r=3$ | $r=4$ |
|---|---|---|---|---|
| $s=1$ | $\begin{cases} v_q^* \geq 0 \\ v_q^* \leq \sqrt{3} v_d^* \\ v_q^* \leq -\sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3/2} \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \leq \sqrt{3/4} \\ v_q^* \geq \sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3/2} \\ v_q^* \geq -\sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3/2} \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \geq 0 \\ v_q^* \leq \sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3/2} \\ v_q^* \leq -\sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3} \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \geq 0 \\ v_q^* \leq \sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3/2} \\ v_q^* \leq -\sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3} \end{cases}$ |
| $s=2$ | $\begin{cases} v_q^* \leq \sqrt{3/4} \\ v_q^* \geq \sqrt{3} v_d^* \\ v_q^* \geq -\sqrt{3} v_d^* \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \geq 0 \\ v_q^* \leq \sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3/2} \\ v_q^* \leq -\sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3/2} \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \geq \sqrt{3/2} \\ v_q^* \leq \sqrt{3} v_d^* \\ v_q^* \leq -\sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3/2} \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \geq \sqrt{3/2} \\ v_q^* \leq \sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3/2} \\ v_q^* \leq -\sqrt{3} v_d^* \end{cases}$ |
| $s=3$ | $\begin{cases} v_q^* \geq 0 \\ v_q^* \leq \sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3/2} \\ v_q^* \leq -\sqrt{3} v_d^* \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \leq \sqrt{3/4} \\ v_q^* \geq \sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3/2} \\ v_q^* \geq -\sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3/2} \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \geq \sqrt{3/4} \\ v_q^* \leq \sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3} \\ v_q^* \leq -\sqrt{3} v_d^* \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \geq 0 \\ v_q^* \leq \sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3} \\ v_q^* \leq -\sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3/2} \end{cases}$ |
| $s=4$ | $\begin{cases} v_q^* \leq \sqrt{3/4} \\ v_q^* \geq \sqrt{3} v_d^* \\ v_q^* \geq -\sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3/2} \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \geq -\sqrt{3/4} \\ v_q^* \leq \sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3/2} \\ v_q^* \leq -\sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3/2} \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \leq 0 \\ v_q^* \geq \sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3/2} \\ v_q^* \geq -\sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3} \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \leq -\sqrt{3/4} \\ v_q^* \geq \sqrt{3} v_d^* \\ v_q^* \geq -\sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3} \end{cases}$ |
| $s=5$ | $\begin{cases} v_q^* \geq -\sqrt{3/4} \\ v_q^* \leq \sqrt{3} v_d^* \\ v_q^* \leq -\sqrt{3} v_d^* \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \leq -\sqrt{3/4} \\ v_q^* \geq \sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3/2} \\ v_q^* \geq -\sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3/2} \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \geq -\sqrt{3/2} \\ v_q^* \leq \sqrt{3} v_d^* \\ v_q^* \leq -\sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3/2} \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \geq -\sqrt{3/2} \\ v_q^* \leq \sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3/2} \\ v_q^* \leq -\sqrt{3} v_d^* \end{cases}$ |
| $s=6$ | $\begin{cases} v_q^* \leq 0 \\ v_q^* \geq \sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3/2} \\ v_q^* \geq -\sqrt{3} v_d^* \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \geq -\sqrt{3/4} \\ v_q^* \leq \sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3/2} \\ v_q^* \leq -\sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3/2} \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \leq -\sqrt{3/4} \\ v_q^* \geq \sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3} \\ v_q^* \geq -\sqrt{3} v_d^* \end{cases}$ | $\begin{cases} v_q^* \leq 0 \\ v_q^* \geq \sqrt{3} v_d^* - \sqrt{3/2} \\ v_q^* \geq -\sqrt{3} v_d^* + \sqrt{3/2} \end{cases}$ |

**Tableau 2.2: Inéquations définissant les régions du diagramme vectoriel**

Afin de minimiser les harmoniques de tension de sortie, on impose au vecteur tension de référence de se localiser à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone externe, ce qui donne:

$$V_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \tag{2.12}$$

## 10. Séquence des états de l'onduleur

Sur une période d'échantillonnage $T_s$ , le vecteur tension de référence $v_s^*$ doit coïncider avec

$$\bar{v_s} = v_s^* = MV_{max} e^{i\alpha} = \frac{T_x y_x + T_y y_y + T_z \cdot v_z}{T_s} = dxy_x + dy \cdot v_y + dzv_z \tag{2.13}$$

$\alpha$ C'est la position angulaire du vecteur $v_s^*$ à l'intérieur d'un secteur: $\alpha = \theta\ [\pi / 3]$.

$T_x$ , $T_y$ , $T_z$ sont les durées d'application des vecteurs $v_x$ ,$v_y$ et $v_z$ respectivement à la sortie de l'onduleur. Ils sont reliés par l'équation:

$$T_x + T_y + T_z = T_s \text{ et } d_x + d_y + d_z \tag{2.14}$$

Les vecteurs $v_x$, $v_y$ et $v_z$ dépendent de la position du vecteur $v_s^*$ dans le plan $d - q$. Par exemple, le vecteur $v_s^*$ représenté sur le diagramme vectoriel de la Fig.2.20 se situe dans la région $r = 4$ du secteur $s = 1$. Ainsi, le vecteur $v_x$ est celui généré par l'état PNN (appelé alors état $X$), le vecteur $v_y$ est celui généré par l'état PON (appelé état $Y$) et le vecteur $v_z$ est celui généré par l'état POO (appelé $Z_1$) ou l'état ONN (appelé $Z_2$). La Fig.2.8 indique les états X, Y et Z pour les différentes régions du diagramme vectoriel.

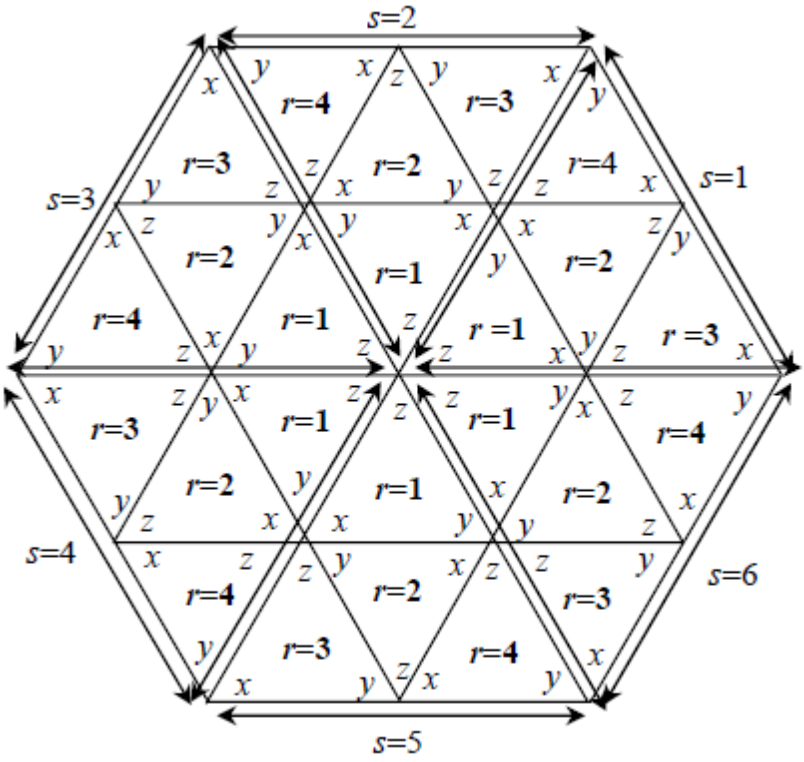



**Fig.2.8: Etats X, Y et Z pour les différentes régions du diagramme vectoriel.**

L'équation (2.13) et la décomposition de l'équation (2.14) suivant les deux axes permet de déduire les rapports *d –q* , et *dx*, *dy*, *dz*, et par suite les durées , et *Tx* ,*Ty* ,*Tz*. Le tableau 2.3 donne la décomposition de l'équation (2.13) pour les quatre régions d'un secteur donné. Cette décomposition s'applique pour tous les secteurs du diagramme vectoriel : pour passer d'un secteur à l'autre, il suffit de positionner l'axe *d* sur le début du secteur concerné.

| Région | Décomposition |
|---|---|
| $r=1$ | $\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\cos\theta = \frac{1}{2}d_x + \frac{1}{4}d_y \\ \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\sin\theta = \frac{\sqrt{3}}{4}d_y \end{cases}$ |
| $r=2$ | $\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\cos\theta = \frac{1}{4}d_x + \frac{1}{2}d_y + \frac{3}{4}d_z \\ \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\sin\theta = \frac{\sqrt{3}}{4}.(d_x + d_z) \end{cases}$ |
| $r=3$ | $\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\cos\theta = d_x + \frac{3}{4}d_y + \frac{1}{2}d_z \\ \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\sin\theta = \frac{\sqrt{3}}{4}d_y \end{cases}$ |
| $r=44$ | $\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\cos\theta = \frac{3}{4}d_x + \frac{1}{2}d_y + \frac{1}{4}d_z \\ \frac{\sqrt{3}}{2}.m.\sin\theta = \frac{\sqrt{3}}{4}.(d_x + d_z) + \frac{\sqrt{3}}{2}d_y \end{cases}$ |

**Tableau 2.3: Décomposition de l'équation (2.13)**

La résolution du système formé par l'équation (2.14) et les deux équations issues de la décomposition de (2.13) donne les expressions de, et $d_x$, $d_y$ , $d_z$ indiquées dans le tableau 2.4 :

| | $r=1$ | $r=2$ | $r=3$ | $r=4$ |
|---|---|---|---|---|
| $d_x$ | $2.m.\sin(\frac{\pi}{3}-\alpha)$ | $1-2.m.\sin(\frac{\pi}{3}-\alpha)$ | $2.m.\sin(\frac{\pi}{3}-\alpha)-1$ | $2.m.\sin(\frac{\pi}{3}-\alpha)-1$ |
| $d_y$ | $2.m.\sin\alpha$ | $1-2.m.\sin\alpha$ | $2.m.\sin\alpha$ | $2.m.\sin\alpha-1$ |
| $d_z$ | Pou toute les régions: $1-d_x-d_y$ | | | |

**Tableau 2.4: Les expressions de : $d_x$ $d_y$ $d_z$ pour les différentes régions d'un secteur.**

Ainsi, pour avoir des tensions de sortie $v_1$, $v_2$ et $v_3$ aussi proche que possible au tensions de références sinusoïdales triphasées $v_1^*, v_2^*, v_3^*$ on applique l'état X pendant une durée $d_x\ T_s$ , l'état Y pendant une durée $d_y\ T_s$ , , et l'état Z pendant le reste de la période $d_z\ T_s$ .

Certains états *X* , *Y* et *Z* sont des états redondants. Ils produisent les mêmes tensions de sortie $v_1$, $v_2$ et $v_3$ . Dans ce cas, on peut choisir l'état redondant à appliquer suivant plusieurs critères:

- La minimisation des pertes de puissance dans l'onduleur par la minimisation du nombre d'interruptions par période;
- L'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs au côté continu de l'onduleur. En effet, ces condensateurs se chargent ou se déchargent suivant les états redondants appliqués. Ce problème sera traité ultérieurement dans le deuxième chapitre ;

Afin de minimiser les pertes dans l'onduleur et de réduire les harmoniques de la tension de sortie, on choisit une séquence des états *X*, *Y* et *Z* qui consiste à:

- Appliquer les trois états dans un ordre donné durant la demi période, puis dans l'ordre inverse durant le reste de la période;
- De diviser le temps approprié à chaque état sur toute les redondances;
- D'utiliser le même état au début et à la fin de la période d'échantillonnage;
- D'inverser l'ordre de succession des états par alternance entre les six secteurs.

Le tableau 2.5 résume la succession des états pendant une demi période d'échantillonnage dans toutes les régions du diagramme vectoriel. Ces états s'appliquent dans la prochaine demi période dans l'ordre inverse. A partir de cette succession, on déduit les fonctions logiques $F_{ij}$ . associées aux interrupteurs de l'onduleur. La Fig.2.9 indique la forme des fonctions logiques associées aux interrupteurs des demi bras supérieurs, sur une période d'échantillonnage $T_s$ dans les quatre régions du premier secteur du diagramme vectoriel. Les fonctions logiques des interrupteurs des demis bras inférieurs se déduisent par complémentation. On remarque que chaque interrupteur change son état deux fois seulement durant la période d'échantillonnage.

