

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



UNIVERSITE DE M'SILA



**FACULTE DES SCIENCES ET DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

**COMMANDES NON LINEAIRES D'UN REDRESSEUR
PWM TRIPHASE**

Proposé et dirigé par :

Docteur: S. BARKAT



Présenté par :

BOUZIDI Mansour

BENSAADI Abderrahim

Année Universitaire : 2008 / 2009

Remerciements

Nous rendons nos profondes gratitudee à dieu qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Docteur BARKAT Saïd pour avoir d'abord proposé ce thème, pour son suivi continuuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils.

Nous remercions tous les membres du jury qui acceptent de juger notre travail et pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce dernier.

Un gros merci à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation sans exception.

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Modélisation du redresseur PWM triphasé

I.1. Introduction.....	4
I.2 Caractéristiques des perturbations électriques.....	5
I.3. Perturbations harmoniques de courant.....	5
I.3.1. Origine des harmoniques.....	5
I.3.2. Conséquences des harmoniques.....	6
I.3.2.1. Echauffement.....	6
I.3.2.2. Interférence avec les réseaux de télécommunication.....	6
I.3.2.3. Défauts de fonctionnements de certains équipements électriques.....	6
I.3.2.4. Risque d'excitation de résonance.....	6
I.3.3. Caractéristiques des harmoniques.....	6
I.3.3.1. Taux de distorsion harmonique.....	6
I.3.3.2. Facteur de puissance.....	7
I.3.4. Réglementation.....	8
I.4. Solutions de dépollution des réseaux électriques.....	8
I.4.1. Redresseur <i>PWM</i> triphasé de courant.....	8
I.4.2 Redresseur <i>PWM</i> triphasé de tension.....	9
I.5. Modélisation.....	9
I.5.1. Principe de fonctionnement.....	9
I.6. Présentation vectorielle.....	12
I.7. Modèle mathématique du redresseur <i>PWM</i> triphasé.....	13
I.7.1. Modèle dans le repère (α, β)	14
I.7.2. Modèle dans le repère (d, q)	15
I.8. Calcul des puissances instantanées.....	16
I.9. Dimensionnement des éléments de filtrage.....	18
I.9.1. Dimensionnement du filtre d'entrée (inductance).....	18
I.9.2. Dimensionnement du filtre de sortie (condensateur).....	21
I.10. Conclusion.....	22

Chapitre II : Techniques de commande du Redresseur *PWM* triphasé

II.1 Introduction.....	23
II.2 Commande directe de puissance.....	24
II.2.1 Principe de la commande directe de puissance.....	25

II.2.2 Estimation de la puissance instantanée.....	25
II.2.2.1 démonstration des équations des puissances estimées	26
II.2.3. Estimation de la tension de réseau.....	30
II.2.4. Détermination du secteur.....	31
II.2.5. Régulateur à hystérésis	32
II.2.6. Table de commutation	32
II.2.7. Régulation de la tension continue.....	36
II.2.8. Résultats de simulation.....	37
II.3. Commande directe de puissance basée sur le flux virtuel	40
II.3.1. Estimation du flux virtuel.....	41
II.3.2. Estimation de la puissance instantanée basée sur le flux virtuel	44
II.3.3 Numéro du secteur.....	45
II.3.4. Résultats de simulation.....	46
II.3.5. Interprétations des résultats	49
II.4. <i>DPC</i> avec modulation vectorielle.....	49
II.4.1. Synthèse des régulateurs des puissances	49
II.4.2. Modulation vectorielle <i>SVM</i>	52
II.4.2.1. Principe de la modulation vectorielle	52
II.4.2.2. Calcul des temps d'application.....	53
II.4.2.3. Création des impulsions.....	55
II.4.3. Résultats de simulation.....	56
II.4.4. Interprétations des résultats	59
II.5. Commande par orientation de la tension <i>VOC</i>	59
II.5.1. Synthèse des régulateurs de courant.....	60
II.5.2. Estimation de la tension du réseau	62
II.5.3. Résultats de simulation.....	63
II.6. Commande par orientation du flux virtuel <i>VFOC</i>	65
II.6.1. Synthèse des régulateurs de courant.....	66
II.6.2. Résultats de simulation.....	67
II.6.3. Interprétations des résultats	70
II.7. Conclusion.....	70
 Chapitre III : Commande par retour d'état linéarisante du redresseur <i>PWM</i> triphasé	
III.1. Introduction	71
III.1.1. Outils mathématiques	71
III.1.2. Gradient	72
III.1.3 Dérivée de Lie	72

III.2. Commande linéarisante des systèmes non linéaires	72
III.2.1 Commande linéarisante des systèmes mono-entrée mono-sortie (<i>SISO</i>).....	72
III.2.1.1 Notion de degré relatif	73
III.2.1.2 Conception de la nouvelle commande v	75
III.2.2 Commande linéarisante des systèmes multi-entrée multi-sortie (<i>MIMO</i>)	75
III.2.2.1 Conception du nouveau vecteur de commande v	78
III.2.3 Commande linéarisante du redresseur <i>PWM</i> triphasé	79
III.2.3.1. Commande directe de puissance <i>DPC</i>	79
III.2.3.1.1. Synthèse des régulateurs des puissances et de la tension de sortie .	80
III.2.3.1.1.1. Régulation de la tension de sortie	80
III.2.3.1.1.2 Régulateur des puissances active et réactive	82
III.2.3.1.2. Résultats de simulation	83
III.2.3.1.3. Interprétations des résultats	86
III.2.3.2. Commande par orientation de la tension <i>VOC</i>	86
III.2.3.2.1. Synthèse des régulateurs des courants et de la tension	87
III.2.3.2.1.1. Régulation de la tension de sortie	88
III.2.3.2.1.2. Régulateur des courants i_d et i_q	90
III.2.3.2.2. Résultats de simulation	92
III.2.3.2.3. Interprétations des résultats.....	94
III.3. Commande non-linéaire adaptative.....	94
III.3.1. Introduction	94
III.3.2. Commande adaptative des systèmes <i>SISO</i>	95
III.3.2.1 Cas d'une commande non adaptative	95
III.3.2.2. Cas d'une commande adaptative	96
III.3.3. Commande non linéaire adaptative du redresseur <i>PWM</i>	97
III.3.3.1. Commande <i>DPC-non linéaire adaptative</i>	97
III.3.3.1.1. Résultats de simulation	100
III.3.3.1.2. Interprétations des résultats	103
III.3.3.2. Commande <i>VOC-non linéaire adaptative</i>	103
III.3.3.2.1. Résultats de simulation	105
III.3.3.2.2. Interprétations des résultats	109
III.4. Etude comparative entre les techniques de commande proposées	109
III.5. Conclusion	109
 Chapitre IV : Commande par Backstepping du redresseur <i>PWM</i> triphasé	
IV.1. Introduction	110
IV.2. Commande par backstepping	110

IV.2.1. Principe du backstepping	111
IV.2.2. Exemple	113
IV.3 Commande <i>DPC-backstepping</i> du redresseur <i>PWM</i> triphasé	115
IV.3.1. Synthèse des régulateurs backstepping	115
IV.3.1.1. Régulateur backstepping de la tension continue	117
IV.3.1.2. Régulateur backstepping des puissances	118
IV.3.2. Résultats de simulation	119
IV.3.3. Interprétations	122
IV.4. Commande <i>VOC-backstepping</i> du redresseur <i>PWM</i> triphasé	122
IV.4.1. Synthèse des régulateurs backstepping	122
IV.4.1.1. Régulateur backstepping de la tension continue	124
IV.4.1.2. Régulateur backstepping des courants	125
IV.4.2. Résultats de simulation	126
IV.4.3. Interprétations	128
IV.5. Commande <i>DPC-backstepping</i> adaptative du redresseur <i>PWM</i> triphasé	129
IV.5.1. Synthèse du régulateur backstepping de la tension avec adaptation de la charge...	129
IV.5.2. Résultats de simulation	131
IV.5.3. Interprétations	134
IV.6. Commande <i>VOC-backstepping adaptative</i> du redresseur <i>PWM</i> triphasé	134
IV.6.1. Synthèse du régulateur backstepping de la tension avec adaptation de la charge..	134
IV.6.2 Résultats de simulation	136
IV.6.3. Interprétation	139
IV.7. Conclusion	140
Conclusion générale	141

Annexe**Bibliographie**

LISTE DES SYMBOLES

Symboles

- t : Le temps.
 f : Fréquence du fondamental.
 f_e : Fréquence d'échantillonnage.
 f_s : Fréquence de commutation.
 T_s : Période de hachage.
 ω : Fréquence angulaire.
 θ : Angle de déphasage.
 γ_i : Numéro de secteur.
 R : Résistance de la ligne.
 L : Inductance de la ligne.
 C : Capacité du filtre.
 i_a, i_b, i_c : Les courants de lignes.
 i_α : Composante du vecteur courant de ligne dans le repère stationnaire (α, β) .
 i_β : Composante du vecteur courant de ligne dans le repère stationnaire (α, β) .
 i_d : Composante du vecteur courant de ligne dans le repère tournante (d, q) .
 i_q : Composante du vecteur courant de ligne dans le repère tournante (d, q) .
 $i_{q\ ref}$: Le courant de référence de ligne dans le repère tournante (d, q) .
 e_a, e_b, e_c : Les tensions de lignes.
 e_α : Composante du vecteur tension de ligne dans le repère stationnaire (α, β) .
 e_β : Composante du vecteur tension de ligne dans le repère stationnaire (α, β) .
 e_d : Composante du vecteur tension de ligne dans le repère tournante (d, q) .
 e_q : Composante du vecteur tension de ligne dans le repère tournante (d, q) .
 u_c : Tension à l'entrée du redresseur.
 $u_{c\alpha}$: Composante du vecteur tension convertisseur dans le repère stationnaire (α, β) .
 $u_{c\beta}$: Composante du vecteur tension convertisseur dans le repère stationnaire (α, β) .
 u_{cd} : Composante du vecteur tension convertisseur dans le repère tournante (d, q) .
 u_{cq} : Composante du vecteur tension convertisseur dans le repère tournante (d, q) .
 u_l : Tension au borne de l'inductance.
 v_{dc} : Tension continue.
 $v_{dc\ ref}$: Tension continue de référence.
 I_{rd} : Courant redressé.
 I_{ch} : Courant de charge.
 E_{eff} : La valeur efficace de la tension de réseau.
 E_m : Amplitude des tensions triphasées.
 S_a, S_b, S_c : Etats de commutation du redresseur.

p_j : Perte par effet joule.
 D : Puissance déformante.
 p : Puissance active.
 p_{ref} : La puissance active de référence.
 q : Puissance réactive.
 q_{ref} : La puissance réactive de référence.
 FP : Facteur de puissance
 \bar{S} : Puissance apparente.
 \hat{p} : Puissance active instantanée.
 \hat{q} : Puissance réactive instantanée.
 h_p : Bande d'hystérésis pour la puissance active.
 h_q : Bande d'hystérésis pour la puissance réactive.
 h : Ordre d'harmonique du courant et tension, composantes harmoniques.
 S_p, S_q : L'erreur numérique des puissances.
 $h(x)$: Fonction scalaire lisse.
 $\nabla h(x)$: Gradient d'une fonction scalaire lisse.
 x : Vecteur d'état.
 $L_f h$: Dérivée de Lie.
 $g(x)$: Vecteur de commande de système non linéaire.
 y : Vecteur de sortie.
 v : Vecteur des nouvelles commandes.
 u : Vecteur des commandes.
 r : Degré relatif totale.
 $\zeta(x)$: Fonction de linéarisation.
 $D(x)$: Matrice de découplage de système.
 θ_n : La valeur nominale du paramètre.
 $\hat{\theta}$: Le paramètre estimé.
 γ : Le gain d'adaptation.

Abréviation

THD : Taux de Distorsion Harmonique.
 PWM : Modulation de Largeurs d'Impulsions.
 DPC : Commande Directe de Puissance.
 $DPC - VF$: Commande Directe de Puissance basée sur le Flux Virtuel.
 DTC : Commande Directe du Couple.
 FOC : Commande par Orientation du Flux.
 VOC : Commande par Orientation de la Tension.
 $FVOC$: Commande par Orientation du Flux Virtuel.
 SVM : (On anglais space vector modulation).

Introduction générale

L'évolution technologique rapide qu'a connue l'électronique de puissance dans les quarante dernières années a rendu son utilisation très abondante dans le monde industriel actuel, surtout au niveau de la conversion et du stockage de l'énergie électrique. Dans la plupart des applications (comme, par exemple, les entraînements à moteurs à courant continu ou alternatif, les chargeurs des batteries, les systèmes d'alimentation continue, etc...), l'énergie électrique distribuée par le réseau de transport de l'énergie est convertie sous une autre forme afin de faciliter son exploitation. Cette conversion se fait souvent grâce à des interfaces électroniques qui sont, dans la majorité des cas, des redresseurs à diodes. Ce type d'interfaces se comporte vis-à-vis du réseau d'alimentation comme une charge non linéaire, et la conversion ne peut se faire, par conséquent, sans une dégradation notable de la qualité de l'alimentation, qui se manifeste surtout au niveau des formes d'onde des courants absorbés. La présence d'harmoniques dans le réseau d'alimentation pourrait, d'une part, nuire aux appareils électriques qui y sont branchés (application de surtensions, sur-échauffement et endommagement des appareils) et entraîner, d'autre part, une mauvaise exploitation de l'énergie (pertes excessives dans les lignes de transport). C'est pour cette raison que des normes, telles que *IEEE Standard 519* [1] et *IEC 555-2* [2], qui imposent une limite maximale au taux de distorsion harmonique *THD* des grandeurs électriques caractérisant l'alimentation, existent actuellement. Dans [3], une analyse comparative de ces normes est effectuée, et des critères de conception d'alimentations continues sont également cités.

Plusieurs méthodes de réduction d'harmoniques existent. Ces méthodes sont basées sur des composants passifs, des redresseurs à diodes monophasés et triphasés, des filtres actifs et des redresseurs *PWM*. Ces méthodes peuvent généralement être divisées en deux catégories :

- Dépollution des charges non -linéaires déjà installées.
- Installation non polluante.

Les méthodes traditionnelles de réduction des courants harmoniques impliquent l'utilisation des filtres passifs. Le principe consiste à insérer en amont de la charge un ou plusieurs circuits accordés sur les harmoniques à éliminer. Ainsi, pour filtrer un courant à une fréquence particulière, un filtre résonnant série est placé en parallèle sur le réseau. Cependant, ce type de filtre est très sélectif. Aussi, pour atténuer toute une bande de fréquences, un filtre passe-haut du second ordre est préférable. Le dimensionnement de ces filtres dépend des harmoniques à éliminer, des performances exigées, de la structure du réseau et de la nature des récepteurs. Il est en général plus aisé et moins coûteux de rejeter, par cette technique, les harmoniques de rang élevé que ceux de rangs faibles. Les avantages des filtres passifs sont leurs simplicités et leur faible coût [33].

Mais le filtrage reste une technique délicate. En effet, les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer les performances du filtre. De plus, le réseau peut former un système résonnant avec le filtre et les harmoniques de fréquences voisines de la fréquence de résonance seront amplifiées. Finalement, cette solution, dédiée à une charge et à un réseau, perd de son

efficacité lorsque leurs caractéristiques évoluent. En outre, les variations de la fréquence du fondamental désaccordent le filtre passif [33].

Une alternative aux filtres passifs est l'utilisation du filtre actif qui présente une meilleure dynamique de commande et un contrôle adaptatif des perturbations. Le but de ces filtres est d'engendrer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que les courants ou les tensions du réseau, soient rendus sinusoïdaux. Le filtre actif est connecté en série ou en parallèle suivant qu'il est conçu respectivement pour compenser les tensions ou les courants harmoniques [34].

Une autre technique intéressante de réduction des courants harmoniques est l'utilisation du redresseur *PWM*, qui permet de produire une tension continue à partir d'un réseau alternatif (comme un redresseur à diodes muni d'un filtre) mais en absorbant sur le dit réseau des courants sinusoïdaux et à facteur de puissance unitaire. Deux types de redresseurs existent : à structure de courant et à structure de tension.

Parmi les caractéristiques principales du redresseur *PWM*, on peut citer :

- un flux de puissance bidirectionnel ;
- un courant d'entrée proche d'une forme sinusoïdale ;
- un facteur de puissance égal à l'unité ;
- un faible taux de distorsion harmonique ;
- ajustement et stabilisation de la tension continue appliquée à la charge.

Plusieurs stratégies de contrôle du redresseur *PWM* ont été proposées tel que la commande directe de puissance (*Direct Power Control (DPC)*), la commande directe de puissance basée sur le flux virtuel (*Virtual Flux based Direct Power Control (DPC-VF)*), la commande directe de puissance avec le modulateur *SVM* (*Direct Power Control with Space Vector Modulation, (DPC-SVM)*), la commande par orientation de la tension (*Voltage Oriented Control (VOC)*) et la commande par orientation du flux virtuel (*Virtual Flux Oriented Control (VFOC)*). Ces stratégies de contrôle puissent atteindre le même but global, tel que, un facteur de puissance élevé et un courant de forme pratiquement sinusoïdale, mais leurs principes diffèrent.

L'objectif de ce mémoire est l'amélioration des performances du redresseur *PWM* en introduisant des commandes non linéaires sur les techniques déjà existantes telles que la commande directe de puissance et la commande par orientation de la tension. La commande par retour d'état linéarisante et la commande par backstepping seront l'objet de ce travail.

Ce mémoire, comportant quatre chapitres, qui sont organisés comme suit :

Dans le premier chapitre nous effectuerons une étude sur les perturbations dans le réseau électrique, causées par l'accroissement considérable du nombre de convertisseurs statiques branchés sur ce réseau, ainsi que les solutions présentées pour le dépolluer. La deuxième section de ce chapitre sera consacrée à la modélisation du redresseur *PWM* triphasé.

Dans le deuxième chapitre un ensemble de commandes sans capteurs de la tension du réseau seront proposées pour un contrôle plus performant du redresseur tel que la commande directe de puissance *DPC*, la commande directe de puissance basée sur le flux virtuel *DPC-VF*, la commande directe de puissance avec le modulateur *SVM* (*DPC-SVM*), la commande par orientation de la tension *VOC* et la commande par orientation du flux virtuel *VFOC*.

Le troisième chapitre sera consacré à l'application de la technique de linéarisation au sens des entrées sorties dans la commande du redresseur *PWM* triphasé. Cette commande non linéaire est associée à des stratégies de commande par orientation de la tension (*VOC*) et la commande directe de puissance (*DPC*). Deux variantes de cette technique, l'un non adaptative et l'autre adaptative sont à discuter dans ce chapitre.

Le dernier chapitre sera essentiellement consacré à deux sections, dans la première, nous élaborons une loi de commande par la technique du backstepping, dédié au redresseur *PWM* triphasé associé aux commandes *DPC* et *VOC*. Le problème des variations paramétriques sera traité dans la deuxième section de ce chapitre, où il sera compensé par une commande adaptative backstepping.

Enfin, on terminera par une conclusion générale.

Chapitre I

Modélisation du redresseur PWM triphasé

I.1. Introduction

La théorie classique de l'énergie électrique ne tient compte que des systèmes électriques basés sur des signaux sinusoïdaux. Cependant les signaux électriques présents sur les réseaux (surtout les courants) sont souvent perturbés et ils ne sont pas parfaitement sinusoïdaux. Dans le domaine de la qualité de l'énergie, il est indispensable de bien connaître tous les échanges d'énergie entre le réseau et les différentes charges de façon à pouvoir compenser les éventuelles perturbations.

Dans de nombreux cas, le courant consommé par les charges n'a plus une forme de sinusoïde pure. La distorsion en courant implique une distorsion de la tension dépendant également de l'impédance de la source [4]. Les perturbations dites harmoniques sont causées par l'introduction sur le réseau des charges non-linéaires comme les équipements intégrant de l'électronique de puissance (variateurs, onduleurs, convertisseurs statiques, gradateurs de lumière, postes de soudure). Plus généralement, tous les matériaux incorporant des redresseurs et des électroniques de découpage déforment les courants et créent des fluctuations de tension sur le réseau de distribution. C'est la concentration de nombreux pollueurs en harmoniques qui génère énormément de perturbations sur le réseau [4]. Le concept d'harmonique a été introduit au début du XIX^{ème} siècle par Joseph Fourier, en démontrant que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série de sinusoïdes de fréquences discrètes. La composante zéro de la série de Fourier est dite la composante continue, tandis que la première composante est appelée composante fondamentale. Dans le cas des systèmes raccordés au réseau, celle-ci est une composante à la fréquence nominale du réseau (50Hz). Le reste des composantes de la série sont appelés harmoniques et sont multiples de la fréquence fondamentale.

Dans la première partie de ce chapitre, nous étudierons de façon générale les caractéristiques des perturbations électriques. Plus précisément les perturbations de courant.

Dans la deuxième partie, nous présenterons la modélisation du redresseur et nous comparerons des solutions de compensation de ces perturbations (harmoniques de courant) généralement proposées dans la littérature.

I.2. Caractéristiques des perturbations électriques

Les tensions d'un réseau électrique constituent un système alternatif triphasé, dont la fréquence de base est de 50 Hz ou de 60 Hz . Les paramètres caractéristiques d'un tel système sont les suivants :

- La fréquence.
- L'amplitude des trois tensions.
- La forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde.
- L'équilibre du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage relatif.

La qualité de la tension peut être affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et à l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant un ou plusieurs des quatre paramètres précédemment définis. On a donc quatre possibilités distinctes de perturbations [4]:

- les fluctuations de la fréquence à 50 Hz .
- les variations de l'amplitude.
- la modification de la forme d'onde de la tension.
- la déséquilibre du système triphasé.

Afin de bien spécifier les pollutions des réseaux électriques en basse tension, on va distinguer deux types de perturbations, à savoir les perturbations de courant et celles de tension.

Les courants perturbateurs comme les courants harmoniques, les courants déséquilibrés et la puissance réactive sont majoritairement émis par des charges non linéaires, à base d'électronique de puissance, et/ou déséquilibrées. La puissance réactive peut être aussi consommée par des charges linéaires inductives comme les moteurs asynchrones qui sont largement présent dans les sites industriels [5].

Les perturbations de tension comme les creux, les déséquilibres et les harmoniques de tension trouvent généralement leurs origines dans le réseau électrique lui-même mais parfois également dans les charges [4].

Ces types de perturbation ont des effets très néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller à des échauffements ou l'arrêt des machines tournantes, et même la destruction totale de ces équipements.

Dans ce qui suit, notre étude sera limitée aux perturbations de courant plus précisément les harmoniques de courant engendrées par les redresseurs.

I.3. Perturbations harmoniques de courant

I.3.1. Origine des harmoniques

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de la pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques [4]. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique [6].

Les différents secteurs industriels concernés sont aussi bien du type secondaire (utilisation des gradateurs, des redresseurs, des variateurs de vitesse...), que du type tertiaire (informatique ou éclairage dans les bureaux, commerces,...) ou domestique (téléviseurs, appareils électroménagers en grand nombre).

I.3.2. Conséquences des harmoniques

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités [6], [7] :

I.3.2.1. Echauffement

Les pertes totales par effet Joule sont la somme de celles du fondamental et des harmoniques :

$$p_j = R i^2 = \sum_{h=1}^{\infty} R i_h^2 \quad (\text{I.1})$$

Avec i le courant total, i_h le courant harmonique de rang h qui représente la fondamentale pour $h=1$, et R la résistance traversée par le courant i .

I.3.2.2. Interférence avec les réseaux de télécommunication

Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits importants. Dans le cas de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable [8].

I.3.2.3. Défauts de fonctionnements de certains équipements électriques

En présence des harmoniques, tout appareil dont le fonctionnement est basé sur le passage par zéro des grandeurs électriques (appareils utilisant la tension comme référence) peut être perturbé [9].

I.3.2.4. Risque d'excitation de résonance

Lorsque des batteries de capacité sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance; les fréquences de résonance peuvent devenir assez faibles, et coïncider ainsi avec celles des harmoniques engendrés par les convertisseurs statiques. Dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification des harmoniques [5].

I.3.3. Caractéristiques des harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour chiffrer ces perturbations. Parmi celles-ci les plus utilisées sont :

I.3.3.1. Taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion harmonique en courant, noté :

$$THD_i = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \frac{i_h^2}{i_1^2}} \quad (\text{I.2})$$

Le taux de distorsion harmonique en tension, noté :

$$THD_v = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \frac{v_h^2}{v_1^2}} \quad (I.3)$$

En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 1750 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 de lignes. De plus, les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 1750 Hz , c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 1750 Hz , c'est-à-dire des rangs 2 à 35 [8].

I.3.3.2. 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 [3].

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.1).

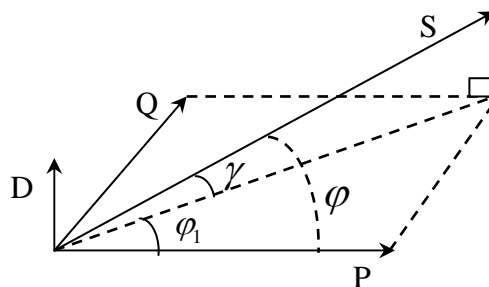


Figure (I.1) : Diagramme de Fresnel des puissances

$$D = 3.v_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{35} i_h^2} \quad (I.4)$$

Le facteur de puissance (FP) devient :

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \varphi_1 \cos \gamma \quad (I.5)$$

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

$$FP = \cos \varphi_1 \quad (I.6)$$

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

I.3.4. Réglementation

Il est d'usage de dire que, dans les installations industrielles, les tensions harmoniques dont le *THD* est inférieur à 5% ne produisent pas d'effet notable. Entre 5% et 7% on commence à observer des effets, et pour plus de 10% les effets sont quasi certains [8].

I.4 Solutions de dépollution des réseaux électriques

Une des solutions intéressantes de réduction des harmoniques est l'utilisation d'un redresseur *PWM* (figure I.2). Deux types de redresseur *PWM* peuvent être utilisés, le redresseur à *PWM* de courant (figure I.3) et le redresseur *PWM* de tension (figure I.4)).

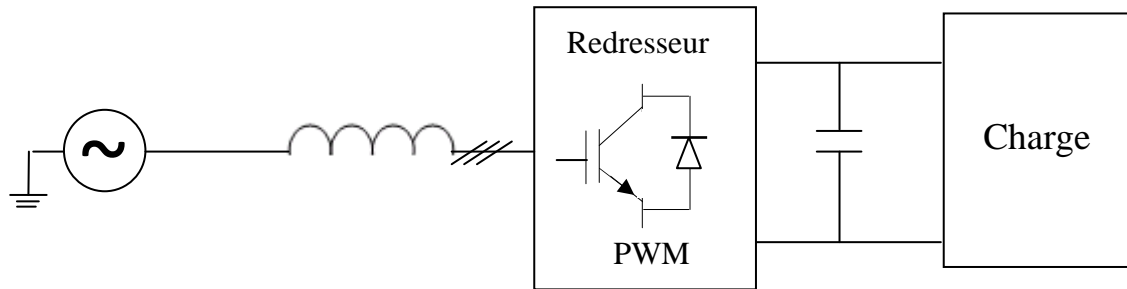


Figure (I.2) : Redresseur PWM

I.4.1. Redresseur PWM triphasé de courant

Dans cette structure (figure I.3)), la source alternative triphasée associée au filtre *RL* se comporte comme un générateur de courant, et la source continue comme un générateur de tension. D'autre part, à la sortie on ajoute une capacité de filtrage pour rendre négligeable l'ondulation de la tension redressée. Les semi-conducteurs utilisés sont des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, tels que les *GTO* et les *IGBT*.

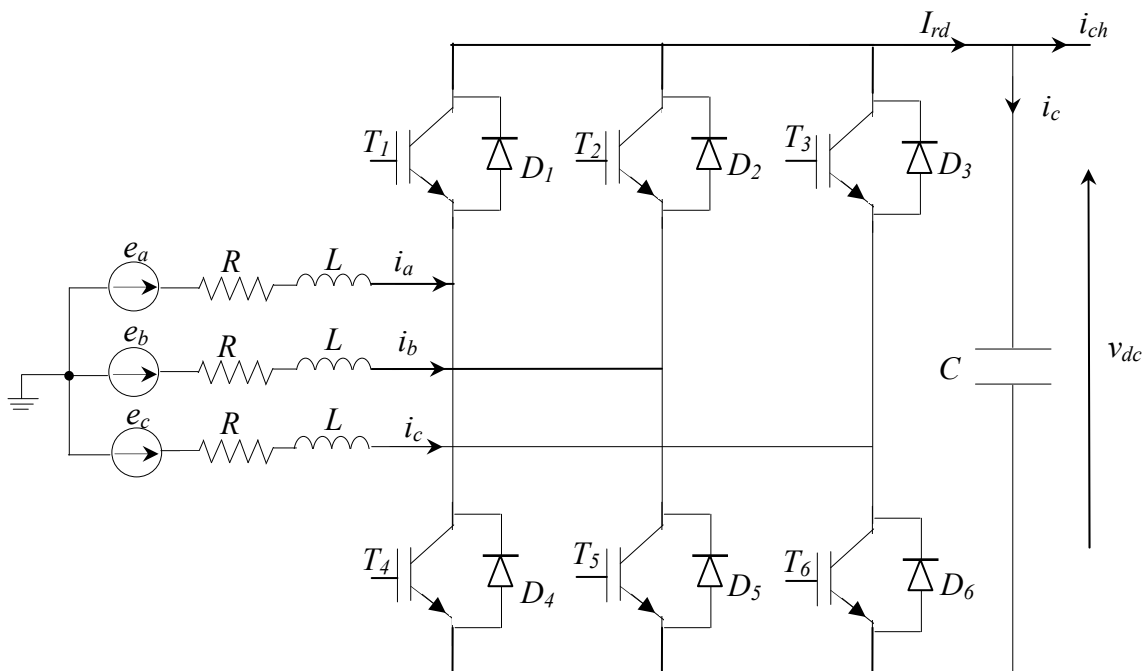


Figure (I.3) : Redresseur PWM de courant

I.4.2 Redresseur PWM triphasé de tension

Dans cette structure (figure (I-4)), la source alternative triphasée associée au filtre RLC se comporte comme un générateur de tension, et la source continue comme un générateur de courant. D'autre part, pour que le redresseur débite un courant constant, on ajoute une inductance de lissage à la sortie de façon à lisser le courant redressé I_{rd} [12].

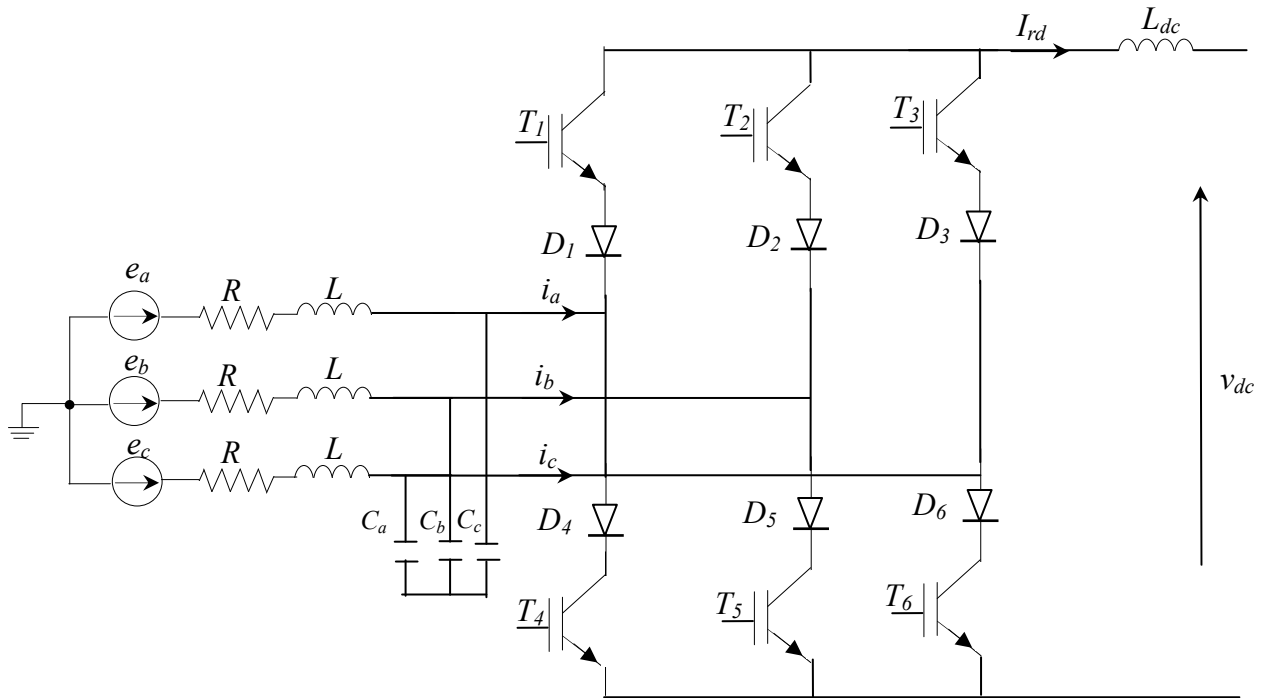


Figure (I.4) : Redresseur PWM de tension

Le redresseur PWM fournit :

- Un flux de puissance bidirectionnel ;
- Un courant de source proche d'une sinusoïde ;
- Réglage du facteur de puissance à l'unité ;
- Un faible $THD < 5\%$.
- Un ajustement et une stabilité de la tension (courant) continu(e).

I.5. Modélisation

I.5.1. Principe de fonctionnement

Dans la suite de ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la structure de courant. Le redresseur PWM donné par la figure (I.5) est constitué de six $IGBT$ avec six diodes antiparallèles pour assurer la continuité du courant. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux, Tel que :

Les tensions de réseau sont :

$$\begin{cases} e_a = E_m \cos(\omega t) \\ e_b = E_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c = E_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.7)$$

Avec :

E_m : Amplitude des tensions du réseau, ω : pulsation de réseau

La figure (I.6) montre le schéma équivalent du redresseur PWM par phase.

Avec :

- R : Résistance de ligne.
- L : Inductance de ligne.
- e : Tension de ligne.
- u_c : Tension d'entrée du redresseur.

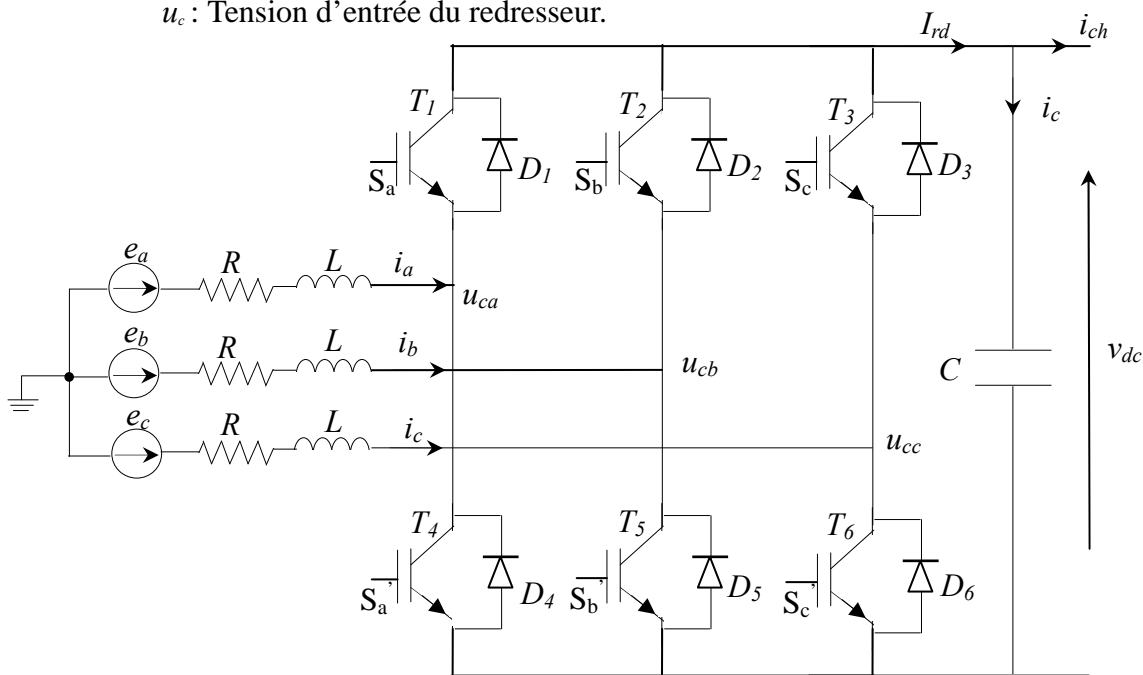


Figure (I.5) : Représentation d'un redresseur PWM triphasé

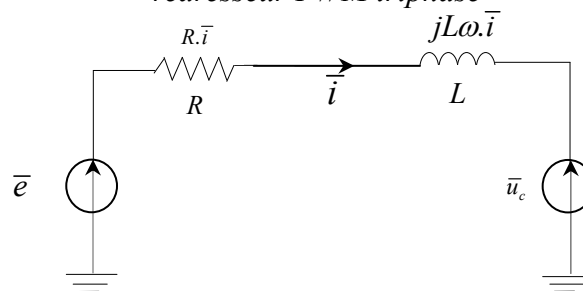


Figure (I.6) : Schéma équivalent d'une seule phase

Les inductances connectées entre l'entrée du redresseur et la ligne, sont une partie intégrée du circuit. Elles fournissent à la source et au redresseur les caractères d'une source de courant et redresseur survolteur respectivement [5]. La chute de tension aux bornes de l'inductance est égale à la différence entre la tension e et la tension u_c . Cette dernière permet le contrôle du courant en phase et en amplitude. La valeur moyenne et le signe du courant redressé sont proportionnels à la puissance active conduite par le redresseur.

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

La figure (I.7) présente le diagramme vectoriel du redresseur triphasé, général et sous un facteur de puissance unitaire.

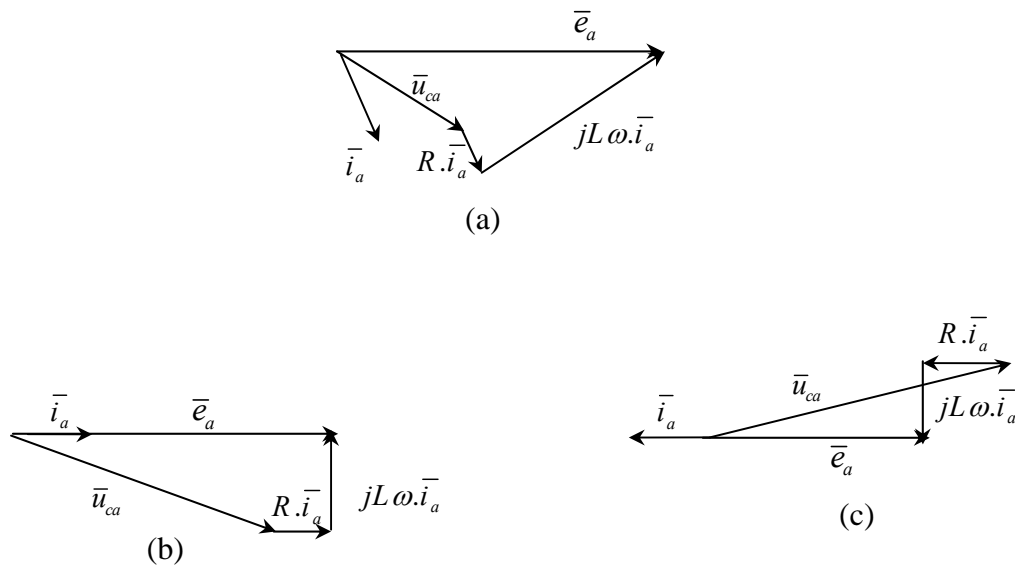


Figure (I.7) : a) Diagramme vectoriel du redresseur PWM général
 b) Facteur de puissance unitaire (courant direct).
 c) Facteur de puissance unitaire (courant inverse).

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs du redresseur montré dans la figure (I.5) dépendent de l'état des signaux de commande (S_a , S_b , S_c), comme ils sont définis ci-dessous :

$$S_a = \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 & T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé} \end{cases}$$

Ainsi, le redresseur peut être représenté par huit états de commutation possibles (Tableau (I.1)). Six vecteurs actifs et deux nuls.

I.6. Présentation vectorielle

La présentation consiste à placer le vecteur de commande dans le référentiel biphasé qui sera obtenu après l'utilisation de la transformation de Clark. Le codage des commutations possibles des interrupteurs peut être effectué sur trois états (S_a, S_b, S_c). Les commandes dans le référentiel (α, β) sont données par le tableau (I.1) qui permet de trouver, pour une combinaison des interrupteurs donnée, le vecteur obtenu dans le référentiel (α, β) ceci donne le polygone de commutation de la figure (I.8) :

S_c	S_b	S_a	u_{ca}	u_{cb}	u_{cc}	$u_{c\alpha}$	$u_{c\beta}$	V_i
0	0	0	0	0	0	0	0	V_0
0	0	1	$\frac{-v_{dc}}{3}$	$\frac{-v_{dc}}{3}$	$\frac{2v_{dc}}{3}$	$\frac{-v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{-v_{dc}}{\sqrt{2}}$	V_5
0	1	0	$\frac{-v_{dc}}{3}$	$\frac{2v_{dc}}{3}$	$\frac{-v_{dc}}{3}$	$\frac{-v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{2}}$	V_3
0	1	1	$\frac{-2v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}$	0	V_4
1	0	0	$\frac{2v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}$	0	V_1
1	0	1	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{-2v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{-v_{dc}}{\sqrt{2}}$	V_6
1	1	0	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{-2v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{2}}$	V_2
1	1	1	0	0	0	0	0	V_7

Tableau (I.1) : Calcul des vecteurs de tension

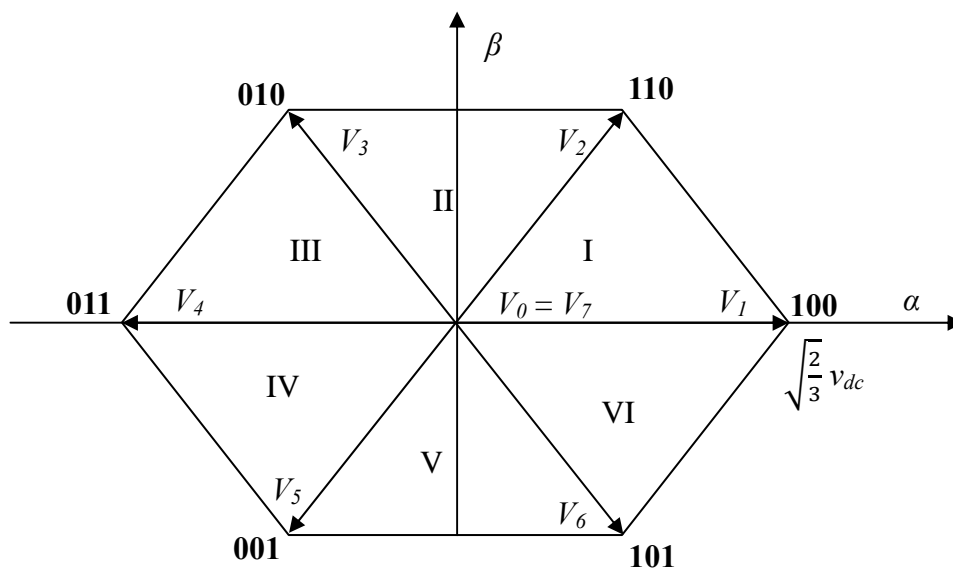


Figure (I.8) : Représentation du polygone de commutation

Les huit vecteurs de tension possibles, sont exprimés par l'équation suivante :

$$V_k = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad \text{avec } k = 0, \dots, 5 \quad (\text{I.8})$$

et $V_0 = V_7 = 0$

I.7. Modèle mathématique du redresseur PWM triphasé

L'équation de tension par phase du redresseur triphasé illustré dans la figure (I.6) est donnée par :

$$\bar{e} = R\bar{i} + L \frac{d\bar{i}}{dt} + \bar{u}_c \quad (\text{I.9})$$

Le courant redressé est donné par :

$$I_{rd} = \begin{bmatrix} S_a & S_b & S_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Alors les équations des trois phases associées à la charge sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_a}{dt} = e_a - u_{ca} - Ri_a \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - u_{cb} - Ri_b \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - u_{cc} - Ri_c \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) - i_{ch} \end{array} \right. \quad (\text{I.11})$$

Où :

(e_a, e_b, e_c) : Les tensions du réseau ;

(i_a, i_b, i_c) : Les courants de ligne ;

(u_{ca}, u_{cb}, u_{cc}) : Les tensions à l'entrée du redresseur ;

(S_a, S_b, S_c) : indique les états des interrupteurs ;

Connaissant l'état de chaque interrupteur, on peut définir la matrice de conversion du redresseur. Les tensions simples (u_{ca}, u_{cb}, u_{cc}) s'expriment par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

En remplaçant l'expression (I.12) dans (I.11), on trouve :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a - \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} v_{dc} - Ri_a \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} v_{dc} - Ri_b \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} v_{dc} - Ri_c \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) - i_{ch} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Avec :

$$\begin{cases} u_{ca} = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} v_{dc} \\ u_{cb} = \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} v_{dc} \\ u_{cc} = \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} v_{dc} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

I.7.1. Modèle dans le repère (α , β)

Pour rendre le modèle du redresseur sous une forme plus simplifiée on utilise la théorie de transformation d'espace de vecteurs du système triphasé au système biphasé virtuel. Ce qui donne :

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = e_\alpha - u_{c\alpha} - Ri_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} = e_\beta - u_{c\beta} - Ri_\beta \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_\alpha i_\alpha + S_\beta i_\beta - i_{ch} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Où :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Et :

$$\begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Les courants sont exprimés par :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Les tensions à l'entrée du redresseur dans le référentiel $(a.b.c)$ sont données par :

$$\begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

En remplaçant (I.14) dans (I.17) en à trouve :

$$\begin{cases} u_{c\alpha} = S_{\alpha} v_{dc} \\ u_{c\beta} = S_{\beta} v_{dc} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Avec :

$$S_{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c), \quad \text{et} \quad S_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \quad (\text{I.21})$$

I.7.2. Modèle dans le repère (d, q) de park

Dans le repère tournant (d,q) , le modèle transformé devient :

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + L\omega i_q + e_d - u_{cd} \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - L\omega i_d + e_q - u_{cq} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_d i_d + S_q i_q - i_{ch} \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

La transformation du système biphasé (I.15) dans le repère (d,q) nécessite d'avoir les relations de transformation des tensions et des courants entre les deux repères :

$$\begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

En remplaçant l'équation (I.20) dans (I.23), on trouve :

$$\begin{cases} u_{cd} = S_d v_{dc} \\ u_{cq} = S_q v_{dc} \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Avec :

$$\begin{aligned} S_d &= S_\alpha \cos \omega t + S_\beta \sin \omega t \\ S_q &= S_\beta \cos \omega t - S_\alpha \sin \omega t \end{aligned} \quad (\text{I.25})$$

Les tensions sont transformées par :

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

Et :

$$\begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

En remplaçant l'équation (I.16) dans (I.26) :

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} E_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

Les courants sont transformés par :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

I.8. Calcul des puissances instantanées

La puissance active instantanée est définie par le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne. Par contre, la puissance réactive est définie par le produit vectoriel entre eux.

La puissance apparente complexe \bar{S} peut être exprimée par l'expression suivante [15] :

$$\begin{aligned} \bar{S} &= p + jq \\ \bar{S} &= e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c + \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_a) i_a + (e_c - e_a) i_b + (e_a - e_b) i_c] \end{aligned} \quad (\text{I.30})$$

Calcul dans le repère (α, β)

Les tensions dans le référentiel $(a.b.c)$ sont données par :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

Pour les courants :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

En remplaçant (I.31) et (I.32) dans (I.30) on trouve :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

Dans le coté continu, on a :

$$p = v_{dc} \cdot I_{rd} \quad (\text{I.34})$$

De (I.33) et (I.34), le courant redressé est calculé par :

$$I_{rd} = \frac{e_\alpha \cdot i_\alpha + e_\beta \cdot i_\beta}{v_{dc}} \quad (\text{I.35})$$

Pour trouver le modèle d'état du redresseur *PWM* triphasé dans les coordonnées stationnaires, en remplaçant l'équation (I.35) dans (I.15), on trouve :

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L} (e_\alpha - u_{c\alpha} - Ri_\alpha) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L} (e_\beta - u_{c\beta} - Ri_\beta) \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{e_\alpha \cdot i_\alpha + e_\beta \cdot i_\beta}{C \cdot v_{dc}} - \frac{v_{dc}}{R_{ch}} \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

Calcul dans le repère (d, q)

Les relations entre les tensions et les courants dans les deux repères (α, β) et (d, q) sont exprimées par :

Pour les tensions :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

Pour les courants :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

En remplaçant (I.37) et (I-38) dans (I.33) on trouve :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d & e_q \\ e_q & -e_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.39})$$

Le courant redressé dans le repère (d, q) est donné par :

$$I_{rd} = \frac{e_d \cdot i_d + e_q \cdot i_q}{v_{dc}} \quad (\text{I.40})$$

Pour trouver le modèle d'état du redresseur *PWM* triphasé dans les coordonnées synchrones, on remplacé (I.40) dans (I.22), ce qui donne :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L}(e_d - u_{cd} - Ri_d) - \omega i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L}(e_q - u_{cq} - Ri_q) + \omega i_d \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{e_d \cdot i_d + e_q \cdot i_q}{C \cdot v_{dc}} - \frac{v_{dc}}{R_{ch}} \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

I.9. Dimensionnement des éléments de filtrage

I.9.1. Dimensionnement du filtre d'entrée (inductance)

L'impédance interne du réseau n'est jamais nulle. La ligne de transport est de nature inductive. Or, le redresseur se comporte comme un générateur de tensions harmoniques qui créent des courants harmoniques via l'impédance du réseau que l'on considèrera, dans le spectre des hautes fréquences, comme une inductance pure L (figure (I.9), $R = 0$). Toute propagation de ces

courants harmoniques produit sur le réseau des chutes de tensions et augmente les pertes dans la ligne [4].

Il est donc souvent nécessaire d'atténuer l'amplitude de ces courants par l'utilisation d'un filtre placé au plus près du redresseur. La valeur de l'inductance d'entrée résulte d'un compromis entre :

- La minimisation de la chute de tension à la fréquence du réseau.
- La minimisation de l'ondulation du courant absorbé par le redresseur à la fréquence de découpage.

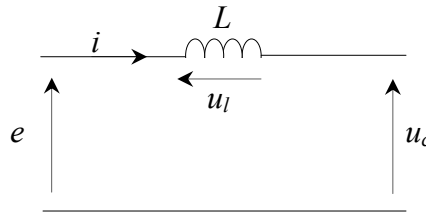


Figure (I.9) : Diagramme d'une phase du réseau avec filtre d'entrée

L'équation (I.42), exprimée en valeurs efficaces, montre la chute de tension dans le filtre d'entrée à fréquence fondamentale :

$$U_l = L \omega I \quad (\text{I.42})$$

Ainsi, la chute de tension maximale $U_{l \max}$ impliquera une valeur maximale de l'inductance L_{\max}

$$L_{\max} = \frac{U_{l \max}}{\omega I} \quad (\text{I.43})$$

Le courant sera maximum pour un facteur de puissance unitaire, on a :

$$I = \frac{P_{ch}}{3E_{eff}} \quad (\text{I.44})$$

Où : $U_{l \max} \ll E_{eff}$, E_{eff} : la valeur efficace de la tension du réseau ;
 I : la valeur efficace du courant nominal ;
 P_{ch} : la puissance nominale consommée par la charge ;

A hautes fréquences, nous pouvons considérer que, sur une période de découpage, la tension du réseau est constante [23], noté comme: $e = e_0$.

D'après la figure (I.10), la chute de tension dans l'inductance peut être exprimée comme suit:

$$u_l = e_0 - u_c \quad (\text{I.45})$$

Puisque la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle, la valeur moyenne de la tension du réseau sur une période de découpage est donnée comme suit:

$$e_0 = \frac{2\alpha}{3}v_{dc} \quad (\text{I.46})$$

D'autre part, l'ondulation du courant est liée à la tension instantanée à l'entrée du redresseur u_c . Dans la figure (I.10), l'ondulation est tracée pour la valeur instantanée maximale de u_c soit $2v_{dc}/3$ (tableau (I.1)).

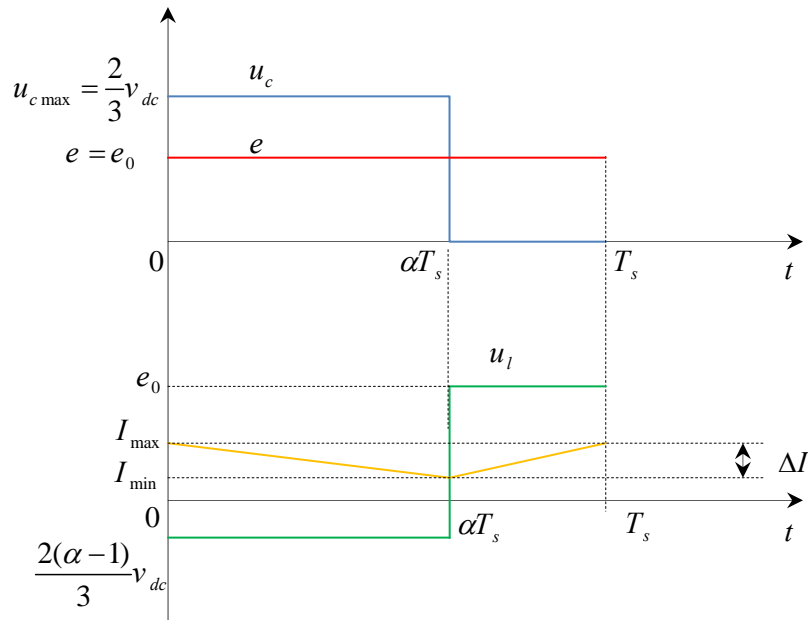


Figure (I.10) : Ondulation du courant pendant une période de commutation

L'ondulation du courant est calculée par l'expression suivante :

$$\Delta I = \frac{2v_{dc}(1-\alpha)\alpha T_s}{3L} \quad (\text{I.47})$$

D'après l'équation (I.47), l'ondulation du courant sera maximale pour $\alpha = 1/2$. Dans ce cas, la valeur de l'inductance minimale est donnée par :

$$L_{\min} = \frac{v_{dc}T_s}{6\Delta I_{\max}} \quad (\text{I.48})$$

Finalement, on doit choisir une valeur pour l'inductance entre les deux valeurs extrêmes L_{\min} et de L_{\max} .

Pour notre cas, on a :

$$T_s = 10^{-4} \text{ s}, p_{ch} = \frac{v_{dc}^2}{R_{ch\ n}}, R_{ch\ n} = 100\Omega, v_{dc} = 600\text{V}, E_{eff} = 220\text{V}, \Delta I_{\max} = 13.5\% I_m, U_{l\max} = 8.5\% E_{eff}$$

A partir des données ci-dessus on trouve : $L_{min}=9.5$ mH et $L_{max}=11$ mH, alors que la valeur de l'inductance choisie est $L = 10$ mH.

I.9.2. Dimensionnement du filtre de sortie (condensateur)

Le condensateur a une importance capitale dans le montage du fait qu'il stocke l'énergie nécessaire pour le système. Par conséquent, la conception de ce composant dépendra de l'application et aura habituellement un effet significatif sur le poids, la taille et le coût final [12].

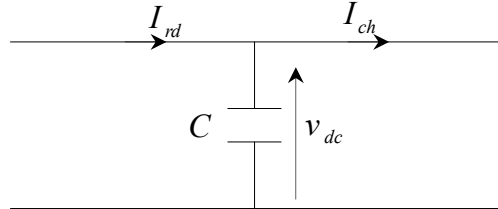


Figure (I.11) : Filtre de sortie

Le courant dans le condensateur est donné par :

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = I_{rd} - I_{ch} \quad (I.49)$$

Considérant l'énergie stockée dans le condensateur donnée comme suit :

$$W = \frac{1}{2} C \cdot v_{dc}^2 \quad (I.50)$$

Sa variation peut être exprimée comme :

$$\frac{dW}{dt} = C \cdot v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (I.51)$$

Tenant compte de cette expression et multipliant (I.51) par v_{dc} , il est possible d'obtenir l'équation d'équilibre des puissances suivante :

$$\frac{dW}{dt} = p_c - p_{ch} = \Delta p \quad (I.52)$$

Où :

- p_c : la puissance active à la sortie du redresseur ;
- p_{ch} : la puissance active consommée par la charge ;

A partir des équations (I.51), (I.52) et pour une variation maximale de la tension continue $\Delta v_{dc \max}$, la valeur du condensateur peut être approchée comme suit :

$$C \geq \frac{\Delta p \cdot \Delta t}{\Delta v_{dc \max} \cdot v_{dc}} \quad (I.53)$$

Où Δt : est le retard du temps requis par la commande pour ajuster la puissance sortante p_{ch} à la nouvelle puissance entrante p_c .

Pour notre cas on a :

$$\Delta p_{ch} = 5\% \times p_{ch}, \Delta v_{dc \max} = 5\% \times v_{dc}, v_{dc} = 600V$$

Pour $\Delta t = 0.2s$, on trouve :

$$C \geq 2mF \tag{I.54}$$

La valeur de la capacité adoptée de notre application est $C = 5mF$.

I.10. Conclusion

Après avoir montré influences des perturbations harmoniques sur les réseaux de distribution, nous avons présenté un moyen de les réduire. La solution adoptée, dans ce travail, est le redresseur utilisant la technique de commande *PWM*.

Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude théorique sur les redresseurs *PWM* de façon générale. Nous avons s'intéressé particulièrement au développement du modèle mathématique du redresseur *PWM* triphasé de courant. Ce modèle sera de grande utilité pour la conception des algorithmes de commande pour le redresseur proposé.

Chapitre II

Techniques de commande du Redresseur PWM triphasé

II.1. Introduction

Le contrôle du redresseur *PWM* peut être considéré comme un problème dual avec la commande d'un onduleur *PWM* [11], [12]. Plusieurs stratégies de contrôle ont été proposées dans les travaux récents pour ce type de convertisseur *PWM*. Bien que ces stratégies de contrôle puissent atteindre le même but global, tel que un facteur de puissance élevé et un courant de forme proche sinusoïdale, mais leurs principes diffèrent.

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 statiques par la boucle interne de contrôle de courant. Ces commandes sont devenues très connues et par conséquent elles sont développées et améliorées [13], [14], [15], [16], [17]. La configuration finale et les performances de la commande *VOC* dépendent largement de la qualité de la stratégie de contrôle du courant [18].

Les commandes directes de puissance *DPC* et *DPC-VF*, sont basées sur le contrôle instantané des puissances active et réactive [19], [20]. Dans cette technique de commande il n'y a ni boucle interne de contrôle de courant ni bloc de modulation, dans ce cas les états des interrupteurs du redresseur sont sélectionnés à partir d'une table de commutation basée sur les erreurs instantanées entre les puissances active et réactive estimées et leurs valeurs de références.

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

Dans ce chapitre nous nous intéressons à une des solutions qui est le redresseur *PWM* et le choix de sa commande. Pour cette dernière, des nouvelles commandes sans capteurs de tension de lignes sont proposées pour un contrôle plus performant du redresseur tel que la commande directe de puissance *DPC*, la commande directe de puissance basée 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*.

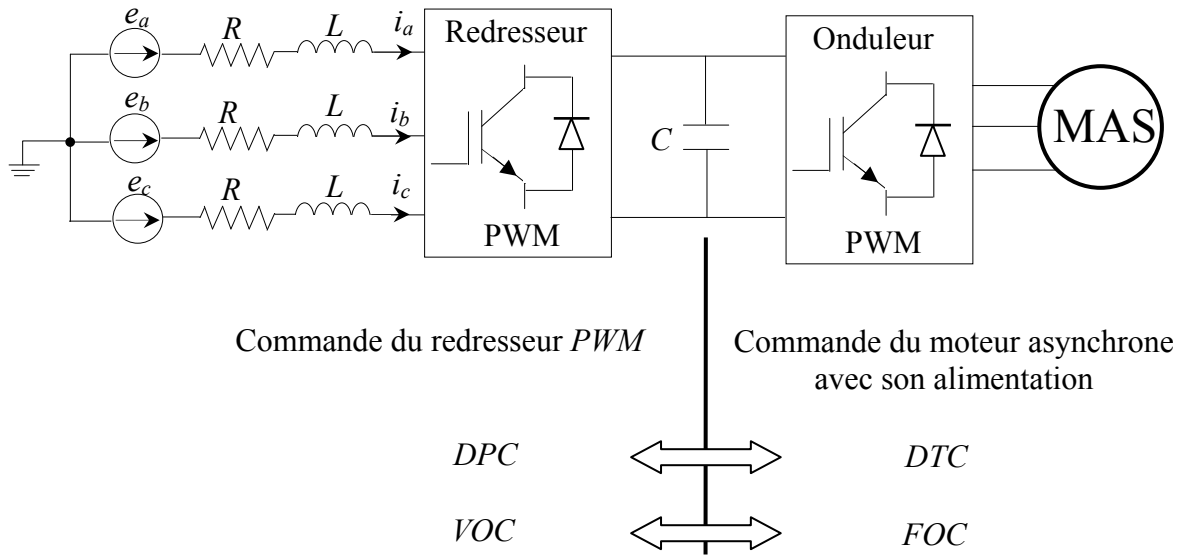


Figure (II.1) : Relation entre le contrôle des redresseurs PWM et les onduleurs PWM alimentant un moteur asynchrone

Les nouvelles techniques de contrôle des redresseurs PWM sans capteurs de tension de lignes, peuvent être généralement classifiées en deux classes [21] (figure (II.2)) :

- Techniques basées sur l'estimation de la tension.
- Techniques basées sur l'estimation du flux virtuel.

Les méthodes basées sur la tension de ligne estimée et celles basées sur le flux virtuel estimé correspondent par analogie au contrôle des machines à courant alternatif.

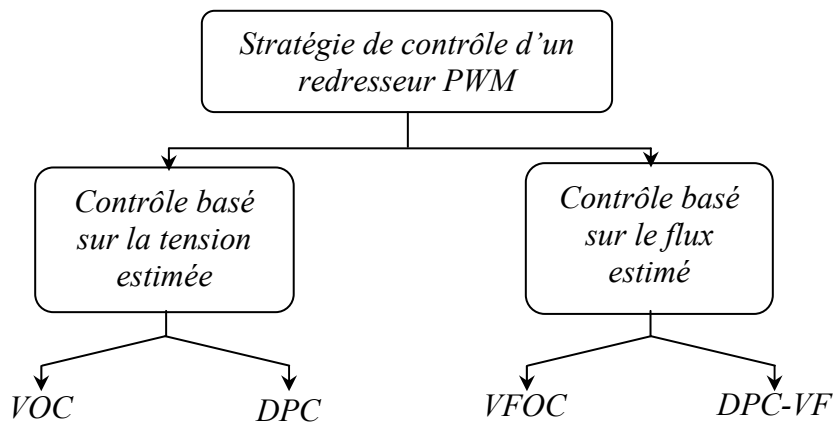


Figure (II.2) : Classification des méthodes de contrôle d'un redresseur PWM

II.2. Commande directe de puissance DPC

L'idée principale de la commande directe de puissance (DPC) proposée initialement par *Ohnishi (1991)* et développée ensuite par *Noguchi et Takahachi en 1998*, est similaire à la commande directe du couple (DTC) des machines asynchrones. Au lieu du flux et du couple, les puissances

active (p) et réactive (q) instantanées sont choisies comme deux grandeurs à contrôler (figure (II.3)).

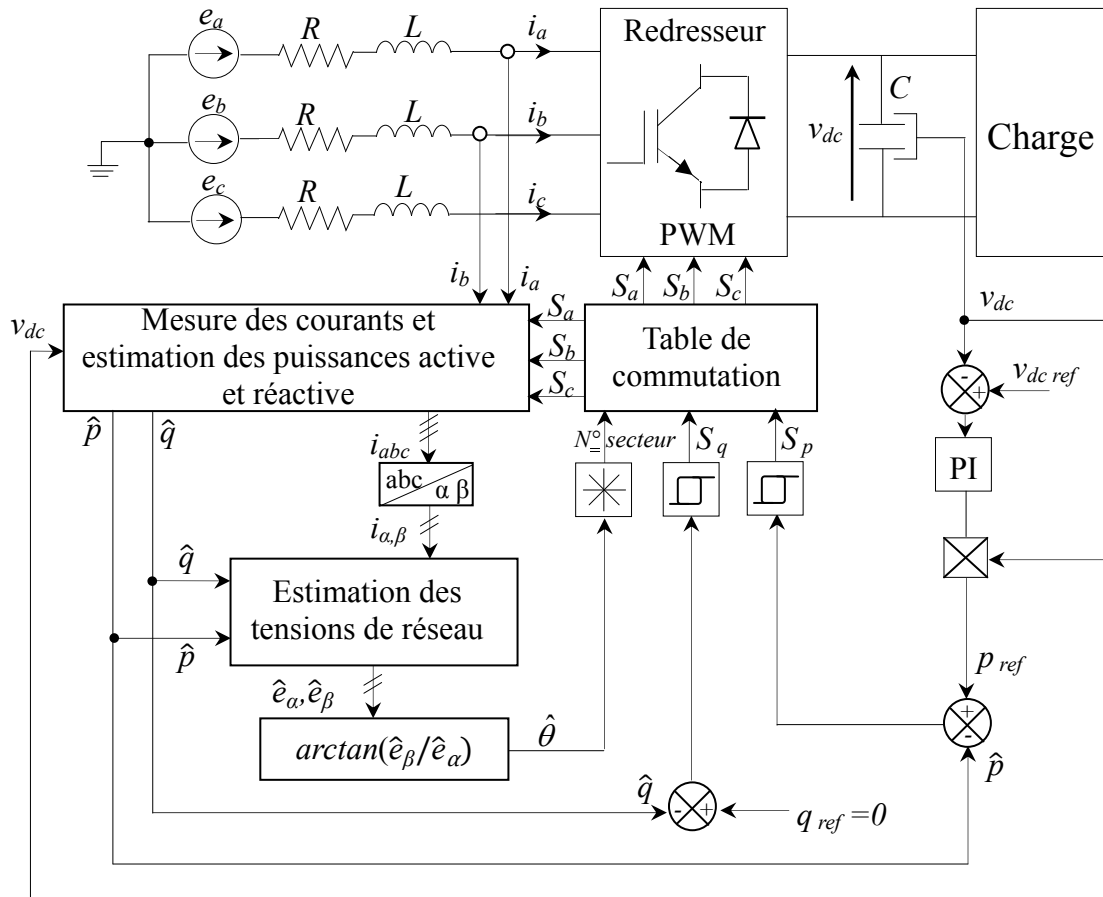


Figure (II.3) : Configuration générale de la commande DPC

II.2.1 Principe de la commande directe de puissance

La figure (II.3) montre la configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension pour un redresseur PWM triphasé.

La DPC consiste à sélectionner un vecteur de commande d'après une table de commutation. Cette dernière est fondée sur les erreurs numérisées S_p , S_q des puissances active et réactive instantanées, fournies par les régulateurs à hystérésis à deux 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 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 [22].

II.2.2 Estimation de la puissance instantanée

La puissance active instantanée est définie par le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne. Alors que, la puissance réactive est définie par le produit vectoriel entre eux [21].

La puissance apparente complexe \bar{S} peut être exprimée par l'expression suivante [21] :

$$\begin{aligned}\bar{S} &= p + jq \\ \bar{S} &= e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c + \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_a) i_a + (e_c - e_a) i_b + (e_a - e_b) i_c]\end{aligned}\quad (\text{II.1})$$

Sachant que :

e : Tension instantanée du réseau.

i : Courant instantané de ligne.

j : Désigne la partie imaginaire.

Cependant, l'expression (II.1) exige la connaissance des tensions du réseau. De ce fait, il faut exprimer les puissances par à autres expressions indépendantes des tensions du réseau.

Alors, les expressions qui donnent l'estimation des puissances active et réactive instantanées sans capter les tensions sont comme suit [21]:

$$\hat{p} = L \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + v_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (\text{II.2})$$

$$\hat{q} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - v_{dc} (S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)) \right] \quad (\text{II.3})$$

La première partie des deux expressions représente la puissance dans les inductances de ligne. En notant ici que les résistances internes de ces inductances sont négligeables car la puissance active dissipée dans ces résistances est en faite beaucoup plus faible devant la puissance mise en jeu.

Cependant, la deuxième partie représente la puissance de sortie du redresseur. On peut voire que les deux équations (II.2) et (II.3) sont fonction des états des interrupteurs S_a , S_b , S_c , et aussi la connaissance de l'inductance de ligne L est nécessaire pour réaliser l'estimation des puissances.

II.2.2.1. Démonstration des équations des puissances estimées

Démontrons l'équation (II.3) :

$$q = q_l + q_c \quad (\text{II.4})$$

Tel que :

q : la puissance réactive totale du réseau ;

q_l : la puissance réactive au bornes de la bobine ;

q_c : la puissance réactive à l'entrée du redresseur ;

On sait que la puissance réactive est égale au produit vectoriel entre la tension et le courant
Donc :

$$q_l = u_l \times i \quad (\text{II.5})$$

Tel que : u_l la tension aux bornes des inductances, i le courant de ligne.

$$u_l = \begin{bmatrix} u_{la} \\ u_{lb} \\ u_{lc} \end{bmatrix}, \quad i = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Ce qui donne :

$$q_l = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ u_{la} & u_{lb} & u_{lc} \\ i_a & i_b & i_c \end{vmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Et donc :

$$q_l = \vec{i} \cdot (u_{lb} \cdot i_c - u_{lc} \cdot i_b) - \vec{j} \cdot (u_{la} \cdot i_c - u_{lc} \cdot i_a) + \vec{k} \cdot (u_{la} \cdot i_b - u_{lb} \cdot i_a) \quad (\text{II.7})$$

Puisque le système est équilibré :

$$\begin{aligned} u_{lb} &= -u_{la} - u_{lc} \\ i_b &= -i_a - i_c \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

En remplaçant (II.8) dans (II.7), on aura :

$$q_l = (u_{la} \cdot i_c - u_{lc} \cdot i_a) \cdot (-\vec{i} + \vec{j} - \vec{k}) \quad (\text{II.9})$$

Donc le module de q_l est :

$$q_l = \sqrt{3} \cdot (u_{la} \cdot i_c - u_{lc} \cdot i_a) \quad (\text{II.10})$$

Puisque :

$$\begin{cases} u_{la} = L \frac{di_a}{dt} \\ u_{lc} = L \frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Donc :

$$q_l = \sqrt{3} \cdot L \left(\frac{di_a}{dt} \cdot i_c - \frac{di_c}{dt} \cdot i_a \right) \quad (\text{II.12})$$

La puissance réactive à l'entrée du redresseur est donnée par :

$$q_c = u_c \times i \quad (\text{II.13})$$

Tel que : u_c la tension à l'entrée du redresseur.

Avec :

$$\mathbf{u}_c = \begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Ce qui donne :

$$q_c = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ u_{ca} & u_{cb} & u_{cc} \\ i_a & i_b & i_c \end{vmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Donc :

$$q_c = \vec{i} \cdot (u_{cb} i_c - u_{cc} i_b) - \vec{j} \cdot (u_{ca} i_c - u_{cc} i_a) + \vec{k} \cdot (u_{ca} i_b - u_{cb} i_a) \quad (\text{II.15})$$

Puisque le système est équilibré :

$$\begin{aligned} u_{cb} &= -u_{ca} - u_{cc} \\ i_b &= -i_a - i_c \end{aligned} \quad (\text{II.16})$$

L'équation (II.16) remplacée dans (II.15) donne :

$$q_c = (u_{ca} i_c - u_{cc} i_a) \cdot (-\vec{i} + \vec{j} - \vec{k}) \quad (\text{II.17})$$

Donc le module de q_c sera :

$$q_c = \sqrt{3} \cdot (u_{ca} i_c - u_{cc} i_a) \quad (\text{II.18})$$

D'après la matrice de conversion :

$$\begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

On aura :

$$q_c = \sqrt{3} \cdot \frac{v_{dc}}{3} [(2S_a - S_b - S_c)i_c - (-S_a - S_b + 2S_c)i_a] \quad (\text{II.20})$$

Donc :

$$q_c = \frac{\sqrt{3}v_{dc}}{3} [S_a(2i_c + i_a) + S_b(i_a - i_c) + S_c(-2i_a - i_c)] \quad (\text{II.21})$$

L'équilibre en courant nous permet d'écrire :

$$q_c = -\frac{\sqrt{3}v_{dc}}{3} [S_a(i_b - i_c) + S_b(i_c - i_a) + S_c(i_a - i_b)] \quad (\text{II.22})$$

Donc la puissance réactive totale :

$$\hat{q} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - v_{dc} (S_a(i_b - i_c) + S_b(i_c - i_a) + S_c(i_a - i_b)) \right] \quad (\text{II.23})$$

Démontrons l'équation (II.2) :

$$p = p_l + p_c \quad (\text{II.24})$$

Tel que :

- p : la puissance active totale du réseau.
- p_l : la puissance active des inductances.
- p_c : la puissance active à l'entrée du redresseur.

On sait que la puissance active est égale au produit scalaire entre la tension et le courant donc :

$$p_l = u_l \cdot i \quad (\text{II.25})$$

Donc on aura :

$$p_l = u_{la} \cdot i_a + u_{lb} \cdot i_b + u_{lc} \cdot i_c \quad (\text{II.26})$$

Ce qui donne :

$$p_l = L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) \quad (\text{II.27})$$

La puissance active à la sortie du redresseur est donnée par :

$$p_c = v_{dc} \cdot I_{rd} \quad (\text{II.28})$$

Avec :

$$I_{rd} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (\text{II.29})$$

Donc :

$$p_c = v_{dc} \cdot (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (\text{II.30})$$

Alors :

$$\hat{p} = L \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + v_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (\text{II.31})$$

II.2.3 Estimation de la tension du réseau

Le calcul du numéro du secteur est basé sur la connaissance de la position du vecteur tension, donc l'estimation de la tension de ligne est essentielle.

L'expression suivante donne les courants de ligne i_a, i_b, i_c dans les coordonnées stationnaire α - β :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

La puissance active peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\hat{p} = \bar{e}_{(abc)} \cdot \bar{i}_{(abc)} = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \quad (\text{II.33})$$

De même la puissance réactive peut s'écrire comme suit :

$$\hat{q} = \bar{e}_{(abc)} \times \bar{i}_{(abc)} = e_\beta \cdot i_\alpha - e_\alpha \cdot i_\beta \quad (\text{II.34})$$

On peut écrire les deux équations (II.33) et (II.34) sous une forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

La tension peut être estimée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Si on note les composants \hat{e}_α et \hat{e}_β comme des projections du vecteur tension \hat{e} sur les axes α et β respectivement, alors les trois vecteurs de tension dans le plant triphasé peuvent être représentés par un seul vecteur de tension \hat{e} dans le plan diphasé α, β qui tourne avec la

pulsation $\omega = 2\pi f$ dans un cercle de rayon $\sqrt{\frac{3}{2}} E_m$, (figure (II.4))

Où :

f : fréquence du réseau.

E_m : l'amplitude de tensions triphasées.

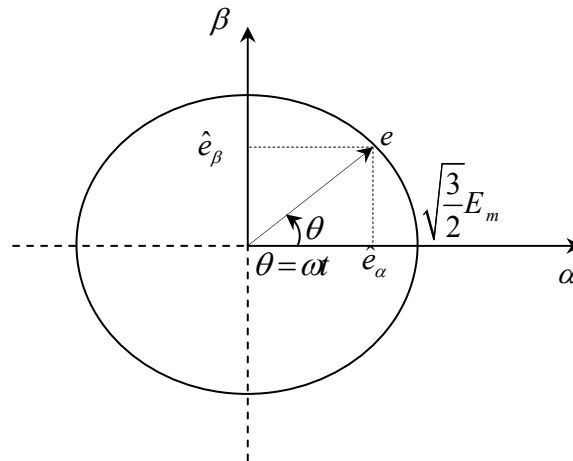


Figure (II.4) : Vecteur tension estimé dans le plan (α, β)

II.2.4. Détermination du secteur

La connaissance du secteur de la tension estimée est nécessaire pour déterminer les états de commutation optimale. Pour cela, le plan de travail (α, β) est divisé en 12 secteurs (figure (II.5)), ces derniers peuvent être déterminés par la relation suivante [21] :

$$(n-2)\frac{\pi}{6} < \gamma_n < (n-1)\frac{\pi}{6}, \quad n = 1, \dots, 12 \quad (\text{II.37})$$

Où : n est le numéro du secteur

Le numéro du secteur est déterminé instantanément par la position de vecteur tension donnée par :

$$\hat{\theta} = \text{Arctg} \left(\frac{\hat{e}_\beta}{\hat{e}_\alpha} \right) \quad (\text{II.38})$$

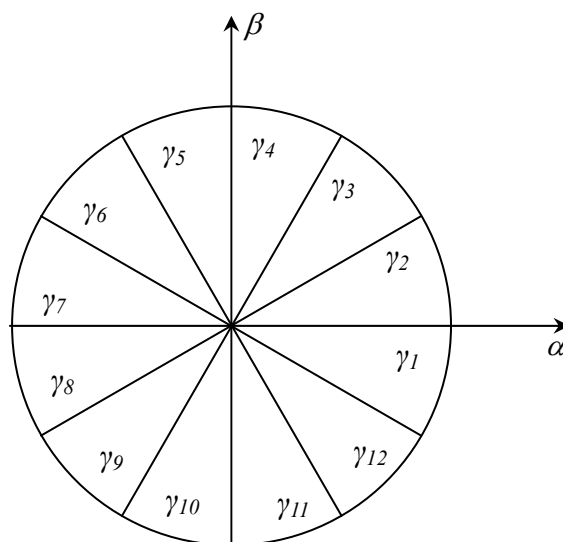


Figure (II.5) : Plant (α, β) divisé en 12 secteurs

II.2.5. Régulateur à hystérésis

La grande simplicité de l'implémentation du comparateur à deux niveaux est dernière le choix de ce type de régulateur. De plus, les considérations énergétiques sur le redresseur imposent un nombre restreint de commutations. Or, pour une même largeur d'hystérésis de contrôle, le comparateur à deux niveaux nécessitera un nombre moins élevé de commutations [19].

La largeur de la bande des régulateurs à hystérésis a un effet considérable sur les performances du redresseur. En particulier, la distorsion du courant harmonique, et la fréquence de commutation moyenne du redresseur. Le contrôleur proposé dans la *DPC* classique c'est un régulateur à deux niveaux pour les puissances active et réactive.

Les sorties des régulateurs à hystérésis données par les variables booléennes S_p et S_q , indiquent les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs des puissances suivant la logique ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 p_{ref} - \hat{p} > h_p &\Rightarrow S_p = 1 \\
 p_{ref} - \hat{p} < -h_p &\Rightarrow S_p = 0 \\
 q_{ref} - \hat{q} > h_q &\Rightarrow S_q = 1 \\
 q_{ref} - \hat{q} < -h_q &\Rightarrow S_q = 0
 \end{aligned}
 \tag{II.39}$$

Où h_p , h_q sont les écarts des régulateurs à d'hystérésis à deux niveaux.

II.2.6. Table de commutation

Les signaux numériques d'erreurs S_p et S_q et le numéro du secteur de travail sont les entrées de la table de commutation, où les états de commutations S_a , S_b et S_c du redresseur *PWM* sont mémorisés.

L'état optimum de commutation du redresseur peut être choisi à chaque état de commutation selon la combinaison des signaux numériques S_p , S_q et le numéro du secteur. C'est-à-dire, que le choix de l'état optimum de commutation est effectué de sorte que l'erreur de la puissance active puisse être restreinte dans une bande à hystérésis de largeur $2h_p$, et de même pour l'erreur de la puissance réactive, avec une bande de largeur $2h_q$.