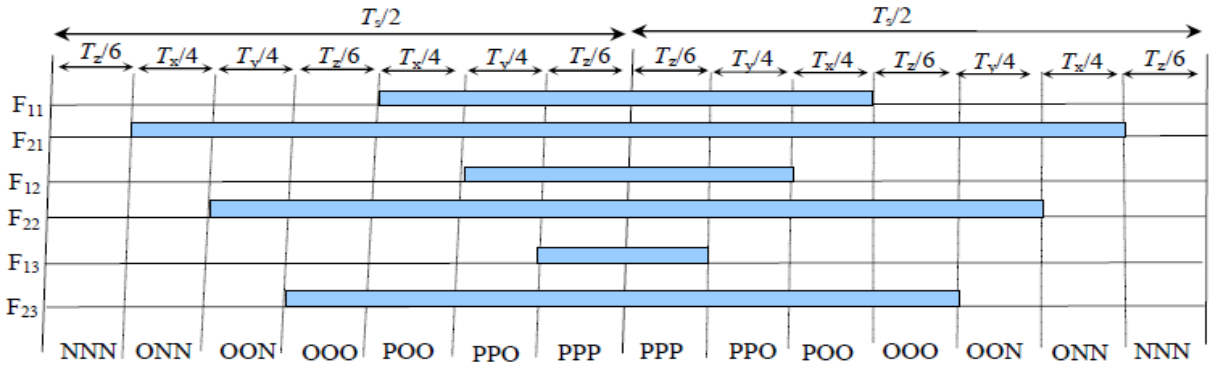
| Secteur | Région 1 | | | | | | | Région 2 | | | | | Région 3 | | | | Région 4 | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | N | O | O | O | P | P | P | O | O | P | P | P | O | P | P | P | O | P | P | P |
| | N | N | O | O | O | P | P | N | O | O | O | P | N | N | O | O | O | O | P | P |
| | N | N | N | O | O | O | P | N | N | N | O | O | N | N | N | O | N | N | N | O |
| 2 | P | P | O | O | O | N | N | P | O | O | O | N | P | P | O | O | O | O | N | N |
| | P | P | P | O | O | O | N | P | P | P | O | O | P | P | P | O | P | P | P | O |
| | P | O | O | O | N | N | N | O | O | N | N | N | O | N | N | N | O | N | N | N |
| 3 | N | N | N | O | O | O | P | N | N | N | O | O | N | N | N | O | N | N | N | O |
| | N | O | O | O | P | P | P | O | O | P | P | P | O | P | P | P | O | P | P | P |
| | N | N | O | O | O | P | P | N | O | O | O | P | N | N | O | O | O | O | P | P |
| 4 | P | O | O | O | N | N | N | O | O | N | N | N | O | N | N | N | O | N | N | N |
| | P | P | O | O | O | N | N | P | O | O | O | N | P | P | O | O | O | O | N | N |
| | P | P | P | O | O | O | N | P | P | P | O | O | P | P | P | O | P | P | P | O |
| 5 | N | N | O | O | O | P | P | N | O | O | O | P | N | N | O | O | O | O | P | P |
| | N | N | N | O | O | O | P | N | N | N | O | O | N | N | N | O | N | N | N | O |
| | N | O | O | O | P | P | P | O | O | P | P | P | O | P | P | P | O | P | P | P |
| 6 | P | P | P | O | O | O | N | P | P | P | O | O | P | P | P | O | P | P | P | O |
| | P | O | O | O | N | N | N | O | O | N | N | N | O | N | N | N | O | N | N | N |
| | P | P | O | O | O | N | N | P | O | O | O | N | P | P | O | O | O | O | N | N |

**Tableau 2.5 : Séquences des états dans les différentes régions du diagramme vectoriel.**

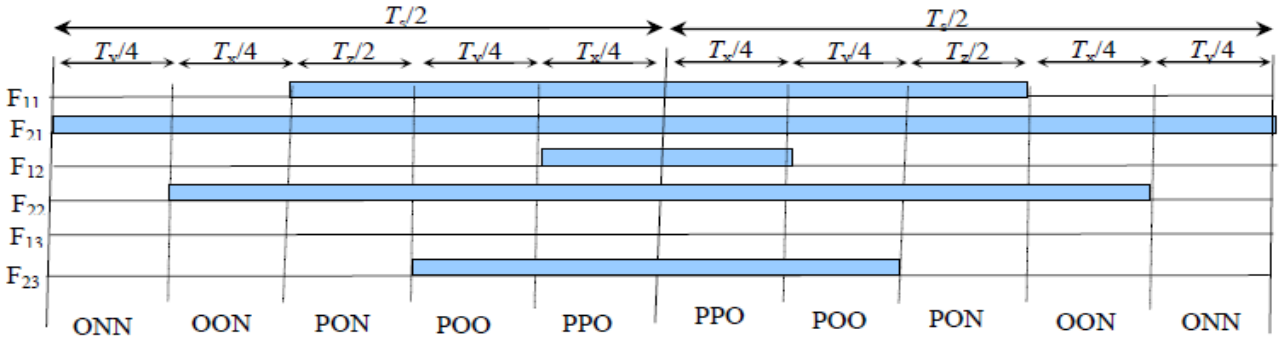
A partir de la Fig.2.9, on déduit les durées de fermeture des interrupteurs durant la période d'échantillonnage *T*s, dans chaque région. Par exemple, pour les quatre régions du premier secteur, les durées de fermeture des interrupteurs des demis bras supérieurs sont résumées dans le tableau 2.6. Les durées de fermeture des autres interrupteurs se déduisent par complémentation.

| Région | Demi bras 1 | Demis bras 2 | Demis bras 3 |
|---|---|---|---|
| 1 | $S_{11}$: $T_x/2+T_y/2+T_z/3$<br>$S_{21}$: $T_x+T_y+2\ T_z/3$ | $S_{12}$: $T_y/2+T_z/3$<br>$S_{22}$: $T_x/2+T_y+2\ T_z/3$ | $S_{13}$: $T_z/3$<br>$S_{23}$: $T_x/2+T_y/2+2\ T_z/3$ |
| 2 | $S_{11}$: $T_x/2+T_y/2+T_z$<br>$S_{21}$: $T_x+T_y+T_z$ | $S_{12}$: $T_x/2$<br>$S_{22}$: $T_x+T_y/2+T_z$ | $S_{13}$: $0$<br>$S_{23}$: $T_x/2+T_y/2$ |
| 3 | $S_{11}$: $T_x+T_y+T_z/2$<br>$S_{21}$: $T_x+T_y+T_z$ | $S_{12}$: $0$<br>$S_{22}$: $T_y+T_z/2$ | $S_{13}$: $0$<br>$S_{23}$: $T_z/2$ |
| 4 | $S_{11}$: $T_x+T_y+T_z/2$<br>$S_{21}$: $T_x+T_y+T_z$ | $S_{12}$: $T_y+T_z/2$<br>$S_{22}$: $T_x+T_y+T_z$ | $S_{13}$: $0$<br>$S_{23}$: $T_z/2$ |

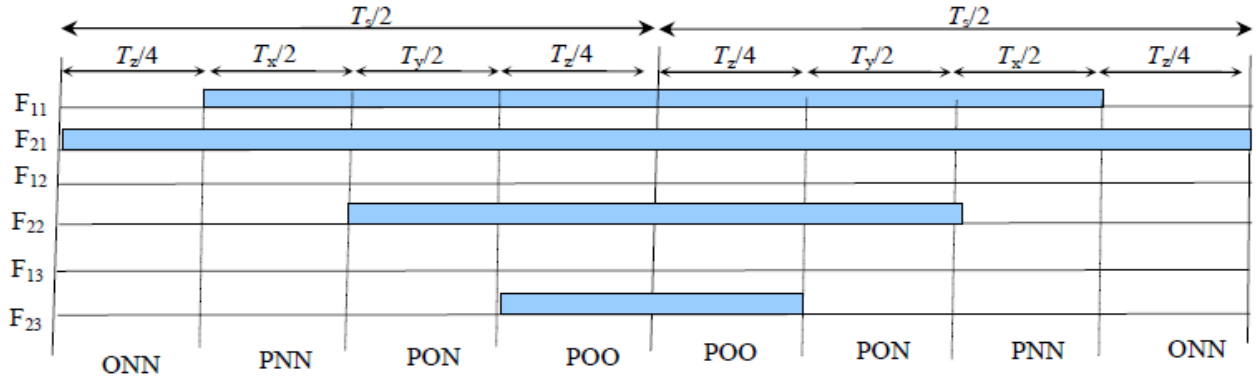
**Tableau 2.6: Durées de fermeture des interrupteurs dans le cas du premier secteur.**



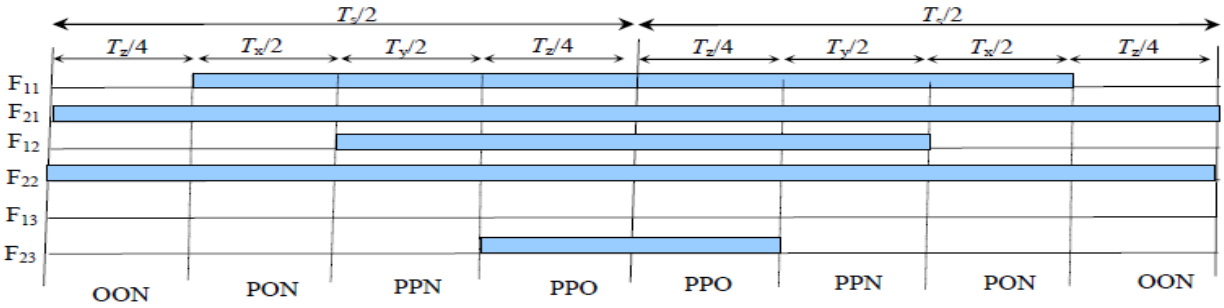

a. Région 1




b. Région 2




c. Région 3




d. Région 4

**Fig.2.9: Fonctions logiques dans les quatre régions du premier secteur**

On résume l'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur trois niveaux. Cet algorithme consiste à effectuer les étapes suivantes :

- A partir des tensions de références $v_1^*, v_2^*$ et $v_3^*$ on déduit le vecteur tension de référence $v_s^*$ et ces composantes $v_d^*, v_q^*$ , ainsi que ses coordonnées polaires *m* et $\theta$ (équation (2.8) ;
- A partir de $(m)$ et $(\theta)$ on déduit le secteur équation (2.9) et la région (tableau 2.4) diagramme vectoriel contenant le vecteur $v_s^*$ ;
- On déduit (Fig.2.8) les états *X, Y* et *Z* qu'on doit appliquer pour générer les tensions de sortie ;
- On déduit (tableau 2.6) la durée d'application de chaque état ;
- A partir du tableau 2.6, on déduit la séquence des états durant chaque période d'échantillonnage ;
- A partir de cette séquence, on déduit l'état ouvert ou fermé de chaque interrupteur, à tout instant.

## 11. Simulation numérique

On simule l'onduleur à trois niveaux commandé par la modulation vectorielle pour une tension continue à l'entrée de l'onduleur 1400 V, divisée en deux parties égales, à l'aide de deux capacités de 0.08 Farads chacune.

La Fig 2.10 montre la forme de la tension entre les phases et le neutre de la source pour un taux de modulation *m* = 0.9 et une fréquence d'échantillonnage Ts = 166,6 $10^{-6}$ secondes ce qui correspond à la division du diagramme vectoriel à 120 intervalles de commutation.

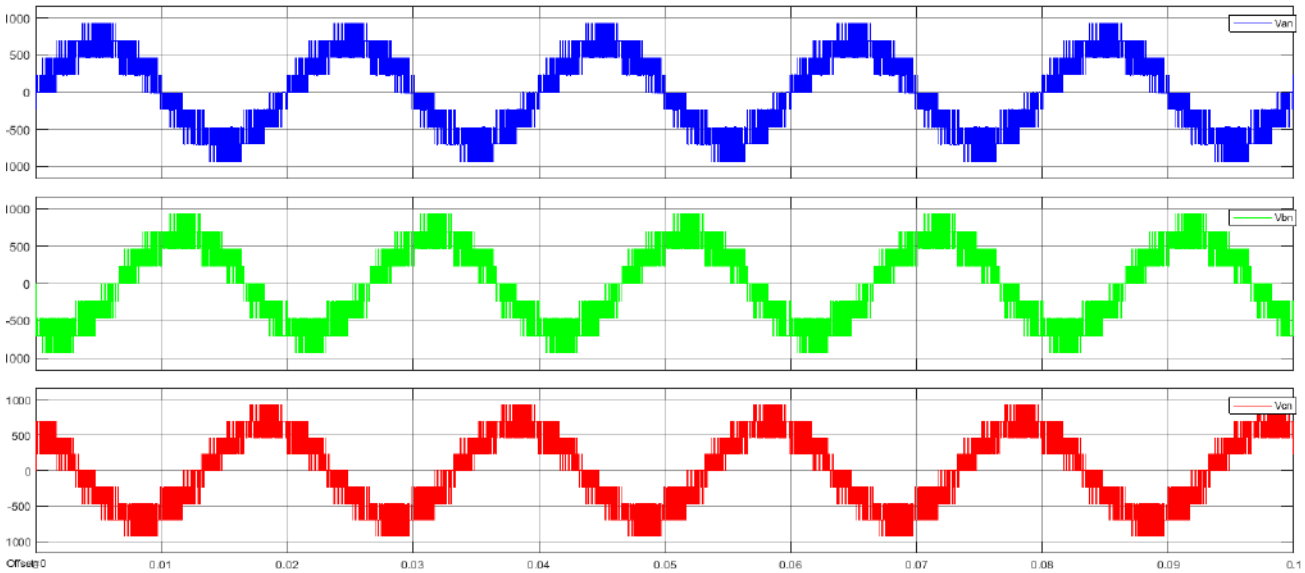
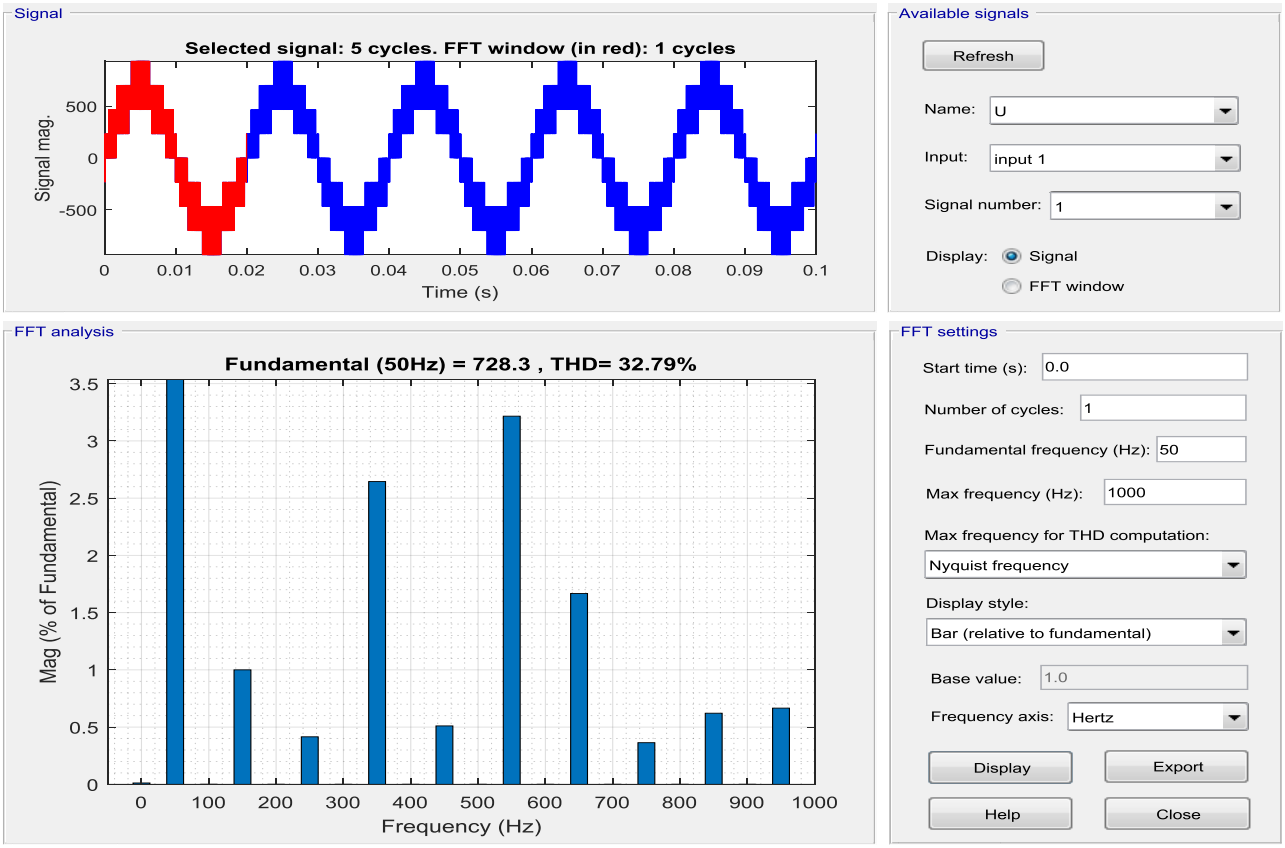



**Fig.2.10: Tensions de sortie (m=0.9)**

La fig.2.11 montre le spectre d'harmoniques de la tension :




**La fig.2.11 : Spectre d'harmoniques du tension (m=0.9)**

La Fig 2.12 montre la forme du courant :

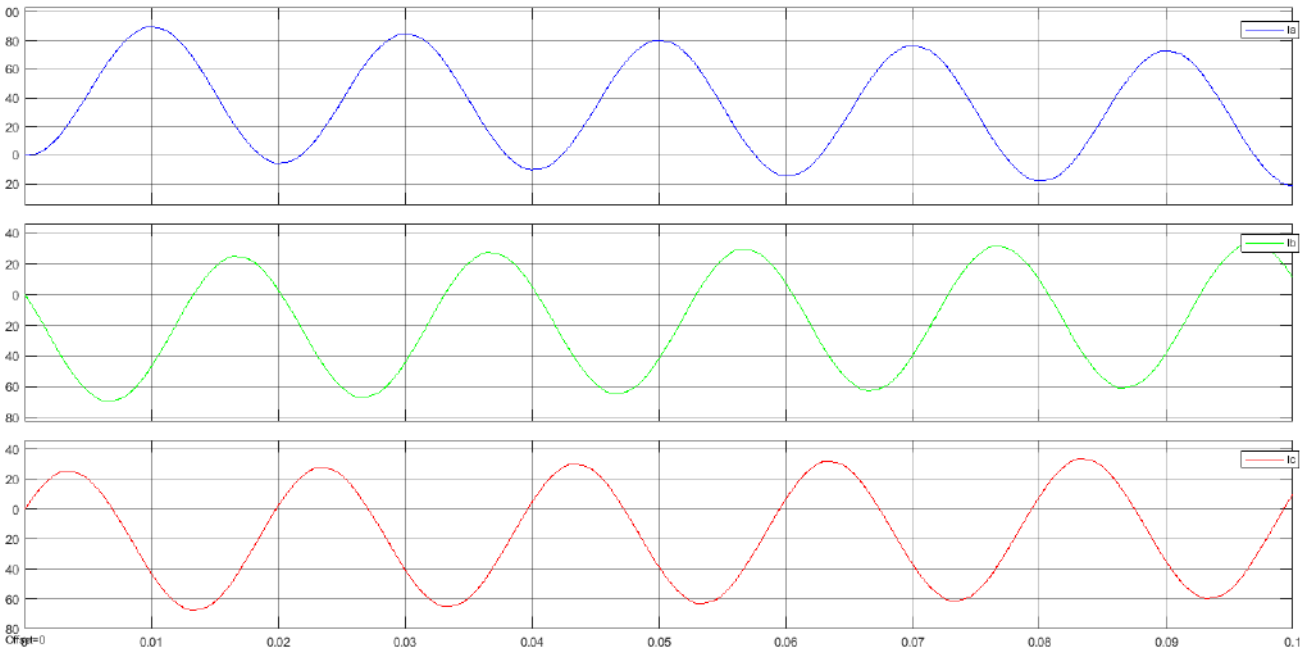
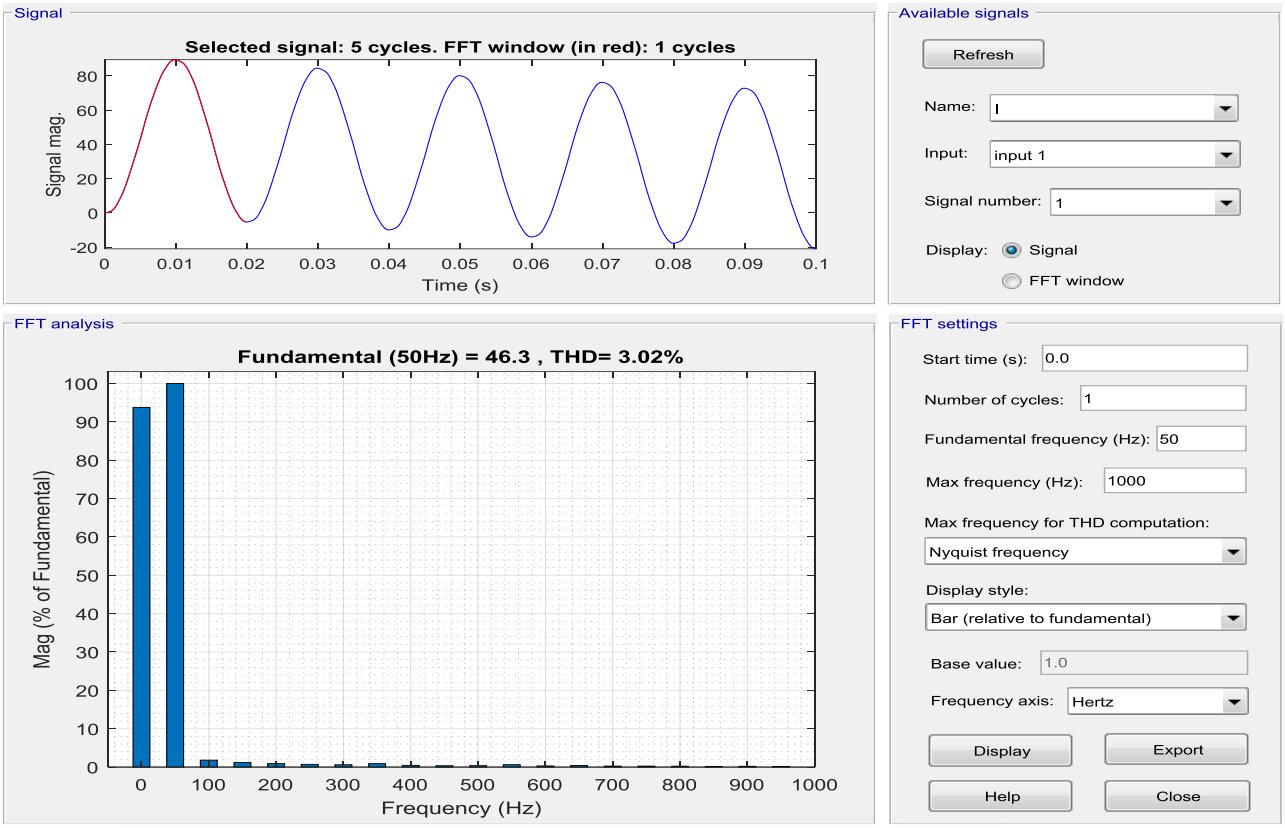



**Fig.2.12: Courant de sortie (m=0.9)**

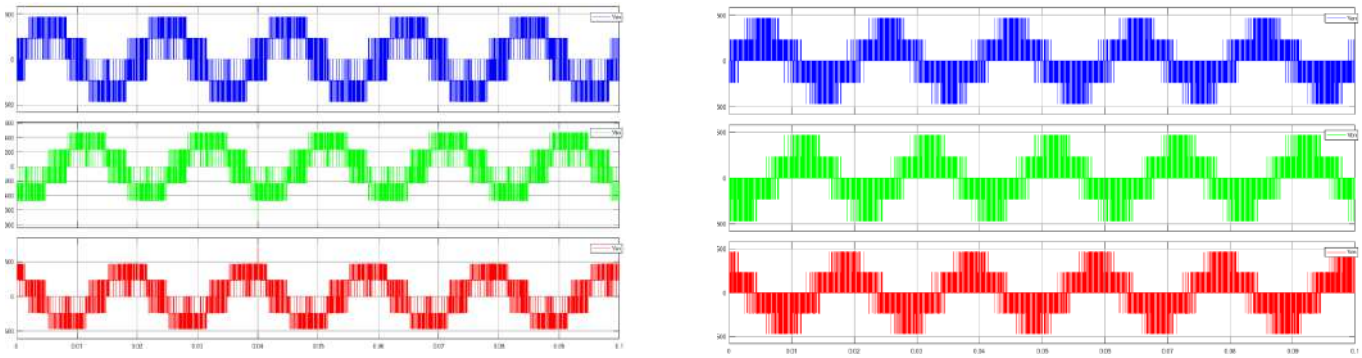
La fig.2.13 montre le spectre d'harmoniques du courant :




**La fig.2.13 : Spectre d'harmoniques du courant (m=0.9)**

La Fig.2.14 présente la tension de sortie pour différentes valeurs de (m) et son spectre d'harmoniques dans la Fig 2.15, tandis que la Fig 2.16 montre le courant de sortie et son spectre d'harmoniques dans la Fig 2.17 en fonction de la fréquence de commutation.

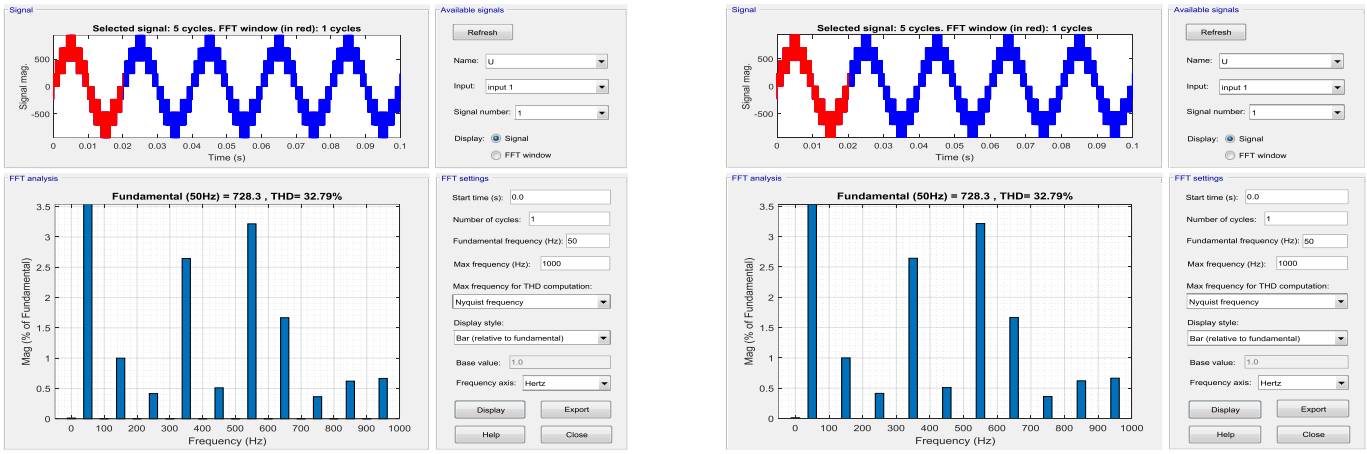
La Fig.2.14 présente la tension de sortie pour (m =0.5) et (m =0.1) :