L'expression des courants dans le repaire α , β est donnée par :

$$\begin{aligned}
 \frac{di_\alpha}{dt} &= \frac{1}{L}(e_\alpha - u_{c\alpha} - Ri_\alpha) \\
 \frac{di_\beta}{dt} &= \frac{1}{L}(e_\beta - u_{c\beta} - Ri_\beta)
 \end{aligned}
 \tag{II.40}$$

Le vecteur courant de ligne $\begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T$ peut être commandé par le choix de vecteur de tension approprié à l'entrée du redresseur. Le changement du courant de ligne dépend par la tension du réseau $e_{\alpha\beta}$, par le choix de vecteur de tension à l'entrée du redresseur $u_{c\alpha\beta}$, et par les courants mesurés $i_{\alpha\beta}$. Le paramètre R est pratiquement négligé, c'est une première approximation de (II.40) qui peut être adoptée [23]. L'équation (II.40) devient donc :

$$\begin{aligned}\frac{di_\alpha}{dt} &= \frac{1}{L}(e_\alpha - u_{c\alpha}) \\ \frac{di_\beta}{dt} &= \frac{1}{L}(e_\beta - u_{c\beta})\end{aligned}\quad (\text{II.41})$$

Les dérivées des puissances active et réactive dans le repère α, β sont données par :

$$\begin{aligned}\frac{dp}{dt} &= \frac{de_\alpha}{dt}i_\alpha + e_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + \frac{de_\beta}{dt}i_\beta + e_\beta \frac{di_\beta}{dt} \\ \frac{dq}{dt} &= \frac{de_\beta}{dt}i_\alpha + e_\beta \frac{di_\alpha}{dt} - \frac{de_\alpha}{dt}i_\beta - e_\alpha \frac{di_\beta}{dt}\end{aligned}\quad (\text{II.42})$$

Si la fréquence de commutation est assez élevée, le changement de la tension du réseau peut être négligé [23]. La dynamique de la puissance active et réactive peut être donnée comme suit :

$$\begin{aligned}\frac{dp}{dt} &= e_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + e_\beta \frac{di_\beta}{dt} \\ \frac{dq}{dt} &= e_\beta \frac{di_\alpha}{dt} - e_\alpha \frac{di_\beta}{dt}\end{aligned}\quad (\text{II.43})$$

En remplaçant l'équation (II.41) dans (II.43), la dynamique des puissances devient :

$$\begin{aligned}\frac{dp}{dt} &= \frac{1}{L}(e_\alpha^2 + e_\beta^2) - \frac{1}{L}(e_\alpha \cdot u_{c\alpha} + e_\beta \cdot u_{c\beta}) \\ \frac{dq}{dt} &= \frac{1}{L}(e_\alpha \cdot u_{c\beta} - e_\beta \cdot u_{c\alpha})\end{aligned}\quad (\text{II.44})$$

Pour commander la puissance active et réactive il y a huit vecteurs de tension V_i ($i = 0, \dots, 7$) dans le plan de la transformée de Clarke (α, β), dont deux sont nuls et six ont un module $\sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}$ et une direction donnée. La dynamique des puissances active et réactive dépend du choix du vecteur de tension à l'entrée du redresseur. Pour les huit vecteurs de tension de type V_i nous obtenons huit valeurs possibles des dérivées des puissances active et réactive [23]. Pour $i = 0, \dots, 7$ la dynamique des puissances active et réactive est donnée par :

$$\begin{aligned}\frac{dp_i}{dt} &= \frac{1}{L}(e_\alpha^2 + e_\beta^2) - \frac{1}{L}(e_\alpha \cdot u_{c\alpha i} + e_\beta \cdot u_{c\beta i}) \\ \frac{dq_i}{dt} &= \frac{1}{L}(e_\alpha \cdot u_{c\beta i} - e_\beta \cdot u_{c\alpha i})\end{aligned}\quad (\text{II.45})$$

Le terme : $(e_\alpha^2 + e_\beta^2)$ représente le carré du module de la tension du réseau dans le repère (α, β) , alors :

$$e_\alpha^2 + e_\beta^2 = \frac{3}{2}E_m^2 \quad (\text{II.46})$$

On pose : $E^2 = \frac{3}{2} E_m^2$, et les tensions e_α et e_β sont données par :

$$\begin{aligned} e_\alpha &= E \cos(\theta) \\ e_\beta &= E \sin(\theta), \quad \theta = \omega t \end{aligned} \quad (\text{II.47})$$

En remplaçant l'équation (II.47) dans (II.45), il vient :

$$\begin{aligned} \frac{dp_i}{dt} &= \frac{1}{L} E^2 - \frac{1}{L} E (\cos(\theta).u_{s\alpha i} + \sin(\theta).u_{s\beta i}) \\ \frac{dq_i}{dt} &= \frac{1}{L} E (\cos(\theta).u_{s\beta i} - \sin(\theta).u_{s\alpha i}) \end{aligned} \quad (\text{II.48})$$

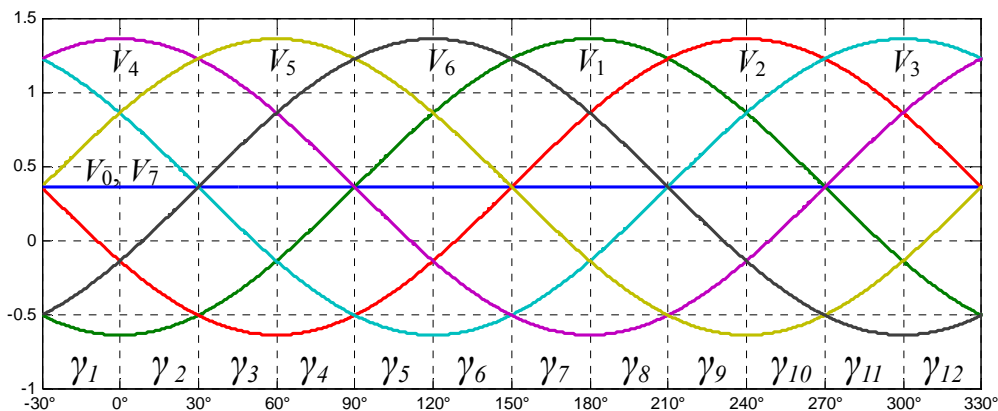
L'expression normalisée de la dynamique des puissances active et réactive peut être donnée comme suit :

$$\begin{aligned} \bar{p}_i &= \frac{\dot{p}_i}{\frac{1}{L} E \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc}} = \frac{E}{\sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc}} - (\cos(\theta).\bar{u}_{c\alpha i} + \sin(\theta).\bar{u}_{c\beta i}) \\ \bar{q}_i &= \frac{\dot{q}_i}{\frac{1}{L} E \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc}} = \cos(\theta).\bar{u}_{c\beta i} - \sin(\theta).\bar{u}_{c\alpha i} \end{aligned} \quad (\text{II.49})$$

Avec :

$$\bar{u}_{c\alpha i} = \frac{u_{c\alpha i}}{\sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc}}, \quad \bar{u}_{c\beta i} = \frac{u_{c\beta i}}{\sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc}}$$

On peut voir de (II.49) que la dynamique de la puissance réactive est de forme sinusoïdale pour tous les vecteurs de tension d'entrée du redresseur. Par contre, la dynamique de la puissance active à une forme d'onde sinusoïdale décalée comme le montre la figure (II.6).



Figure(II.6) : Dérivée de la puissance active dans tous les secteurs

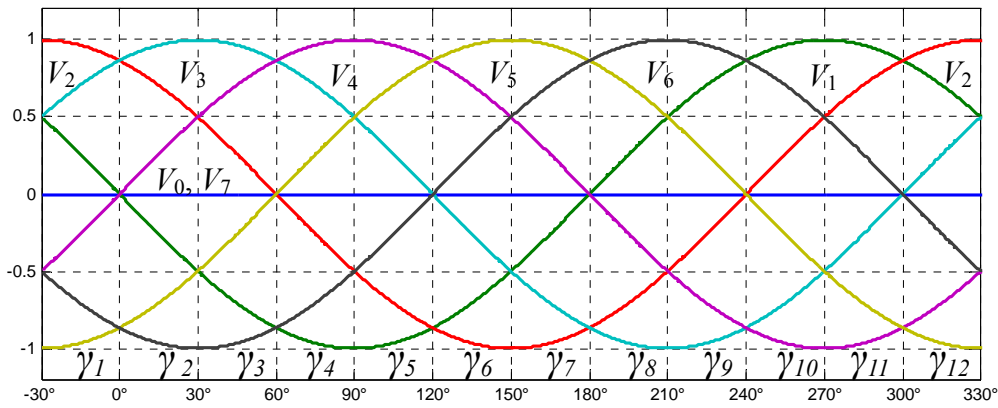


Figure (II.7) : Dérivée de la puissance réactive dans tous les secteurs

La synthèse de la table de commutation est basée sur les signes des dérivées des puissances active et réactive dans chaque secteur.

Pour chaque secteur, le changement de la puissance réactive est positif pour trois vecteurs, négatif pour trois vecteurs, et zéro pour V_0, V_7 . Le signe du changement de la puissance active est positif pour quatre vecteurs, négatif pour deux ou trois vecteurs. Par exemple, pour le premier secteur les vecteurs qui influent sur le signe du changement des puissances active et réactive sont résumés dans le Tableau (II.1).

$\bar{p}_1 > 0$	$\bar{p}_1 < 0$	$\bar{q}_1 > 0$	$\bar{q}_1 < 0$	$\bar{p}_1 = 0$
V_3, V_4, V_5, V_0	V_1, V_6	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6	V_0, V_7

Tableau (II.1) : Changement des puissances active et réactive dans le secteur γ_1

Pour chaque combinaison des signaux de sortie d'hystérésis, S_p et S_q , les vecteurs de tension choisis pour le secteur γ_1 , sont montrés dans le Tableau (II.2).

Secteur 1		\bar{q}_1	
		$> 0 \Leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \Leftrightarrow S_q = 0$
\bar{p}_1	$> 0 \Leftrightarrow S_p = 1$	V_3	V_4, V_5
	$< 0 \Leftrightarrow S_p = 0$	V_1	V_6

Tableau (II.2) : Vecteurs de tension choisis pour le secteur γ_1

Pour tous les secteurs la table de commutation proposée est représentée dans la Table (II.3).

S_p	S_q	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4	γ_5	γ_6	γ_7	γ_8	γ_9	γ_{10}	γ_{11}	γ_{12}
1	0	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4
1	1	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2
0	0	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
0	1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1

Tableau (II.3) : Table de commutation de la DPC adaptée

Le choix des vecteurs de tension pour tous les secteurs est détaillé dans l'annexe [A].

II.2.7. Régulation de la tension continue

La régulation de la tension continue est assurée par un régulateur de type PI. Ce 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 :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (\text{II.49})$$

Où : $e(t)$, $u(t)$, k_p , k_i désignent respectivement l'erreur à l'instant t , la commande générée et les gains du correcteur.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$R(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{II.51})$$

Où : s est l'opérateur de Laplace.

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

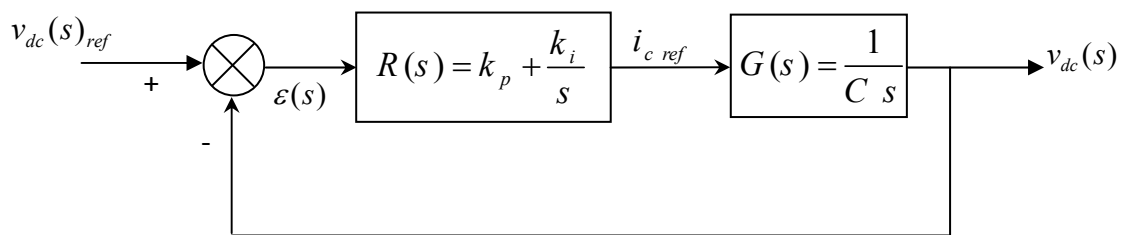


Figure (II.8) : Régulation de la tension continue avec un correcteur PI

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(s) = \frac{R(s).G(s)}{1 + R(s).G(s)} \quad (\text{II.52})$$

On obtient :

$$H(s) = \frac{k_p s + k_i}{C.s^2 + k_p s + k_i} \quad (\text{II.53})$$

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 [23].

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

$$F(s) = \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{II.54})$$

Par analogie entre les expressions (II.53) et (II.54) on trouve:

$$\begin{aligned} k_p &= 2.C.\xi\omega_n \\ k_i &= C.\omega_n^2 \end{aligned} \quad (II.55)$$

Le courant continu de référence est exprimé par :

$$I_{rd\ ref} = i_{c\ ref} + I_{ch} \quad (II.56)$$

Où :

$i_{c\ ref}$: Le courant de référence dans le condensateur donné par le régulateur PI de la tension

I_{ch} : Le courant de charge mesuré.

$I_{rd\ ref}$: Le courant continu de référence.

Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence (figure (II.9)).

$$p_{ref} = v_{dc\ ref} \cdot I_{rd\ ref} \quad (II.57)$$

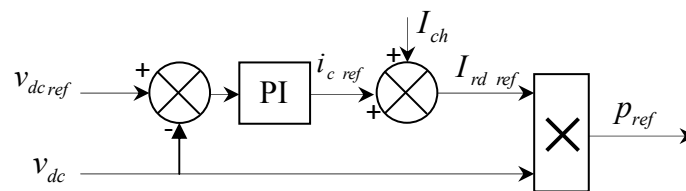


Figure (II.9) : Calcul de la puissance de référence

II .2.8. Résultats de simulation

On présente ici les résultats de simulation obtenus pour différents tests. L'étude par simulation a été réalisée pour :

- Confirmer l'étude théorique en régime statique.
- Vérifier les performances dynamiques du contrôle des puissances.

Les paramètres du redresseur utilisés en simulation sont :

- Résistance de ligne : $R = 0.25\Omega$
- Inductance de ligne : $L = 10\text{mH}$
- Condensateur : $C = 5\text{ mF}$
- Charge : $R_{ch} = 100\Omega$
- Amplitude maximale de tension de réseau : $E_m = 220\sqrt{2}\text{ V}$
- Tension de référence : $v_{dc\ ref} = 600\text{ V}$
- La fréquence d'échantillonnage du régulateur PI : $f_e = 100\text{kHz}$

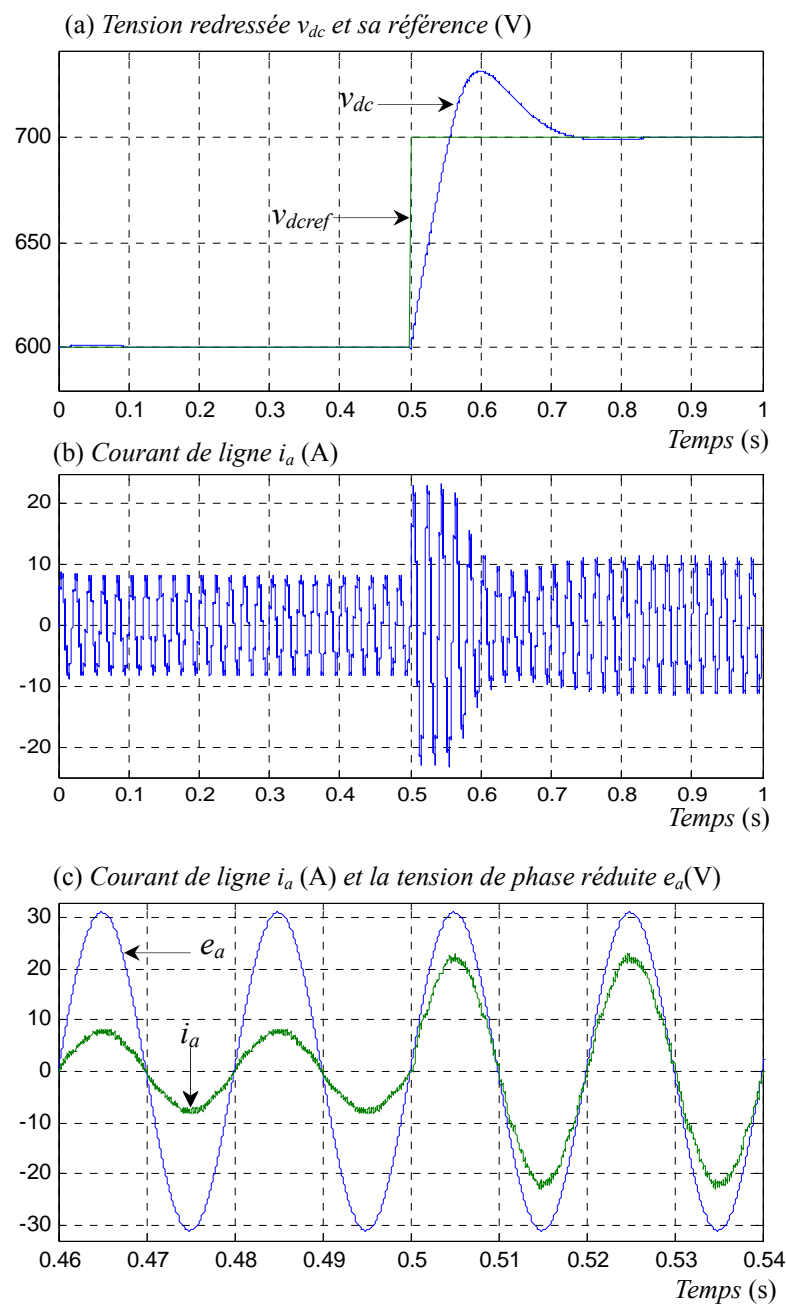
Les paramètres du régulateur PI et les régulateurs à hystérésis sont :

- La largeur de la bande des régulateurs à hystérésis : $h_p = 1\text{W}$, $h_q = 1\text{var}$
- Les paramètres du correcteur PI: $k_p = 0.176$, $k_i = 3.125$

Pour limiter le courant de ligne lors du régime transitoire, une limitation est introduite dans le régulateur de la tension pour maintenir la puissance de référence à une valeur maximale. Cette valeur est calculée à partir de la valeur maximale de la tension de sortie et la valeur minimale de la résistance de charge comme suit: $p_{\max} = \frac{v_{dc \max}^2}{R_{ch \min}}$, p_{\max} est fixée à 9.8kW pour $v_{dc \max} = 700V$ et $R_{ch \min} = 50\Omega$. Cette limitation utilisée par la suite dans toutes les commandes.

Il faut noter que dans la suite de ce mémoire et pour mieux représenter les résultats la tension simple de la première phase sera réduite par un facteur de 10.

La figure (II.10) montre la réponse du redresseur commandé par la DPC lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dc \text{ ref}} = 600V$ à $v_{dc \text{ ref}} = 700V$ à $t = 0.5s$.



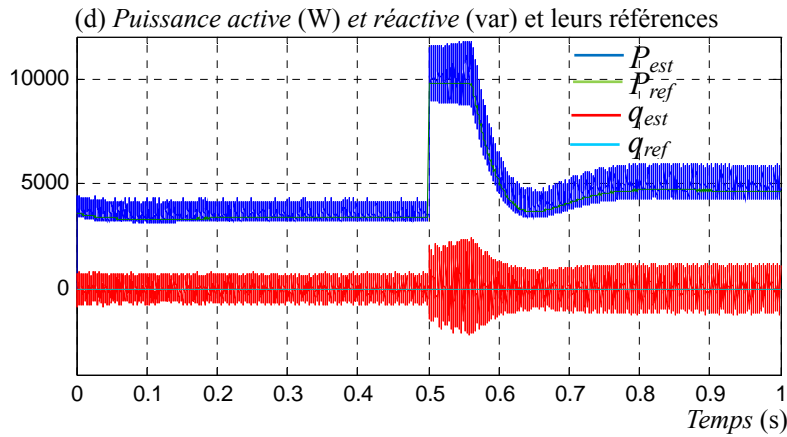
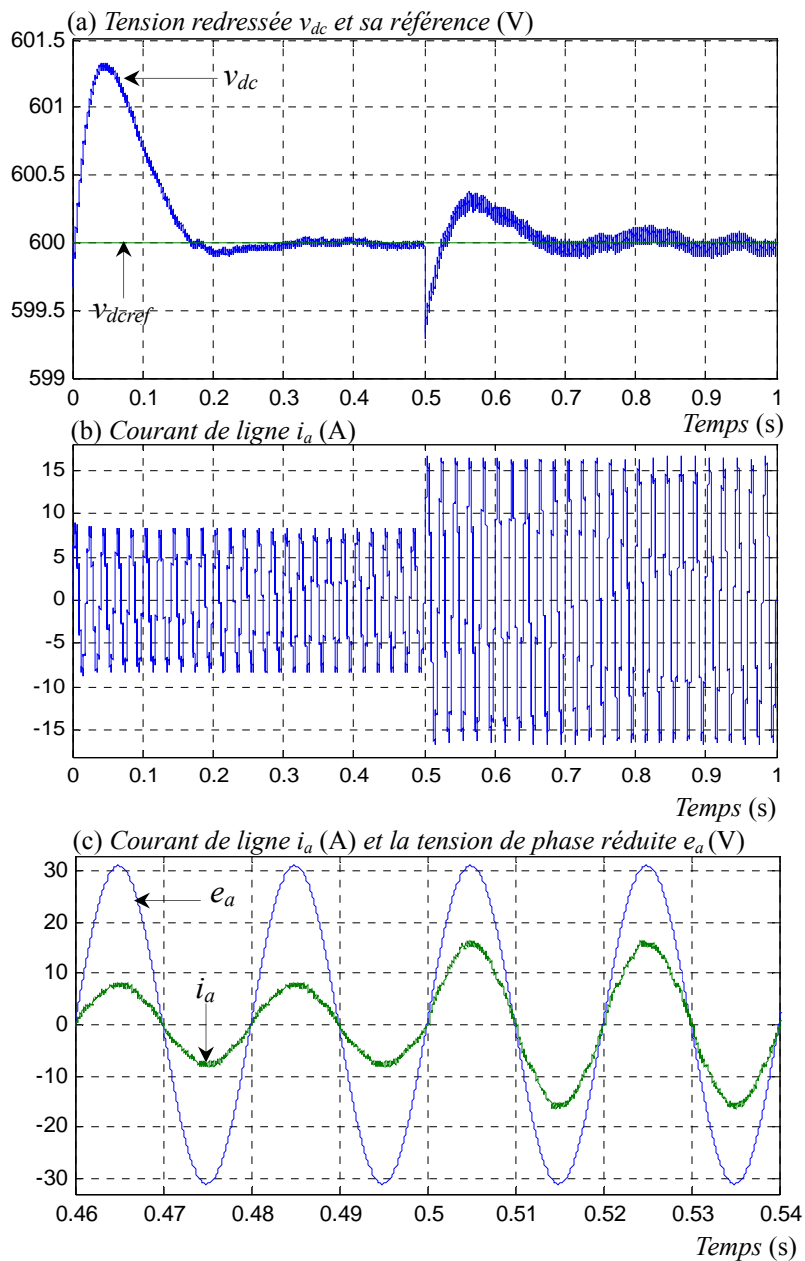


Figure (II.10) : Performances du redresseur commandé par DPC lors d'une variation de la tension de référence

La figure (II.11) montre la réponse du redresseur lors d'une diminution de la résistance de charge de 100% à $t = 0.5s$.



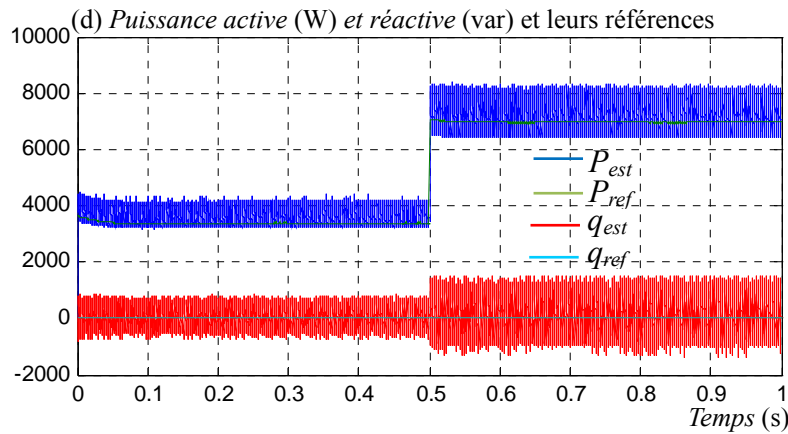


Figure (II.11) : Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance de charge

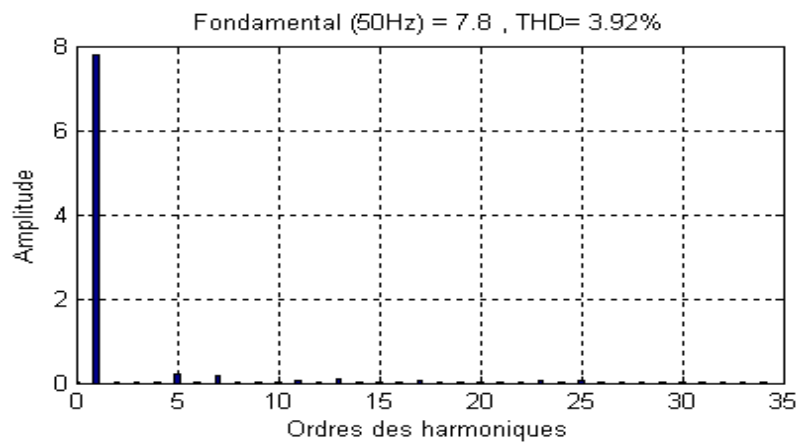


Figure (II.12) : Spectre harmonique du courant de ligne

II.3. Commande directe de puissance basée sur le 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 [19].

La figure (II.13) montre la configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension basée sur le flux virtuel pour un redresseur *PWM* triphasé.

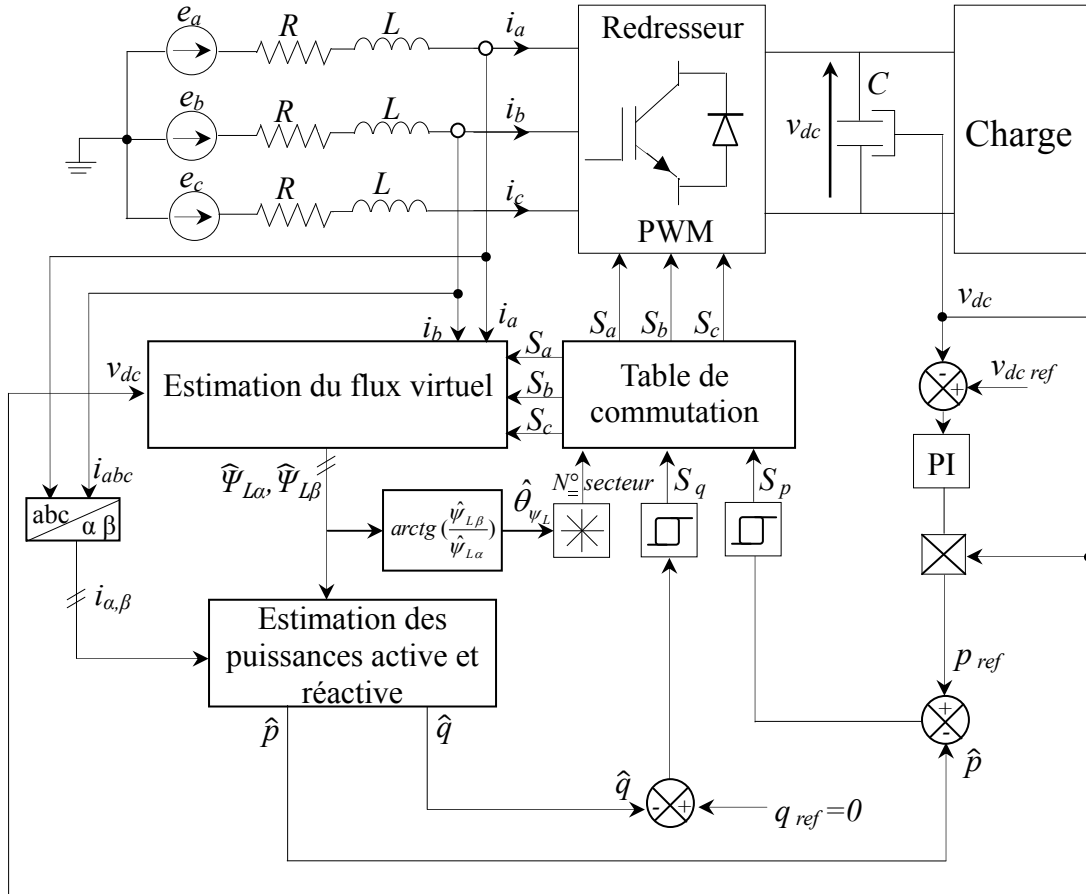


Figure (II.13) : Configuration générale de la commande DPC basée sur le flux virtuel

II.3.1. Estimation du flux virtuel

On peut assimiler la tension de ligne imposée en combinaison avec l'inductance de connexion de ligne à un modèle d'un moteur à courant alternatif virtuel comme il est présenté dans la figure (II.14) [19].

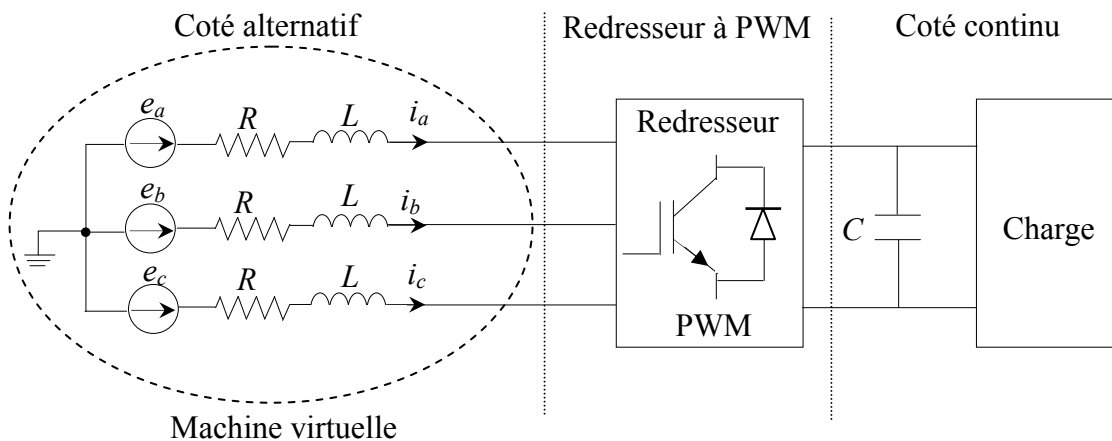


Figure (II.14) : Analogie entre le côté alternatif du redresseur PWM et le stator d'un moteur à courant alternatif virtuel

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 $\bar{\psi}_L$, dans le repère stationnaire (α, β) (figure (II.15)).

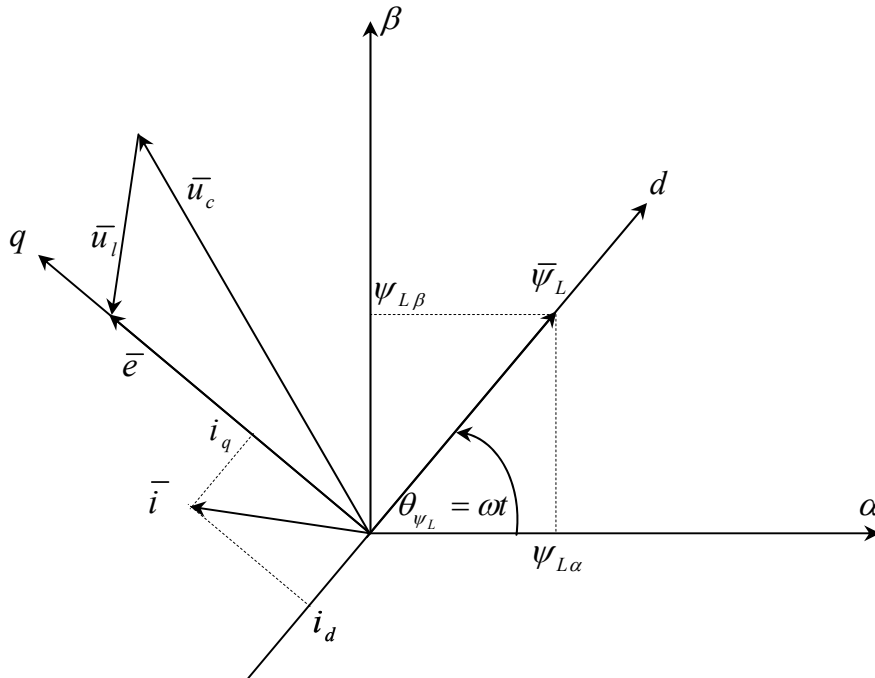


Figure (II.15) : Vecteurs et coordonnées de références

Où :

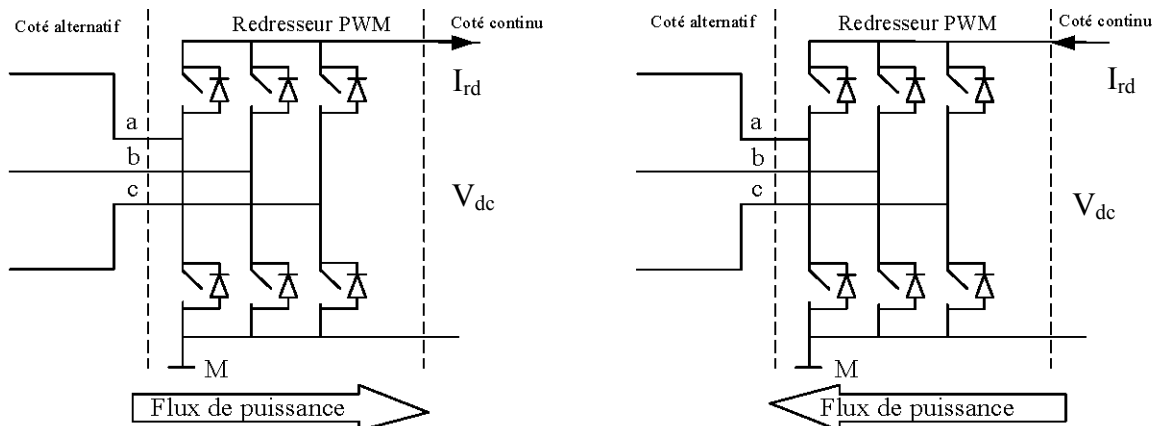
$\bar{\psi}_L$: Vecteur flux virtuel de ligne ; \bar{u}_c : Vecteur tension d'entrée du redresseur

\bar{e} : Vecteur tension de ligne ; \bar{u}_l : Vecteur tension de l'inductance

\bar{i} : Vecteur courant de ligne

L'équation du flux virtuel peut être représentée sous la forme suivante [19] :

$$\bar{\psi}_L = \bar{\psi}_c + \bar{\psi}_l \tag{II.58}$$



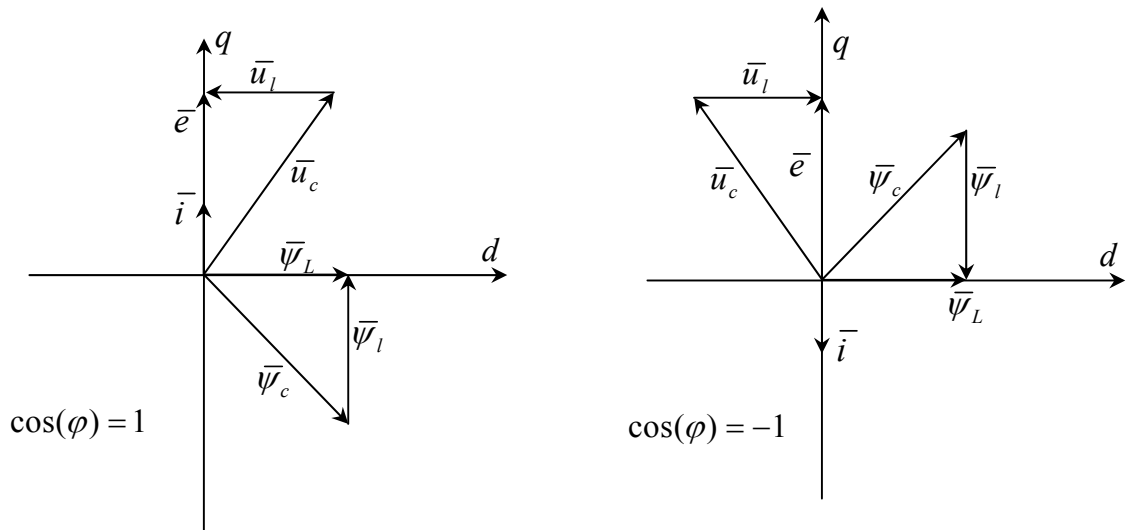


Figure II.16 : Relation entre la tension et le flux virtuel pour les deux directions du flux de puissance dans le redresseur PWM

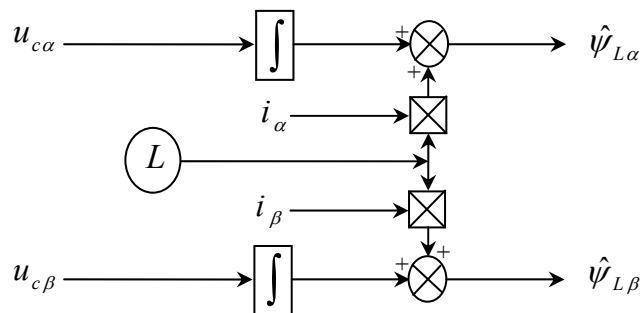
Les composantes du flux virtuel $\bar{\psi}_L$ sont calculées comme suit :

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_{L\alpha} &= \int (u_{c\alpha} + L \frac{di_{\alpha}}{dt}) dt \\ \hat{\psi}_{L\beta} &= \int (u_{c\beta} + L \frac{di_{\beta}}{dt}) dt \end{aligned} \tag{II.59}$$

On peut écrire :

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_{L\alpha} &= L \cdot i_{\alpha} + \int u_{c\alpha} dt \\ \hat{\psi}_{L\beta} &= L \cdot i_{\beta} + \int u_{c\beta} dt \end{aligned} \tag{II.60}$$

Le calcul des composantes du flux virtuel peut être schématisé par la figure suivante :



Figure(II.17) : Schéma bloc de l'estimateur du flux virtuel

II.3.2. Estimation de la puissance instantanée basée sur le flux virtuel

L'approche du flux virtuel à 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 [21].

Or on sait que :

$$\bar{\psi}_L = \begin{bmatrix} \psi_{L\alpha} \\ \psi_{L\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int e_\alpha \\ \int e_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.61})$$

$$\bar{\psi}_c = \begin{bmatrix} \psi_{c\alpha} \\ \psi_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int u_{c\alpha} \\ \int u_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.62})$$

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

$$\bar{e} = R\bar{i} + \frac{d}{dt}(L\bar{i} + \bar{\psi}_c) \quad (\text{II.63})$$

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

$$\bar{e} = \frac{d}{dt}(L\bar{i} + \bar{\psi}_c) \quad (\text{II.64})$$

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

$$\begin{aligned} p &= \text{Re}(\bar{e} \cdot \bar{i}^*) \\ q &= \text{Im}(\bar{e} \cdot \bar{i}^*) \end{aligned} \quad (\text{II.65})$$

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

$$\bar{e} = \frac{d}{dt}\bar{\psi}_L = \frac{d}{dt}(\psi_L e^{j\omega t}) = \frac{d\psi_L}{dt}e^{j\omega t} + j\omega\psi_L e^{j\omega t} = \frac{d\psi_L}{dt}e^{j\omega t} + j\omega\bar{\psi}_L \quad (\text{II.66})$$

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

Dans le repère d - q , les composantes du flux virtuel sont représentées par la figure (II.15) et on a : $\bar{\psi}_L = \psi_{Ld}$, et les puissances instantanées sont calculées à partir de l'équation (II.64) comme suit:

$$\begin{aligned} \hat{p} &= \frac{d\psi_{Ld}}{dt}i_d + \omega\psi_{Ld}i_q \\ \hat{q} &= -\frac{d\psi_{Ld}}{dt}i_q + \omega\psi_{Ld}i_d \end{aligned} \quad (\text{II.67})$$

Pour un système triphasé sinusoïdal et équilibré de tension, on a :

$$\frac{d\psi_{Ld}}{dt} = 0 \quad (\text{II.68})$$

L'expression des puissances dans le repère d - q devient :

$$\begin{aligned} \hat{p} &= \omega\psi_{Ld}i_q \\ \hat{q} &= \omega\psi_{Ld}i_d \end{aligned} \quad (\text{II.69})$$

Cependant, pour éviter le recours à la transformation des coordonnées dans le plan d - q , l'estimateur de puissance de la DPC - VF doit utiliser les grandeurs liées au stator, c.à.d dans le plan α , β .

Utilisant (II.65), on peut écrire :

$$\begin{aligned} \bar{e} &= \frac{d\psi_L}{dt}\Big|_{\alpha} + j \frac{d\psi_L}{dt}\Big|_{\beta} + j\omega(\psi_{L\alpha} + j\psi_{L\beta}) \\ \bar{e} \cdot \bar{i}^* &= \left\{ \frac{d\psi_L}{dt}\Big|_{\alpha} + j \frac{d\psi_L}{dt}\Big|_{\beta} + j\omega(\psi_{L\alpha} + j\psi_{L\beta}) \right\} (i_{\alpha} - ji_{\beta}) \end{aligned} \quad (\text{II.70})$$

Ce qui permet de donner :

$$\hat{p} = \frac{d\psi_L}{dt}\Big|_{\alpha} i_{\alpha} + \frac{d\psi_L}{dt}\Big|_{\beta} i_{\beta} + \omega(\psi_{L\alpha} i_{\beta} - \psi_{L\beta} i_{\alpha}) \quad (\text{II.71})$$

$$\hat{q} = -\frac{d\psi_L}{dt}\Big|_{\alpha} i_{\beta} + \frac{d\psi_L}{dt}\Big|_{\beta} i_{\alpha} + \omega(\psi_{L\alpha} i_{\alpha} + \psi_{L\beta} i_{\beta}) \quad (\text{II.72})$$

Pour des tensions de ligne sinusoïdales et équilibrées, les dérivées du flux sont nulles [21]. Les puissances active et réactive instantanées sont calculées par les équations suivantes :

$$\hat{p} = \omega(\psi_{L\alpha} i_{\beta} - j\psi_{L\beta} i_{\alpha}) \quad (\text{II.73})$$

$$\hat{q} = \omega(\psi_{L\alpha} i_{\alpha} + j\psi_{L\beta} i_{\beta}) \quad (\text{II.74})$$

II.3.3 Numéro du secteur

Le plant (α, β) est divisé en douze secteurs, comme le montre la figure (II.18). Ces secteurs peuvent être exprimés numériquement comme suit :

$$(n-5)\frac{\pi}{6} < \gamma_n < (n-4)\frac{\pi}{6} \quad (\text{II.75})$$

n : étant le numéro du secteur.