**(m=0.5)** **(m=0.1)**

**Fig.2.14: Tensions de sortie**

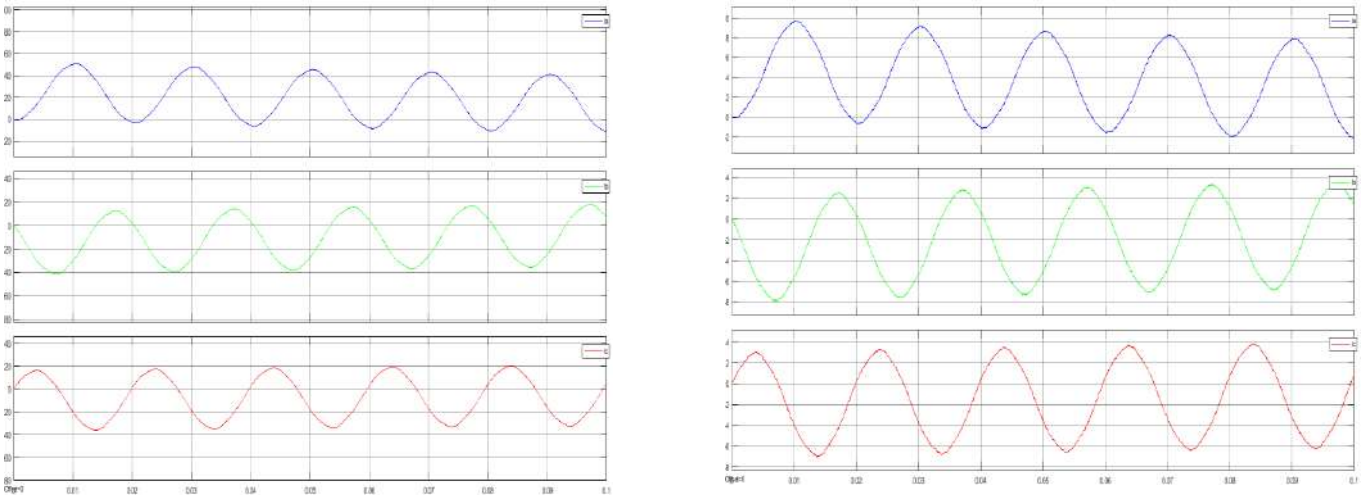
La Fig.2.15 montre le spectre d'harmoniques de tension pour (m =0.5) et (m =0.1) :




**THD=32.79%, (m=0.5)** **THD=32.79%, (m=0.1)**

**La fig.2.15 : Spectre d'harmoniques de la tension**

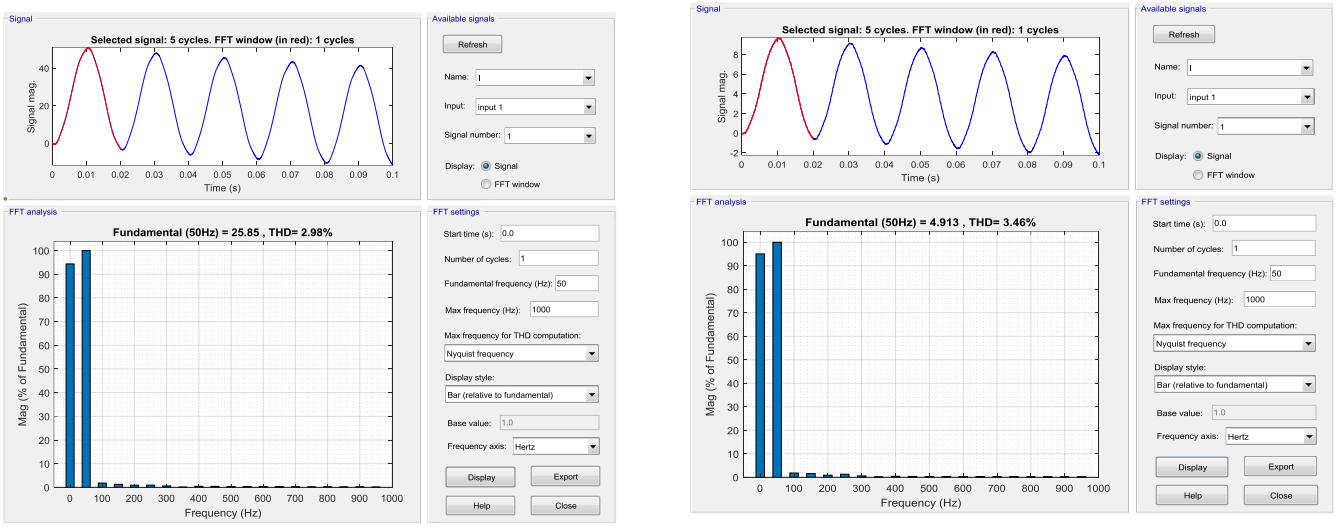
La Fig.2.16 présente le courant de sortie pour (m =0.5) et (m =0.1) :



**(m=0.5)** **(m=0.1)**

**Fig.2.16: Courant de sortie**

La Fig.2.17 montre le spectre d'harmoniques du courant pour (m =0.5) et (m =0.1) :




**THD=2.98 % (m=0.5)** **THD=3.46% (m=0.1)**

**La fig.2.17 : Spectre d'harmoniques du courant**

On constate que les harmoniques sont centrées autour des multiples de la fréquence d'échantillonnage L'amplitude du fondamentale est pratiquement insensible à la variation de la fréquence de commutation, le taux d'harmonique diminue avec l'augmentation de cette fréquence.

En remarquant que le taux d'ondulation du courant pour (m=0.5, THD =2.92%) est inférieur à (m=0.1, THD=3.46%), mais pour le taux de tension reste le même.

Nous avons remarqué que la qualité du signal de sortie de l'onduleur s'améliore dans le cas m=0.9 par rapport m=0.5 et m=0.1.

En comparant avec le cas de l'onduleur à deux niveaux, on constate que pour le même taux de modulation ou de la fréquence de commutation, le taux d'harmoniques de la sortie de l'onduleur à trois niveaux est plus faible.

## 12. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons appliqué la modulation vectorielle sur les onduleurs à trois niveaux. Néanmoins, l'algorithme de la modulation vectorielle se complique de plus en plus pour les onduleurs de niveaux plus élevés. Dans le chapitre suivant, on va proposer deux techniques de commande pour onduleurs à trois niveaux associé à la modulation vectorielle afin d'amélioré la qualité de signal

# Chapitre III

## Techniques de commande d'un onduleur trois niveaux

# Chapitre 3
# Techniques de commande d'un onduleur trois niveaux

## 1.Introduction

Le contrôle d'un onduleur multiniveau peut être considéré comme un problème dual avec la commande d'un redresseur multiniveau. Plusieurs stratégies de contrôle ont été proposées dans les travaux récents pour ce type de convertisseur telles que : la commande par orientation de la tension VOC et la commande par orientation du flux virtuel VFOC, la commande directe de puissance DPC et la commande directe de puissance basée sur l'estimation de flux virtuel DPC-VF. Bien que ces stratégies de contrôle puissent atteindre le même but global, tel qu'un facteur de puissance élevé et un courant de forme sinusoïdale, mais leurs principes diffèrent [4].

Particulièrement, la commande par orientation de la tension VOC et la commande par orientation du flux virtuel VFOC, peuvent garantir une dynamique élevée et des performances statistiques par la boucle interne de contrôle de courant. Ces commandes sont devenues très connue et par conséquent elles sont développés et améliorés. La configuration finale et les performances de la commande VOC dépendent largement de la qualité de la stratégie de contrôle du courant [9].

Les commandes directes de puissance DPC et DPC-VF, 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 de l'onduleur 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 [4][5].

Dans ce chapitre nous nous intéressons à des commandes sans capteurs de tension de lignes sont proposées pour un contrôle plus performant d'un onduleur trois niveau tel que la commande directe de puissance DPC , la commande directe de puissance basé sur le flux virtuel DPC-VF , la commande directe de puissance avec modulateur SVM (DPC-SVM ) , La commande par orientation de la tension VOC et la commande par orientation du flux virtuel VFOC .

## 2. Estimation du flux virtuel

La tension de ligne imposée en combinaison avec l'inductance de connexion de ligne peut être assimilée à un modèle d'un moteur à courant alternatif virtuel. Ainsi, R et L présentent respectivement la résistance statorique et l'inductance de fuite du moteur virtuel et les tensions entre ligne : $e_a$, $e_b$, $e_c$ sont induites par un flux d'entrefer virtuel. Autrement dit, l'intégration de la tension de ligne donne le vecteur flux virtuel $Ø_L$, dans le repère stationnaire (α , β) (Fig.3.1).

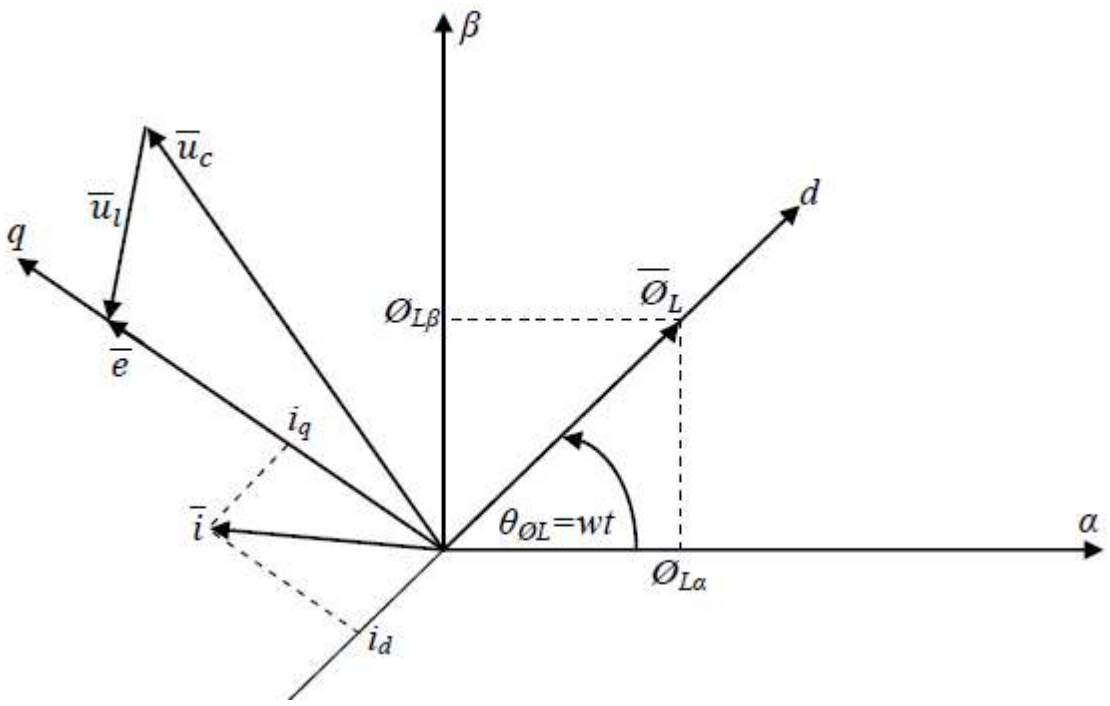



**Fig.3.1: Vecteurs et coordonnées de références**

Où:

$\bar{\phi}_L$: Vecteur flux virtuel de ligne.

$\bar{u}_c$: Vecteur tension d'onduleur.

$\bar{e}$: Vecteur tension de ligne.

$\bar{u}_L$: Vecteur tension de l'inductance.

$\bar{\imath}$: Vecteur courant de linge.

L'équation du flux virtuel peut être représentée sous la forme suivante :

$$\bar{\phi}_L = \bar{\phi}_c + \bar{\phi}_l \qquad (3.1)$$

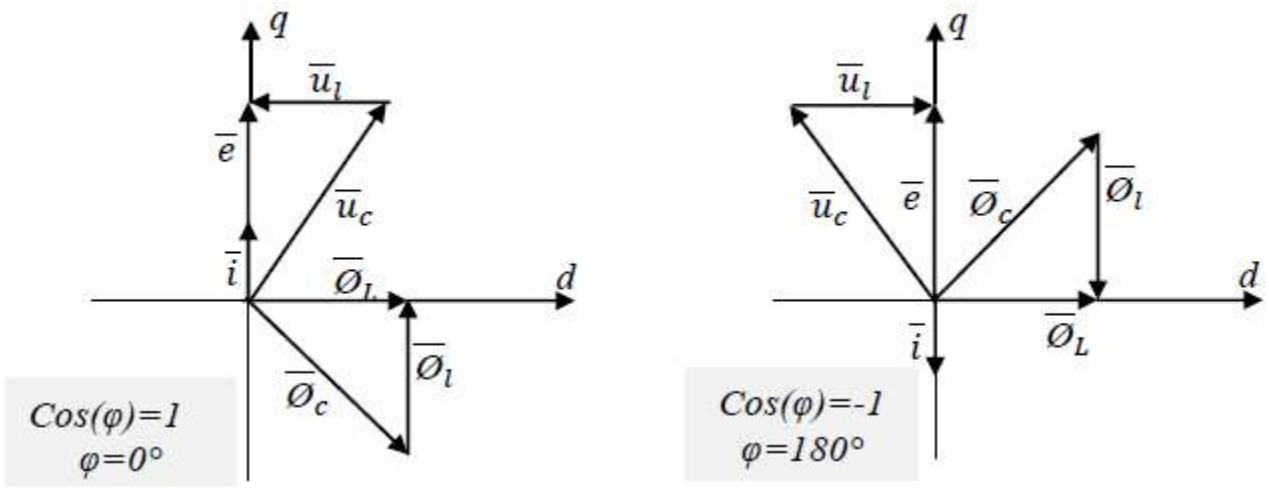



**Fig.3.2: Relation entre la tension et le flux virtuel pour les deux directions du flux de puissance dans l'onduleur**

Les composantes du flux virtuel sont calculées à partir des relations suivantes :

$$\hat{\phi}_{L\alpha} = \int \left(u_{c\alpha} + L\frac{di_\alpha}{dt}\right) dt$$
$$\hat{\phi}_{L\beta} = \int \left(u_{c\beta} + L\frac{di_\beta}{dt}\right) dt \quad (3.2)$$

On peut écrire :

$$\hat{\phi}_{L\alpha} = L \cdot i_\alpha + \int u_{c\alpha} dt$$
$$\hat{\phi}_{L\beta} = L \cdot i_\beta + \int u_{c\beta} dt \quad (3.3)$$

## 3. Commande directe de puissance DPC

L'idée principale de la commande directe de puissance (DPC) proposée initialement par *Ohnishi* en 1991 et développée ensuite par *Noguchi* en 1998 est similaire à la commande directe du couple (DTC) des machines à inductions. Au lieu du flux et du couple, les puissances active (p) et réactive (q) instantanées sont contrôlées [4].