Le numéro du secteur est calculé instantanément selon la position du vecteur flux virtuel définie

par :

$$\hat{\theta}_{\psi_L} = \arctan\left(\frac{\hat{\psi}_{L\beta}}{\hat{\psi}_{L\alpha}}\right) \quad (\text{II.76})$$

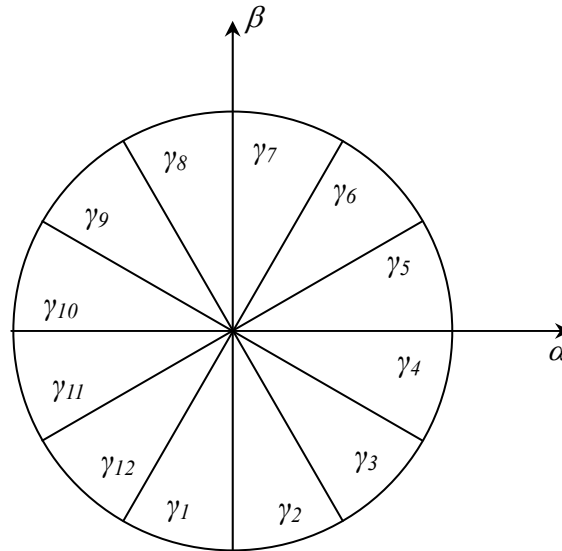


Figure (II.18) : Plant (α, β) divisé en 12 secteurs pour la commande DPC-VF

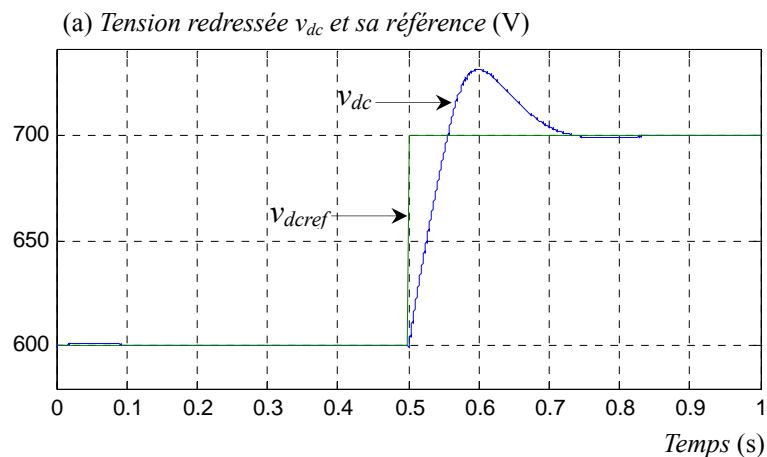
La synthèse de la table de commutation et le régulateur de tension reste la même.

II.3.4. Résultats de simulation

Les paramètres choisis pour la simulation de la commande *DPC-VF* sont les mêmes utilisés dans la commande *DPC*.

La fréquence d'échantillonnage est : $f_e = 50\text{kHz}$.

La figure (II.19) montre la réponse du redresseur commandé par *DPC-VF* lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dc\text{ ref}} = 600\text{V}$ à $v_{dc\text{ ref}} = 700\text{V}$ à $t = 0.5\text{s}$.



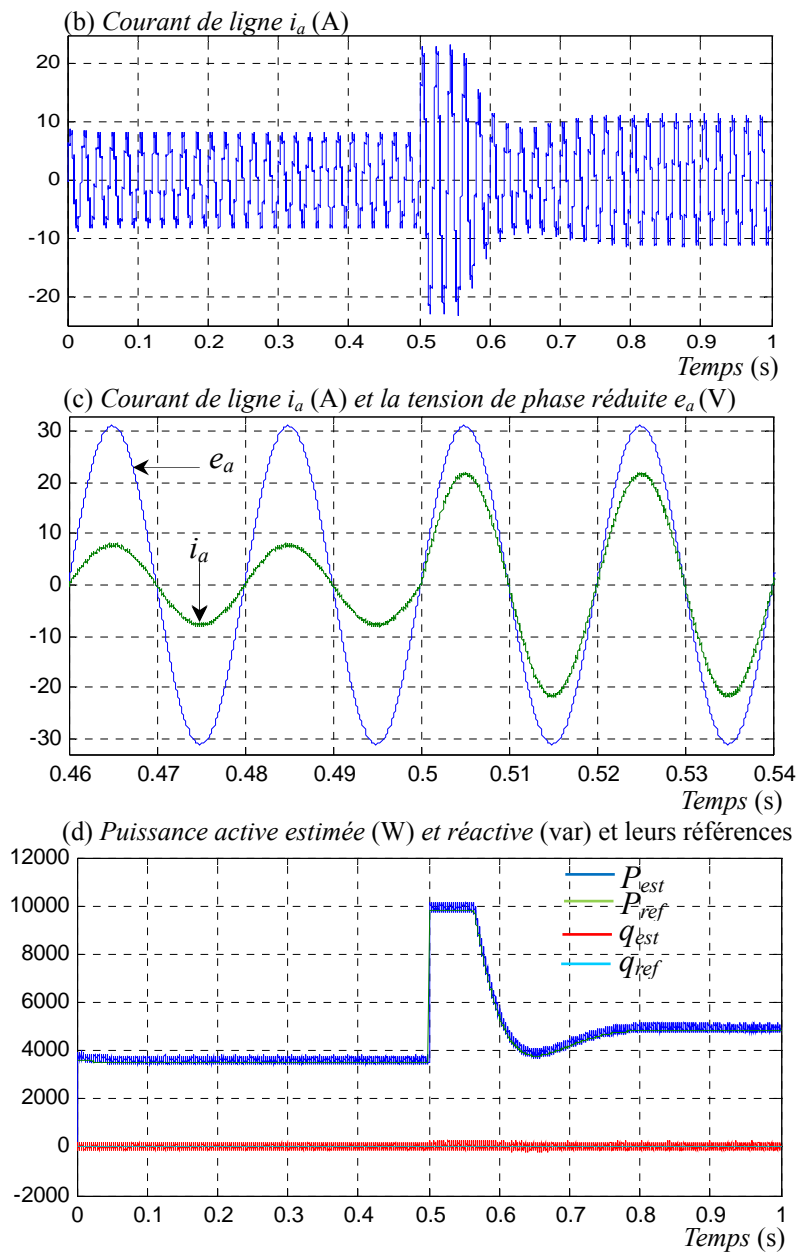
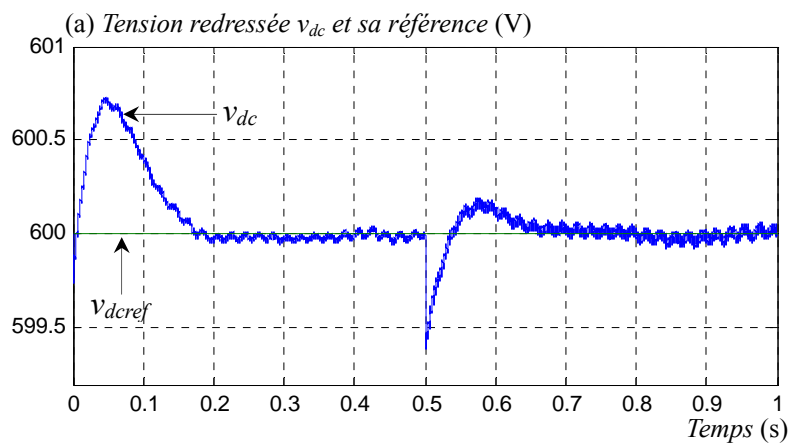


Figure (II.19) : Performances du redresseur commandé par DPC-VF lors d'une variation de la tension de référence

La figure (II.20) montre la réponse du redresseur lors d'une diminution de la résistance de charge de 100% à $t = 0.5$ s.



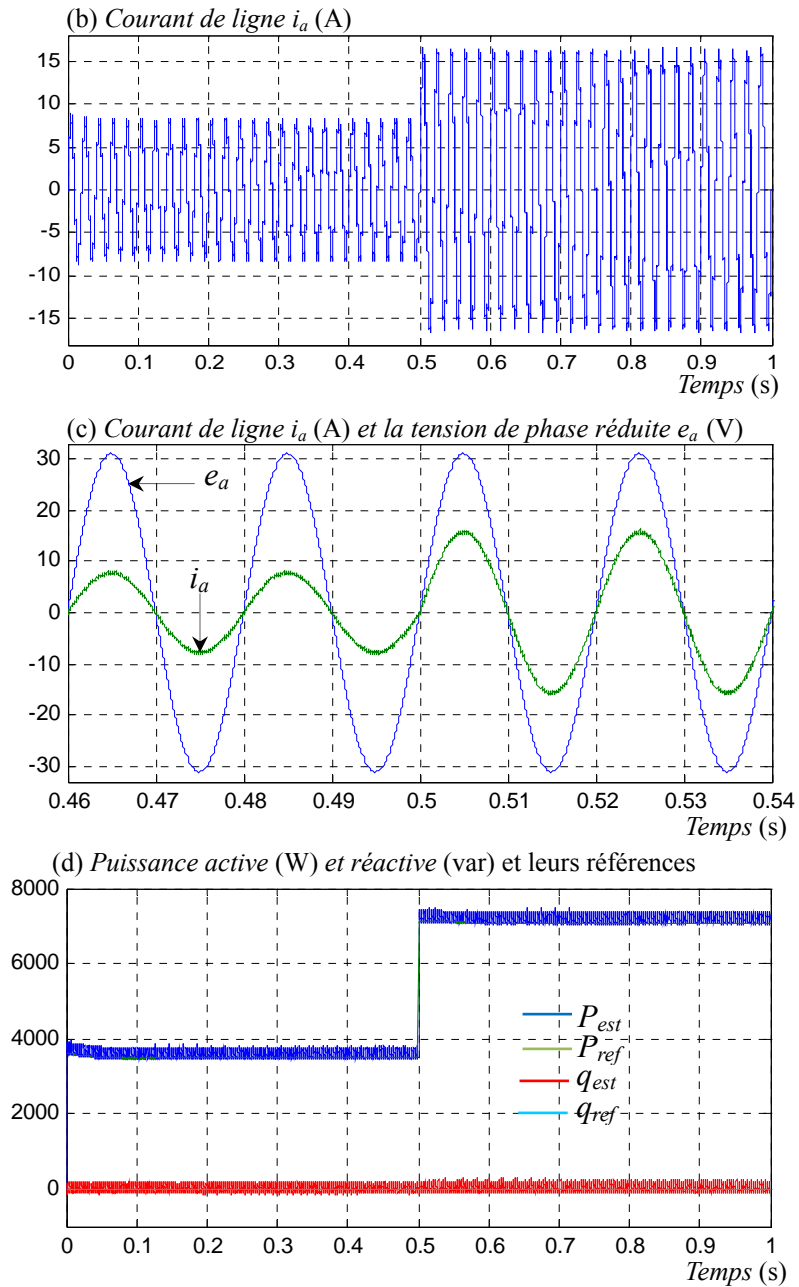


Figure (II.20) : Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance de charge

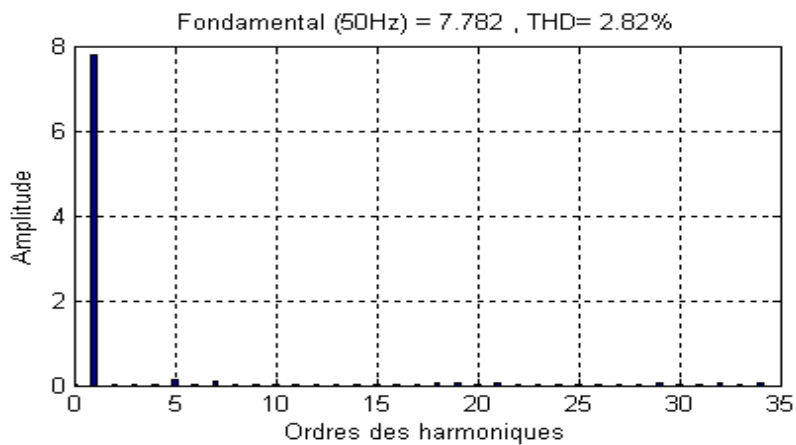


Figure (II.21) : Spectre harmonique du courant de ligne

II.3.5. Interprétations des résultats

Les résultats obtenus lors d'un changement de la référence de la tension de sortie pour les deux commandes *DPC* et *DPC-VF* sont représentés sur les figures (II.10) et (II.19). On remarque que lorsque la tension continue atteint la nouvelle référence, la puissance active et le courant de ligne augmentent. La tension et le courant du réseau sont en phase, et donc le facteur de puissance est unitaire. On vérifie que le courant du réseau est pratiquement sinusoïdal avec un *THD* de 3.92% avec la commande *DPC*, et 2.82% avec la commande *DPC-VF*.

La réponse du redresseur vis-à-vis la variation de la résistance de charge est présentée sur les figures (II.11) et (II.20), pour les deux commandes *DPC* et *DPD-VF* respectivement. Cette variation entraîne un changement dans le courant nécessaire pour maintenir le bus continu chargé et donc dans la référence de la puissance active instantanée. Le contrôle direct de puissance répond très rapidement au changement de la consigne de puissance. Si l'on compare la figure (II.11.d) avec la figure (II.20.d), on constate une grande différence au niveau des oscillations dans les puissances active et réactive instantanées.

L'inconvénient majeur des commandes *DPC* et *DPC-VF* est que la fréquence de commutation n'étant pas constante. Afin de surmonter les limitations liées au fonctionnement à fréquence variable, on trouve dans la littérature plusieurs études sur la manière de fixer la fréquence de commutation du *DPC*, une bonne solution consiste à utiliser un modulateur de tension *SVM* (*Space Vector Modulation*) [17].

II.4. DPC avec modulation vectorielle

Les inconvénients du *DPC* classique peuvent être éliminés en utilisant un modulateur de tension (au lieu d'une table de commutation) pour pouvoir travailler à fréquence de commutation constante [24]. Dans ce cas le schéma bloc du contrôle direct de puissance avec modulation vectorielle (en anglais *Direct Power Control with Space Vector Modulation, DPC-SVM*), varie légèrement par rapport au contrôle précédent (voir la figure II.22). Au lieu de comparateurs à hystérésis, deux correcteurs PI dans le repère tournant sont ajoutés. Les sorties de ces régulateur sont introduits, après une transformation de coordonnées, dans un bloc de modulation vectorielle. Ces modifications permettent de travailler à une fréquence de commutation constante. Dans ce cas, la dynamique du courant est déjà limitée par le modulateur [24].

II.4.1. 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 du redresseur. Les erreurs des puissances active et réactive sont fournies à des régulateurs PI. Les sorties de ces régulateurs sont des tensions (u_{cq} , u_{cd}) continues dans le repère ($d-q$) [24].

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 :

$$e_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + u_{cd} \tag{II.77}$$

$$e_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + u_{cq}$$

D'après la figure (II.15), le flux $\bar{\psi}_L$ est confondu sur l'axe (d) du repère (d, q) le déphasage du flux $\bar{\psi}_L$ et la tension \bar{e} est de $\frac{\pi}{2}$, on aura :

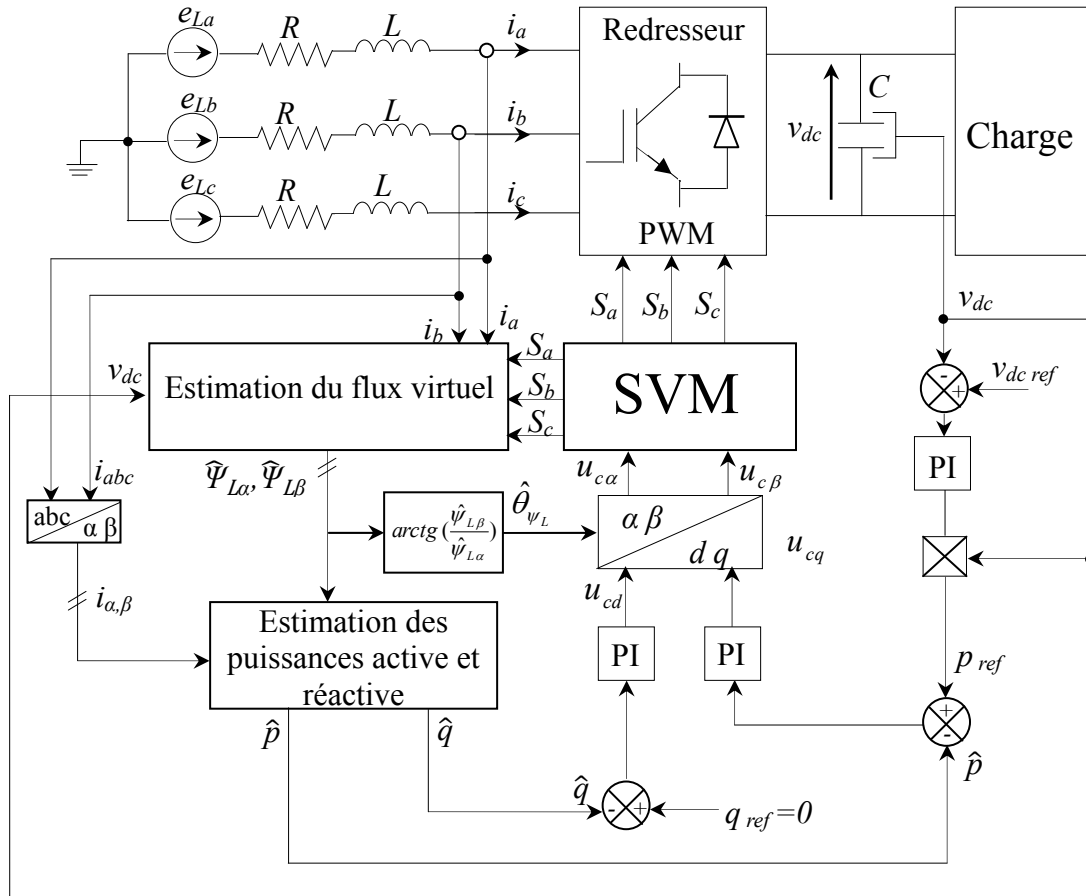


Figure (II.22) : Configuration générale de la commande DPC-SVM basée sur le flux virtuel

$$e_d = 0 \tag{II.78}$$

$$e_q = E = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m \tag{II.79}$$

Et :

$$p = E \cdot i_q \tag{II.80}$$

$$q = E \cdot i_d \tag{II.81}$$

D'où l'équation (II.77) devient :

$$0 = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + u_{cd} \quad (\text{II.82})$$

$$E = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + u_{cq} \quad (\text{II.83})$$

Avec l'introduction du bloc régulateur PI de puissance on obtient le diagramme suivant [24] :

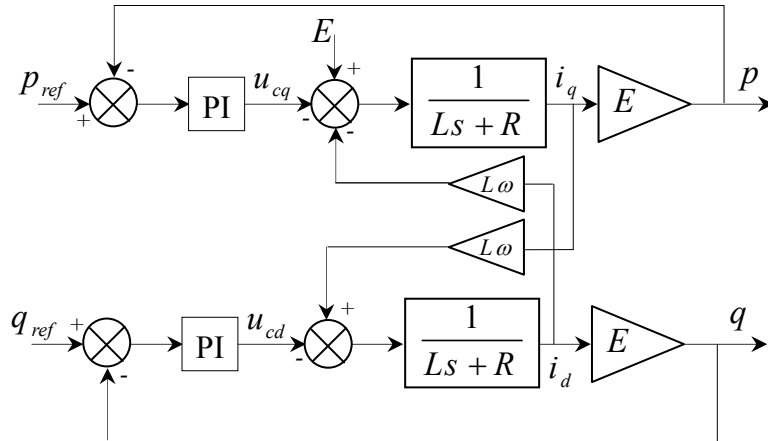


Figure (II.23) : Schéma bloc des boucles de p et q avec deux correcteurs PI

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 (II.24)) [24].

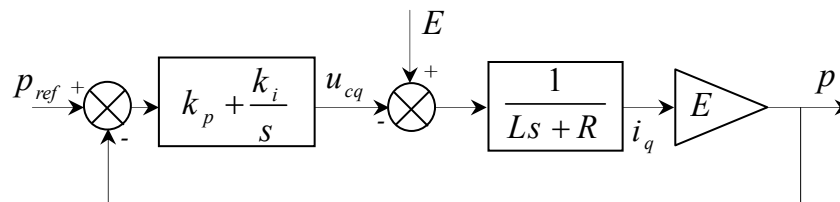


Figure (II.24) : Régulateur de la puissance active

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:

$$H(s) = \frac{E.(k_p s + k_i)}{L.s^2 + (E.k_p + R)s + E.k_i} \quad (\text{II.84})$$

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

$$F(s) = \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{II.85})$$

Par analogie entre les expressions (II.84) et (II.85) on trouve:

$$k_p = \frac{2.L.\xi\omega_n - R}{E} \quad (\text{II.86})$$

$$k_i = \frac{L.\omega_n^2}{E}$$

Les boucles des puissances instantanées étant similaires à celles de la commande *DPC-VF*. Il faut noter que l'équation (II.86) est valable pour les deux correcteurs.

II.4.2. Modulation vectorielle SVM

II.4.2.1. Principe de la modulation vectorielle

L'usage des technologies numériques permet le recours à des stratégies de commande de modulation triphasée spécifiques, non déduites des techniques analogiques initialement conçues en monophasé. La modulation vectorielle traite les signaux directement dans le plan biphasé de la transformée de Clarke. Elle suppose que l'on travaille dans le cadre d'une commande numérique et qu'un algorithme de régulation a déjà déterminé les composantes souhaitées $u_{c\alpha}$ et $u_{c\beta}$.

La modélisation du redresseur de tension a montré que pour les différentes combinaisons de commande (S_a, S_b, S_c), le redresseur peut générer seulement huit vecteurs de tension V_i ($i = 0, \dots, 7$) dans le plan de la transformée de Clarke (α, β) (voir figure (I.8)), dont deux sont nuls et six ont un module $\sqrt{2/3} v_{dc}$ et une direction donnée. Le redresseur ne peut donc fournir de façon exacte et instantanée que des tensions de type V_i . On ne peut réaliser une tension quelconque ($u_{c\alpha}, u_{c\beta}$) qu'en valeur moyenne et sur une période de hachage T_h . Il faut donc appliquer des vecteurs de tension réalisables pendant des durées adéquates sur cet intervalle T_h . Afin de minimiser les ondulations de tensions, et par voie de conséquence les harmoniques, on admet qu'il faut réaliser ($u_{c\alpha}, u_{c\beta}$) avec les deux vecteurs de tension V_i les plus proches [25].

Alors cette technique de modulation suit les principes suivants [35]:

- Le signal de référence est échantillonné à des intervalles de temps réguliers T_h ;
- Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T_h centrée sur la période dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- Cette modulation est conduite en synchronisme sur trois phases, elle est appelée modulation vectorielle.

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tensions $u_c = [u_{c\alpha} \quad u_{c\beta}]^T$ correspondants comme indiqué par le Tableau (I.1).

Il s'agit alors de déterminer la position du vecteur de consigne dans ce repère α, β , et le secteur dans lequel il se trouve (figure (II.25)). Celui-ci est limité par les deux vecteurs V_i et V_{i+1}

définis dans le Tableau (I.1). Les tensions de référence sont reconstituées en effectuant une moyenne temporelle de ces vecteurs.

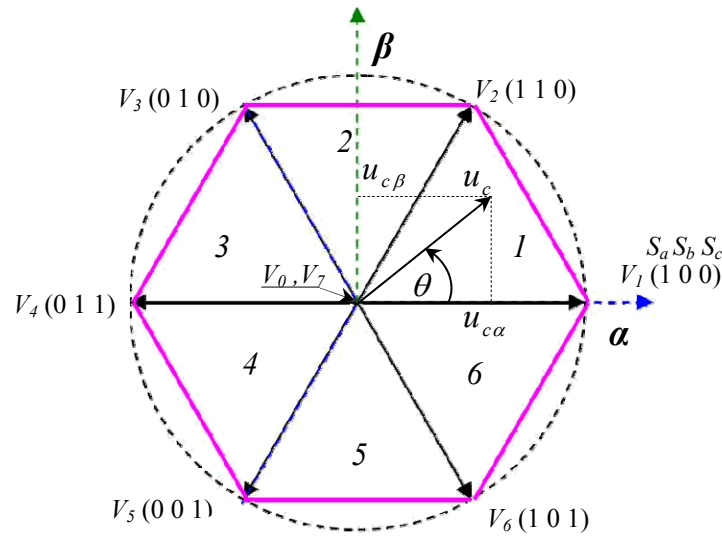


Figure (II.25) : Représentation du polygone de commutation et le vecteur de tension de référence.

II.4.2.2. Calcul des temps d'application

Si le vecteur de référence se trouve dans le secteur i ($i = 1, \dots, 6$), alors t_i, t_{i+1} étant les temps d'application des vecteurs adjacents V_i et V_{i+1} , et t_0 le temps d'application des vecteurs nuls V_0, V_7 [25].

Pour assurer l'égalité de la valeur moyenne de la tension et sa référence à partir d'un instant t , on a :

$$\frac{1}{T_h} \int_t^{t+T_h} \bar{u}_c dt = \frac{1}{T_h} \left[\int_t^{t+t_1} \bar{V}_i dt + \int_{t+t_1}^{t+t_1+t_2} \bar{V}_{i+1} dt + \int_{t+t_1+t_2}^{t+T_h} \bar{V}_0 dt \right] \quad (\text{II.87})$$

Dans une période d'échantillonnage T_h très petite $\bar{u}_c \approx C^{te}$, après la simplification on trouve :

$$\bar{u}_c T_h = t_i \cdot \bar{V}_i + t_{i+1} \cdot \bar{V}_{i+1} + t_0 \cdot \bar{V}_0 \quad (\text{II.88})$$

Pour le secteur 1 on a :

$$\bar{u}_c T_h = t_1 \cdot \bar{V}_1 + t_2 \cdot \bar{V}_2 + t_0 \cdot \bar{V}_0 \quad (\text{II.89})$$

Où :

$$\bar{u}_c = u_{c\alpha} + j u_{c\beta}$$

$$\begin{aligned}
\bar{V}_1 &= \sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc} \\
\bar{V}_2 &= \sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}\left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \\
\bar{V}_0 &= 0
\end{aligned} \tag{II.90}$$

Par identification, on obtient :

$$\begin{cases}
u_{c\alpha} = t_1 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc} + t_2 \cdot \frac{1}{\sqrt{6}}v_{dc} \\
u_{c\beta} = t_2 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}v_{dc}
\end{cases} \tag{II.91}$$

On trouve les temps comme suit :

$$\begin{cases}
t_1 = \frac{\sqrt{6}u_{c\alpha} - \sqrt{2}u_{c\beta}T_h}{2.v_{dc}} \\
t_2 = \frac{\sqrt{2}u_{c\beta}T_h}{v_{dc}} \\
t_0 = T_h - t_1 - t_2
\end{cases} \tag{II.92}$$

En effectuant le même calcul, nous obtenons les temps correspondants aux vecteurs de tension qui composent chaque secteur.

Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3
$t_1 = \frac{\sqrt{6}u_{c\alpha} - \sqrt{2}u_{c\beta}T_h}{2.v_{dc}}$	$t_2 = \frac{\sqrt{6}u_{c\alpha} + \sqrt{2}u_{c\beta}T_h}{2.v_{dc}}$	$t_3 = \frac{\sqrt{2}u_{c\beta}T_h}{v_{dc}}$
$t_2 = \frac{\sqrt{2}u_{c\beta}T_h}{v_{dc}}$	$t_3 = \frac{-\sqrt{6}u_{c\alpha} + \sqrt{2}u_{c\beta}T_h}{2.v_{dc}}$	$t_4 = \frac{-\sqrt{6}u_{c\alpha} - \sqrt{2}u_{c\beta}T_h}{2.v_{dc}}$
$t_0 = T_h - t_1 - t_2$	$t_0 = T_h - t_2 - t_3$	$t_0 = T_h - t_3 - t_4$

Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
$t_4 = \frac{-\sqrt{6}u_{c\alpha} + \sqrt{2}u_{c\beta}T_h}{2.v_{dc}}$	$t_5 = \frac{-\sqrt{6}u_{c\alpha} - \sqrt{2}u_{c\beta}T_h}{2.v_{dc}}$	$t_6 = \frac{-\sqrt{2}u_{c\beta}T_h}{v_{dc}}$
$t_5 = \frac{-\sqrt{2}u_{c\beta}T_h}{v_{dc}}$	$t_6 = \frac{\sqrt{6}u_{c\alpha} - \sqrt{2}u_{c\beta}T_h}{2.v_{dc}}$	$t_1 = \frac{\sqrt{6}u_{c\alpha} + \sqrt{2}u_{c\beta}T_h}{2.v_{dc}}$
$t_0 = T_h - t_4 - t_5$	$t_0 = T_h - t_5 - t_6$	$t_0 = T_h - t_6 - t_1$

Tableau (II.4) : Temps d'application de chaque secteur

II.4.2.2. Création des impulsions

Les vecteurs à appliquer pour différentes positions du vecteur tension de référence sont indiqués par la figure suivante [17].

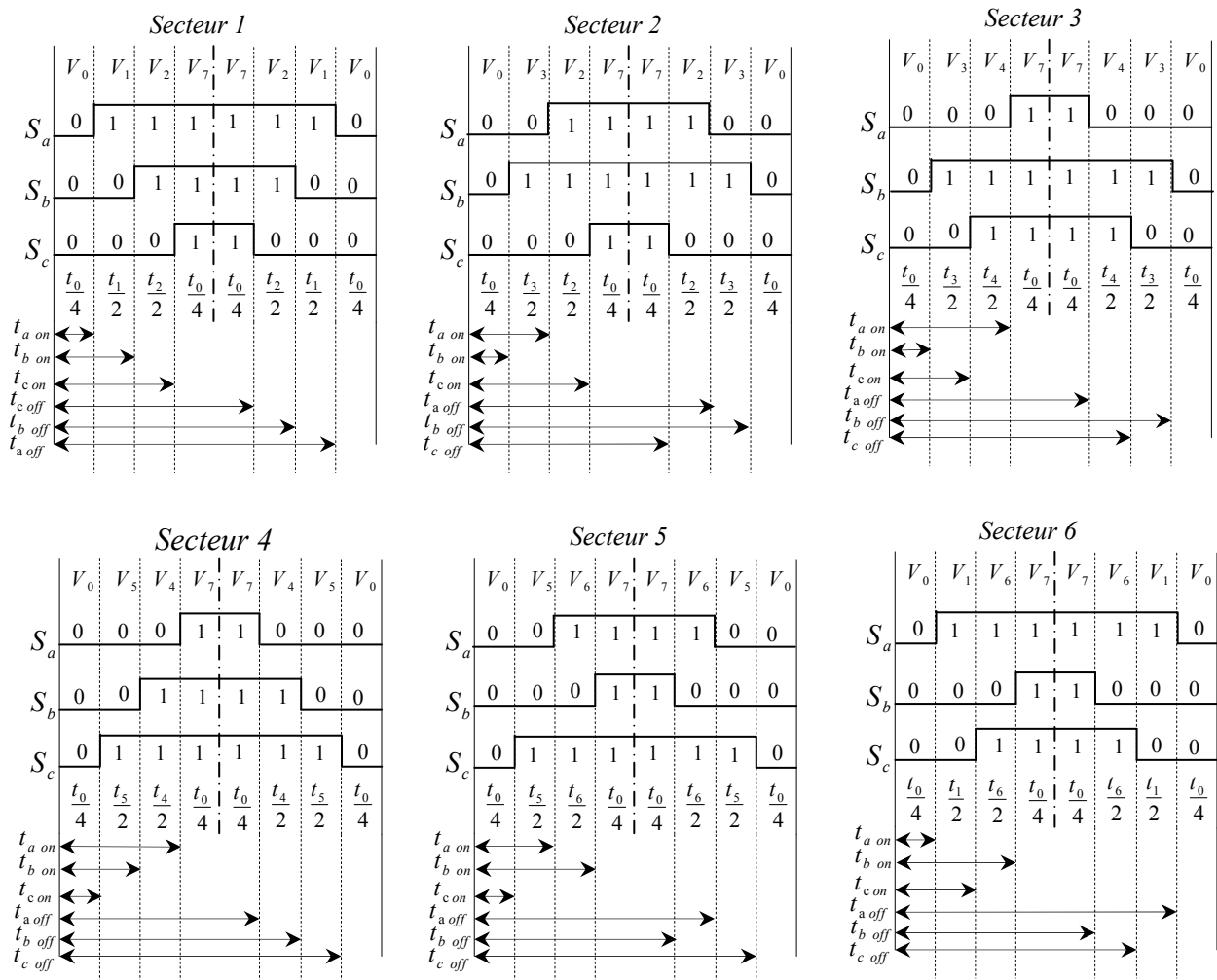


Figure (II.26) : Vecteurs à appliquer pour chaque secteur

Cette figure permet de donner la relation entre t_{on} , t_{off} de chaque interrupteur et les durées de conduction t_1 , t_2 , t_0 pour le secteur 1, d'après la figure (II.26) on a les relations suivantes [25]:

$$\begin{aligned}
 t_{a\ on} &= \frac{t_0}{4} & t_{a\ off} &= \frac{3.t_0}{4} + t_1 + t_2 \\
 t_{b\ on} &= \frac{t_0}{4} + \frac{t_1}{2} & t_{b\ off} &= \frac{3.t_0}{4} + \frac{t_1}{2} + t_2 \\
 t_{c\ on} &= \frac{t_0}{4} + \frac{t_1}{2} + \frac{t_2}{2} & t_{c\ off} &= \frac{3.t_0}{4} + \frac{t_1}{2} + \frac{t_2}{2}
 \end{aligned}
 \tag{II.93}$$

De la même manière on peut déterminer les instants de commutation t_{on} , t_{off} de chaque interrupteur pour les autres secteurs.

L'état de chaque interrupteur est déduit par une simple comparaison entre l'instant t et les instants t_{on} , t_{off} .

$$\begin{cases} \text{Si } t_{a\ on} \leq t < t_{a\ off}, S_a = 1; \text{ Sinon, } S_a = 0 \\ \text{Si } t_{b\ on} \leq t < t_{b\ off}, S_b = 1; \text{ Sinon, } S_b = 0 \\ \text{Si } t_{c\ on} \leq t < t_{c\ off}, S_c = 1; \text{ Sinon, } S_c = 0 \end{cases} \quad (\text{II.94})$$

II.4.3. Résultats de simulation

Comme dans le cas du *DPC* classique, le *DPC-SVM* a été simulé dans un redresseur à prélèvement sinusoïdal connecté au réseau alimentant une charge résistive. Cette structure de contrôle permet de travailler à une fréquence de commutation constante.

Les paramètres choisis pour la simulation de *DPC-SVM* sont identiques à ceux de la commande *DPC*, les fréquences d'échantillonnage sont donnés les pour chaque le bloc comme suit :

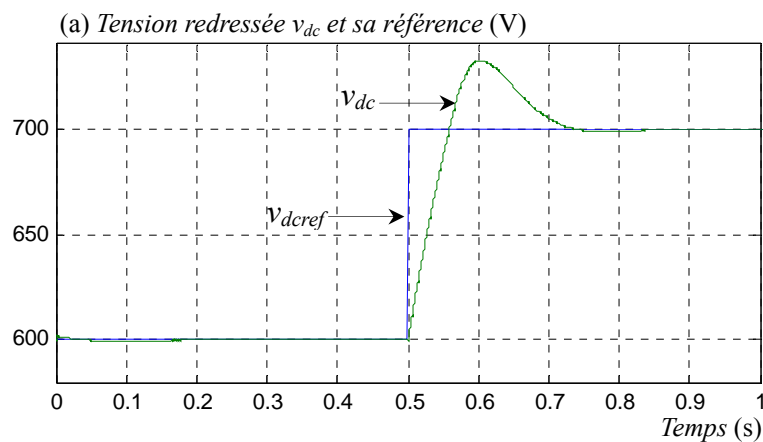
- Régulateurs des puissances active et réactive : $f_e = 50\text{kHz}$
- Régulateur de la tension continue : $f_e = 100\text{kHz}$
- Bloc d'estimateur des puissances et la tension du réseau $f_e = 1000\text{kHz}$
- Bloc du modulateur *SVM* : $f_e = 1000\text{kHz}$

La fréquence de commutation est fixée à : $f_s = 10\text{kHz}$

Les paramètres des correcteurs PI sont les suivants :

- Régulateur de tension continue : $k_p = 0.176$, $k_i = 3.125$
- Régulateurs des puissances : $k_p = 0.055$, $k_i = 59$

La figure (II.27) montre la réponse du redresseur commandé par *DPC-SVM* lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dc\ ref} = 600\text{V}$ à $v_{dc\ ref} = 700\text{V}$ à $t = 0.5\text{s}$.



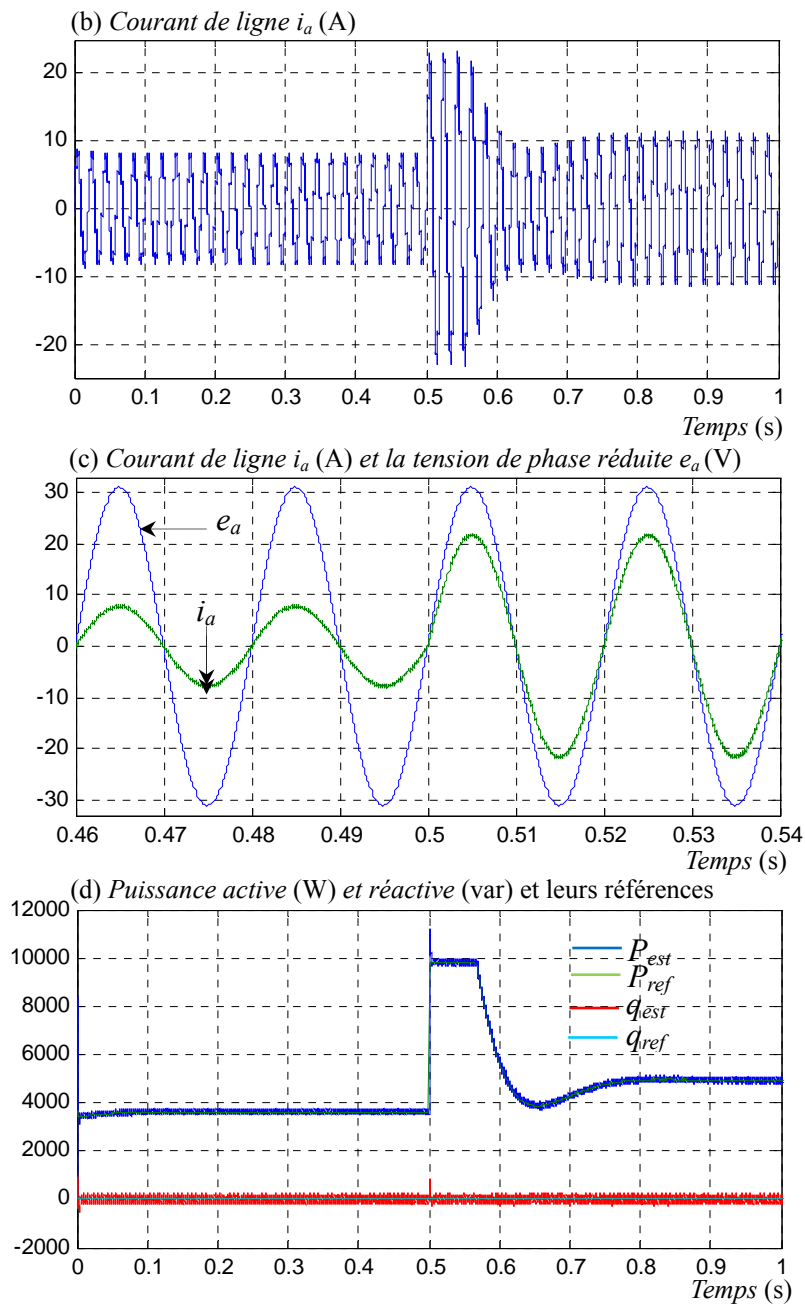
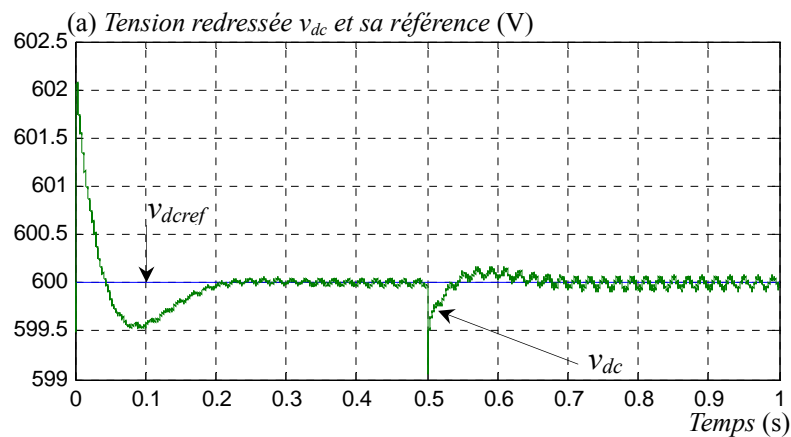


Figure (II.27) : Performances du redresseur commandé par DPC-SVM lors d'une variation de la tension de référence

La figure (II.28) montre la réponse du redresseur lors d'une diminution de la résistance de charge de 100% à $t = 0.5$ s.



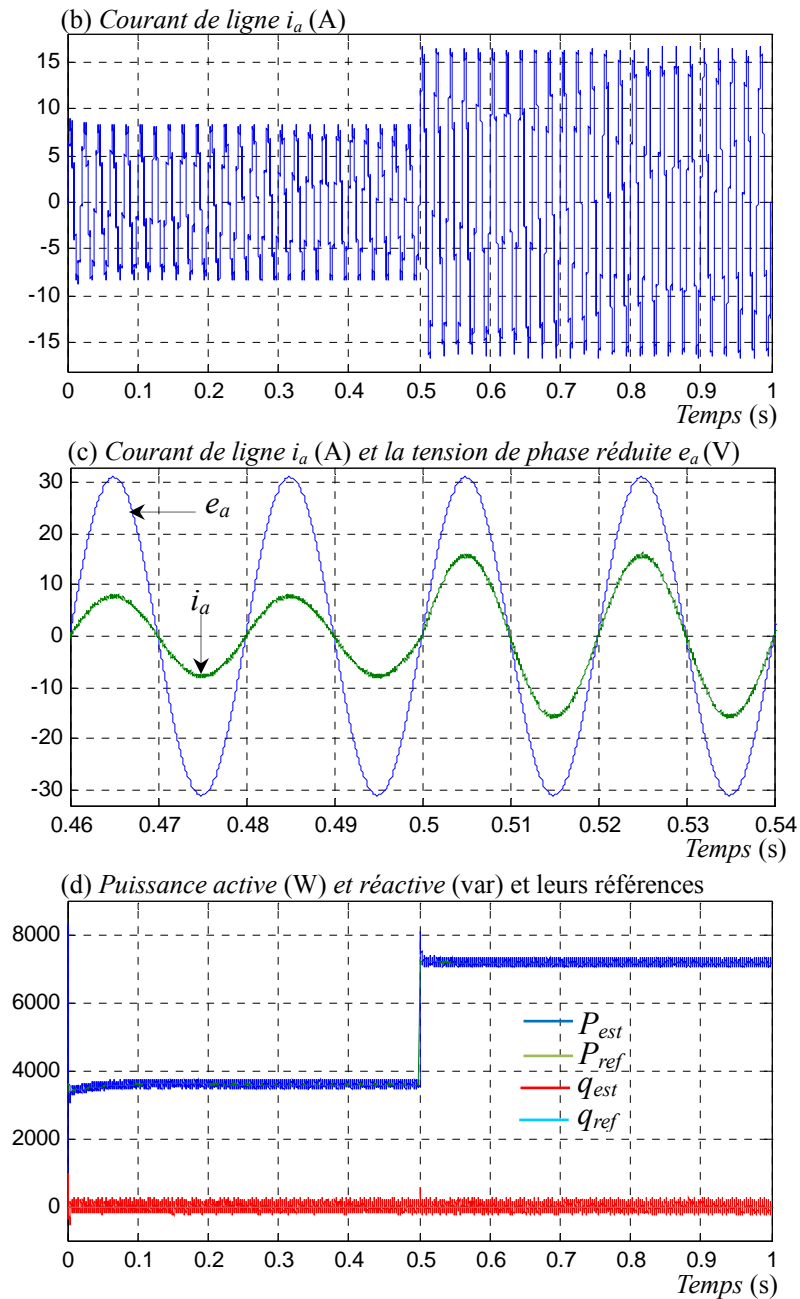


Figure (II.28) : Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance de charge

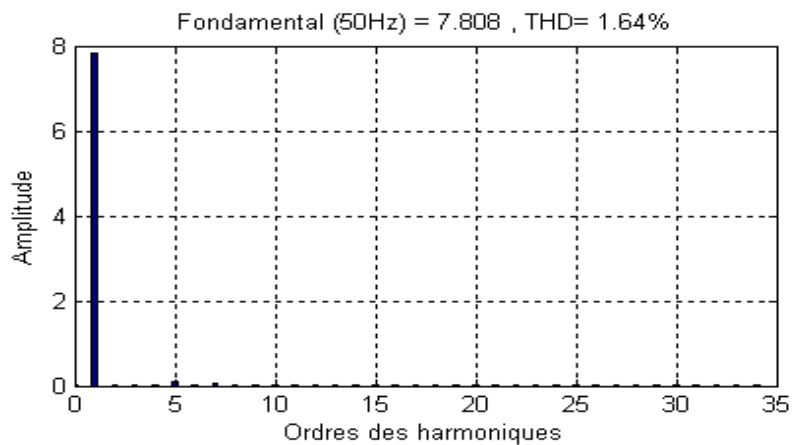


Figure (II.29) : Spectre harmonique du courant de ligne

II.4.4. Interprétations des résultats

Les résultats de simulations sont représentés par à la figure (II.28) dans le cas d'une consigne de tension continue qui varie en échelon entre 600V et 700V, 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 1.64% et le facteur de puissance est maintenu unitaire. Les ondulations des puissances active et réactive autour de leurs références sont réduites.

On montre à la figure (II.29) les résultats de simulation relatifs à une variation de la résistance de charge. On remarque que le régulateur intervient rapidement pour rétablir la tension à sa référence. La tension et le courant de ligne sont pratiquement en phase et le facteur de puissance est quasiment égal à l'unité.

II.5. Commande par orientation de la tension VOC

Par analogie avec la commande par orientation du flux (*FOC feild orienter control*) d'un moteur asynchrone [21], la commande par orientation de la tension *VOC* (en anglais *Voltage Oriented Control*) et la commande par orientation du flux virtuel *VFOC*, sont proposés pour la commande du redresseur *PWM*.

La figure (II.30) montre la configuration globale de la commande par orientation de la tension pour un redresseur *PWM* triphasé.

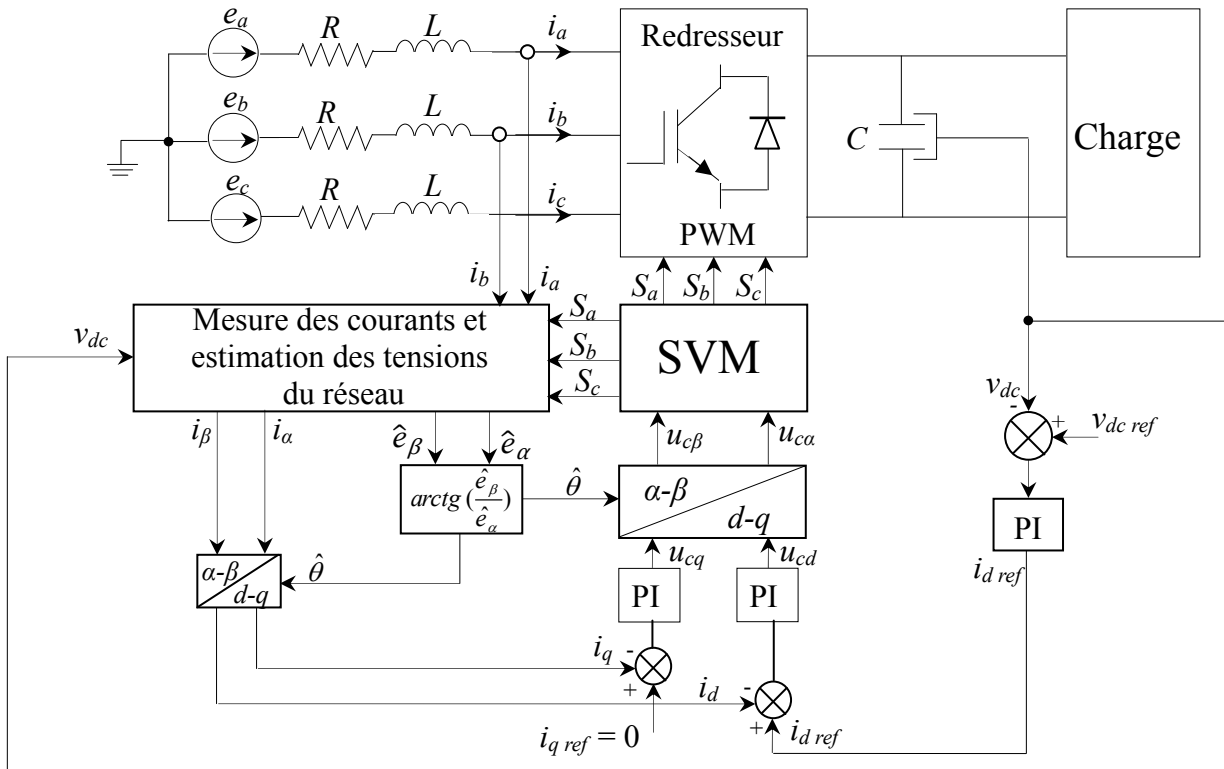


Figure (II.30) : Schéma bloc de la commande VOC

Cette technique de commande utilise deux régulateurs PI pour contrôler les composantes du courant dans le plan synchrone $d-q$. L'axe réel du repère tournant est typiquement fixé sur le vecteur tension de ligne. En raison des transformations des coordonnées, les composantes de courant à commander deviennent des quantités continues en régime permanent, et l'action intégrale des contrôleurs peut ainsi éliminer les erreurs statiques en régime permanent. En outre, le réglage de la tension continue est typiquement mis en application avec un contrôleur simple de type PI [21].

La référence de la composante directe du courant i_d est obtenue par réglage de la tension continue, où on utilise un régulateur PI pour contrôler l'erreur entre la tension captée (continue) et sa référence [21].

Si on veut travailler à facteur de puissance unitaire au niveau du réseau, il faut annuler la composante en quadratique du courant i_q [21].

La figure (II.31) présente le diagramme vectoriel du redresseur triphasé avec orientation du vecteur tension.

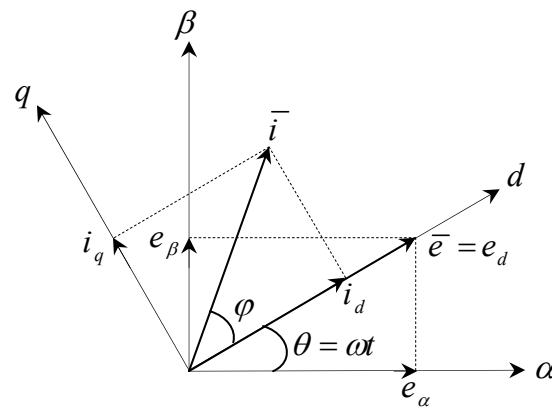


Figure (II.31) : Diagramme vectoriel de la tension du réseau et du courant de ligne

II.5.1. Synthèse des régulateurs de courant

Le modèle du redresseur dans le référentiel $d-q$ est donné par :

$$\begin{aligned} e_d &= Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + u_{cd} \\ e_q &= Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + u_{cq} \end{aligned} \quad (\text{II.95})$$

D'après la figure (II.31) $\bar{e} = e_d = E$, le modèle devient :

$$\begin{aligned} E &= Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + u_{cd} \\ 0 &= Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + u_{cq} \end{aligned} \quad (\text{II.96})$$

On pose :

$$\begin{aligned}\Delta u_d &= R i_d + L \frac{di_d}{dt} \\ \Delta u_q &= R i_q + L \frac{di_q}{dt}\end{aligned}\quad (\text{II.97})$$

Où : Δu la chute de tension en ligne.

Le modèle (II.96) devient :

$$\begin{aligned}E &= \Delta u_d - \omega L i_q + u_{cd} \\ 0 &= \Delta u_q + \omega L i_d + u_{cq}\end{aligned}\quad (\text{II.98})$$

A partir l'équation (II.98), on a :

$$\begin{aligned}u_{cd} &= E + \omega L i_q - \Delta u_d \\ u_{cq} &= -\omega L i_d - \Delta u_q\end{aligned}\quad (\text{II.99})$$

Où : $\Delta u_d, \Delta u_q$ sont des signaux de sortie des contrôleurs des courants [21].

$$\begin{aligned}\Delta u_d &= k_p (i_{d \text{ ref}} - i_d) + k_i \int (i_{d \text{ ref}} - i_d) dt \\ \Delta u_q &= k_p (i_{q \text{ ref}} - i_q) + k_i \int (i_{q \text{ ref}} - i_q) dt\end{aligned}\quad (\text{II.100})$$

Avec l'introduction des blocs régulateurs PI des courants on obtient le diagramme suivant [21] :

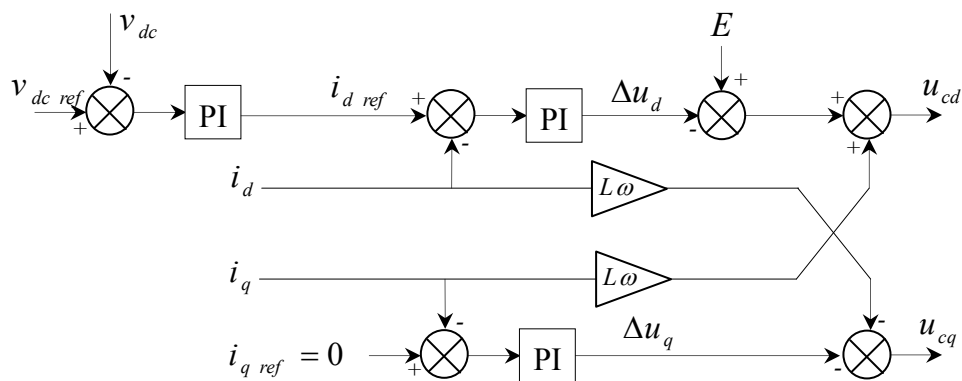


Figure (II.32) : Schéma bloc des boucles internes des courants

Pour $i_q = 0$, la boucle de régulation du courant i_d devient indépendante de la boucle du i_q ce qui conduit on schéma simplifié de la figure (II.32).

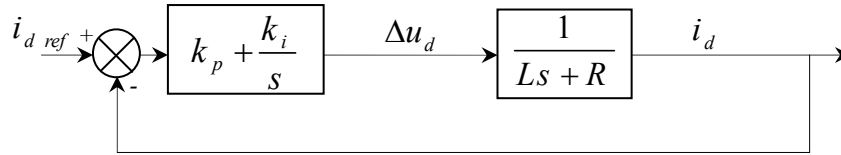


Figure (II.33) : Réglage de la composante directe du courant

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par:

$$H(s) = \frac{(k_p s + k_i)}{L.s^2 + (k_p + R)s + k_i} \quad (\text{II.101})$$

Par analogie entre l'expression d'un système du deuxième ordre en boucle fermée on trouve:

$$\begin{aligned} k_p &= 2.L.\xi\omega_n - R \\ k_i &= L.\omega_n^2 \end{aligned} \quad (\text{II.102})$$

L'équation (II.102) est valable pour les deux correcteurs.

La synthèse du régulateur de tension reste le même, mais la référence de la composante directe du courant est déduite à partir de l'égalité des puissances coté alternatif avec le coté continu comme suit [12] :

$$i_{d \text{ ref}} = \frac{P_{\text{ref}}}{e_d} \quad (\text{II.103})$$

II.5.2. Estimation de la tension du réseau

L'équation des tensions du réseau dans le repère α - β est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{u}_{l\alpha} \\ \hat{u}_{l\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.104})$$

Les tensions d'entrée du redresseur $u_{c\alpha}$ et $u_{c\beta}$ sont données par l'équation (I.19).

Les tensions aux bornes des inductances sont estimées par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{l\alpha} \\ \hat{u}_{l\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p}_l \\ \hat{q}_l \end{bmatrix} \quad (\text{II.105})$$

Où : \hat{p}_l et \hat{q}_l sont les puissances active et réactive aux bornes des inductances et sont données par les équations (II.27) et (II.12) respectivement.

La résistance de ligne est pratiquement négligeable, La tension du réseau peut être estimée par les équations (I.20), (II.104) et (II.105).

II.5.3. Résultats de simulation

On présente ici quelques résultats obtenus par simulation afin d'analyser les performances de la commande *VOC* du redresseur *PWM*.

Les paramètres choisis pour la simulation du *VOC* sont identiques à ceux utilisés dans la *DPC*. Les fréquences d'échantillonnage sont données comme suit :

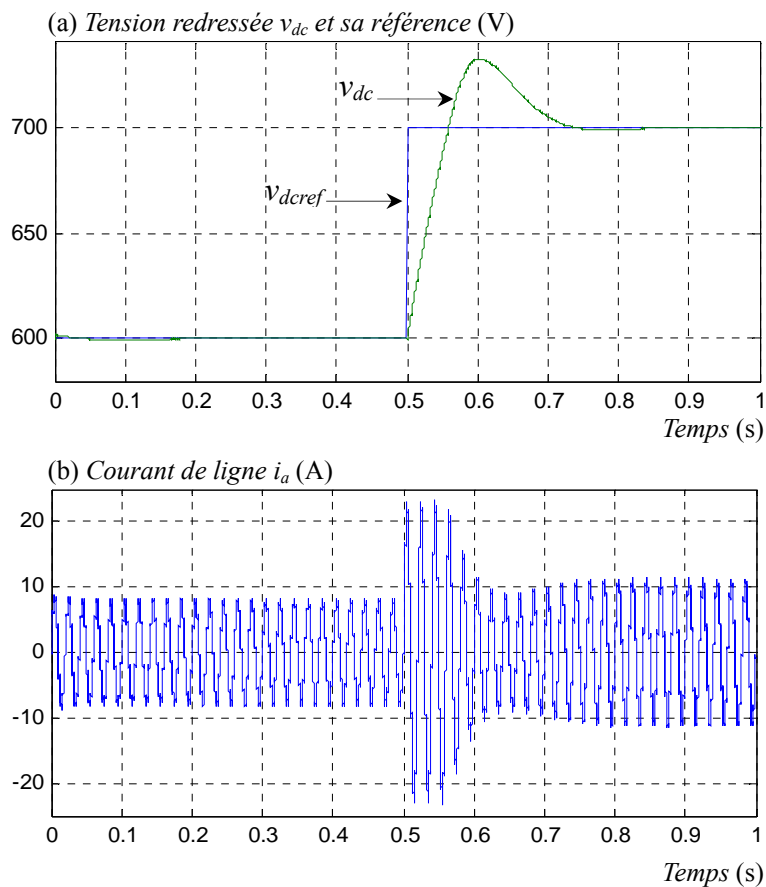
- Régulateurs des courant : $f_e = 50\text{kHz}$
- Régulateur de la tension continue : $f_e = 100\text{kHz}$
- Bloc d'estimateur des tensions du réseau $f_e = 1000\text{kHz}$
- Bloc du modulateur *SVM* : $f_e = 1000\text{kHz}$

La fréquence de commutation est fixée à : $f_s = 10\text{kHz}$

Les paramètres des correcteurs PI sont les suivants :

- Régulateur de tension continue : $k_p = 0.176$, $k_i = 3.125$
- Régulateur des courants : $k_p = 20.9$, $k_i = 22500$

La figure (II.34) montre la réponse du redresseur commandé par *VOC* lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dc\ ref} = 600\text{V}$ à $v_{dc\ ref} = 700\text{V}$ à $t = 0.5\text{s}$.



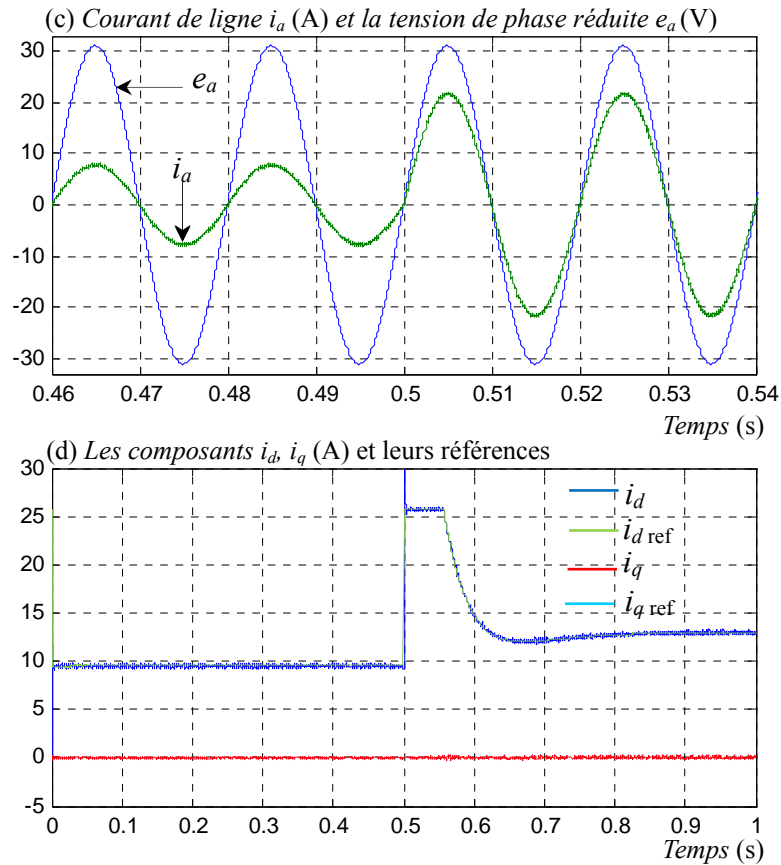
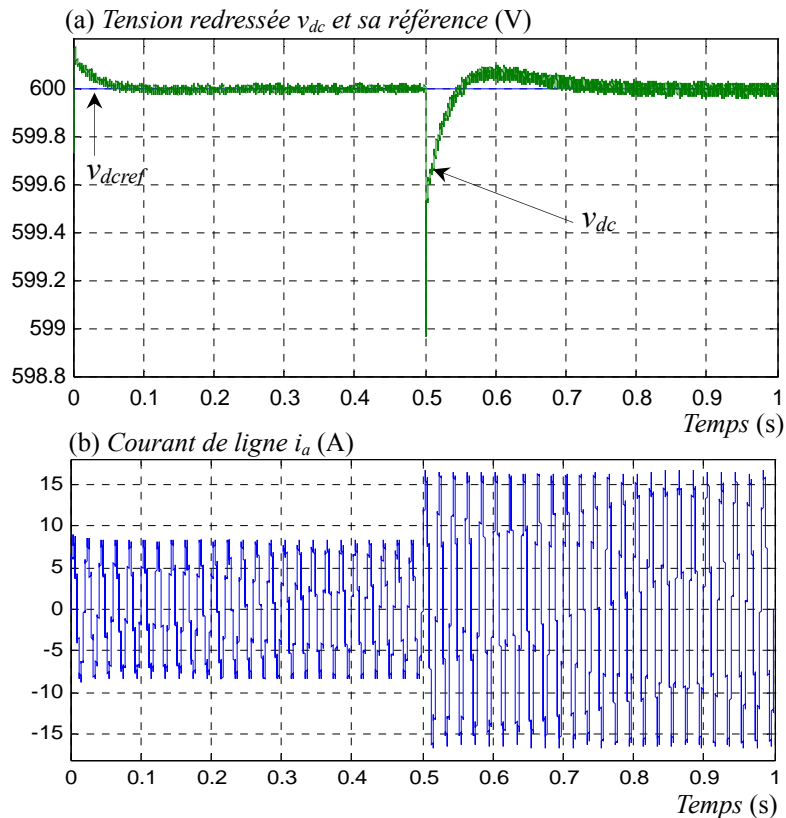


Figure (II.34) : Performances du redresseur commandé par VOC lors d'une variation de la tension de référence

La figure (II.35) montre la réponse du redresseur lors d'une diminution de la résistance de charge de 100% à $t = 0.5$ s.



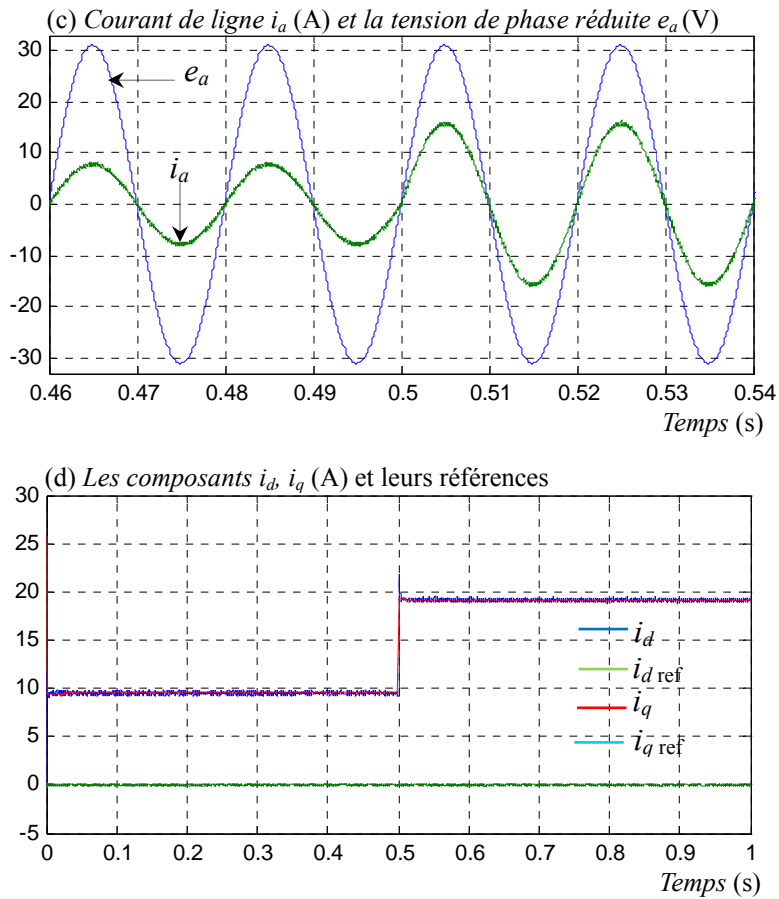


Figure (II.35) : Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance de charge

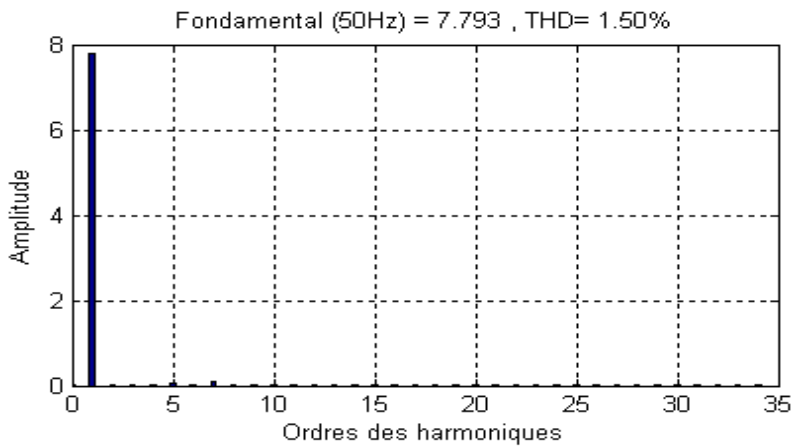


Figure (II.36) : Spectre harmonique du courant de ligne

II.6. Commande par orientation du flux virtuel VFOC

La commande par orientation du flux virtuel *VFOC* est basée sur estimation du flux virtuel au lieu de l'estimation de la tension (figure (II.37)).

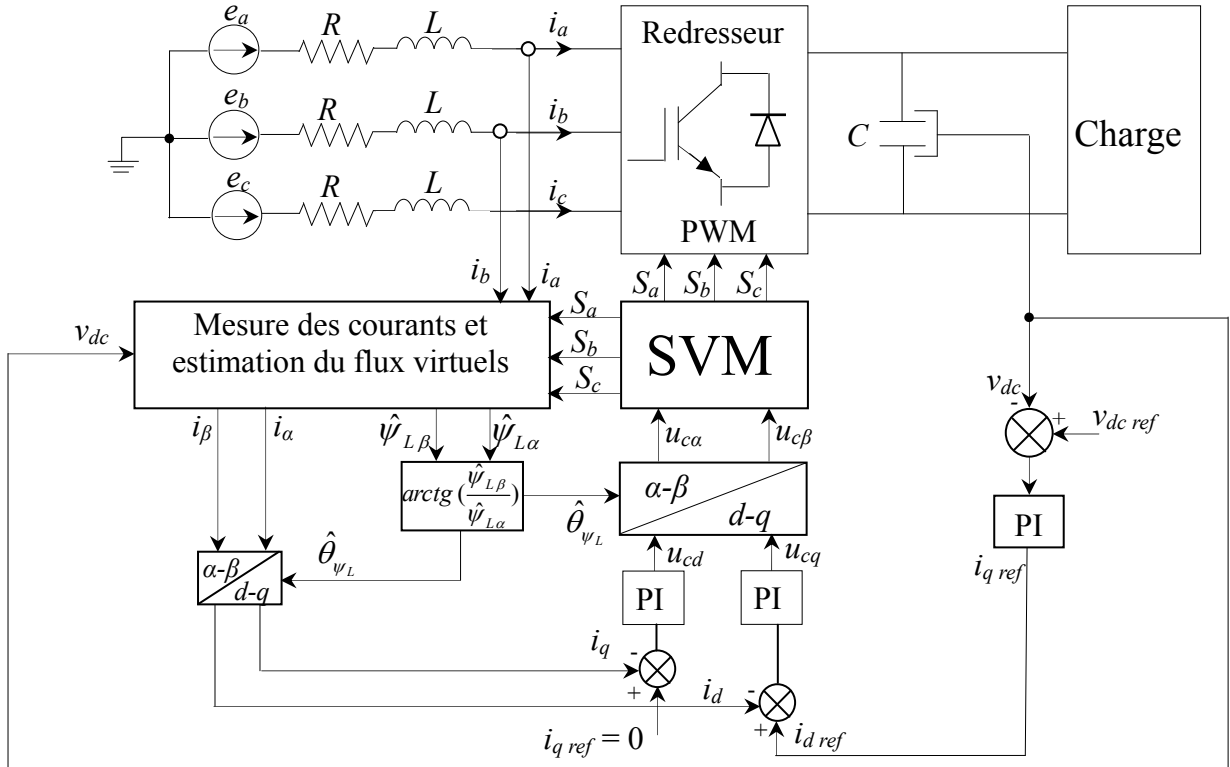


Figure (II.37) : Schéma bloc de la commande VFOC

La figure (II.38) présente le diagramme vectoriel du redresseur triphasé avec orientation du vecteur flux virtuel.

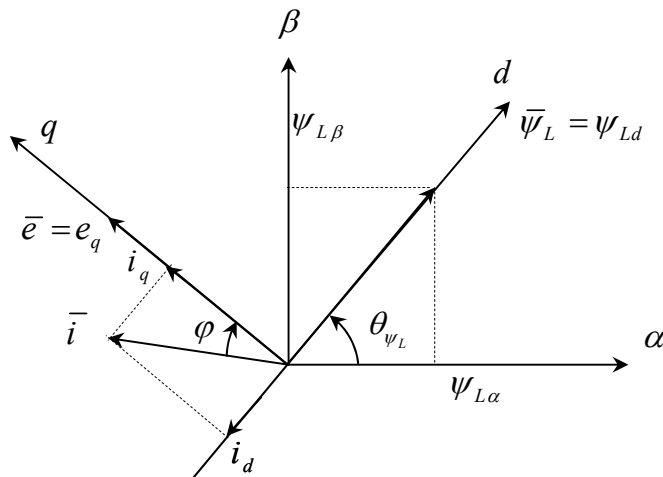


Figure (II.38) : Diagramme vectoriel des : tension de ligne, courant de ligne et flux virtuel

II.6.1. Synthèse des régulateurs de courant

Avec l'orientation du flux virtuel les équations du modèle du redresseur dans les coordonnées synchrones sont transformées en [21] :

$$0 = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + u_{cd} \quad (\text{II.104})$$

$$e_q = E = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + u_{cq} \quad (\text{II.105})$$

Le schéma bloc des régulateurs PI des courants devient [21] :

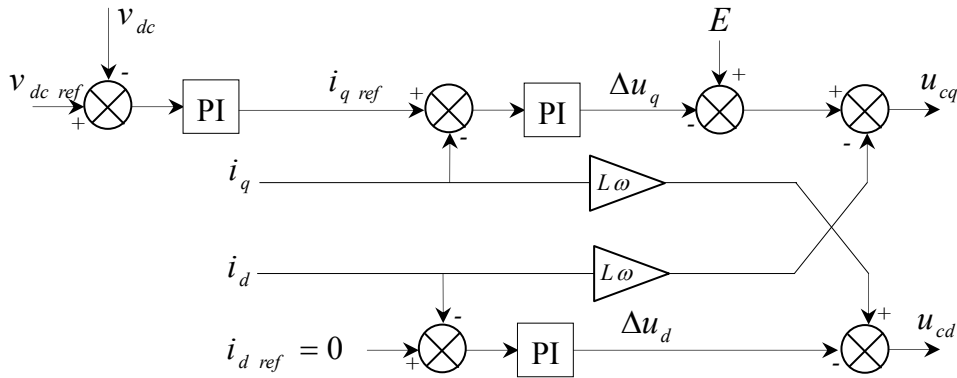


Figure (II.39) : Schéma bloc des boucles internes des courants dans la commande VFOC

De même manière on trouve les paramètres k_p et k_i comme suit :

$$\begin{aligned} k_p &= 2.L.\xi\omega_n - R \\ k_i &= L.\omega_n^2 \end{aligned} \quad (\text{II.106})$$

L'estimation du flux virtuel est donnée par l'équation (II.60).

II.6.2. Résultats de simulation

Les paramètres choisis pour la simulation du VFOC sont identiques à ceux utilisés dans la commande VOC. Les fréquences d'échantillonnage sont les suivantes :

- Régulateurs des courants : $f_e = 50\text{kHz}$
- Régulateur de la tension continue : $f_e = 100\text{kHz}$
- Bloc d'estimateur du flux virtuel : $f_e = 1000\text{kHz}$
- Bloc du modulateur SVM : $f_e = 1000\text{kHz}$

La fréquence de commutation est fixe à : $f_s = 10\text{kHz}$

Les paramètres des correcteurs PI sont les suivants :

- Régulateur de tension continu : $k_p = 0.25$, $k_i = 3.125$
- Régulateur des courants : $k_p = 30$, $k_i = 22500$

La figure (II.40) montre la réponse du redresseur commandé par VOC lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dc\ ref} = 600\text{V}$ à $v_{dc\ ref} = 700\text{V}$ à $t = 0.5\text{s}$.

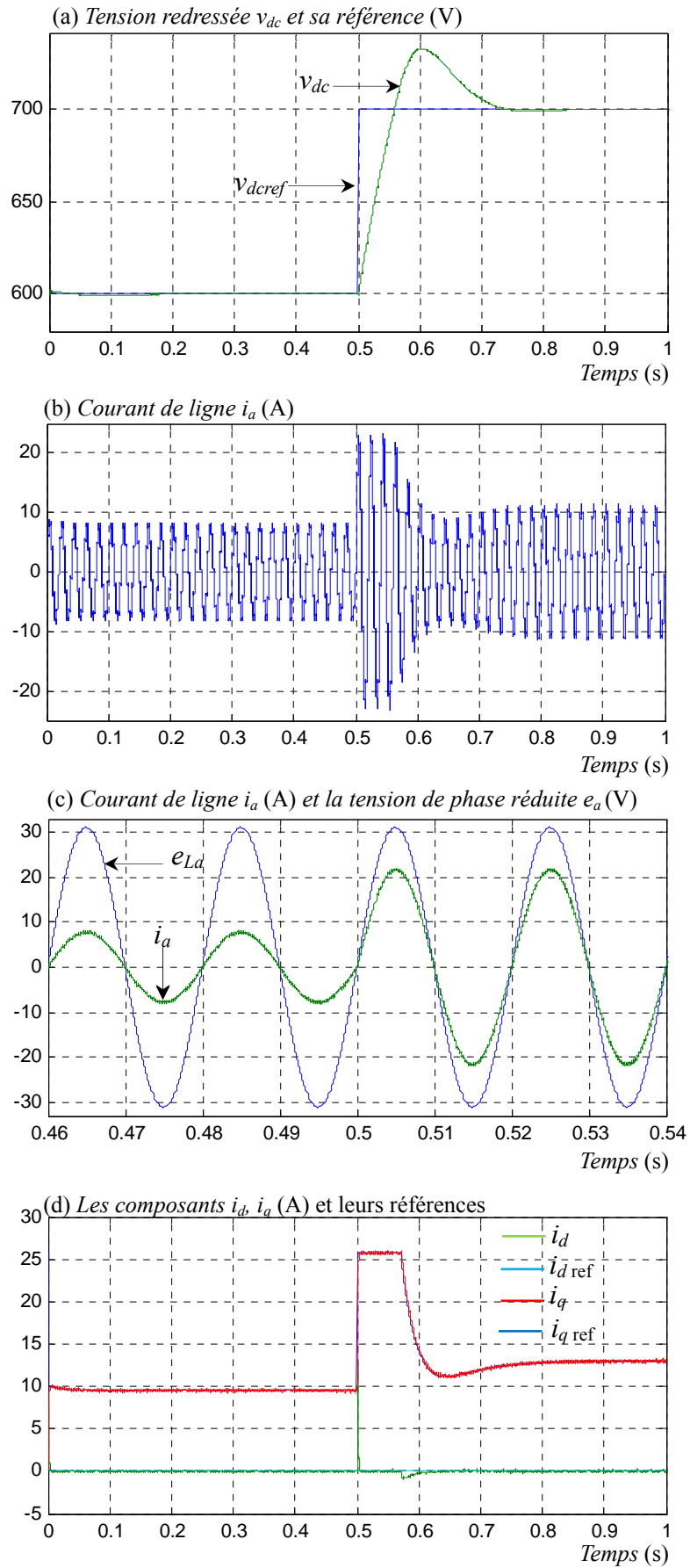


Figure (II.40) : Performances du redresseur commandé par VFOC lors d'une variation de la tension de référence

La figure (II.41) montre la réponse du redresseur lors d'une diminution de la résistance de charge de 100% à $t = 0.5s$.

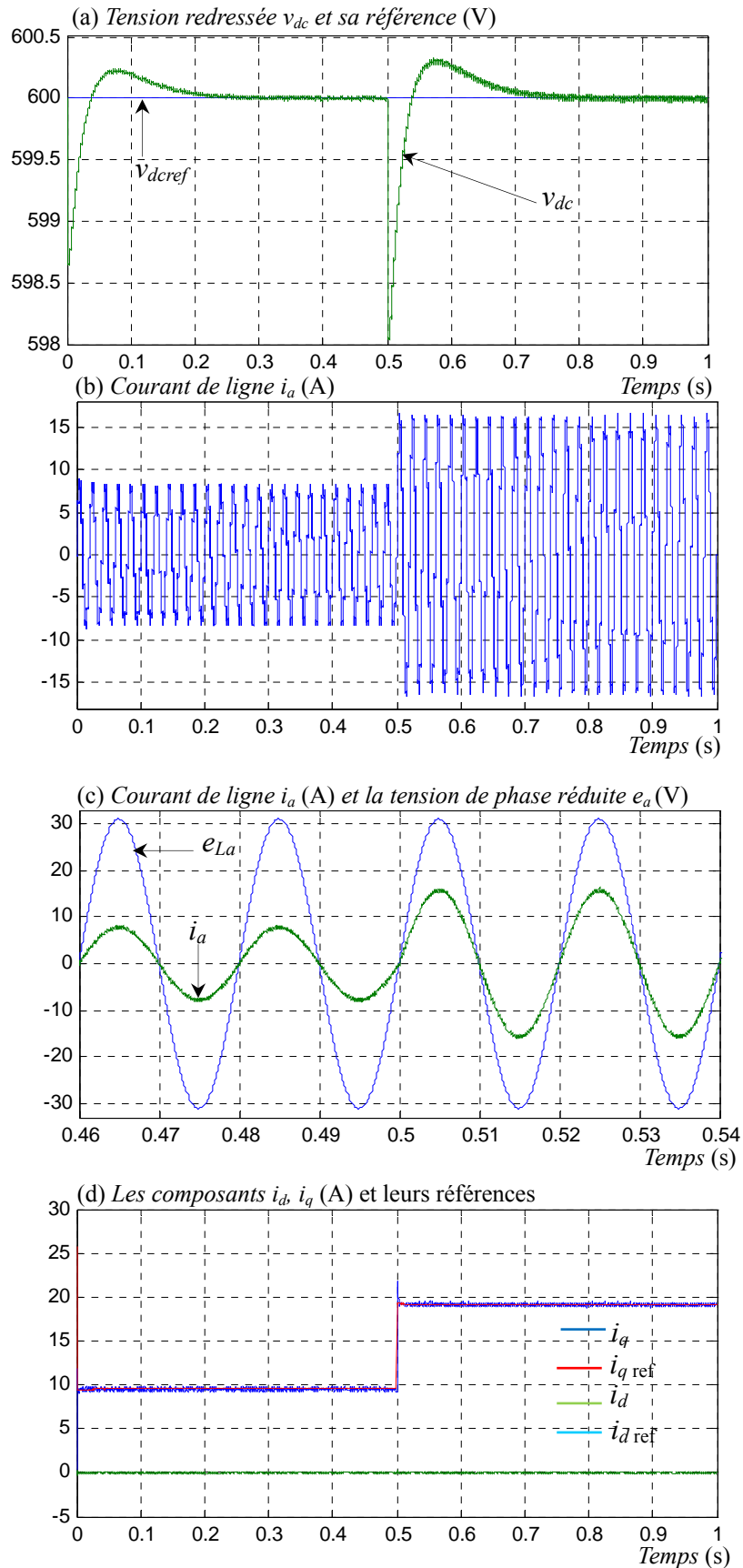


Figure (II.41) : Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance de charge

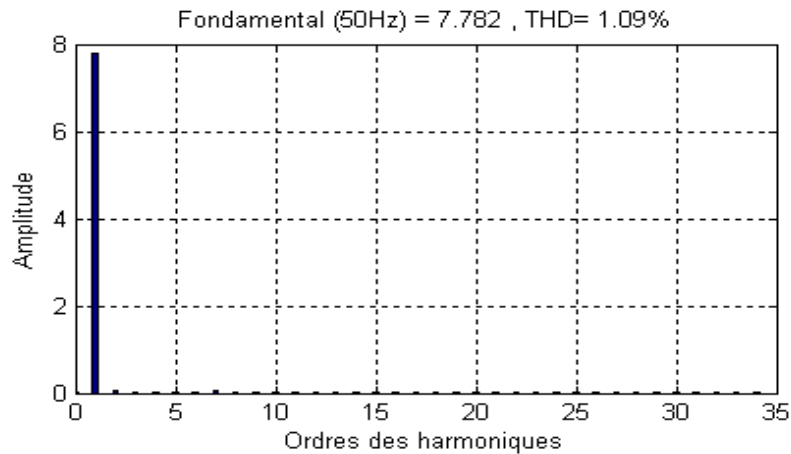


Figure (II.42) : Spectre harmonique du courant de ligne

II.6.3. Interprétations des résultats

Les figures (II.34) et (II.40) montrent les résultats de simulation d'un redresseur *PWM* commandé par *VOC* et *VFOC* lors d'un changement de la 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 du réseau est pratiquement sinusoïdal avec un *THD* =1.65% pour la commande *VOC* et 1.09% pour la commande *VFOC*, ainsi le courant de ligne est en phase avec la tension correspondante. Nous remarquons aussi que les deux composantes du courant suivent leurs consignes, ceci prouve le bon fonctionnement des régulateurs de courant.