## 3.1. Principe de la commande directe de puissance classique

La configuration globale de la commande directe de puissance classique sans capteur de tension pour un onduleur trois niveaux est montrée dans la figure (Fig.3.3). La DPC consiste à sélectionner un vecteur de commande (Sa, Sb, Sc) à partir d'une table de commutation. Cette dernière est fondée sur les erreurs numérisées Sp, Sq des puissances active et réactive instantanées (erreurs entre les puissances active et réactive estimés et celles de référence), fournies par les régulateurs à hystérésis à trois niveaux, aussi bien que sur la position angulaire du vecteur tension estimé. En fonction de la valeur de cette position, le plan (α-β) est divisé en douze secteurs où on doit associer à chaque secteur un état logique du redresseur. La référence de la puissance active est obtenue par la régulation de la tension continue, en utilisant un régulateur PI. Tandis que pour assurer un facteur de puissance unitaire un contrôle de la puissance réactive à zéro est effectué [4][7].

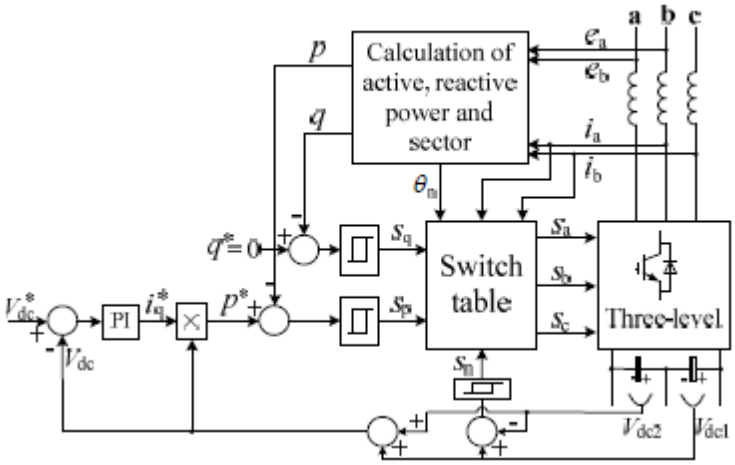



**Fig.3.3 : Configuration générale de la commande DPC**

L'inconvénient majeur de la commande directe de puissance (DPC) est que la fréquence de commutation n'est pas constante. Plusieurs techniques ont été utilisées pour remédier aux problèmes liées au fonctionnement à fréquence de commutation variable. La DPC_SVM basé sur le flux virtuel est l'une des solutions qui nous permet de fixer la fréquence de commutation en utilisant un modulateur vectoriel (*Space Vector Modulation*). Ceci sera l'objet de la dernière partie de ce chapitre.

## 3.2. La DPC par la modulation vectorielle (DPC_SVM)

Pour éliminer les inconvénients de la DPC classique, un modulateur vectoriel a été introduit dans sa structure, on aura donc une nouvelle technique dite: Commande Directe de Puissance avec Modulation Vectorielle (DPC_SVM). Cette technique possède les avantages du SVM (fréquence de commutation

constante, un faible THD du courant, une dynamique élevée, …etc.) tout en gardant les caractéristiques de la DPC (structure simple et robuste, manque de la boucle interne de régulation du courant, …etc.)

Au lieu de comparateurs à hystérésis et de la table de commutation, deux régulateurs PI sont introduits dans la boucle interne de régulation. La puissance active de référence ($P^*$) est générée par le bloc de régulation de tension de bus continu. Pour Maintenir le facteur de puissance à l'unité, la puissance réactive de référence ($Q^*$) est mise à zéro. Ces valeurs sont comparées avec les puissances instantanées estimées : $\hat{P}$ et $\hat{Q}$pour avoir l'erreur, et qui sera envoyé par la suite aux régulateurs PI. Les sorties de ces régulateurs sont introduits, après une transformation de coordonnées, dans le bloc de modulation vectorielle pour générer un meilleur état de commutation des interrupteurs du redresseur.

## 3.3. Commande directe de puissance basée sur l'estimation de flux virtuel

Dans cette section on s'intéresse à la commande directe de puissance basée sur le flux virtuel (DPC_VF). Cette stratégie de contrôle qui est utilisée à la place de la commande basée sur l'estimation de la tension, permet d'obtenir un faible THD tout en gardant l'avantage d'une commande sans capteur de tension de ligne.

La configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension basée sur l'estimation du flux virtuel est montrée sur la figure 3.4**.**

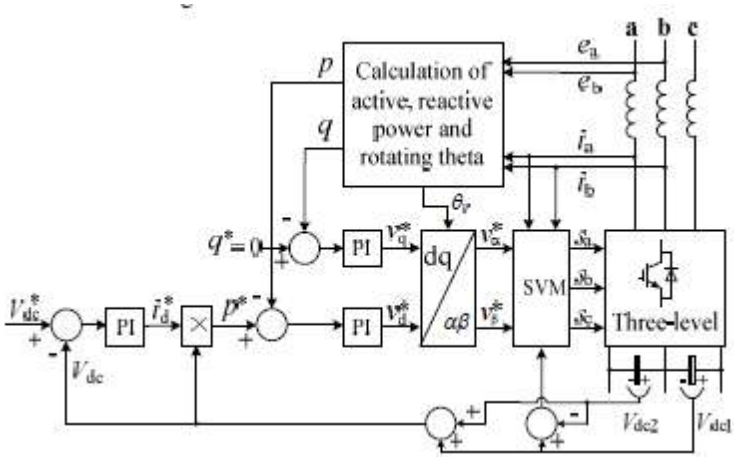



**Fig.3.4 : Configuration générale de la commande DPC**

## 3.4. Estimation de la puissance instantanée basée sur le flux virtuel

L'approche du flux virtuel a été proposée pour améliorer la commande DPC classique. Dans ce cas précis, elle va être utilisée pour l'estimation de la puissance instantanée, où la tension de ligne associée à l'inductance de connexion L sont assimilées à un moteur à courant alternatif virtuel [10].

Or on sait que :

$$\bar{\phi}_L = \begin{bmatrix} \phi_{L\alpha} \\ \phi_{L\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int e_\alpha \\ \int e_\beta \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

$$\bar{\phi}_c = \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int u_{s\alpha} \\ \int u_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

L'équation de la tension peut s'écrire donc sous la forme suivante :

$$\bar{e} = R\bar{i} + \frac{d}{dt}(L\bar{i} + \bar{\phi}_c) \tag{3.6}$$

En pratique, la résistance *R* peut être négligée, ce qui donne :

$$\bar{e} = \frac{d}{dt}(L\bar{i} + \bar{\phi}_c) \tag{3.7}$$

En utilisant la notation complexe, les puissances instantanées peuvent être calculées comme suit :

$$p = \mathrm{Re}\left(e.\bar{i}^*\right) \tag{3.8}$$

$$q = \mathrm{Im}\left(e.\bar{i}^*\right) \tag{3.9}$$

Où : * indique le conjugué du vecteur courant de ligne.

La tension de ligne peut s'exprimer en fonction du flux virtuel comme suit :

$$\bar{e} = \frac{d}{dt}\bar{\phi}_L = \frac{d}{dt}\left(\phi_L e^{jwt}\right) = \frac{d\phi_L}{dt}e^{jwt} + jw\phi_L e^{jwt} = \frac{d\phi_L}{dt}e^{jwt} + jw\bar{\phi}_L \tag{3.10}$$

Où : $\bar{\phi}_L$ indique le vecteur d'espace et $\phi_L$ son amplitude.

Dans le repère *d-q*, les composantes du flux virtuel sont représentées par la figure *(Fig.3.2)*, et on a :

$\bar{\phi}_L = \bar{\phi}_{Ld}$ La puissance active instantanée peut être calculée à partir des équations (3.8) et (3.10) comme suit :

$$\hat{p} = \frac{d\phi_{Ld}}{dt} i_d + w\phi_{Ld} i_q \tag{3.11}$$

Pour un système de tension triphasé sinusoïdal et équilibré, l'équation (3.11) se réduit à :

$$\frac{d\phi_{Ld}}{dt} = 0 \Rightarrow \hat{p} = w\phi_{Ld} i_q \tag{3.12}$$

Ce qui signifie qu'uniquement la composante du courant orthogonal au vecteur flux $\bar{\phi}_L$ qui produit la puissance active instantanée. De même, la puissance réactive instantanée peut être calculée comme suit :

$$\hat{q} = -\frac{d\phi_{Ld}}{dt} i_q + w\phi_{Ld} i_d \tag{3.13}$$

Et comme :

$$\hat{q} = w\phi_{Ld} i_d$$

$$\frac{d\emptyset_{Ld}}{dt} = 0$$

Cependant, Pour éviter le recours à la transformation vers le plan *d_q*, l'estimateur de puissance doit utiliser les grandeurs liées au stator, c à d dans le plan *α_β*.

À partir des équations: (3.8) (3.9) et (3.10), on peut écrire :

$$\bar{e} = \left.\frac{d\phi_L}{dt}\right|_\alpha + j\left.\frac{d\phi_L}{dt}\right|_\beta + jw\left(\phi_{L\alpha} + j\phi_{L\beta}\right) \tag{3.14}$$

$$\bar{e}.\bar{i}^* = \left\{\left.\frac{d\phi_L}{dt}\right|_\alpha + j\left.\frac{d\phi_L}{dt}\right|_\beta + jw\left(\phi_{L\alpha} + j\phi_{L\beta}\right)\right\}\left(i_\alpha - ji_\beta\right) \tag{3.15}$$

Ce qui permet de donner :

$$\hat{p} = \left.\frac{d\phi_L}{dt}\right|_\alpha . i_\alpha + \left.\frac{d\phi_L}{dt}\right|_\beta . i_\beta + w\left(\phi_{L\alpha} i_\beta - \phi_{L\beta} i_\alpha\right) \tag{3.16}$$

$$\hat{q} = -\left.\frac{d\phi_L}{dt}\right|_\alpha . i_\beta + \left.\frac{d\phi_L}{dt}\right|_\beta . i_\alpha + w\left(\phi_{L\alpha} i_\alpha + \phi_{L\beta} i_\beta\right) \tag{3.17}$$

Pour des tensions de ligne sinusoïdales et équilibrées, les dérivées du flux sont nulles. Les puissances active et réactive instantanées sont calculées comme suit :

$$\hat{p} = w\left(\phi_{L\alpha} i_{\beta} - \phi_{L\beta} i_{\alpha}\right) \tag{3.18}$$

$$\hat{q} = w\left(\phi_{L\alpha} i_{\alpha} + \phi_{L\beta} i_{\beta}\right) \tag{3.19}$$

## 3.5 Régulation de la tension continue

La régulation de la tension continue est assurée par un régulateur de type PI. Co dernier corrige l'erreur entre la tension continue mesurée et sa référence. Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence.

L'équation temporelle de ce correcteur est donnée comme suit :

$$u(t) = k_P e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau \tag{3.20}$$

Où : $e(t), u(t), k_p, k_i$ désignent respectivement l'erreur, la commande générée et les gains du correcteur.
La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$R(S) = k_P + \frac{k_i}{S} \tag{3.21}$$

Où : S est l'opérateur de Laplace.

Le schéma suivant représente la régulation de la tension continue avec un correcteur PI :

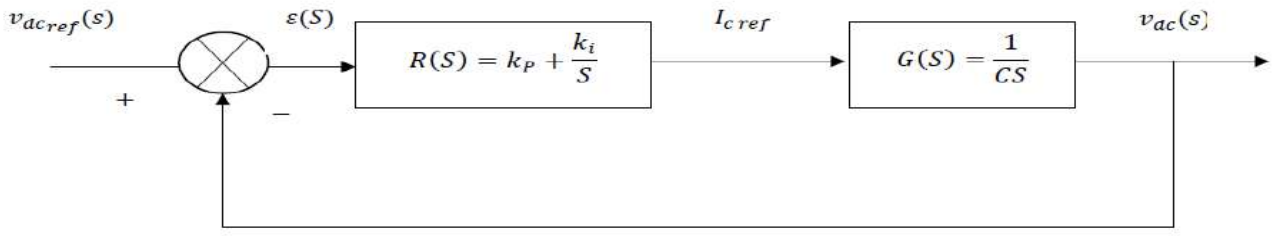



**Fig. 3.5 : Régulation de la tension continue avec un correcteur PI**

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(S) = \frac{R(S)\cdot G(S)}{1+R(S)\cdot G(S)} \quad (3.22)$$

On obtient:

$$H(S) = \frac{k_P S+k_i}{CS^2+k_P S+k_i} \quad (3.23)$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients $k_p$ et $k_i$, dans ce cas on utilise la méthode d'imposition des pôles . La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est

Caractérisée par :

$$F(S) = \frac{1}{S^2+2\xi\omega_n S+\omega^2} \quad (3.24)$$

Par analogie entre les expressions (3.23) et (3.24) on trouve :

$$k_P = 2C\xi\omega_n \qquad k_i = C\omega_n^2 \quad (3.25)$$

$i_{cref}$: Le courant de référence dans le condensateur donné par le régulateur PI de la tension.

Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence (figure. 3.6) :

$$P_{\text{ref}} = v_{\text{dc ref}} \cdot i_{cref} \quad (3.26)$$

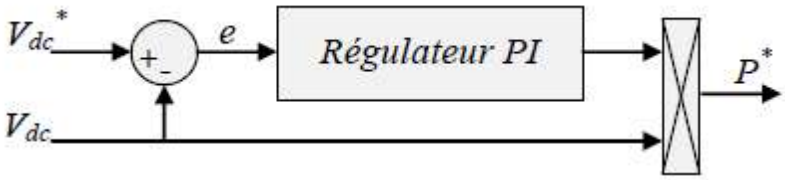



**Fig 3.6 : Bloc de régulation de la tension continue**

## 3.6. Synthèse des régulateurs des puissances

Pour que le facteur de puissance soit unitaire, on doit imposer à la puissance réactive une référence nulle. Alors que la référence $P_{ref}$ est récupérée à partir du régulateur de la tension continue de l'onduleur . Les erreurs des puissances active et réactive sont fournies à des régulateurs PI. Les sorties de ces régulateurs sont des tensions ($u_{cd}$,$u_{cq}$) continues dans le repère($d$,$q$) [6] [7] [8]. .