Les figures (II.35) et (II.41) montrent l'allure du courant de ligne et de la tension de sortie avec les commandes *VOC* et *VFOC* lors d'une réduction brusque de la charge de 100%. Le courant de ligne reste en phase avec la tension de ligne, ce qui prouve qu'il n'y a pas consommation de la puissance réactive.

II.7. Conclusion

Les structures de contrôle *DPC* avec modulation vectorielle *DPC-SVM*, *VOC*, et *VFOC*, présentent quelques avantages par rapport aux structures classiques *DPC* et *VF-DPC*.

Les points forts de ces types de contrôle sont :

- fonctionnement à fréquence de commutation fixe ;
- dynamique de réglage très rapide ;
- le courant du réseau est pratiquement sinusoïdal avec un *THD* faible ;

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

- nécessité d'utiliser 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 du convertisseur sont filtrées par l'intégrateur qui se comporte comme un filtre passe-bas), et permet d'obtenir un faible *THD*.

Chapitre III

Commande par retour d'état linéarisante du redresseur PWM triphase

III.1 Introduction

La commande linéarisante (*input-output feedback linearization*) a fait son apparition dans les années 1980 avec les travaux d'isidori [26], et les apports bénéfiques de la géométrie différentielle.

Un grand nombre de systèmes non linéaires peuvent être partiellement ou complètement transformés en systèmes possédant un comportement entré-sortie ou entrée-état linéaire à travers le choix approprié d'une loi de commande par retour d'état non linéaire endogène [27].

Lorsque les dynamiques des zéros sont stables, il est possible de transformer le système non linéaire en une chaîne d'intégrateurs [28].

Cette approche a souvent été employée pour résoudre des problèmes pratiques de commande mais cette technique impose que le vecteur d'état soit mesuré et demande un modèle précis du procédé à commander. De plus, les propriétés de robustesse ne sont pas garanties face aux incertitudes du modèle [26].

Afin de réguler la tension de sortie et assurer un facteur de puissance unitaire, le présent chapitre sera consacré à l'application de la technique de linéarisation au sens des entrées sorties dans la commande du redresseur PWM triphasé. Cette commande non linéaire est associée à des stratégies tel que la commande par orientation de la tension (*VOC*) et la commande directe de puissance (*DPC*). Deux variantes de cette technique, l'un non adaptative et l'autre adaptative sont à discuter dans ce chapitre.

III.1.1. Outils mathématiques

Dans cette section, nous présentons quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties.

III.1.2. Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire lisse $h(x)$ par rapport au vecteur x , par le vecteur ligne $\nabla h(x)$ qui est défini par $(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$. De façon similaire, le gradient d'un champ de vecteurs $f(x)$ est défini par le Jacobien de $f(x)$.

$$\begin{aligned} (\nabla f)_{ij} &= \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \\ \dim(\nabla f) &= (n \times n) \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

III.1.3 Dérivée de Lie

Soient $f : R^n \rightarrow R^n$ un champ de vecteurs et $h : R^n \rightarrow R^n$ une fonction scalaire. On introduit la dérivée de Lie comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée $L_f h$, donnant la dérivée de $h(x)$ dans la direction de $f(x)$, tel que:

$$L_f h = \nabla h \cdot f = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Pour un ordre quelconque, on a:

$$L_f^i h = L_f(L_f^{i-1} h) = \nabla(L_f^{i-1} h) \cdot f \quad i = 1, \dots, p \quad (\text{III.3})$$

et

$$L_f^0 h = h \quad (\text{III.4})$$

De plus, si g est un autre champ de vecteurs alors la fonction scalaire est donnée par :

$$L_g L_f h = \nabla(L_f h)_g \quad (\text{III.5})$$

III.2. Commande linéarisante des systèmes non linéaires

III.2.1 Commande linéarisante des systèmes mono-entrée mono-sortie (SISO)

On considère le système mono-entrée mono-sortie suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x) \cdot u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

- $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$: vecteur d'état;
- u : entrée du système ;
- y : sortie du système ;
- $h(x)$: fonction analytique de x ;
- f, g : champs de vecteurs supposés infiniment différentiables.

Le but de l'application de la méthode de linéarisation est de trouver une commande de type retour d'état non linéaire plus précompensateur non linéaire, qui en boucle fermée ramène le système (III.6) à un système linéaire autour d'un point de fonctionnement [28], ceci permet d'obtenir un comportement linéaire du système non linéaire sur toute la plage de fonctionnement.

III.2.1.1 Notion de degré relatif

Le degré relatif est le nombre de fois qu'il faut dériver la variable de sortie avant que l'entrée apparaisse de façon explicite dans l'expression des dérivées.

Cette notion permet de vérifier si la linéarisation est exacte ou partielle. Deux cas peuvent se présenter :

- Si le degré relatif est égal à l'ordre n du système, le système peut donc être linéarisé exactement.
- Si le degré relatif est strictement inférieur à l'ordre du système, on ne peut que partiellement linéariser le système.

Le système (III.6) est dit de degré relatif r si:

$$\begin{aligned} L_g L_f^i h(x) &= 0 & 0 \leq i < r-1 \\ L_g L_f^{r-1} h(x) &\neq 0 \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

Avec $L_f h$: dérivée de Lie de h suivant le champ de vecteurs f donne par :

$$L_f h = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i \quad (\text{III.8})$$

En dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression:

$$\begin{aligned} \dot{y} &= \frac{\partial h(x)}{\partial x} \left(\frac{\partial x}{\partial t} \right) \\ \dot{y} &= \frac{\partial h(x)}{\partial x} (f(x) + g(x)u) \\ &= L_f h(x) + L_g h(x) \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

Si, $L_g h(x) \neq 0 \quad \forall x \in R^n$ on montre aisément que la commande est:

$$u = \frac{1}{L_g h(x)} (-L_f h(x) + v) \quad (\text{III.10})$$

Cette commande conduit au système linéaire représentant un simple intégrateur :

$$\dot{y} = v \quad (\text{III.11})$$

Si $L_g h(x) = 0$ on continue la dérivation pour obtenir :

$$y^{(i)} = L_f^i h(x) + L_g L_f^{i-1} h(x)u \quad i=1,2,\dots \quad (\text{III.12})$$

Avec : $L_g L_f^{i-1} h(x) \neq 0$

La méthode consiste donc à déterminer le degré de dérivation r à partir duquel le coefficient multiplicateur de la commande $L_g L_f^{r-1} h(x)$ n'est pas nul. r est dit le degré relatif de h . On montre que si nous avons :

$$y^{(r)} = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x)u \quad (\text{III.13})$$

La commande est la suivante :

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h(x)} (-L_f^r h(x) + v) \quad (\text{II.14})$$

Cette commande conduit à un système linéaire équivalent à une chaîne de r intégrateurs, défini par :

$$y^{(r)} = v \quad (\text{III.15})$$

Si le degré relatif est supérieur à 1, on a : $L_g h(x) = 0$. Donc : $\dot{y} = L_f h(x)$ Et on montre que :

$$\begin{aligned} y^{(i)} &= L_f^i h(x) & 0 \leq i \leq r-1 \\ y^{(r)} &= L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x)u \end{aligned} \quad (\text{III.16})$$

Pour un système commandable, on a toujours $r \leq n$. Si l'entrée n'apparaît pas après n dérivations de la sortie, le système est non commandable.

Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la figure (III.1)

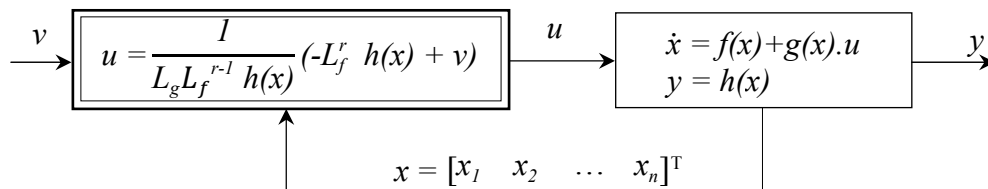


Figure (III.1) : Schéma bloc du système (SISO) linéarisé

L'équation (III.15) présente une chaîne de r intégrateurs en cascade [27] (figure (III.2)), ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique stable par une bonne conception du nouveau vecteur d'entrée v .

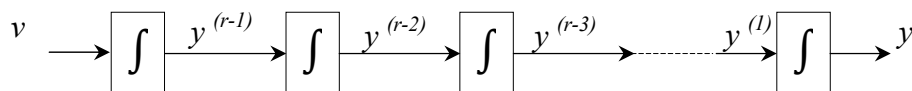


Figure (III.2) : Dynamique du système (SISO) linéarisé

III.2.1.2 Conception de la nouvelle commande v

Le vecteur v est conçu selon les objectifs de la commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire:

$$v = y_d^{(r)} + k_{r-1}(y_d^{(r-1)} - y^{(r-1)}) + \dots + k_1(y_d - y) \quad (\text{III.17})$$

où les éléments $\{y_d, y_d^{(1)}, \dots, y_d^{(r-1)}, y_d^{(r)}\}$ définissent les trajectoires de référence imposées pour la sortie. Si les k_i sont choisis de façon à ce que le polynôme :

$S^r + k_{r-1}S^{r-1} + \dots + k_2S + k_1 = 0$ soit un polynôme *d'Hunvitz* (possède des racines avec des parties réelles négatives), alors on peut montrer que l'erreur $e(t) = y_d(t) - y(t)$ satisfait :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (\text{III.18})$$

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure (III.3) suivante :

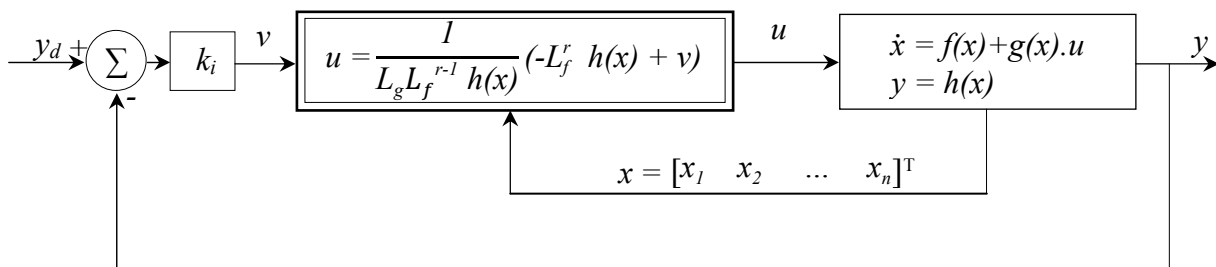


Figure III.3 : Schéma bloc du système (SISO) linéarisé en boucle fermée

III.2.2 Commande linéarisante des systèmes multi-entrée multi-sortie (MIMO)

On considère que le système non-linéaire de p entrées et p sorties a pour forme :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x)u_i \\ y_i &= h_i(x) \quad i = 1, 2, \dots, p \end{aligned} \quad (\text{III.19})$$

Où $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T \in R^n$ est le vecteur d'états, et $u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T \in R^p$ est le vecteur de commande et $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_p]^T \in R^p$ représente le vecteur des sorties. f, g_i sont des champs de vecteurs lisses et $h_i, i = 1, 2, \dots, p$ est une fonction lisse.

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression suivante:

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} (L_f^{r_j-1} h_j(x)) u_i \quad j = 1, 2, \dots, p \quad (\text{III.20})$$

Où : $L_f^i h_j$ et $L_{g_i}(L_f^{r_j-1} h_j)$ sont les $i^{\text{ème}}$ dérivées de Lie de h_j respectivement dans la direction de f et g .

r_j : est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées apparaisse dans l'expression (III.20). Il est connu sous le nom de degré relatif correspondant à la sortie y_j .

Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à

l'aide de (III.13) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système: $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$

On dit que le système (III.19) a pour degré relatif (r) s'il vérifie:

$$\begin{aligned} & L_{g_i} L_f^k h_j = 0 & 0 < k < r_j - 1, 1 < j < p, 1 < i < p \\ \text{Et :} & L_{g_i} L_f^k h_j \neq 0 & k = r_j - 1 \end{aligned} \quad (\text{III.21})$$

Pour trouver l'expression de la loi linéarisante u qui permet de rendre linéaire la relation entre les entrées et les sorties, on récrit l'expression (III.20) sous sa forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix} = \zeta(x) + D(x)u \quad (\text{III.22})$$

$$\text{Où :} \quad \zeta(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ L_f^{r_2} h_2(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

$$\text{Et} \quad D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

Où : $D(x)$ est appelé la matrice de découplage du système.

Si on suppose que $D(x)$ n'est pas singulière, la loi de commande linéarisante a pour forme:

$$u = D(x)^{-1}(-\zeta(x) + v) \quad (\text{III.25})$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $D(x)$ est inversible. Le schéma bloc du système linéarisé est donné par la figure (III.4).

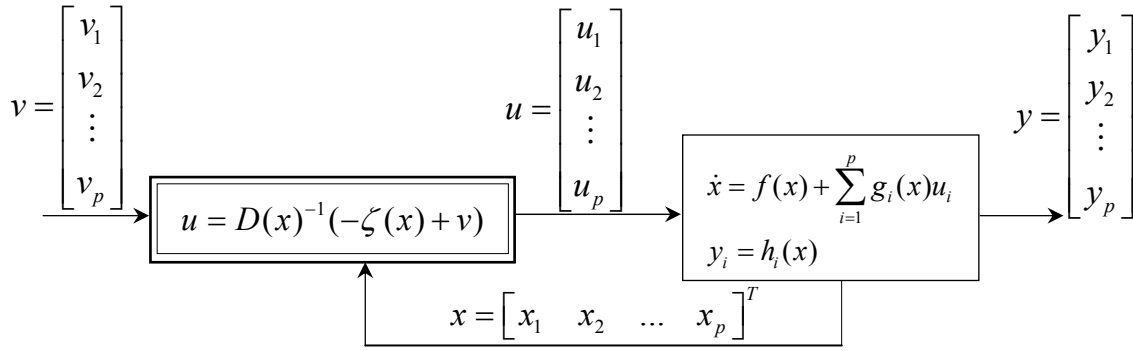


Figure (III.4) : Schéma bloc du système (MIMO) linéarisé

En remplaçant (III.25) dans (III.19), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme:

$$y_1^{(r_i)} = v_i \tag{III.26}$$

Ou plus explicitement par:

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & y_2^{r_2} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & \dots & v_p \end{bmatrix}^T \tag{III.27}$$

Avec un bon choix de nouveau vecteur d'entrée $\begin{bmatrix} v_1 & v_2 & \dots & v_p \end{bmatrix}^T$ nous pouvons imposer n'importe quelle dynamique stable.

Remarquons que l'expression (III.26) représente p intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable (figure (III.5)).

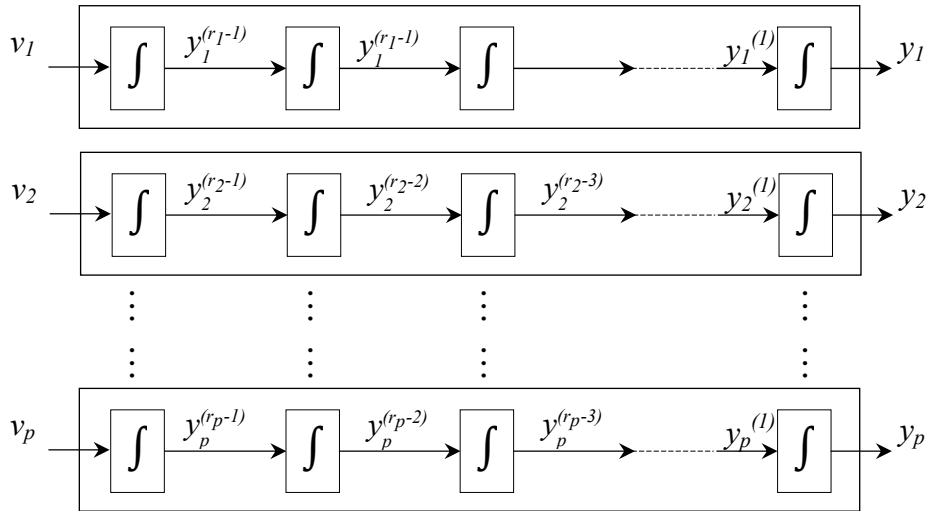


Figure (III.5) : Dynamique du système (MIMO) linéarisé

III.2.2.1 Conception du nouveau vecteur de commande v

Dans le cas où nous avons un système *MIMO*, la nouvelle commande est un vecteur de dimension $(p \times 1)$, avec p : le nombre de sortie

$$v_j = y_{d_j}^{(r_j)} + k_{r_j-1}(y_{d_j}^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + \dots + k_1(y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \quad (\text{III.28})$$

Ou plus explicitement par:

$$v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{d_1}^{(r_1)} + k_{r_1-1}(y_{d_1}^{(r_1-1)} - y_1^{(r_1-1)}) + \dots + k_1(y_{d_1} - y_1) \\ y_{d_2}^{(r_2)} + k_{r_2-1}(y_{d_2}^{(r_2-1)} - y_2^{(r_2-1)}) + \dots + k_1(y_{d_2} - y_2) \\ \vdots \\ y_{d_p}^{(r_p)} + k_{r_p-1}(y_{d_p}^{(r_p-1)} - y_p^{(r_p-1)}) + \dots + k_1(y_{d_p} - y_p) \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

Où les vecteurs : $\{y_{d_j}, y_{d_j}^{(1)}, \dots, y_{d_j}^{(r_j-1)}, y_{d_j}^{(r_j)}\}$ définissent les trajectoires de référence imposées pour les différentes sorties. Avec le choix des k_i de façon à ce que le polynôme : $S^{r_j} + k_{r_j-1}S^{r_j-1} + \dots + k_2S + k_1 = 0$ soit un polynôme *d'Hurwitz*, alors les erreurs pour toutes les sorties : $e_j(t) = y_{d_j}(t) - y_j(t)$ satisfont:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0 \quad (\text{III.30})$$

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure (III.6):

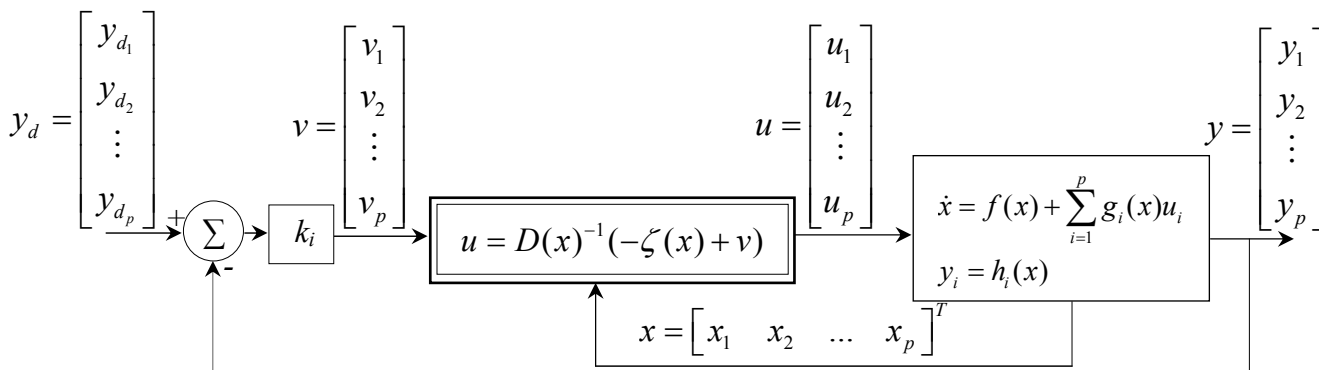


Figure (III.6) : Schéma bloc du système (MIMO) linéarisé en boucle fermée

III.2.3 Commande linéarisante du redresseur PWM triphasé

III.2.3.1. Commande directe de puissance DPC

Le schéma bloc de la commande est représenté par la figure (III.7). La synthèse des régulateurs non linéaires de la tension de sortie et des puissances active et réactive sera l'objet de cette section.

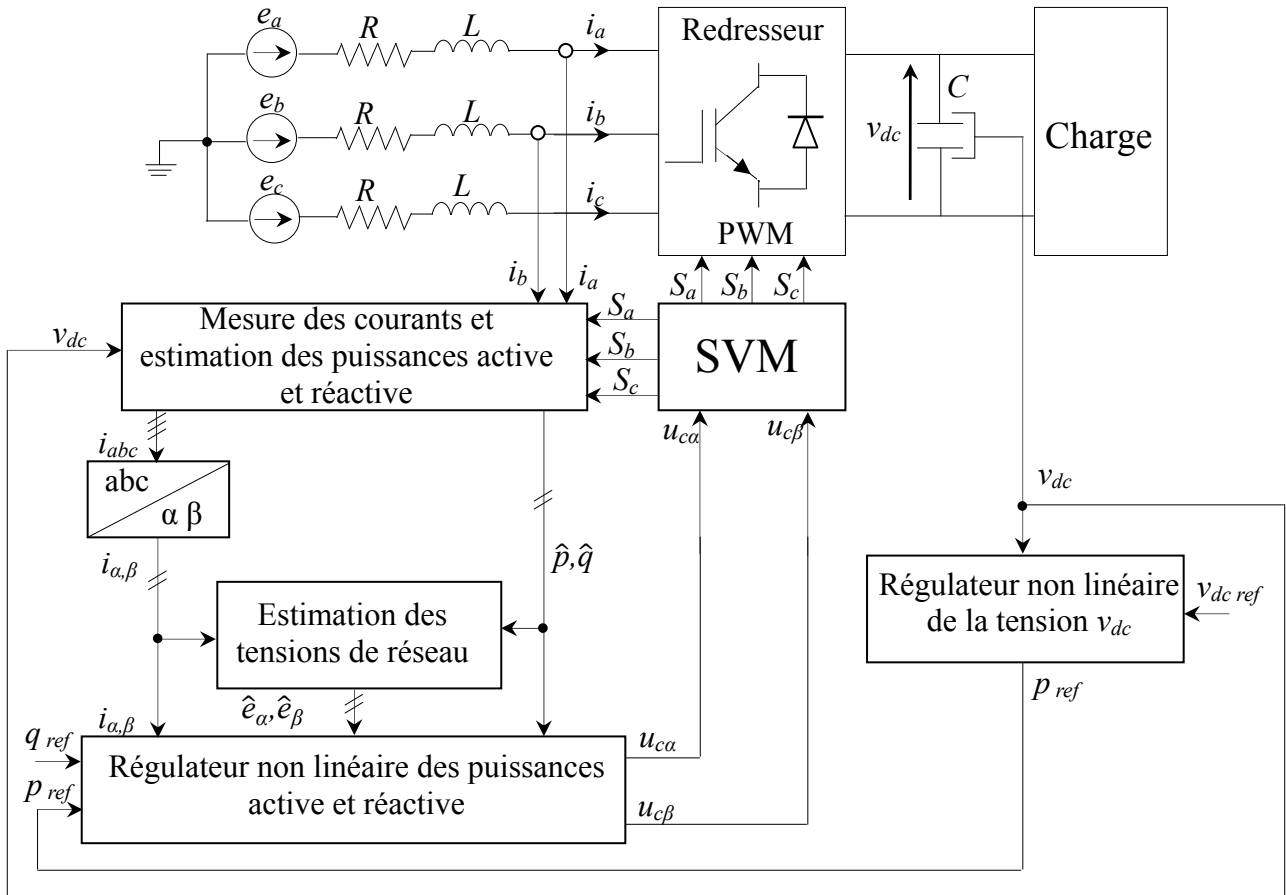


Figure (III.7) : Schéma bloc de la commande DPC non linéaire

III.2.3.1.1. Synthèse des régulateurs des puissances et de la tension de sortie

Les équations dynamiques du redresseur PWM triphasé dans la référentiel $(\alpha-\beta)$ sont données par :

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}i_\alpha + \frac{1}{L}(e_\alpha - u_{c\alpha}) \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}i_\beta + \frac{1}{L}(e_\beta - u_{c\beta}) \\ \frac{d}{dt} = \frac{1}{C v_{dc}}(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) - \frac{v_{dc}}{C R_{ch}} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Dans la stratégie de contrôle *DPC*, nous avons trois sorties à réguler. Il s'agit de la puissance active p , la puissance réactive q et la tension v_{dc} , chacune d'elle doit suivre sa référence p_{ref} , q_{ref} et $v_{dc_{ref}}$ respectivement. Pour réaliser cet objectif, il faut subdiviser le système (III.31) en deux sous-systèmes :

$$\text{Sous-système 1: } \begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}i_\alpha + \frac{1}{L}(e_\alpha - u_{c\alpha}) \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}i_\beta + \frac{1}{L}(e_\beta - u_{c\beta}) \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Le premier sous-système d'ordre 2, est caractérisé par le vecteur d'état $x = [i_\alpha \ i_\beta]^T$ et le vecteur de commande $u = \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix}$. On peut écrire le système d'équation (III.32) sous la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x).u \quad (\text{III.33})$$

$$\text{Où : } f(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_\alpha + \frac{1}{L}e_\alpha \\ -\frac{R}{L}i_\beta + \frac{1}{L}e_\beta \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad g(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad (\text{III.34})$$

$$\text{Sous-système 2: } \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C.v_{dc}}(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) - \frac{v_{dc}}{C.R_{ch}} \quad (\text{III.35})$$

Où le terme $(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta)$ représente la puissance active p , le système (II.35) devient :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{v_{dc}}{C.R_{ch}} + \frac{p}{C.v_{dc}} \quad (\text{III.36})$$

Le deuxième sous-système, d'ordre 1, est caractérisé par le vecteur d'état $x = v_{dc}$, et le vecteur de commande $u = p$. Nous pouvons écrire l'équation (III.36) sous la forme suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x).u \quad (\text{III.37})$$

$$\text{Avec : } f(x) = -\frac{v_{dc}}{C.R_{ch}}, \quad g(x) = \frac{1}{C.v_{dc}} \quad (\text{III.38})$$

Maintenant, on applique à chacun de ces modèles (III.33 et III.37) une linéarisation au sens des entrées-sorties qui assure un découplage total entre les commandes et les sorties des deux sous systèmes.

III.2.3.1.1.1. Régulation de la tension de sortie

La régulation de la tension v_{dc} est assurée par le sous-système 2. Pour réaliser cet objectif, il faut

choisir comme sortie $y = v_{dc}$, puis, nous cherchons son degré relatif.

Soit :

$$\begin{aligned} y &= v_{dc} = h(x) \\ \nabla h &= \frac{\partial h}{\partial x} = \frac{\partial h}{\partial v_{dc}} = 1 \\ \dot{y} &= \frac{\partial h}{\partial x} (f(x) + g(x)u) \\ \dot{y} &= L_f h(x) + L_g h(x)u \end{aligned} \quad (III.39)$$

Avec :

$$L_f h(x) = -\frac{v_{dc}}{C.R_{ch}} \quad \text{et} \quad L_g h(x) = \frac{1}{C.v_{dc}}$$

Il vient donc :

$$\dot{y} = -\frac{v_{dc}}{C.R_{ch}} + \frac{p}{C.v_{dc}} \quad (III.40)$$

Ainsi, l'entrée $u = p$ apparaît dans l'expression (III.40). Ce qui en résulte un degré relatif $r = 1$. Le degré relatif est égal à l'ordre du sous-système 2, la linéarisation est exacte.

Si le terme $L_g h(x) = \frac{1}{C.v_{dc}} \neq 0$, la loi de la commande linéarisante qui assure le découplage est exprimée par:

$$u = p = \frac{1}{L_g h(x)} (-L_f h(x) + \dot{y}) = C v_{dc} \left(\frac{v_{dc}}{C R_{ch}} + v \right) \quad (III.41)$$

En remplaçant l'expression (III.41) dans l'équation (III.39) on obtient un système linéaire totalement découplé de la forme:

$$\dot{y} = v \quad (III.42)$$

La nouvelle entrée doit être conçue pour nous assurer que: $\lim_{t \rightarrow \infty} v_{dc} = v_{dc \text{ ref}}$

Pour un problème de poursuite de trajectoire défini par $v_{dc \text{ ref}}(t)$ on a:

$$v = k(v_{dc \text{ ref}} - v_{dc}) + \frac{d(v_{dc \text{ ref}})}{dt} \quad (II.43)$$

Dans le cas où la référence est constant, alors (III.43) devient :

$$v = k(v_{dc \text{ ref}} - v_{dc}) \quad (III.44)$$

Le gain k est choisi de sorte que le polynôme $p+k$ possède un pôle à partie réelle négative.

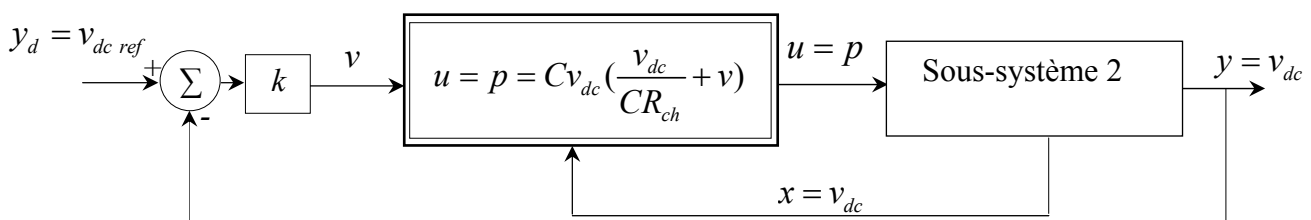


Figure (III.8) : Schéma bloc du sous-système 2 linéarisé en boucle fermée

III.2.3.1.1.2 Régulateur des puissances active et réactive

Avec le deuxième sous-système, on règle les puissances active et réactive. Ces deux sorties doivent suivre les trajectoires qu'on leur impose p_{ref} et q_{ref} . La puissance active de référence est la sortie du régulateur de la tension v_{dc} définie par l'équation (III.41).

Alors que la puissance réactive doit être forcée à rester nulle, à tout moment, pour assurer un facteur de puissance unitaire, c'est pour cette raison, il faut imposer: $q_{ref} = 0$.

1^{ère} sortie :

$$y_1 = p = h_1(x) = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \Rightarrow \nabla h_1 = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \end{bmatrix}$$

$$\dot{y}_1 = e_\alpha f_1 + e_\beta f_2 - \frac{e_\alpha}{L} u_{c\alpha} - \frac{e_\beta}{L} u_{c\beta} \quad (III.45)$$

L'entrée apparait dans l'expression (III.45). Donc le degré relatif de la première sortie est $r_1 = 1$

2^{ème} sortie :

$$y_2 = q = h_2(x) = e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta \Rightarrow \nabla h_2 = \begin{bmatrix} e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix}$$

$$\dot{y}_2 = e_\beta f_1 - e_\alpha f_2 - \frac{e_\beta}{L} u_{c\alpha} + \frac{e_\alpha}{L} u_{c\beta} \quad (III.46)$$

Le degré relatif de la deuxième sortie est $r_2 = 1$.

Le degré relatif total $r = r_1 + r_2 = 2 = n$ alors, nous avons une linéarisation exacte.

A partir des équations (III.45) et (III.46), il vient:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} y_1 & y_2 \end{bmatrix}^T = \zeta(x) + D(x)u \quad (III.47)$$

Avec :

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} e_\alpha f_1 + e_\beta f_2 \\ e_\beta f_1 - e_\alpha f_2 \end{bmatrix}, \quad D(x) = \begin{bmatrix} -\frac{e_\alpha}{L} & -\frac{e_\beta}{L} \\ -\frac{e_\beta}{L} & \frac{e_\alpha}{L} \end{bmatrix}$$

Comme le déterminant de $D(x)$: $\det(D(x)) = -\frac{(e_\alpha^2 + e_\beta^2)}{L^2}$, est fonction du terme non nul $(e_\alpha^2 + e_\beta^2)$ qui représente le carré du module de la tension du réseau dans le repère (α, β) , cela nous permet d'écrire la loi de commande suivante :

$$\begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \left[-\zeta(x) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \quad (III.48)$$

Où :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} y_1 & y_2 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (III.49)$$

Pour imposer le régime statique sur l'erreur les nouvelles entrées internes (v_1, v_2) doivent être conçues pour assurer :

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} p = p_{ref} \\ \lim_{t \rightarrow \infty} q = q_{ref} = 0 \end{cases}$$

Pour assurer une poursuite de trajectoire, nous devons prendre:

$$\begin{cases} v_1 = k_1(p_{ref} - p) + \frac{d(p_{ref})}{dt} \\ v_2 = k_2(q_{ref} - q) + \frac{d(q_{ref})}{dt} \end{cases} \quad (III.50)$$

Notre objectif est d'assurer un facteur de puissance unitaire, ceci revient à imposer : $q_{ref} = 0$. Dans ce cas l'équation (III.50) devient :

$$\begin{cases} v_1 = k_1(p_{ref} - p) + \frac{d(p_{ref})}{dt} \\ v_2 = -k_2 q \end{cases} \quad (III.52)$$

Les coefficients k_1 et k_2 sont choisis de telle façon que les polynômes $s + k_1$ et $s + k_2$ possèdent des pôles à parties réelles négatives.

Le schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée est représenté par la figure (III.9)

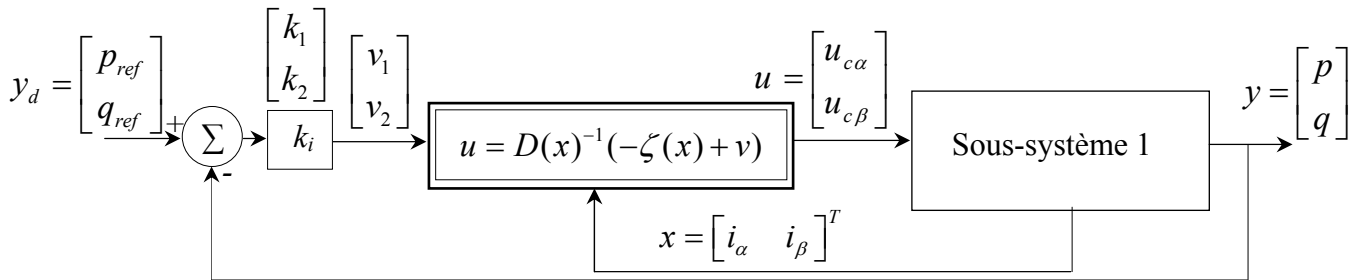


Figure (III.9): Schéma bloc du sous-système 1 linéarisé en boucle fermée

III.2.3.1.2. Résultats de simulation

La simulation de la commande *DPC-non linéaire* est réalisée avec les paramètres suivants :

Les paramètres des régulateurs non linéaires sont:

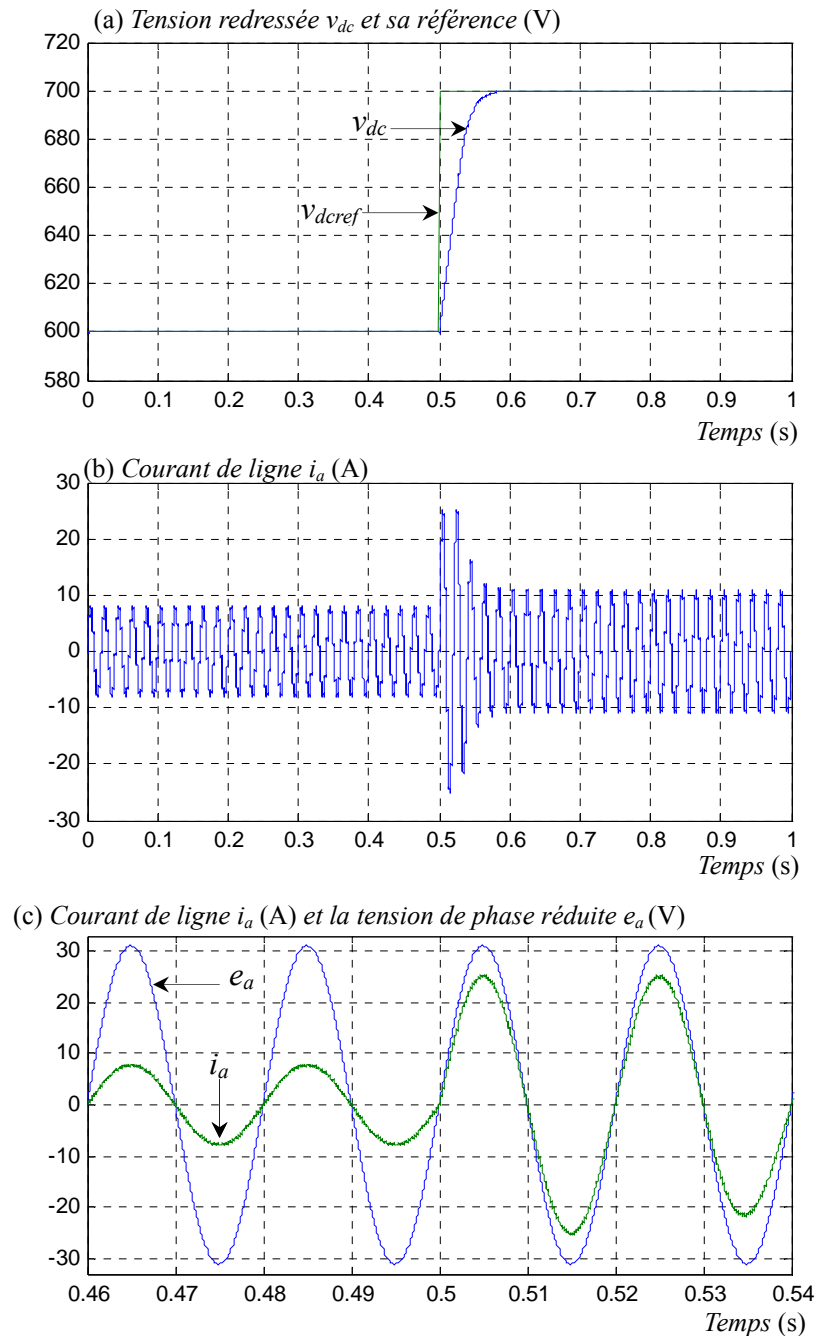
- Régulateur de tension continu : $k = 70$
- Régulateurs des puissances : $k_1 = k_2 = 10^5$

Les fréquences d'échantillonnage sont données pour chaque régulateur comme suit :

- Régulateurs des puissances active et réactive : $f_e = 50\text{kHz}$
- Régulateur de la tension continue : $f_e = 100\text{kHz}$
- Bloc d'Estimateur des puissances et la tension du réseau $f_e = 1000\text{kHz}$
- Bloc du modulateur SVM : $f_e = 100\text{kHz}$

La fréquence de commutation est fixée à : $f_s = 10\text{kHz}$

La figure (III.10) montre la réponse du redresseur lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dc\ ref} = 600\text{V}$ à $v_{dc\ ref} = 700\text{V}$ à $t = 0.5\text{s}$.