Les coefficients des régulateurs PI de la puissance peuvent être calculés par un modèle simplifié du redresseur dans le repère (d, q), le modèle dans le référentiel d-q est :

$$\begin{aligned} e_d &= Ri_d - Lwi_q + u_{cd} + L\frac{di_d}{dt} \\ e_q &= Ri_q + Lwi_d + u_{c_q} + L\frac{di_q}{dt} \end{aligned} \tag{3.27}$$

D'après la figure (3.1) le flux $\phi_L$est confondu sur l'axe (d) du repère (d, q) le déphasage du flux $\phi_L$ et la tension ē est de , on aura :

$$\begin{aligned} e_d &= 0 \\ e_q &= E = \sqrt{\frac{3}{2}}E_m \end{aligned} \tag{3.28}$$

$$\begin{aligned} P &= E \cdot i_q \\ q &= E \cdot i_d \end{aligned} \tag{3.29}$$

D'où l'équation (3.27) devient :

$$\begin{aligned} 0 &= Ri_d - Lwi_q + u_{cd} + L\frac{di_d}{dt} \\ E &= Ri_q + Lwi_d + u_{c_q} + L\frac{di_q}{dt} \end{aligned} \tag{3.30}$$

Avec l'introduction du bloc régulateur PI de puissance on obtient le diagramme suivant :

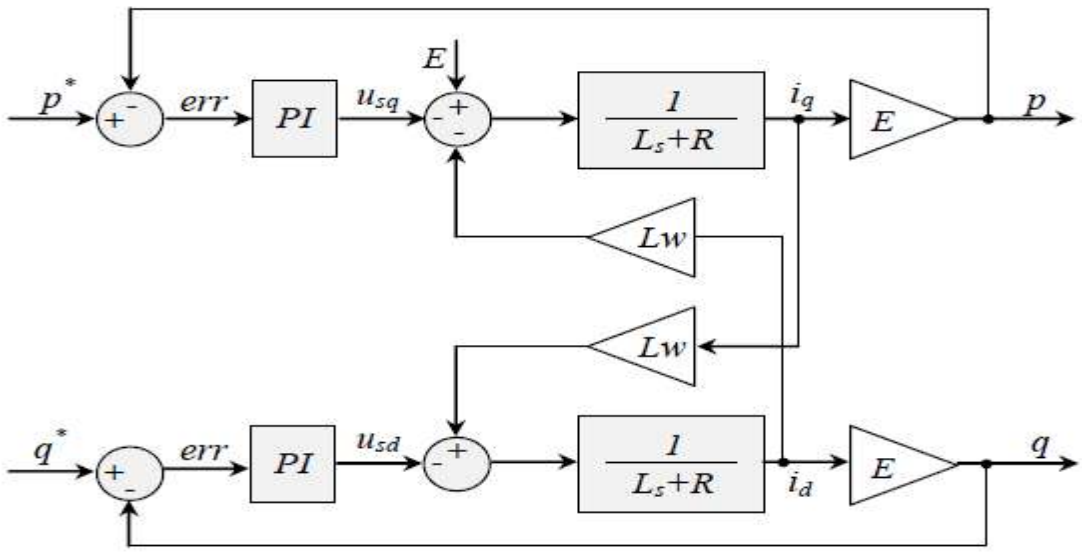



**Fig. 3.7 : Schéma bloc des boucles de *p* et *q* avec deux correcteurs PI**

Si on suppose que la puissance réactive est nulle, alors $i_d$ = 0, la boucle de régulation de la puissance active devient indépendante de la boucle de la puissance réactive (figure 3.8) [4].

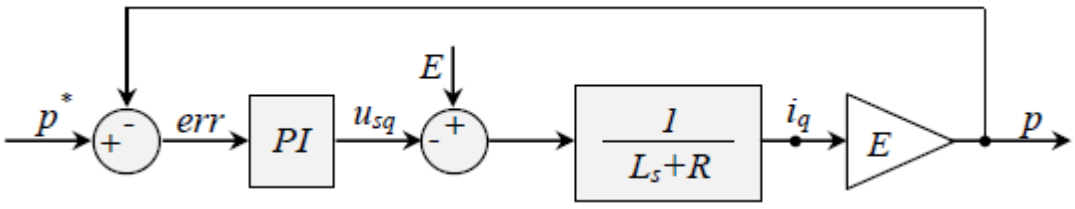



**Fig. 3.8 : Régulateur de la puissance active**

La tension de la ligne est considérée comme une perturbation constante et devra être compensée par la partie intégrale du correcteur PI.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par:

$$H(S) = \frac{E\cdot(k_P S+k_i)}{LS^2+(Ek_P+R)S+Ek_i} \qquad (3.31)$$

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est donnée par :

$$F(S) = \frac{1}{S^2+2\xi\omega_n S+\omega_n^2} \quad (3.32)$$

Par analogie entre les expressions (3.31) et (3.32) on trouve :

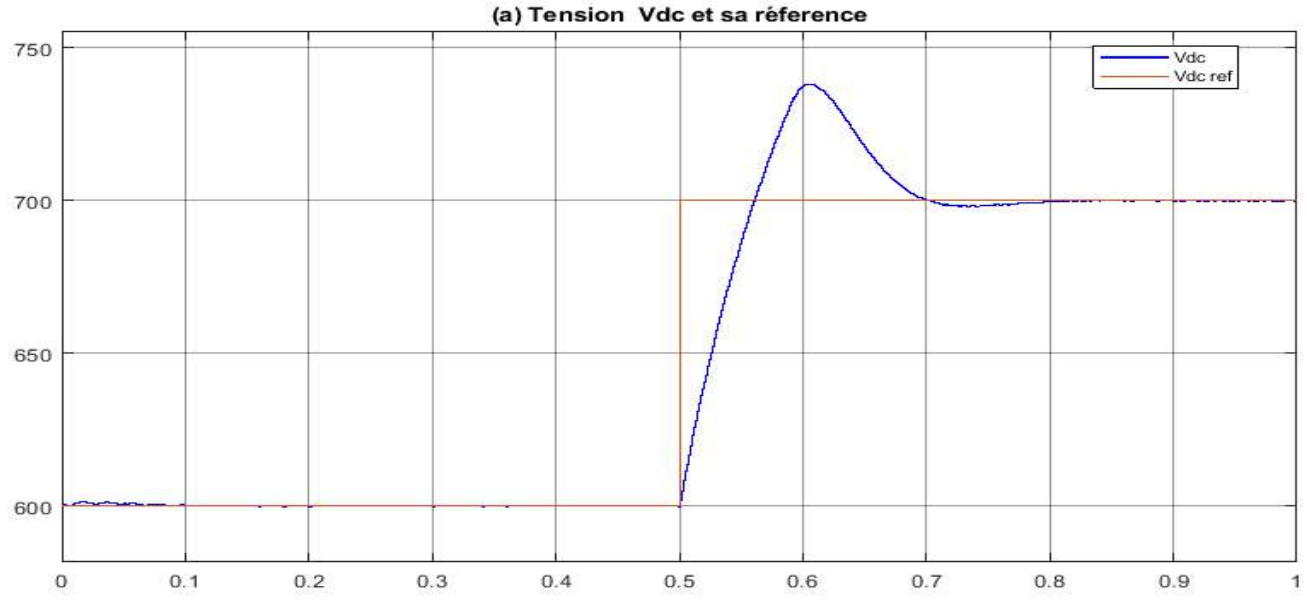
$$\begin{cases} k_P = \frac{2L\xi\omega_n - R}{E} \\ k_i = \frac{L\omega_n^2}{E} \end{cases} \quad (3.33)$$

## 3.7. Résultats de simulation

On présente ici les résultats de simulation obtenus pour différents tests. Les paramètres choisis pour la simulation DPC-SVM basée sur le flux virtuel sont :

- Résistance de ligne : 0.25 Ω ;
- Inductance de ligne : L=10 mH ;
- Condensateur : C= 5 mF ;
- Amplitude maximale de tension de réseau E=$220\sqrt{2}$ V ;
- Tension de référence :$v_{dc\,ref} = 600\ V$ ;
- Fréquences d'échantillonnage du modulateur SVM : $f_e$ =1000 KHz ;
- La fréquences de commutation $f_s = 10\ KHz$ .

La figure (3.9) montre la réponse de l'onduleur commandé par DPC-SVM lors d'un changement de la référence de la tension : $v_{dc\,ref} = 600\ V$ à $v_{dc\,ref} = 700\ V$ à $t = 0.5\ s$



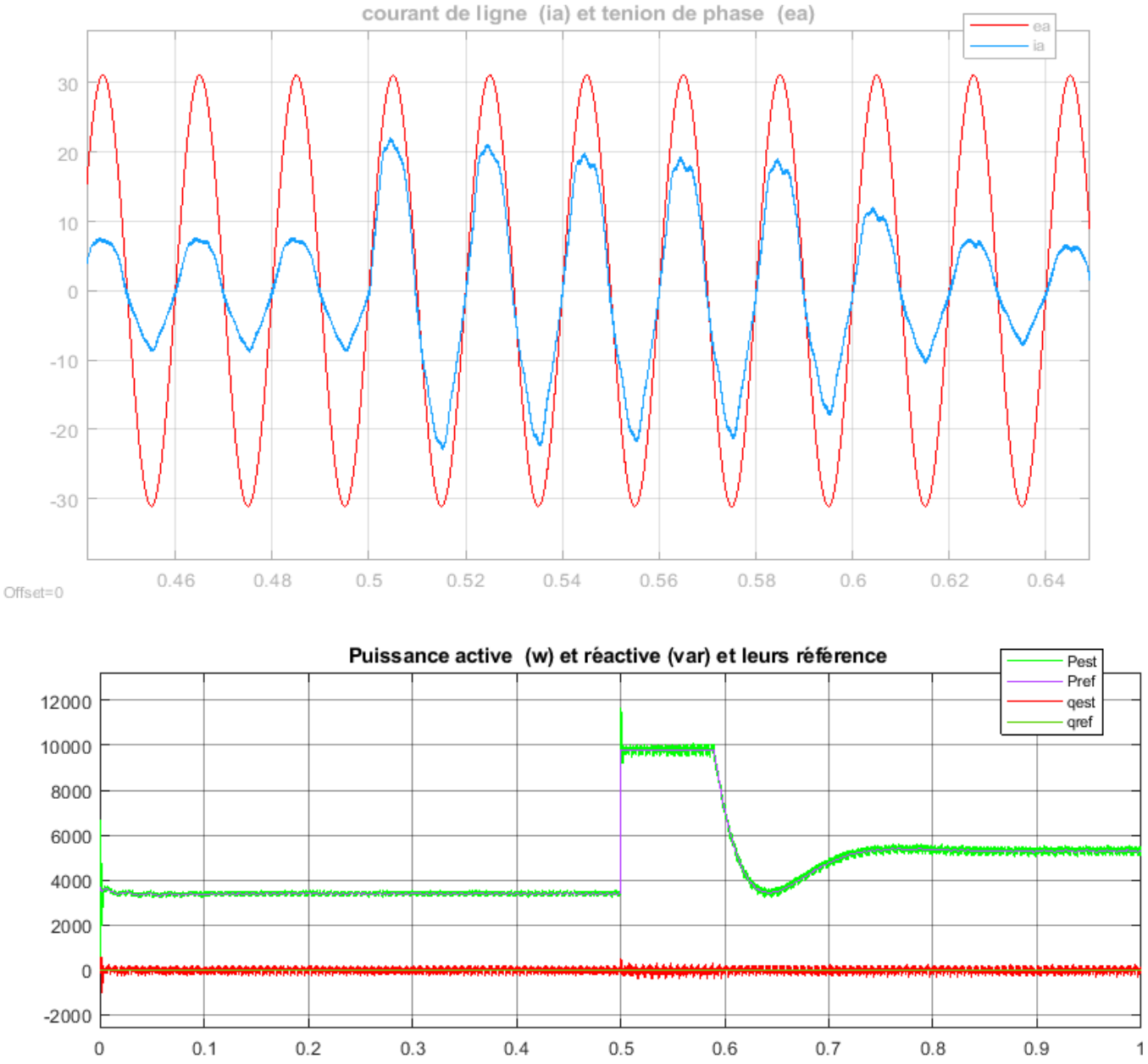



**Fig. 3.9 : Performances de l'onduleur trois niveaux commandé par DPC-SVM lors d'une variation de la tension de référence**

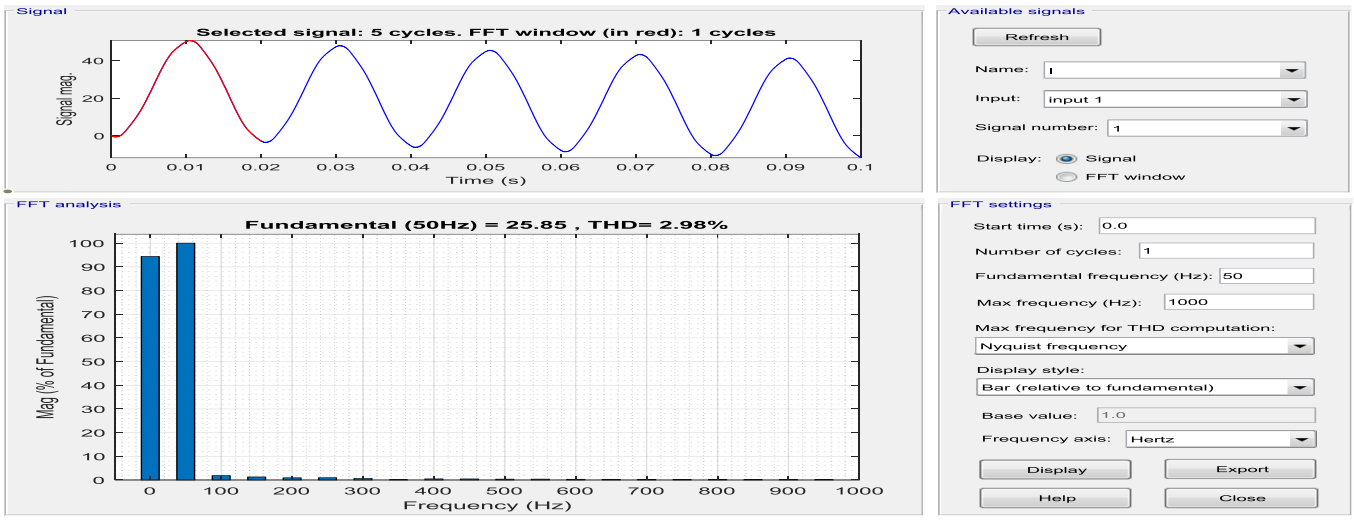



**Fig. 3.10 : Spectre harmonique du courant de ligne**

## 3.8. Interprétations des résultats

Les résultats de simulations sont représentés par la figure 3.10 dans le cas d'une consigne de tension continue qui varie en échelon entre 600 V et 700 V , on note que la $v_{dc}$ suit bien sa référence $v_{dc\,ref}$ .Lors de ce changement, le courant de ligne reste pratiquement sinusoïdal. Le THD est de 2.98% est le facteur de puissance active et réactive autour de leur référence sont réduites.