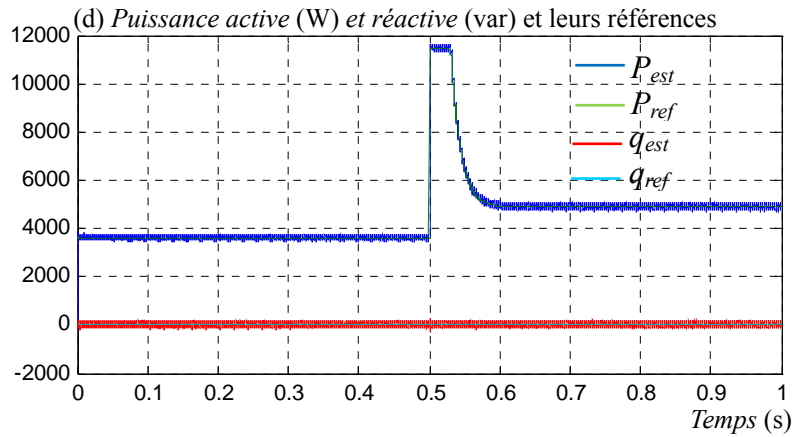
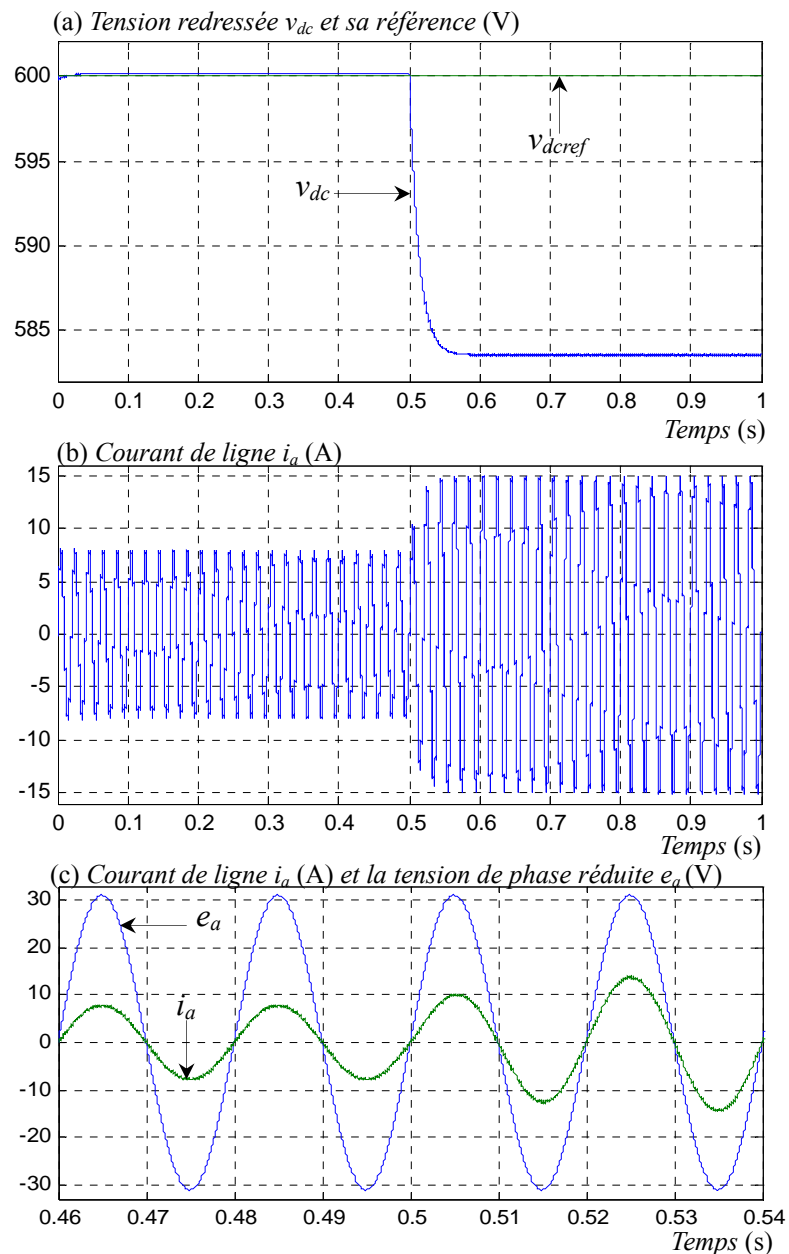


Figure (II.10) : Performances du redresseur lors d'une variation de la tension de référence

La figure (II.11) montre la réponse du redresseur avec sa commande *DPC-non linéaire* lors d'une diminution de la résistance de charge de 100%



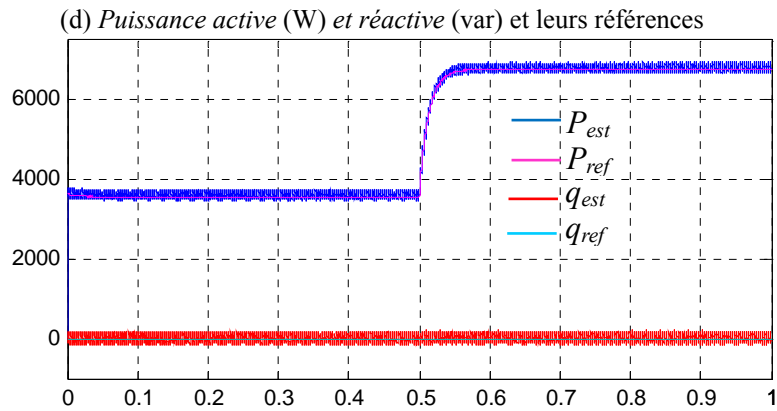


Figure (II.11) : Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance de charge

III.2.3.1.3. Interprétations des résultats

La figure (II.10) montre les différentes formes d'ondes du système pour une consigne de tension continue qui varie en échelon entre 600V et 700V, ceci entraîne une augmentation de la puissance active de 3.6 kW à 4.9 kW. On peut noter le bon contrôle des puissances active et réactive instantanées. Le courant de ligne répond bien à la variation imposée par v_{dc} , il s'établit rapidement après une phase de transition limitée par la saturation du régulateur.

La figure (II.11) représente les formes d'ondes pour une variation de la charge résistive. On s'aperçoit que le courant augmente avec la diminution de la valeur de la résistance de charge. La variation du courant est accompagnée par celle de la puissance active, tandis que la puissance réactive reste fixée à sa valeur de référence (nulle), ce qui se traduit aussi par un déphasage nul entre le courant et la tension. En outre, nous remarquons également une chute de la tension v_{dc} de 16V. Du fait que l'algorithme du régulateur non linéaire est fonction de la valeur de la résistance de charge nominale.

III.2.3.2. Commande par orientation de la tension VOC

Le schéma bloc de la commande *VOC-non linéaire* est représenté par la figure (III.12). La conception des régulateurs non linéaires de la tension de sortie et des courants sera réalisée dans cette section.

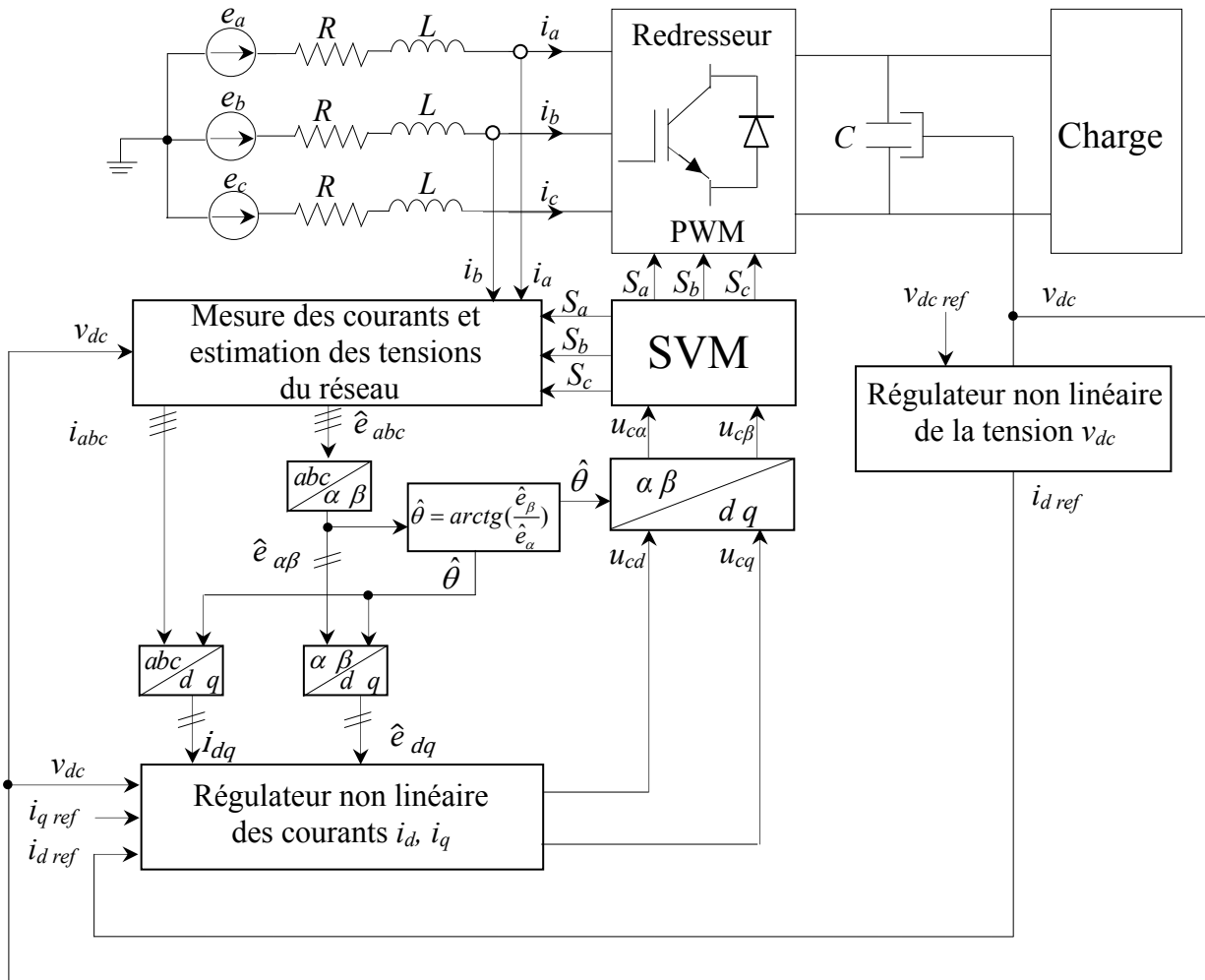


Figure (III.12) : Schéma bloc de la commande VOC-non linéaire

III.2.3.2.1. Synthèse des régulateurs des courants et de la tension

Rappelons que les équations dynamiques du redresseur PWM triphasé dans le référentiel $(d-q)$ sont comme suit:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q + \frac{1}{L}(e_d - u_{cd}) \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d + \frac{1}{L}(e_q - u_{cq}) \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}v_{dc}(e_d i_d + e_q i_q) - \frac{v_{dc}}{C.R_{ch}} \end{cases} \quad (\text{III.53})$$

Notre objectif est de forcer la tension aux bornes de la capacité v_{dc} de suivre sa référence $v_{dc\ ref}$ et d'assurer un facteur de puissance unitaire. Pour ce faire, on choisit comme sorties les composantes directe et en quadrature du courant de ligne et la tension au borne de la capacité v_{dc} .

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.54})$$

Pour réaliser cet objectif, il faut subdiviser le système (III.53) en deux sous-systèmes comme suit :

$$\text{Sous-système 1: } \begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q + \frac{1}{L}(e_d - u_{cd}) \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d + \frac{1}{L}(e_q - u_{cq}) \end{cases} \quad (\text{III.55})$$

Le premier sous-système d'ordre 2, est caractérisé par le vecteur d'état $x = [i_d \ i_q]^T$ et le vecteur de commande $u = \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix}$. On peut écrire le système d'équation (III.55) sous la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x).u \quad (\text{III.56})$$

$$\text{Où : } f(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q + \frac{1}{L}e_d \\ -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d + \frac{1}{L}e_q \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad g(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

Sous-système 2 :

$$\begin{aligned} \frac{dv_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C v_{dc}} (e_d i_d + e_q i_q) - \frac{v_{dc}}{C R_{ch}} \\ &= \frac{e_q i_q}{C v_{dc}} - \frac{v_{dc}}{C R_{ch}} + \frac{e_d}{C v_{dc}} i_d \end{aligned} \quad (\text{III.57})$$

Le deuxième sous-système, d'ordre 1, est caractérisé par le vecteur d'état $x = v_{dc}$, et le vecteur de commande $u = i_d$. Nous pouvons écrire l'équation (II.57) sous la forme suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x).u \quad (\text{III.58})$$

$$\text{Avec : } f(x) = \frac{e_q i_q}{C v_{dc}} - \frac{v_{dc}}{C R_{ch}}, \quad g(x) = \frac{e_d}{C v_{dc}} \quad (\text{III.59})$$

III.2.3.2.1.1. Régulation de la tension de sortie

La régulation de la tension v_{dc} est assurée par le sous-système 2. Pour obtenir la loi de commande linéarisante, nous calculons le degré relatif de la sortie y , c'est-à-dire le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie afin de faire apparaître au moins une entrée.

$$y = v_{dc} = h(x)$$

Ce qui donne :

$$\nabla h = \frac{\partial h}{\partial x} = \frac{\partial h}{\partial v_{dc}} = 1$$

Sa dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{y} &= \frac{\partial h}{\partial x} (f(x) + g(x).u) \\ \dot{y} &= L_f h(x) + L_g h(x)u \end{aligned} \quad (III.60)$$

Avec :

$$L_f h(x) = \frac{e_q \dot{i}_q}{C.v_{dc}} - \frac{v_{dc}}{C.R_{ch}} \quad \text{et} \quad L_g h(x) = \frac{e_d}{C.v_{dc}}$$

Il vient donc :

$$\dot{y} = \frac{e_q \dot{i}_q}{C.v_{dc}} - \frac{v_{dc}}{C.R_{ch}} + \frac{e_d}{C.v_{dc}} \quad (III.61)$$

Puisque l'entrée i_d apparaît dans l'expression (III.61), on peut noter que le degré relatif $r_1 = 1$. Le degré relatif de cette sortie est égal à l'ordre du sous-système 2, la linéarisation est exacte. Comme le terme $L_g h(x) = \frac{1}{C.v_{dc}} \neq 0$. (à condition que le condensateur soit initialement chargé), la loi de la commande linéarisante qui assure le découplage est exprimée par:

$$u = i_d = \frac{1}{L_g h(x)} (-L_f h(x) + v) = \frac{C.v_{dc}}{e_d} \left(-\frac{e_q \dot{i}_q}{C.v_{dc}} + \frac{v_{dc}}{C.R_{ch}} + v \right) \quad (III.62)$$

En remplaçant l'expression (III.62) dans l'équation (III.60) on obtient un système linéaire totalement découplé de la forme:

$$\dot{y} = v \quad (III.63)$$

La nouvelle entrée doit être conçue pour nous assurer que: $\lim_{t \rightarrow \infty} v_{dc} = v_{dc \text{ ref}}$

Pour un problème de poursuite de trajectoire définit par $v_{dc \text{ ref}}(t)$ on a:

$$v = k(v_{dc \text{ ref}} - v_{dc}) + \frac{d(v_{dc \text{ ref}})}{dt} \quad (III.64)$$

Si la référence est constante, alors (III.64) devient :

$$v = k(v_{dc \text{ ref}} - v_{dc}) \quad (III.65)$$

Le gain k est choisi de sorte que le polynôme $s+k$ possède un pôle à partie réelle négative.

Le schéma bloc du deuxième sous-système en boucle fermée est représenté par la figure (III.13)

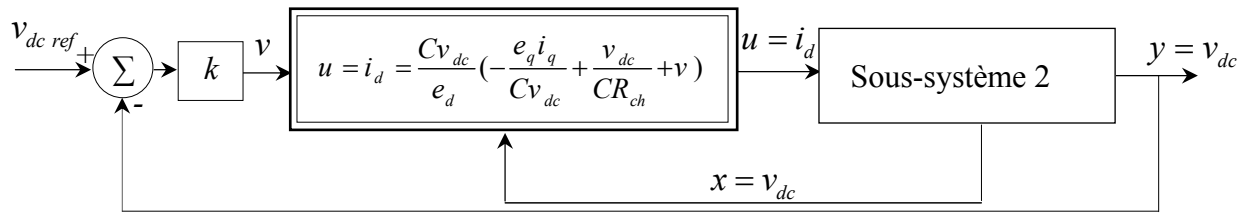


Figure (III.13) : Schéma bloc du sous-système 2 linéarisé en boucle fermée

III.2.3.2.1.2. Régulateur des courants i_d et i_q

Avec le premier sous-système, on règle les composantes directe et en quadratique du courant de ligne. Ces deux sorties doivent suivre les trajectoires qu'on leur impose $i_{d\text{ ref}}$ et $i_{q\text{ ref}}$. Le courant $i_{d\text{ ref}}$ est la sortie du régulateur de la tension v_{dc} définie par l'équation (III.62).

Alors que la composante quadratique i_q doit être forcée à rester nulle, à tout moment, pour assurer un facteur de puissance unitaire, c'est pour cette raison, il faut imposer: $i_{q\text{ ref}} = 0$.

1^{ère} sortie : $y_1 = i_d = h_1(x) \Rightarrow \nabla h_1 = [1 \ 0]$

Sa dérivée :

$$\dot{y}_1 = f_1 - \frac{1}{L} u_{cd} \quad (\text{III.66})$$

L'entrée u_{cd} apparait dans l'expression (III.66). Donc le degré relatif est $r_1 = 1$.

2^{ème} sortie : $y_2 = i_q = h_2(x) \Rightarrow \nabla h_2 = [0 \ 1]$

Sa dérivée est :

$$\dot{y}_2 = f_2 - \frac{1}{L} u_{cq} \quad (\text{III.67})$$

Le degré relatif de la deuxième sortie est $r_2 = 1$.

Le degré relatif total $r = r_1 + r_2 = 2 = n$ alors, nous avons une linéarisation exacte.

A partir des équations (III.66) et (III.67), il vient:

$$\frac{d}{dt} [y_1 \ y_2]^T = \zeta(x) + D(x)u \quad (\text{III.68})$$

Avec :

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix}, \quad D(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

Le déterminant de $D(x)$; $\det(D(x)) = \frac{1}{L^2} \neq 0$. Cela nous permet d'écrire la loi de commande suivante :

$$\begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \left[-\zeta(x) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{III.69})$$

Où :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} y_1 & y_2 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.70})$$

Les nouvelles entrées internes (v_1, v_2) doivent être conçues pour assurer :

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} i_d = i_{d \text{ ref}} \\ \lim_{t \rightarrow \infty} i_q = i_{q \text{ ref}} \end{cases} \quad (\text{III.71})$$

Pour assurer une poursuite de trajectoire, nous devons prendre:

$$\begin{cases} v_1 = k_1(i_{d \text{ ref}} - i_d) + \frac{d(i_{d \text{ ref}})}{dt} \\ v_2 = k_2(i_{q \text{ ref}} - i_q) + \frac{d(i_{q \text{ ref}})}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.72})$$

Pour un facteur de puissance unitaire, ceci revient à imposer : $i_{q \text{ ref}} = 0$. Dans ce cas l'équation (III.72) devient :

$$\begin{cases} v_1 = k_1(i_{d \text{ ref}} - i_d) + \frac{d(i_{d \text{ ref}})}{dt} \\ v_2 = -k_2 i_q \end{cases} \quad (\text{III.73})$$

Les coefficients k_1 et k_2 sont choisis de telle façon que les polynômes $s + k_1$ et $s + k_2$ possèdent des pôles à parties réelles négative.

Le schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée est représenté par la figure (III.14).

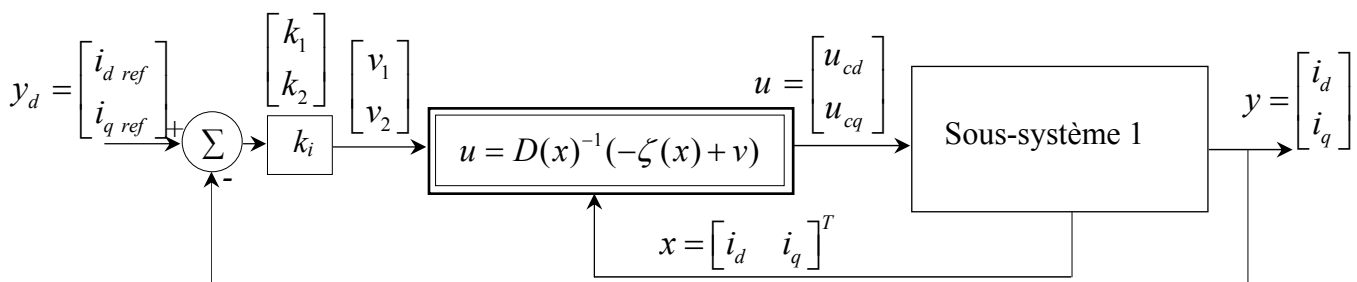


Figure (III.14): Schéma bloc du sous-système 1 linéarisé en boucle fermée

III.2.3.2.2. Résultats de simulation

La simulation de la commande *VOC-non linéaire* est réalisée avec les paramètres suivants :

Les paramètres des régulateurs non linéaires sont les suivants :

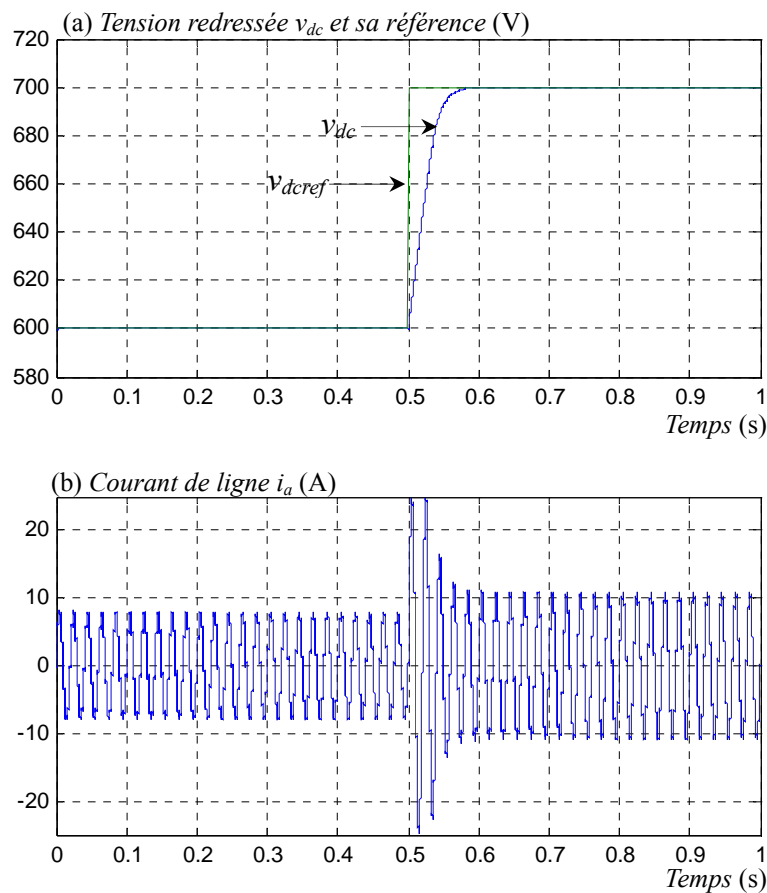
- Régulateur de la tension continue : $k = 70$
- Régulateurs des courants : $k_1 = k_2 = 5.10^4$

Les fréquences d'échantillonnage sont données pour chaque bloc comme suit :

- Régulateurs des courants : $f_e = 50\text{kHz}$
- Régulateur de la tension continue : $f_e = 100\text{kHz}$
- Bloc d'Estimateur de la tension du réseau $f_e = 1000\text{kHz}$
- Bloc du modulateur *SVM* : $f_e = 100\text{kHz}$

La fréquence de commutation est fixée à : $f_s = 10\text{kHz}$

La figure (III.15) montre la réponse du redresseur lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dc\ ref} = 600\text{V}$ à $v_{dc\ ref} = 700\text{V}$ à $t = 0.5\text{s}$.



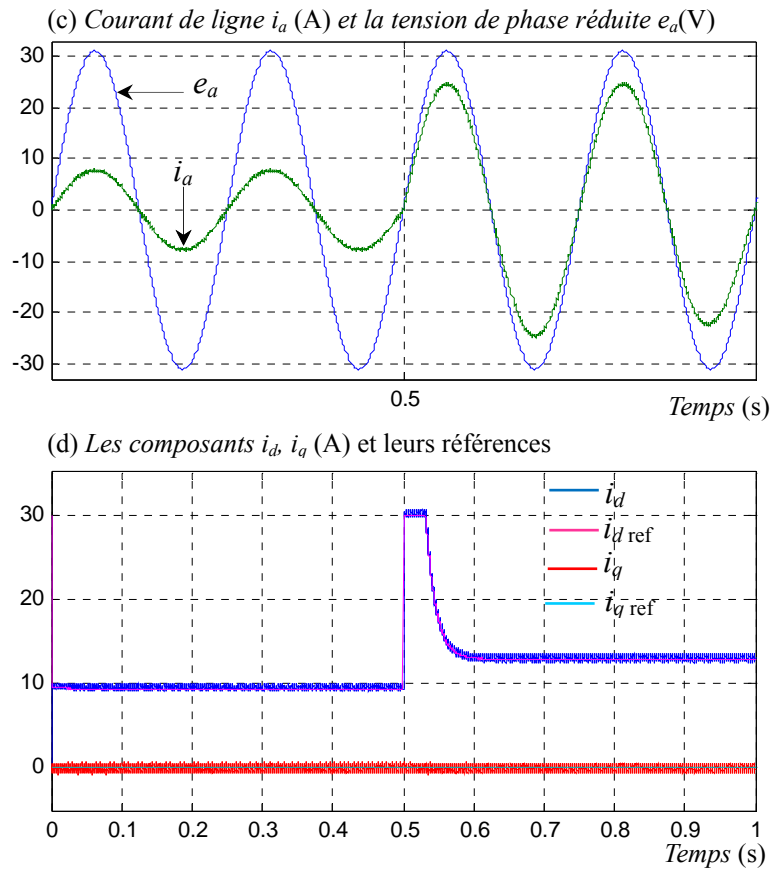
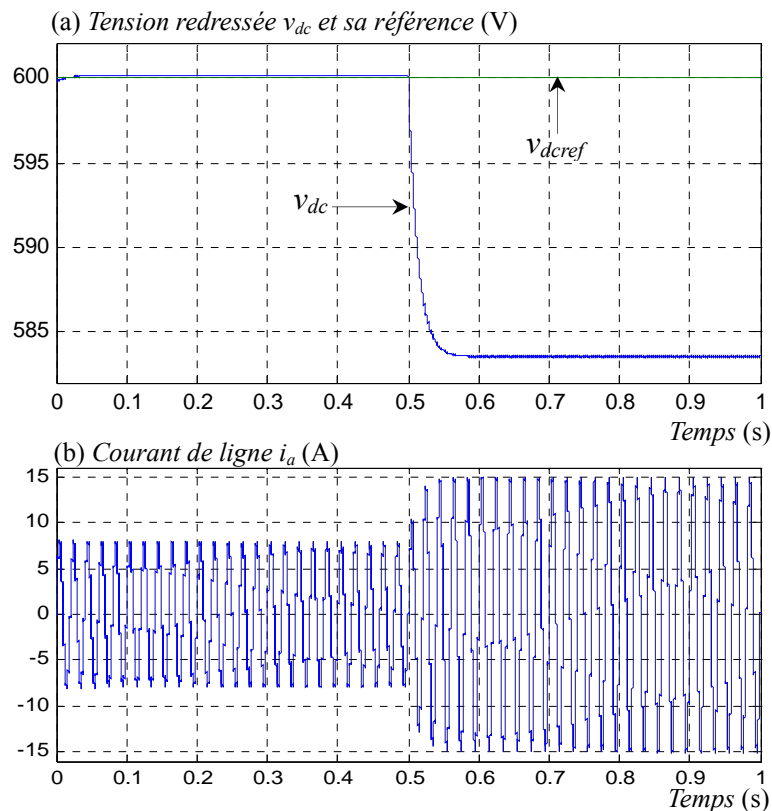


Figure (III.15) : Performances du redresseur lors d'une variation de la tension de référence

La figure (III.16) montre la réponse du redresseur avec sa commande *VOC-non linéaire* lors d'une diminution de la résistance de charge de 100% $t = 0.5s$.



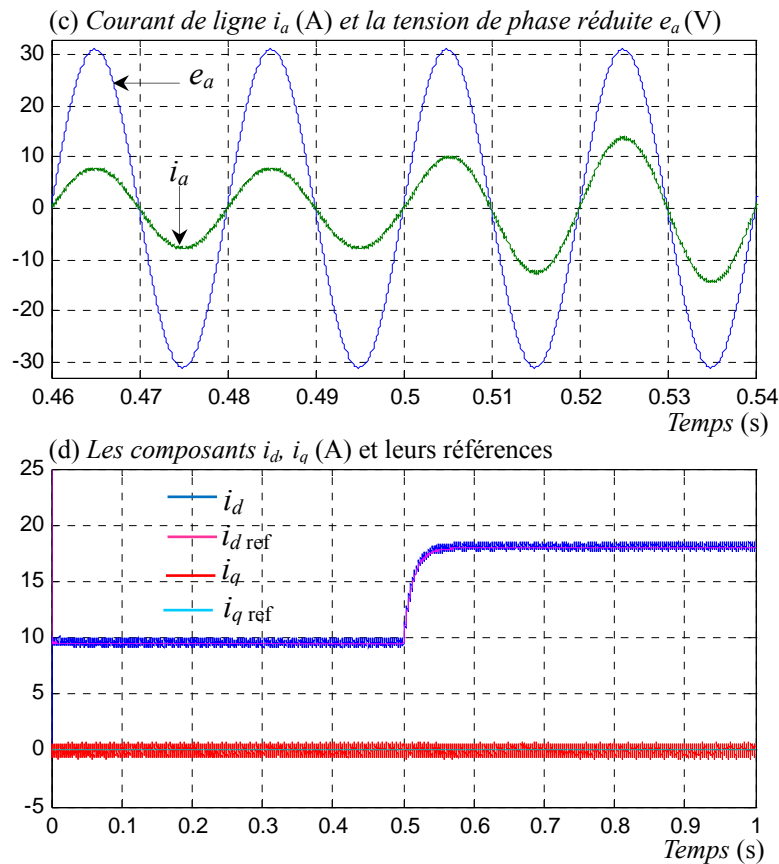


Figure (III.16) : Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance de charge

III.2.3.1.3. Interprétations des résultats

La figure (III.15) montre les différentes formes d'ondes du système lors de la variation de la tension continue de 600V à 700V. Cette variation entraîne une augmentation de la composante directe du courant i_d de 10 A à 12.85 A. Le courant de ligne réagit à cette variation pour s'établir rapidement après une phase de transition.

Dans la figure (III.16), on montre le comportement du redresseur vis-à-vis la variation de la résistance de charge quand celle-ci diminuée de 100% par rapport à sa valeur nominale. On remarque que cette diminution provoque d'importante erreur statique dans la réponse de la tension de sortie lors du fonctionnement en charge.

III.3. Commande non-linéaire adaptative

III.3.1. Introduction

Comme on a déjà mentionné, la commande non-linéaire basée sur la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties a fait ses preuves dans la commande du redresseur *PWM*. Il a été démontré que le contrôleur non-linéaire maintien ses performances dans une grande plage d'opération tant que les paramètres du convertisseur ne changent pas. Cependant, il perd complètement ses performances lorsque le modèle du redresseur est sujet à des incertitudes dans les paramètres.

La commande non linéaire adaptative est une technique de contrôle de l'automatique traitant ce genre de problème. Dans la synthèse de la loi de commande en doit prendre en compte le modèle

nominal du procédé à contrôler mais aussi les incertitudes des paramètres liées au modèle. La structure du contrôleur adaptative non linéaire est finalement composée d'une partie nominale, et des termes additionnels permettant de compenser les incertitudes liées au modèle [26].

III.3.2. Commande adaptative des systèmes SISO

La conception se fait en deux étapes : dans la première, on effectue la conception du contrôleur non adaptatif à l'aide du modèle nominal. Dans la deuxième, on se propose d'estimer le vecteur des paramètres incertains à partir du bon choix de la loi d'adaptation.

III.3.2.1 Cas d'une commande non adaptative

Considérons le système dynamique suivant:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f_n(x) + g_n(x)u \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{III.74}$$

Où :

$$\begin{aligned}f_n(x) &= \sum_{i=1}^{n_1} \theta_i^{(1)} f_i(x) \\ g_n(x) &= \sum_{j=1}^{n_2} \theta_j^{(2)} g_j(x)\end{aligned}\tag{III.75}$$

Avec : $\theta_i^{(1)}$, $i=1, \dots, n_1$ et $\theta_j^{(2)}$, $j=1, \dots, n_2$ sont les paramètres nominaux. L'indice n signifié qu'il s'agit d'un modèle nominal.

Si on définit r le degré relatif du système, alors :

$$\begin{aligned}y^{(r)} &= (L_f^r h)_n + (L_g L_f^{r-1} h)_n u \\ (L_f^r h)_n &= \sum_{i=1}^{n_1} \theta_i^{(1)} L_{f_i}^r h \\ (L_g L_f^{r-1} h)_n &= \sum_{j=1}^{n_2} \theta_j^{(2)} (L_{g_j} L_f^{r-1} h)\end{aligned}\tag{III.76}$$

Et nous avons la loi de commande suivante:

$$u = \frac{1}{(L_g L_f^{r-1} h)_n} (-(L_f^r h)_n + v)\tag{III.77}$$

Où :

$$v = y_d^{(r)} + k_{r-1}(y_d^{(r-1)} - y^{(r-1)}) + \dots + k_1(y_d - y)$$

Si on définit l'erreur $e = y - y_d$, il vient :

$$\begin{aligned}y^{(r)} - v &= y^{(r)} - y_d^{(r)} + k_{r-1}(y^{(r-1)} - y_d^{(r-1)}) + \dots + k_1(y - y_d) \\ &= e^{(r)} + k_r e^{(r-1)} + \dots + k_1 e \\ &= (s^r + k_r s^{r-1} + \dots + k_1) e\end{aligned}\tag{III.78}$$

Il est possible d'écrire : $y^{(r)} - v = n(s)e$ (III.79)

Avec : $n(s) = (s^r + k_r s^{r-1} + \dots + k_1)$

III.3.2.2. Cas d'une commande adaptative

Dans le cas adaptatif les fonctions f et g sont des fonctions inconnues à cause des incertitudes de ses paramètres, il faut donc les remplacer par leurs estimées ce qui donne le modèle suivant [26] :

$$\dot{\hat{x}} = \hat{f}(x) + \hat{g}(x)\hat{u} \quad (III.80)$$

Avec :

$$\hat{f}(x) = \sum_{i=1}^{n_1} \hat{\theta}_i^{(1)}(t) f_i(x)$$

$$\hat{g}(x) = \sum_{j=1}^{n_2} \hat{\theta}_j^{(2)}(t) g_j(x)$$

Avec : $\hat{\theta}_i^{(1)}, i = 1, \dots, n_1$ et $\hat{\theta}_j^{(2)}, j = 1, \dots, n_2$ sont les paramètres estimés.

Si r est le degré relatif de la sortie y , on peut écrire :

$$y^{(r)} = (L_f^r h)_{est} + (L_g L_f^{r-1} h)_{est} \hat{u} \quad (III.81)$$

Avec : $(L_f^r h)_{est}$ et $(L_g L_f^{r-1} h)_{est}$ sont les estimations des $L_f^r h(x)$ et $L_g L_f^{r-1} h(x)$ respectivement, définies par :

$$(L_f^r h)_{est} = \sum_{i=1}^{n_1} \hat{\theta}_i^1 L_{f_i}^r h$$

$$(L_g L_f^{r-1} h)_{est} = \sum_{j=1}^{n_2} \hat{\theta}_j^2 L_{g_j} L_{f_j}^{r-1} h$$

La loi de commande estimée linéarisante est:

$$\hat{u} = \frac{1}{(L_g L_f^{r-1} h)_{est}} (-(L_f^r h)_{est} + v) \quad (III.82)$$

Si on remplace l'expression de la loi de commande estimée dans (III.76), nous obtenons :

$$y^{(r)} = (L_f^r h)_n + (L_g L_f^{r-1} h)_n \left[\frac{1}{(L_g L_f^{r-1} h)_{est}} (-(L_f^r h)_{est} + v) \right] \quad (III.83)$$

$$y^{(r)} = \left[(L_f^r h)_n - (L_f^r h)_{est} \right] + \left[(L_g L_f^{r-1} h)_n - (L_g L_f^{r-1} h)_{est} \right] \cdot \left[\frac{1}{(L_g L_f^{r-1} h)_{est}} (-(L_f^r h)_{est} + v) \right] + v$$

Nous définissons les vecteurs d'erreurs paramétriques comme :

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}^1 &= \hat{\theta}^1 - \theta^1 & \text{avec :} & & \theta^1 &= [\theta_1^1 \quad \theta_2^1 \quad \dots \quad \theta_{n_1}^1]^T \\ \tilde{\theta}^2 &= \hat{\theta}^2 - \theta^2 & & & \theta^2 &= [\theta_1^2 \quad \theta_2^2 \quad \dots \quad \theta_{n_2}^2]^T \end{aligned}$$

L'équation (II.83) peut être mise sous la forme compactée suivante :

$$y^{(r)} = v + w^{(1)} \tilde{\theta}^1 + w^{(2)} \tilde{\theta}^2 \quad (\text{III.84})$$

Où :

$$\begin{aligned} w^{(1)} &\in R^{1 \times n_1}, \quad w^{(1)} = -[L_{f_1}^r h \quad \dots \quad L_{f_{n_1}}^r h] \\ w^{(2)} &\in R^{1 \times n_2}, \quad w^{(2)} = -[L_{g_1} L_{f_1}^{r-1} h \hat{u} \quad \dots \quad L_{g_{n_2}} L_{f_{n_2}}^{r-1} h \hat{u}] \end{aligned} \quad (\text{III.85})$$

D'après (III.79), on a :

$$n(s).e = w^{(1)} \tilde{\theta}^1 + w^{(2)} \tilde{\theta}^2 \quad (\text{III.86})$$

Puis on définit le vecteur global de l'erreur paramétrique, par:

$$\tilde{\theta} = [\tilde{\theta}^{1T} \quad \tilde{\theta}^{2T}]^T = [\tilde{\theta}^1 \quad \dots \quad \tilde{\theta}_{n_1}^1 \quad \tilde{\theta}_1^2 \quad \dots \quad \tilde{\theta}_{n_2}^2]^T, \quad \tilde{\theta} \in R^{n_1+n_2};$$

L'équation (III.86) devient :

$$n(s).e = w \tilde{\theta} \quad (\text{III.87})$$

Où : $w = [w^{(1)} \quad w^{(2)}], \quad w \in R^{1 \times (n_1+n_2)}$;

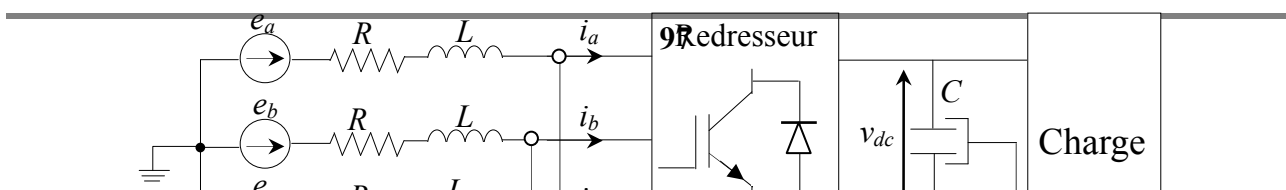
On peut définir la loi d'adaptation des paramètres par la méthode du gradient comme [26] :

$$\dot{\tilde{\theta}} = \dot{\hat{\theta}} = -\gamma w^T e \quad (\text{III.88})$$

III.3.3. Commande non linéaire adaptative du redresseur PWM

III.3.3.1. Commande DPC-non linéaire adaptative

Le schéma de principe de la commande *DPC-non linéaire adaptative* est donné par la figure (III.17).



Dans la commande *DPC-non linéaire*, nous avons subdivisé le système d'équations en deux sous-systèmes. Le premier ne dépend pas de la résistance de charge, tandis que le second y dépend. Pour construire un régulateur non linéaire adaptatif, seul le deuxième sous-système est pris en considération.

Le modèle nominal du deuxième sous-système peut être écrit sous la forme :

$$\dot{x} = f_n(x) + g_n(x)u \quad (\text{III.89})$$

Avec :

$$f_n(x) = \sum_{i=1}^{n_1} \theta_i^{(1)} f_i(x)$$

$$g_n(x) = \sum_{j=1}^{n_2} \theta_j^{(2)} g_j(x)$$

$$f_n(x) = -\frac{v_{dc}}{C} \theta_n, \quad g_n(x) = \frac{1}{C.v_{dc}}, \quad \theta_n = \frac{1}{R_{ch_n}}$$

Pour un système à paramètres nominaux, la loi de la commande linéarisante qui assure le découplage est exprimée par:

$$u = p = \frac{1}{(L_g h)_n} (-(L_f h)_n + v) = C v_{dc} \left(\frac{v_{dc}}{C} \theta_n + v \right) \quad (\text{III.90})$$

Avec : $(L_f h)_n = -\frac{v_{dc}}{C} \theta_n$ et $(L_g h)_n = \frac{1}{C v_{dc}}$

La version adaptative de cette commande passe nécessairement par la définition d'une loi d'adaptation. Si le paramètre estimé est $\hat{\theta} = \frac{1}{\hat{R}_{ch}}$, alors l'erreur paramétrique sera

$$\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta_n = \frac{1}{\hat{R}_{ch}} - \frac{1}{R_{ch_n}}. \text{ Dans ce cas, le modèle du sous-système 2 devient :}$$

$$\dot{x} = \hat{f}(x) + \hat{g}(x) \hat{u} \quad (\text{III.91})$$

Où :

$$\hat{f}(x) = \sum_{i=1}^{n_1} \hat{\theta}_i^{(1)} f_i(x)$$

$$\hat{g}(x) = \sum_{j=1}^{n_2} \hat{\theta}_j^{(2)} g_j(x)$$

$$\hat{f}(x) = -\frac{v_{dc}}{C} \hat{\theta}, \quad \hat{g}(x) = \frac{1}{C v_{dc}}, \quad \hat{\theta} = \frac{1}{\hat{R}_{ch_n}}$$

Par conséquent, la loi de commande dans (III.90) est remplacée par :

$$\hat{u} = \frac{1}{(L_g h)_{est}} (-(L_f h)_{est} + v) = C v_{dc} \left(\frac{v_{dc}}{C} \hat{\theta} + v \right) \quad (\text{III.92})$$

On aura :

$$\dot{y} = (L_f h)_n - (L_f h)_{est} + v$$

$$\dot{y} - v = -\left(-\frac{v_{dc}}{C}\right)(\hat{\theta} - \theta_n) \quad (\text{III.92})$$

A l'aide des équations (III.79) et (III.87), on peut écrire :

$$\dot{y} - v = n(s) e = w \tilde{\theta} \quad (\text{III.93})$$

Où :

$$w = \frac{v_{dc}}{C}, \quad n(s) = s + k, \quad e = v_{dc} - v_{dc_{ref}}$$

La loi d'adaptation est donnée par :

$$\dot{\hat{\theta}} = -\gamma w^T e \quad (\text{III.94})$$

γ : Le gain d'adaptation.