## 4.Commande par orientation du flux virtuel VFOC

La commande vectorielle à orientation du flux virtuel est faite pour améliorer les performances de la commande vectorielle à tension orientée. La commande VOC et VFOC sont similaire à la commande vectorielle à orientation de flux des machines à induction. La méthode est basée sur la transformation entre les coordonnées stationnaires $\alpha\beta$ et les coordonnées rotatives synchrones dq. La VFOC assure un meilleur contrôle du redresseur dans les conditions ou la tension de ligne n'est pas idéale (le fonctionnement sans capteur de tension alternative est beaucoup moins bruyant grâce au comportement de filtre passe-bas de l'intégrateur utilisé dans l'estimateur de flux) [11][12][13] :

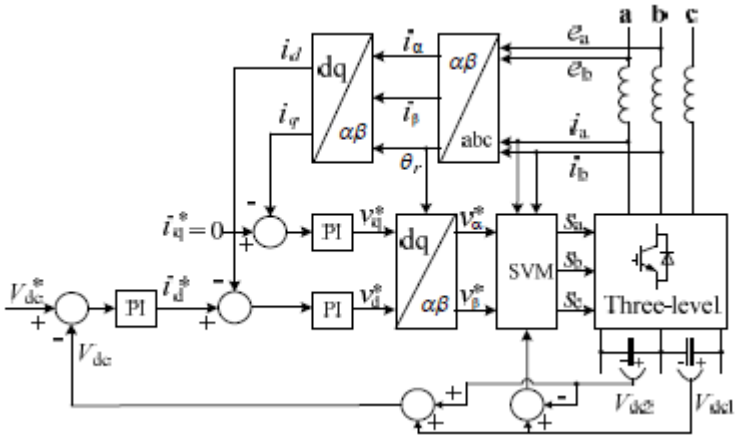



**Fig 3.11 : Schéma bloc de la commande VFOC**

### 4.1. Synthèse des régulateurs de courant

Avec l'orientation du flux virtuel les équations du modèle du redresseur dans les coordonnées synchrones sont transformées en:

$$0 = Ri_d - Lwi_q + u_{cd} + L\frac{di_d}{dt}$$
$$E = Ri_q + Lwi_d + u_{cq} + L\frac{di_q}{dt} \qquad (3.34)$$

Par action sur les composants $u_d$ et $u_q$ en sortie des correcteurs, on peut commander séparément les courants $i_d$ et $i_q$ .

La boucle de réglage du courant est présentée sur la Fig. 3.12:

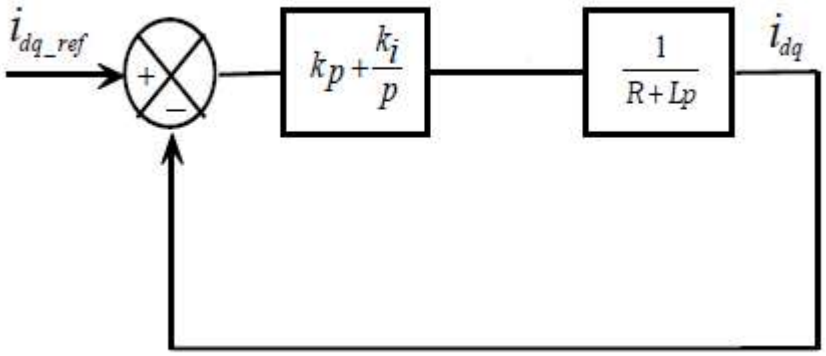



**Fig 3.12 : Bloc de régulation de courant**

On pose:

$$\Delta u_d = Ri_d + L\frac{di_d}{dt} \qquad (3.35)$$
$$\Delta u_q = Ri_q + L\frac{di_q}{dt}$$

Le model (3.34) devient :

$$0 = \Delta u_d - Lwi_q + u_{cd} \qquad (3.36)$$
$$E = \Delta u_q + Lwi_d + u_{cq}$$

A partir de l'équation (3.36) on a:

$$u_{cd} = -\Delta u_d + Lwi_q \qquad (3.37)$$
$$u_{cq} = -\Delta u_q - Lwi_d + E$$

Où: $\Delta u_d$, $\Delta u_q$ sont des signaux de sorties des contrôleurs des courants. Le schéma bloc des régulateurs PI, des courants, devient :

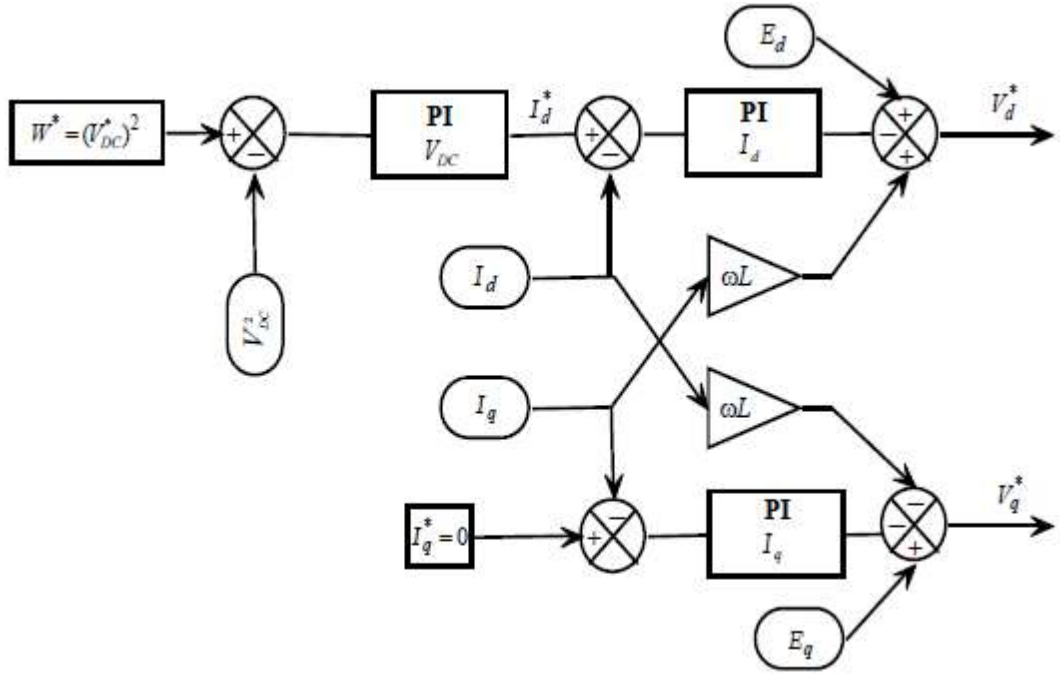



**Fig 3.13 : Schéma bloc des boucles internes des courants dans la commande VFOC**

Dans un premier temps, on utilise des correcteurs de type PI, dont les paramètre $k_p$ et $k_i$, sont calculées en fonction de temps de réponse et du coefficient d'amortissement optimal. La fonction de transfert en boucle fermée du bloc de régulation s'exprime comme suit :

$$G_{BF}(p) = \frac{\frac{k_i}{k_p}p + 1}{\frac{L}{k_i}p^2 + \frac{R+k_p}{k_i}p + 1} \tag{3.38}$$

Après simplification, on aura :

$$k_p = 2L\xi w_n - R$$
$$k_i = Lw_n^2 \tag{3.39}$$

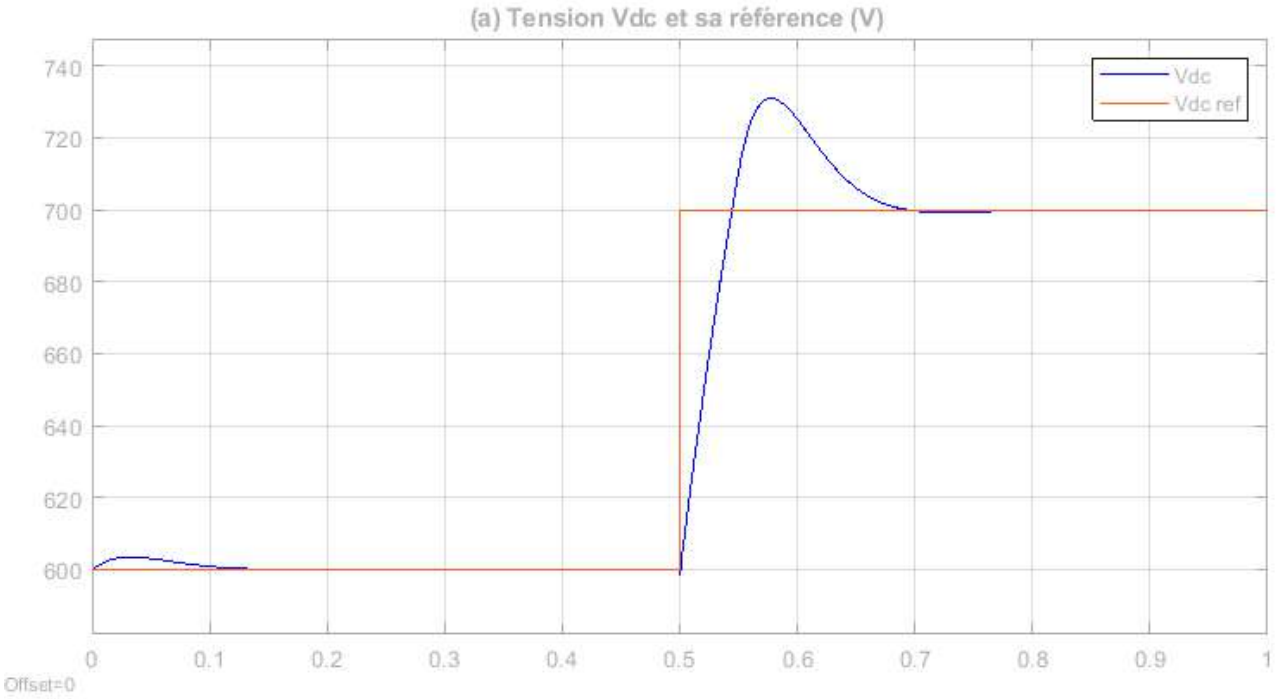
## 4.2. Résultat de simulation

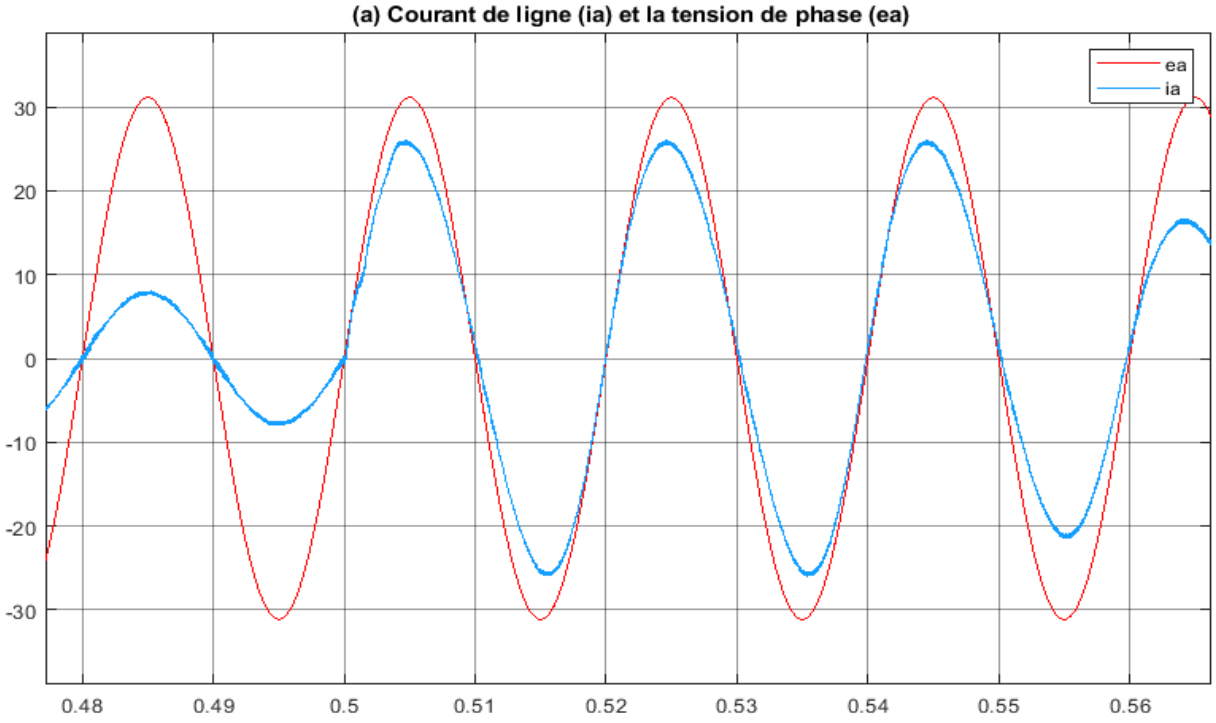
Les paramètres choisis pour la simulation VFOC basée sur le flux virtuel sont :

- Résistance de ligne : 0.25 Ω ;
- Inductance de ligne : L=10 mH ;
- Condensateur : C= 5 mF ;
- Amplitude maximale de tension de réseau E=$220\sqrt{2}$ V ;
- Tension de référence :$v_{dc\,ref} = 600\ V$ ;
- Fréquences d'échantillonnage du modulateur SVM : $f_e$ =1000 KHz ;

- La fréquences de commutation $f_s = 10\ KHz$ .

La figure (3.14) montre la réponse de l'onduleur commandé par VFOC lors d'un changement de la référence de la tension : $v_{dc\,ref} = 600\ V$ à $v_{dc\,ref} = 700\ V$ à $t = 0.5\ s$



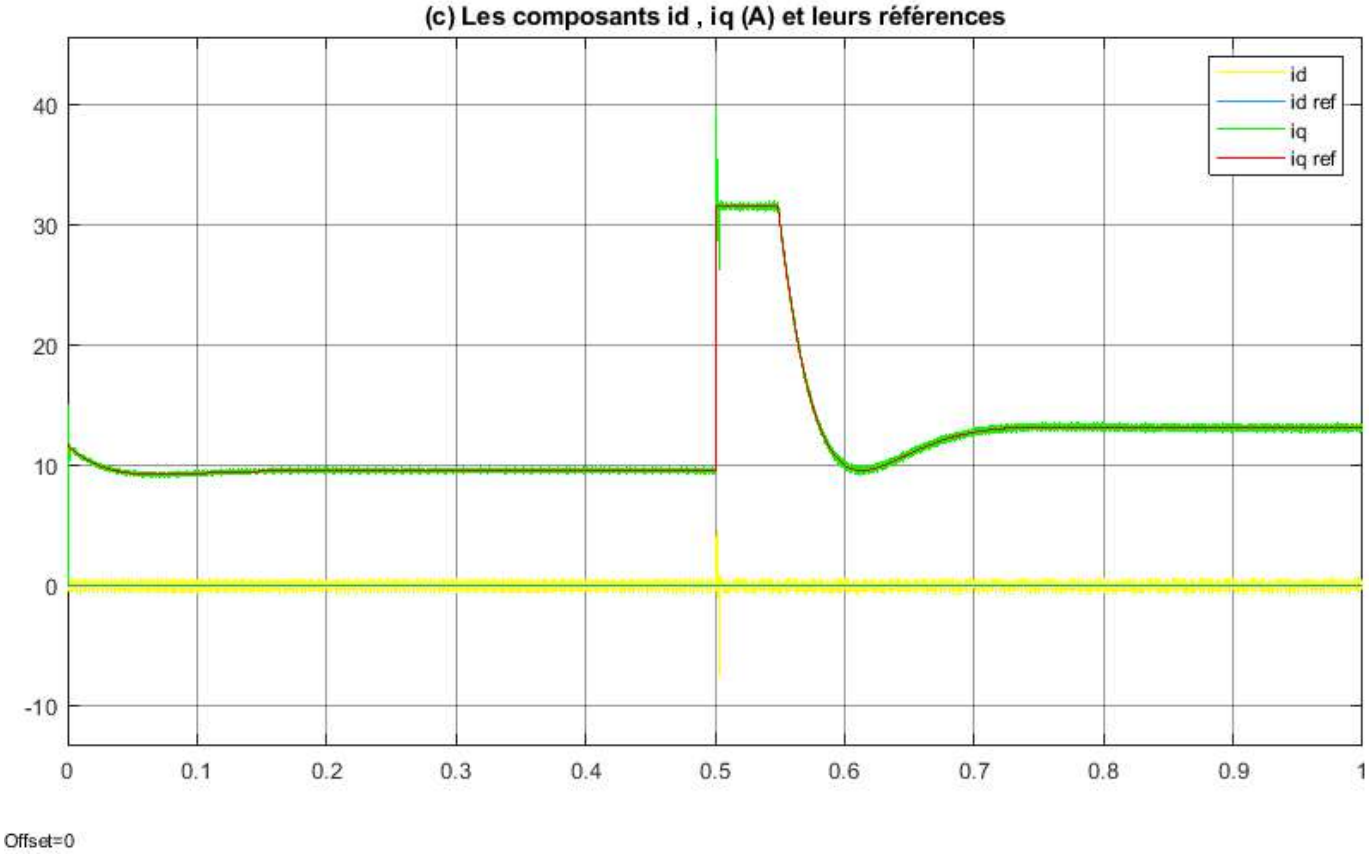



**Fig. 3.14 : Performances de l'onduleur trois niveaux commandé par VFOC lors d'une variation de la tension de référence**

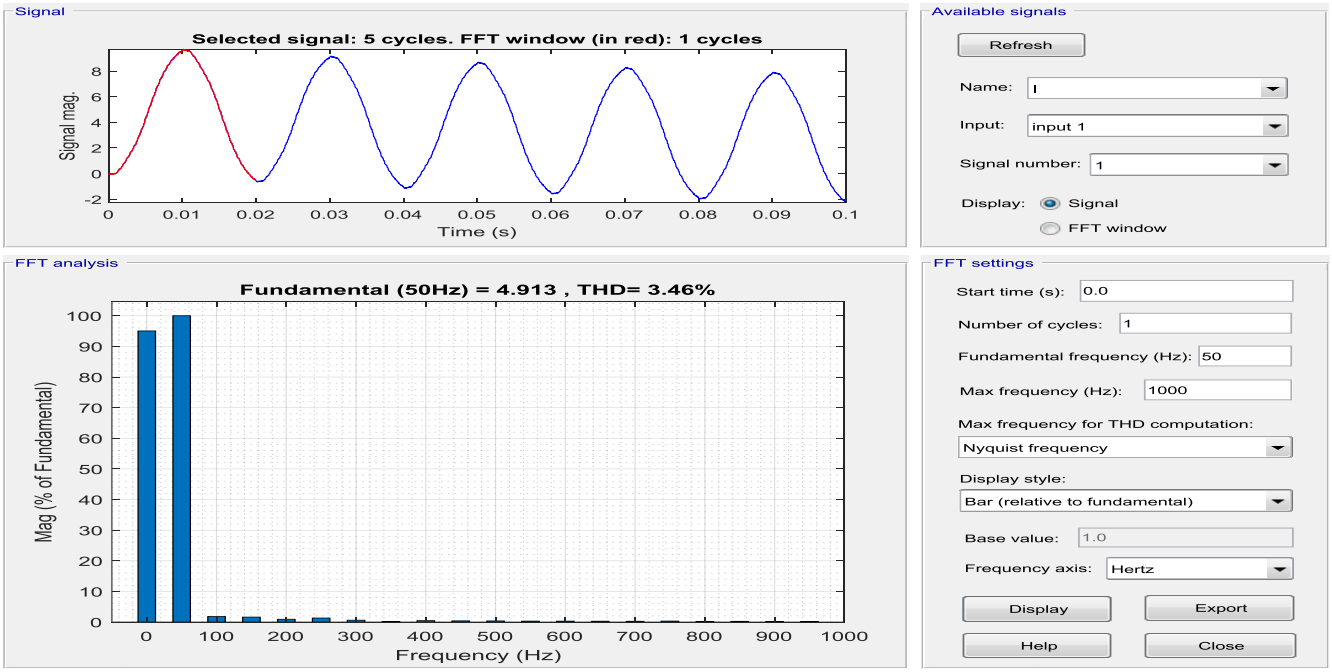



**Fig. 3.15 : Spectre harmonique du courant de ligne**

## 4.3. Interprétation des résultats

La figure 3.14 montre les résultats de simulation d'un onduleur trois niveaux commandé par VFOC lors d'un changement de référence de la tension de sortie. On remarque que la tension de sortie suit bien sa référence avec un dépassement de 4% de sa valeur de référence. Le courant de réseau est pratiquement sinusoïdal avec un THD=3.48%, ainsi le courant de ligne est en phase avec la tension correspondante. Nous remarquons que les deux composants du courant suivent leurs consignes, ceci prouve le bon fonctionnement des régulateurs de courant.

## 5. Conclusion

Les structures de contrôle DPC-SVM et VFOC présentent quelques avantages par rapport aux structures classiques DPC et VOC :

- Fonctionnement à fréquence de commutation fixe ;
- Dynamique de réglage très faible ;
- Le courant est pratiquement sinusoïdal avec un THD faible.

Néanmoins, ces types de contrôle présentent aussi quelques points faibles :

- Nécessite d'utilisé les transformées de coordonnées ;
- Nécessite d'un modulateur SVM.

La méthode d'estimation basée sur le flux virtuel pour les deux commandes DPC et VOC, permet de travailler avec une fréquence d'échantillonnage plus réduite (les discontinuités de l'estimation de la tension de convertisseur sont filtrées par l'intégrateur qui se comporte comme un filtre passe bas, et permet d'obtenir un faible THD.

# Conclusion générale

Le travail présent dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la recherche de nouvelles solutions qui permettent l'amélioration de la qualité du transfert de l'énergie électrique d'une source vers un récepteur. L'une des solutions est l'onduleur multiniveaux qui peut remédier de lui-même à la consommation de l'énergie réactive et il offre de plus un flux de puissance bidirectionnel, un faible taux de distorsion harmonique.

Nous avons étudié la commande d'un onduleur à trois niveaux. Notre objectif était de fournir une tension proche de sa référence que possible, et de réduire les effets des harmoniques sur le réseau électrique.

Nous avons commencé par l'étude de la modulation vectorielle de l'onduleur. Nous avons vu que la qualité de la tension de sortie dépend des paramètres de la modulation. L'augmentation de la fréquence de commutation repousse les harmoniques vers des ordres élevés, au détriment de l'augmentation des pertes dans les interrupteurs.

Nous avons vu que la qualité de la tension de sortie s'améliore en passant d'un onduleur à faible niveau à un onduleur de niveau plus élevé. Pour les onduleurs à deux et à trois niveaux, certains états de l'onduleur sont redondants, ce qui nous donne un degré de liberté additionnel, que nous pouvons exploiter pour minimiser davantage les harmoniques de sortie. En plus, l'utilisation des onduleurs à trois nous permet d'alimenter des installations de moyenne et forte puissances, sans provoquer des contraintes additionnelles sur les interrupteurs de l'onduleur.

De ce fait, une autre alternative de commande de l'onduleur trois niveaux est proposé. Il est question de la commande VF-DPC et la commande VFOC associée aux modulation vectorielle. Cette technique possède un algorithme simple avec une efficacité notable en termes de poursuite de la référence de la tension désirée, le fonctionnement à facteur de puissance unitaire et la réduction de la distorsion harmonique des courants de ligne.

Enfin, plusieurs perspectives peuvent être évoqués autour de ce travail on peut citer principalement :

- Réalisation de la commande VF-DPC pour les onduleurs trois niveaux avec le régulateur Backstepping ;
- Réalisation de la commande VFOC pour les onduleurs trois niveaux avec le régulateur Backstepping ;
- Implémentation pratiques des algorithmes de commande.

# Bibliographie

[1] BOUAFIA ABDELOUAHAB , Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs a mli, Thèse de Doctorat de Université de Ferhat Abbas – Setif Ufas (Algerie) .

[2] ALI DJERIOUI , Commande non linéaire d'un filtre actif parallèle connecté à un réseau électrique et à un système Photovoltaïque , Thèse de Doctorat de de Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene.

[3] DJAAFER LALILI , MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone, Thèse de Doctorat de Ecole Nationale Supérieure Polytechnique.

[4] SADOUNI RADHWANE , Commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à Deux Onduleurs Multiniveaux en Cascade avec un Redresseur à MLI Piloté par DPC, Thèse de Doctorat de Université de Djillali Liabes De Sidi bel Abbes .

[5] JAWAD LAMTERKATI , Comparison of DPC methods Using Two-Level and Three-Level Rectifiers , International Journal of Science and Research (IJSR) , Volume 4 Issue 11, November 2015.

[6] L. A. Serpa ,Virtual-Flux Direct Power Control for Mains Connected Three-Level NPC Inverter Systems , IEEE International on Power electronics , 2007 IEEE.

[7] Zhang Yingchao1, Performance Evaluation of Three Control Strategies for Three-Level Neutral Point Clamped PWM Rectifier , 2008 IEEE.

[8] Zhang Yingchao ,A Novel Control Scheme for Three-Level NPCBack-to-Back Converter , IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), September 3-5, 2008, Harbin, China

[9] Hang Yin , Experimental Comparison of DPC and VOC Control of a Three-level NPC Grid Connected Converter , 2015 European Union.

[10] Joseph-Mary Sarrouh , Virtual-Flux Estimation and SVM Based Direct Power Control of a Three-Level NPC Rectifier ,2018 IEEE.

[11] Bendjeddou Yacine ,Contribution à l'amélioration des performances des aérogénérateurs asynchrones, Thèse de Doctorat de Université de Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd

[12] Hadji Khadidja -Smail Somia , Commande directe de puissance d'un redresseur MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux ,Thèse de Master de l'université D r . Taha r Moulay de Saïda.

[13] Hang Yin , Experimental Comparison of DPC and VOC Control of a Three-level NPC Grid Connected Converter , 2015 European Union.