III.3.3.1.1. Résultats de simulation

La simulation de la commande *DPC-non linéaire adaptative* est réalisée avec les paramètres suivants :

Les paramètres des régulateurs non linéaires sont les suivants :

- Régulateur de la tension continue : $k = 70$
- Régulateurs des puissances: $k_1 = k_2 = 5.10^4$
- Le gain d'adaptation $\gamma = 5.10^{-8}$.

Les fréquences d'échantillonnage sont données pour chaque bloc comme suite :

- Le bloc d'adaptation de la résistance : $f_e = 1000\text{kHz}$
- Les fréquences des autres blocs restent les mêmes que celles de la commande non adaptative.

La figure (III.16) montre la réponse du redresseur lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dc\ ref} = 600\text{V}$ à $v_{dc\ ref} = 700\text{V}$ à $t = 0.5\text{s}$ avec adaptation de la résistance de charge.

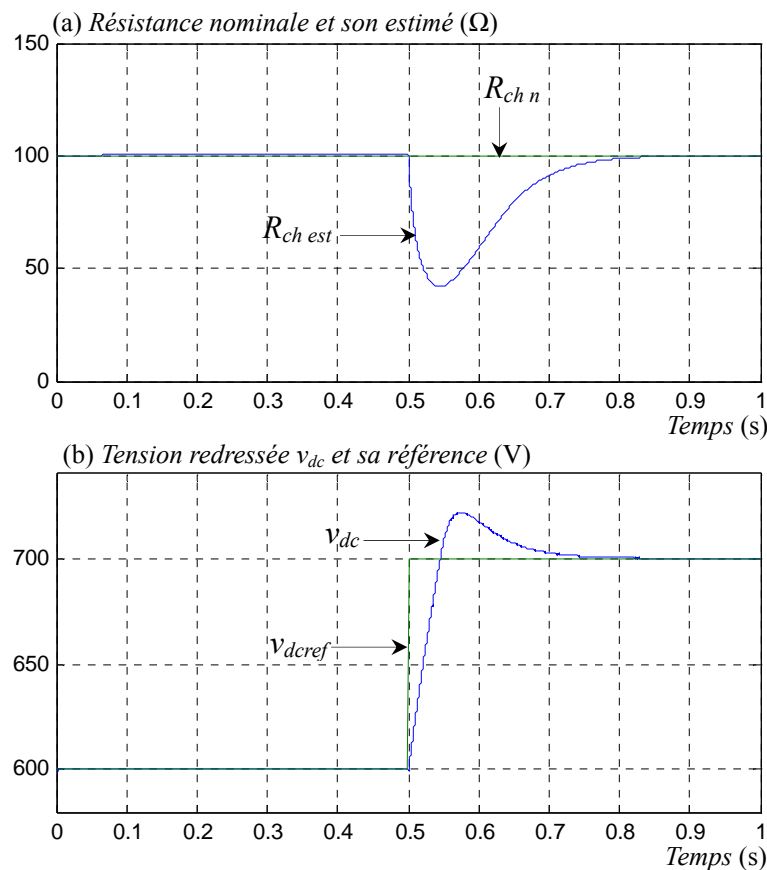
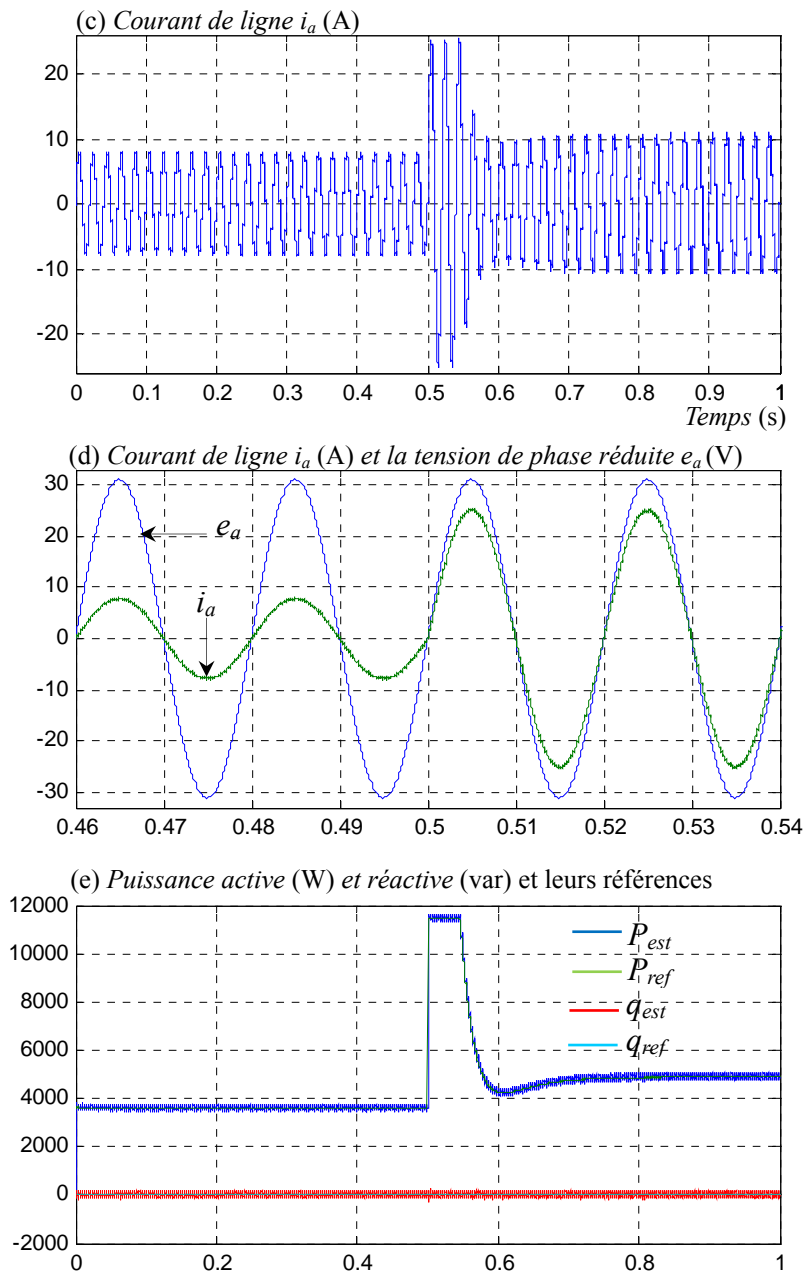
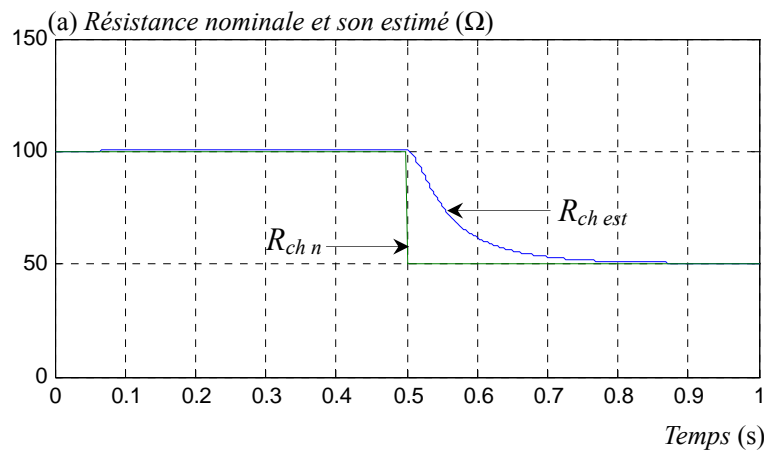


Figure (III.18) : Performances du redresseur lors d'une variation de la tension de référence avec adaptation de la charge



La figure (III.19) montre la réponse du redresseur avec sa commande *DPC-non linéaire* lors d'une diminution de la résistance de charge de 100% avec adaptation de la charge



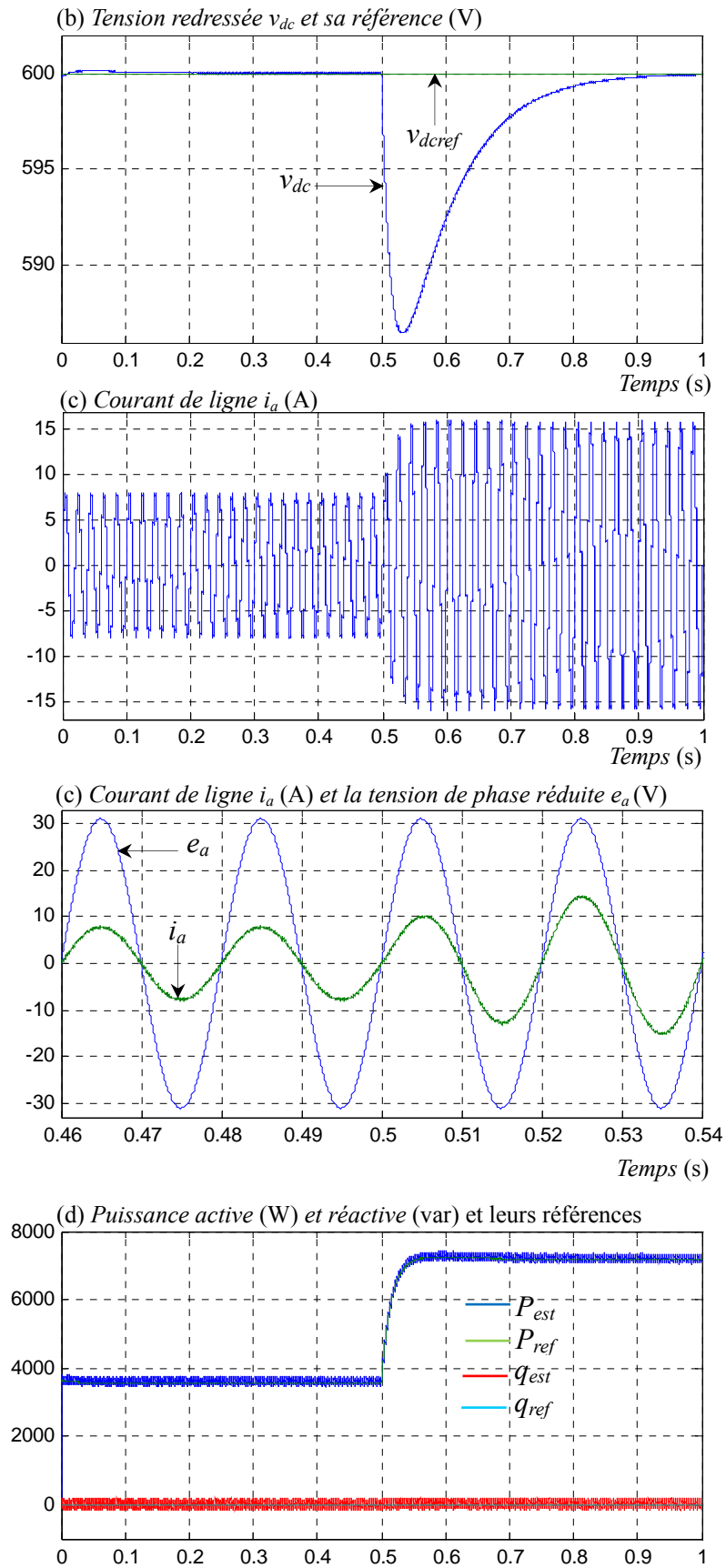


Figure (III.19) : Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance de charge avec adaptation

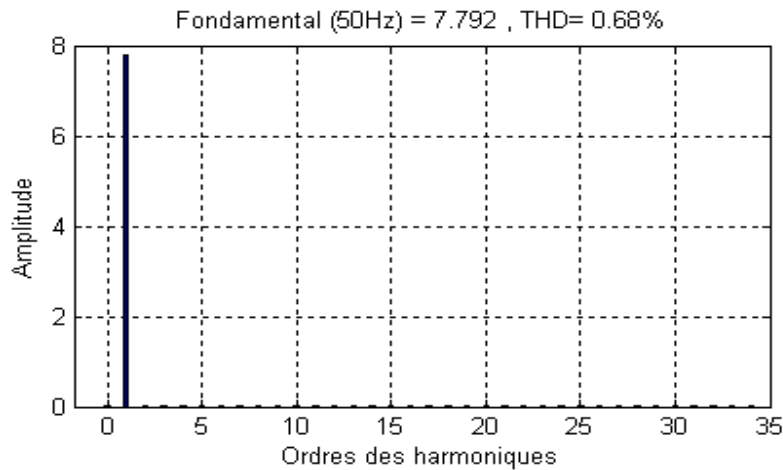


Figure (III.20) : Spectre harmonique du courant de ligne

III.3.3.1.2. Interprétations des résultats

La figure (III.18) montre que lorsque la tension continue atteint sa valeur de référence, on peut noter que les puissances instantanées active et réactive sont contrôlées à leurs références. On remarque également que le courant de ligne est très proche de la sinusoïde avec un *THD* de 0.68% (figure(III.20)) et en phase avec la tension de ligne (facteur de puissance unitaire). En outre, la résistance estimée suit bien sa référence, mais le changement de référence entraîne une augmentation de l'erreur d'estimation, cette erreur s'annule en régime permanent, puisque la valeur estimée de la résistance dépend de l'erreur entre la tension v_{dc} et sa référence. De son tour, une mauvaise estimation de la résistance en régime transitoire engendre un dépassement dans la tension de sortie. Ceci montre l'influence réciproque de l'estimation et la poursuite de la référence dans ce type de régulateur.

D'après la figure (III.19), le contrôleur non-linéaire adaptatif réalise une régulation parfaite de la tension de sortie dans les deux cas, nominal et avec diminution dans la résistance de charge. Au moment de l'application de la charge, l'erreur de tension maximale transitoire enregistrée ne dépasse pas les 2.66% de sa valeur nominale et ne tarde pas à s'annuler complètement dans le régime permanent.

III.3.3.2. Commande VOC-non linéaire adaptative

Le schéma de principe de la commande VOC-non linéaire adaptative donné par la figure (III.21).

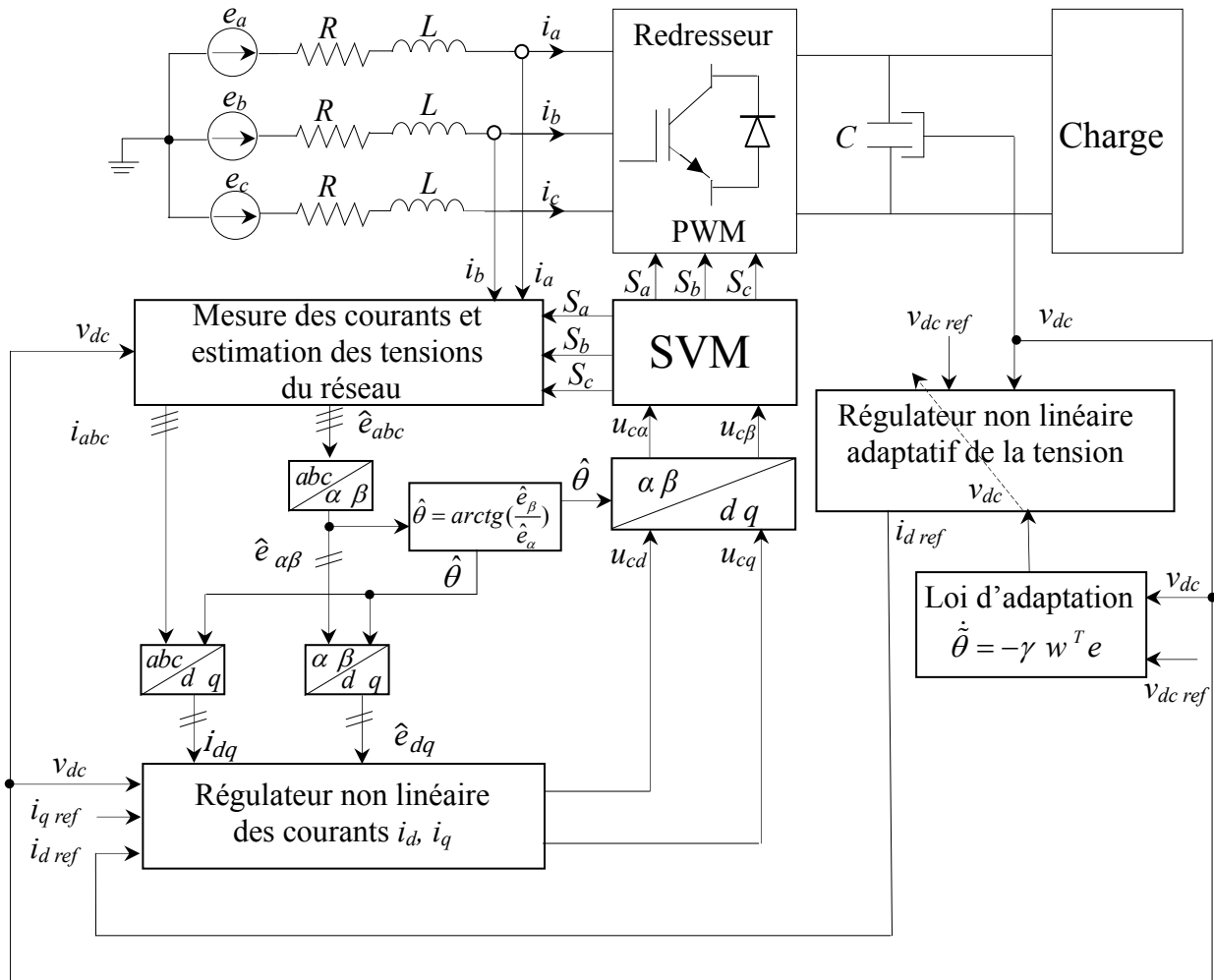


Figure (II.21) : Schéma bloc de la commande VOC-non linéaire adaptative

Le modèle nominal du deuxième sous-système donné par l'équation (III.57) peut être écrit sous la forme :

$$\dot{x} = f_n(x) + g_n(x)u \tag{III.95}$$

Avec :

$$f_n(x) = \sum_{i=1}^{n_1} \theta_i^{(1)} f_i(x)$$

$$g_n(x) = \sum_{j=1}^{n_2} \theta_j^{(2)} g_j(x)$$

$$f_n(x) = \frac{e_{dq}^i}{C v_{dc}} \frac{v_{dc}}{C} \theta_n, \quad g_n(x) = \frac{e_d}{C v_{dc}}, \quad \theta_n = \frac{1}{R_{ch}}$$

Pour un système à paramètre nominal θ_n , la loi de la commande est exprimée par:

$$u = i_d = \frac{1}{(L_g h)_n} (-(L_f h)_n + v) \tag{III.96}$$

Avec :

$$(L_f h)_n = \frac{e_q i_q}{C.v_{dc}} - \frac{v_{dc}}{C} \theta_n \text{ et } (L_g h)_n = \frac{e_d}{C.v_{dc}}$$

Dans la version adaptative, on définit le paramètre estimé $\hat{\theta} = \frac{1}{\hat{R}_{ch}}$, alors l'erreur paramétrique

d'une loi d'adaptation sera $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta_n = \frac{1}{\hat{R}_{ch}} - \frac{1}{R_{ch_n}}$.

Le modèle du sous-système 2 devient :

$$\dot{x} = \hat{f}(x) + \hat{g}(x) \hat{u} \quad (\text{III.97})$$

Où :

$$\hat{f}(x) = \frac{e_q i_q}{C.v_{dc}} - \frac{v_{dc}}{C} \hat{\theta}, \quad \hat{g}(x) = \frac{e_d}{C.v_{dc}}, \quad \hat{\theta} = \frac{1}{\hat{R}_{ch_n}}$$

Par conséquent, la loi de commande dans (III.96) est remplacée par :

$$\hat{u} = \frac{1}{(L_g h)_{est}} (-(L_f h)_{est} + v) \quad (\text{III.98})$$

On aura :

$$\begin{aligned} \dot{y} &= (L_f h)_n - (L_f h)_{est} + v \\ \dot{y} - v &= -\left(-\frac{v_{dc}}{C}\right)(\hat{\theta} - \theta_n) \end{aligned} \quad (\text{III.99})$$

A l'aide des équations (III.79) et (III.87) on peut écrire :

$$\dot{y} - v = n(s)e = w \tilde{\theta} \quad (\text{III.100})$$

Où :

$$w = \frac{v_{dc}}{C}, \quad n(s) = s + k, \quad e = v_{dc} - v_{dc_{ref}}$$

La loi d'adaptation est donnée par:

$$\dot{\hat{\theta}} = -\gamma w^T e \quad (\text{III.101})$$

γ : Le gain d'adaptation.

III.3.3.2.1. Résultats de simulation

La simulation de la commande *VOC-non linéaire adaptative* est réalisée avec les paramètres suivants :

Les paramètres des régulateurs non linéaires sont les suivants :

- Régulateur de la tension continue : $k = 70$
- Régulateurs des courants: $k_1 = k_2 = 5.10^4$

- Le gain d'adaptation $\gamma = 5.10^{-8}$.

Les fréquences d'échantillonnage sont données par bloc comme suit :

- Le bloc d'adaptation de la résistance : $f_e = 100\text{kHz}$
- Les fréquences des autres blocs restent les mêmes.

La figure (III.22) montre la réponse du redresseur lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dc\ ref} = 600\text{V}$ à $v_{dc\ ref} = 700\text{V}$ à $t = 0.5\text{s}$ avec adaptation de la résistance de charge.

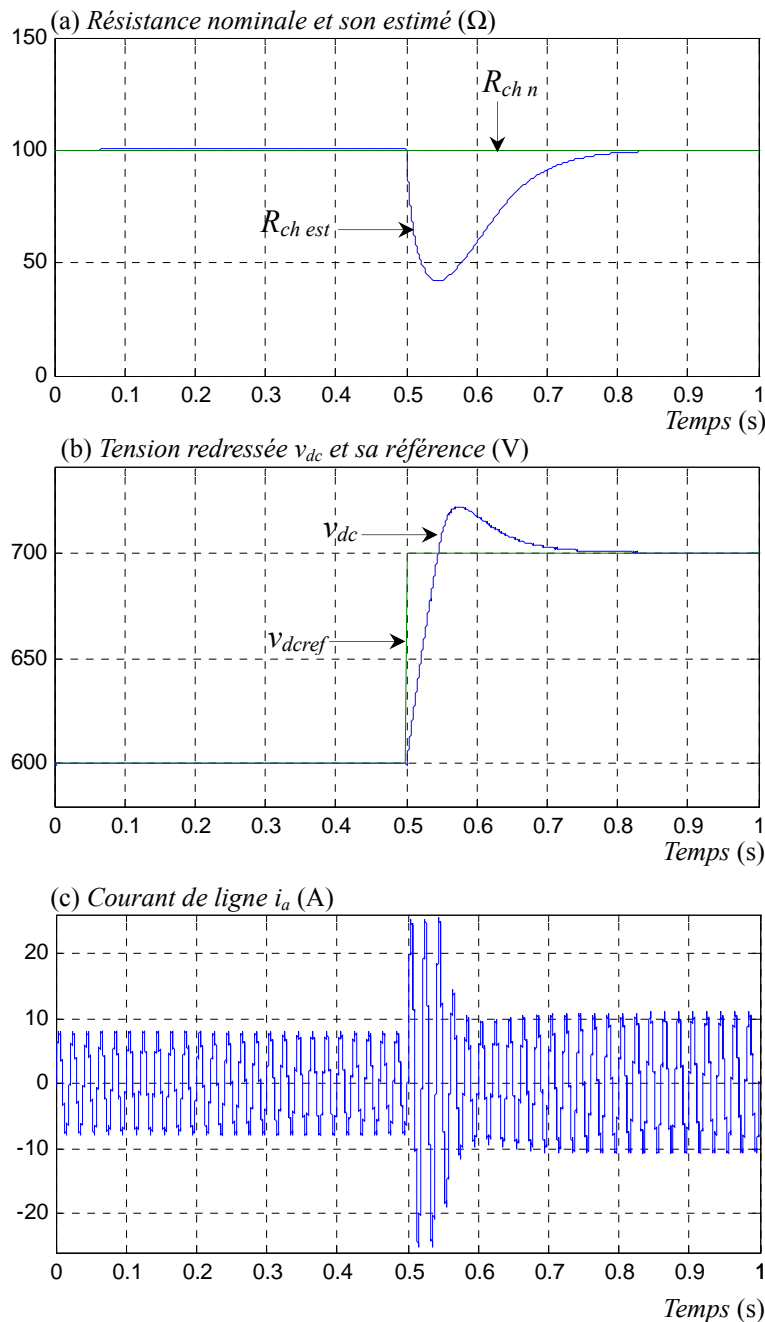
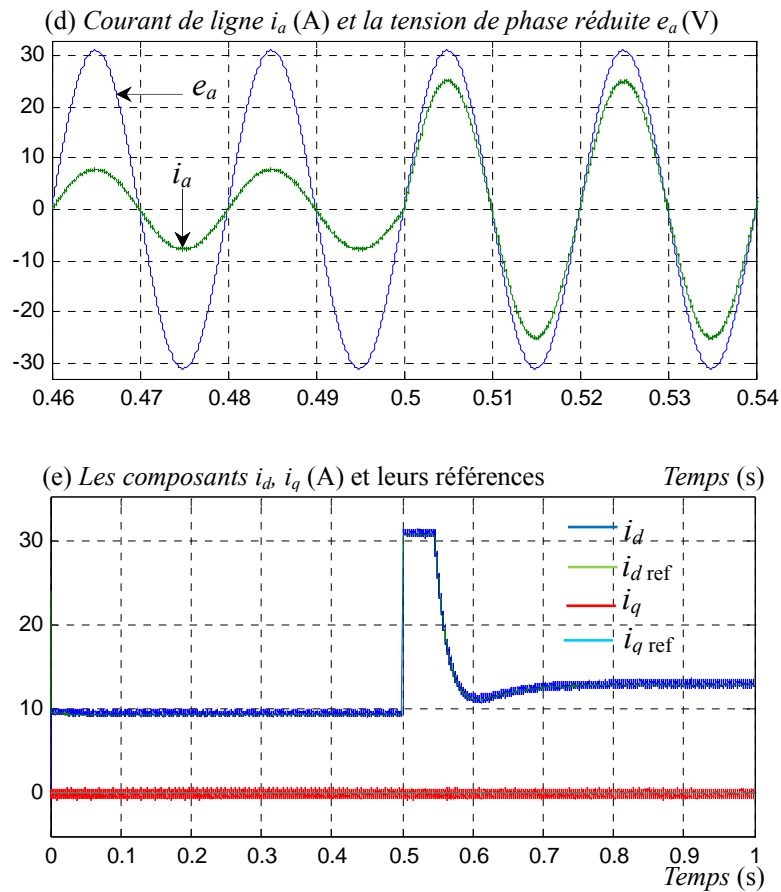
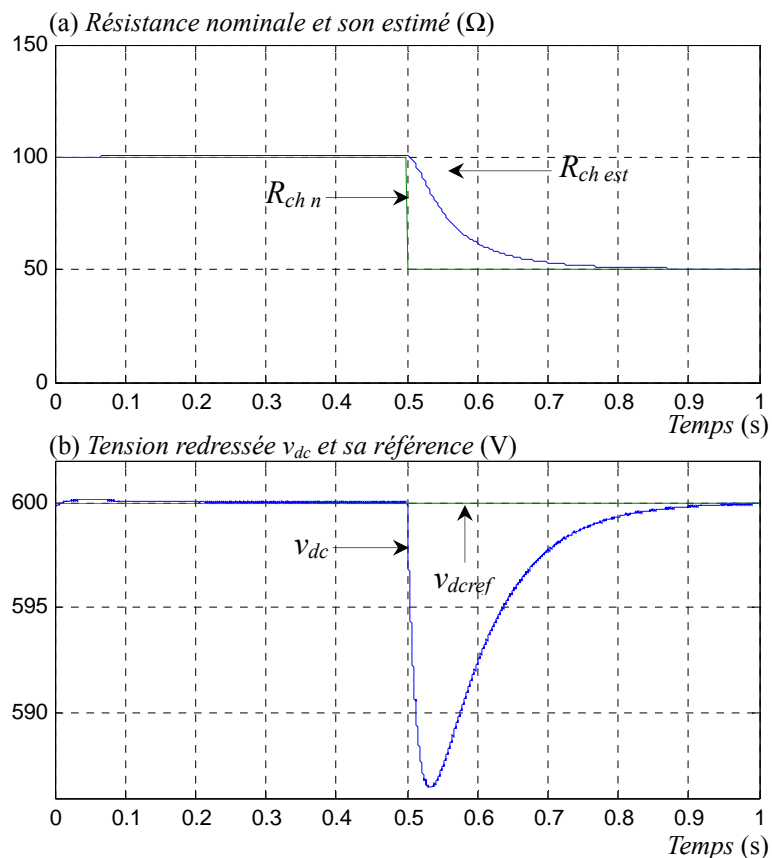


Figure (III.22) : Performances du redresseur lors d'une variation de la tension de référence avec adaptation de la charge



La figure (III.23) montre la réponse du redresseur avec sa commande *VOC-non linéaire adaptative* lors d'une diminution de la résistance de charge de 100% avec adaptation de la charge



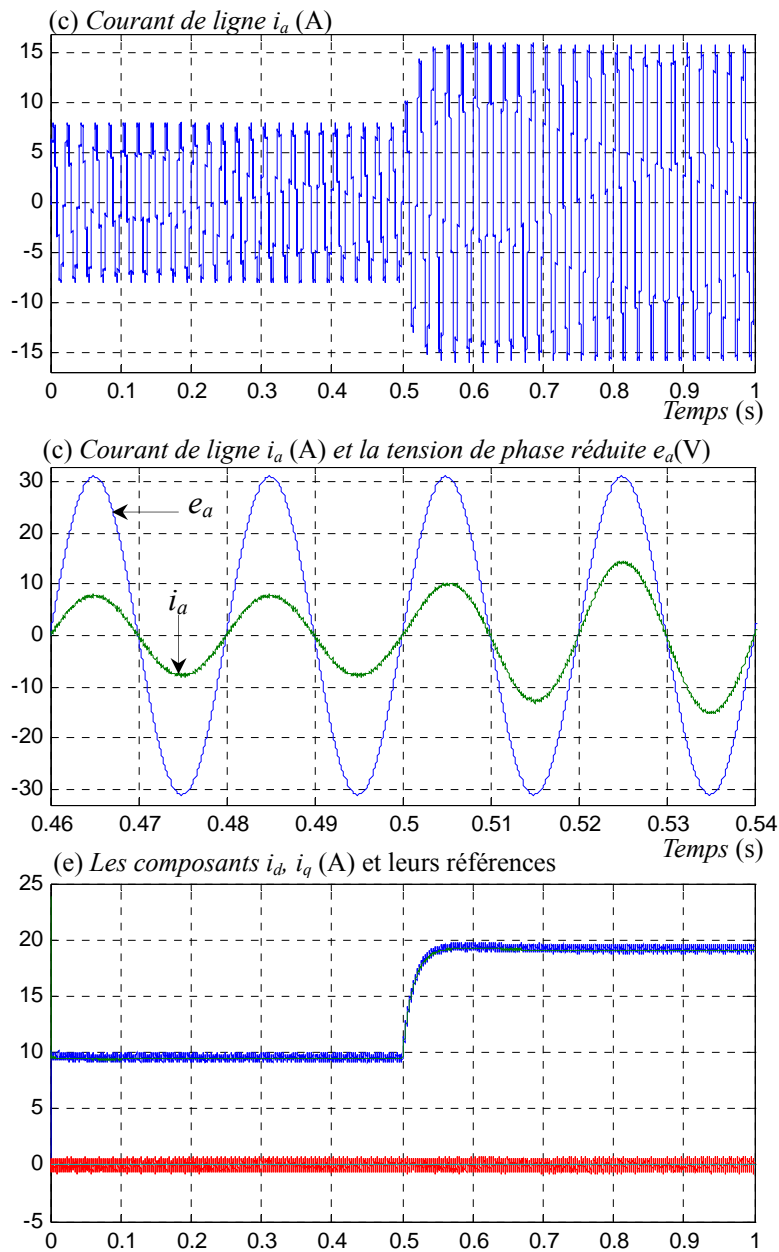


Figure (III.23) : Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance de charge avec adaptation

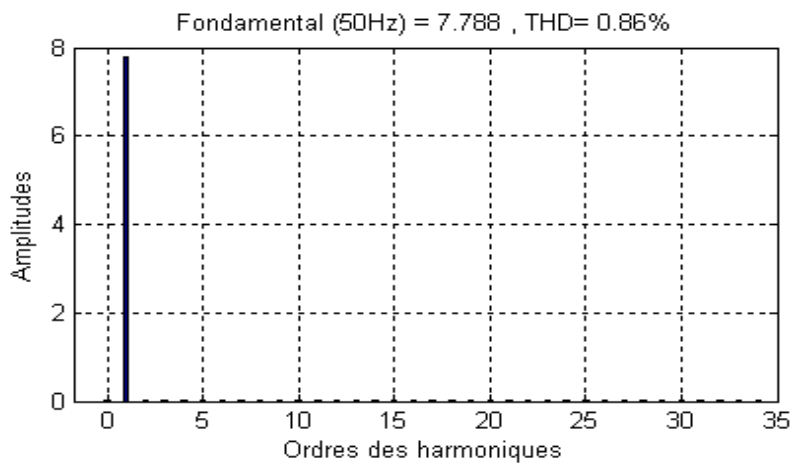


Figure (III.24) : Spectre harmonique de courant de ligne

III.3.3.2. Interprétations des résultats

La figure (III.22) montre les différentes formes d'ondes d'un redresseur à *PWM* contrôlé par la commande *VOC-non linéaire adaptative*. On note que le courant est en phase avec la tension, c'est-à-dire que le redresseur fonctionne sous un facteur de puissance unitaire. La composante directe du courant suit bien sa référence, ce qui prouve l'efficacité de la méthode de réglage proposée. Nous remarquons aussi l'influence de l'estimée de la résistance sur les performances du régulateur. Ceci se traduit par un dépassement lors du changement de la consigne de la tension continue.

La figure (III.23) montre les différentes formes d'ondes dans le cas d'une variation de la résistance de charge. Le facteur de puissance coté réseau est unitaire du fait que la tension simple e_a et le courant de ligne i_a sont en phase. On peut noter aussi que la forme du courant est sinusoïdal avec un $THD = 0.86\%$. En outre, grâce à la loi d'adaptation, la tension de sortie continue suit parfaitement sa référence en régime permanent avec une erreur statique nulle. Cependant, l'influence réciproque du régulateur non linéaire avec son algorithme d'adaptation conduit à des régimes transitoires avec des dynamiques mal contrôlées.

III.4. Etude comparative entre les techniques de commande proposées

Les résultats de simulation obtenus montrent que les deux commandes *DPC-non linéaire* et *VOC-non linéaire* présentent pratiquement les mêmes performances dynamiques et statiques. Tout fois, l'analyse spectrale du courant de ligne prouve que la commande *DPC-non linéaire* maîtrise mieux le contenu harmonique du courant de ligne avec un taux de distorsion harmonique plus faible.

Comparé au régulateur classique de type PI, la commande non linéaire présente de meilleurs performances lorsqu'elle est associée aux techniques *DPC* et *VOC*. En effet, avec la commande non linéaire le problème de poursuite de la référence est réalisé avec un temps de réponse relativement faible. De plus une nette amélioration dans le taux de distorsion harmonique du courant de ligne est observée. La comparaison entre les deux méthodes en terme algorithmique donne une avance pour la commande non linéaire par rapport à la commande classique en particulier lorsqu'il s'agit de l'adaptation des paramètres. Ceci est réalisé évidemment au détriment de la simplicité et le faible temps de calcul qu'offre le réglage classique.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les bases théoriques de la commande par retour d'état linéarisante. L'idée est de transformer un système non linéaire en un système linéaire. Cette technique sous ces deux variantes non adaptative et adaptative, est appliquée dans la commande du redresseur triphasé associé aux commandes *DPC* et *VOC*.

Les résultats de simulation montrent que cette technique de commande est bien adaptée aux problèmes de poursuite de la référence. Cependant, seule la variante adaptative est capable de prendre en charge les variations de la résistance de charge.

Chapitre IV

Commande par backstepping du redresseur PWM triphasé

IV.1. Introduction

Le souci constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises. Cependant, s'il y a un modèle qui rend compte du comportement d'un système dans une large plage de fonctionnement, il est malheureusement le plus souvent non linéaire. De ce fait, les outils d'analyse et/ou de synthèse de lois de commande, utilisées dans le domaine linéaire, deviennent caducs et absolument incapables de rendre compte de certains phénomènes dont les systèmes non linéaires sont le siège. D'autres méthodes, plus élaborées, deviennent alors nécessaires [29], [30].

La technique du backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème. Le backstepping a été développé par *Kanellakopoulos et al. (1991)* et inspiré par les travaux de *Feurer & Morse (1978)* d'une part et *Tsinias (1989)* et *Kokotovit & Sussmann (1989)* d'autre part. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales. Le backstepping se base sur la deuxième méthode de *Lyapunov*, dont il combine le choix de la fonction énergie avec celui des lois de commande. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé [29].

Ce chapitre est essentiellement consacré à deux sections, dans la première, on élabore une loi de commande par la technique du backstepping, puis on l'applique au redresseur PWM triphasé associé aux commandes *DPC* et *VOC*.

Le problème des variations paramétriques sera traité dans la deuxième section de ce chapitre, où il sera compensé par une commande backstepping adaptative.

IV.2. Commande par backstepping

La méthode par backstepping est un processus récursif et systématique de commande des systèmes non linéaires. Cette technique met à profit les relations causales successives pour construire de manière itérative une loi de commande et une fonction de *Lyapunov* stabilisante. Pour qu'elle puisse s'appliquer, le système non-linéaire doit être sous forme *strict feedback*. La dérivée de chaque composante du vecteur d'état doit être une fonction des composantes précédentes et dépend additivement de la composante suivante [31].

IV.2.1. Principe du backstepping

L'idée principale de cette stratégie de commande repose sur la construction d'un algorithme qui permet en premier lieu de concevoir simultanément, pour un sous système, la loi du commande passive (virtuelle) et la fonction de *Lyapunov* qui garantit la stabilité. Ensuite, pour le deuxième sous système on calcule une nouvelle commande virtuelle et une deuxième fonction de *Lyapunov*, et ainsi de suite selon l'ordre du système. Enfin, en dernier lieu, on obtient l'expression de la commande qui garantit la stabilité globale et les performances du système [32].

On considère le système non linéaire suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x).u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (\text{IV.1})$$

Avec :

- $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$: vecteur d'état;
- u : entrée du système.
- y : sortie du système.
- $h(x)$: fonction analytique de x .
- f, g : champs de vecteurs supposés infiniment différentiables.

Pour appliquer la commande backstepping sur (IV.1), le système doit être sous forme *strict feedback*. Cette condition peut être réalisée par le changement de variable suivant:

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_1 = \zeta_2 \\ \dot{\zeta}_2 = \zeta_3 \\ \vdots \\ \dot{\zeta}_{i-1} = \zeta_i \\ \vdots \\ \dot{\zeta}_{n-1} = \zeta_n \\ \dot{\zeta}_n = u \\ y = \zeta_1 \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Avec $\zeta = [\zeta_1 \ \zeta_2 \ \dots \ \zeta_n]$: le nouveau vecteur d'état

Le *Backstepping* consiste à trouver une fonction de *Lyapunov* qui garantit la stabilité asymptotique globale au système (IV.2).

Le but de cette procédure est de commander tout d'abord la première équation par l'intermédiaire de la variable ζ_2 , appelée commande virtuelle. La deuxième équation est commandée par sa commande virtuelle ζ_3 , jusqu'à la $n^{\text{ème}}$ équation, puis de commander le système globale par u , ceci étape par étape [32].

Etape 1: La première erreur est définie comme :

$$z_1 = y - y_d = \zeta_1 - y_d \quad (\text{IV.3})$$

Où : y_d , la grandeur désirée (référence) de la sortie y

La première fonction de *Lyapunov* est choisie comme :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (\text{IV.4})$$

Et sa dérivée donne :

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 (\zeta_2 - \dot{y}_d) \quad (\text{IV.5})$$

Comme le but est de choisir la commande virtuelle qui rend la dérivée de la fonction de *Lyapunov* \dot{V}_1 définie négative, alors nous avons :

$$\alpha_1 = (\zeta_2)_d = -k_1 z_1 + \dot{y}_d \quad (\text{IV.6})$$

$$\text{Cela conduit à : } \dot{V}_1 = -k_1 z_1^2 < 0 \quad (\text{IV.7})$$

Avec : k_1 est un gain positif.

Etape 2: La nouvelle variable d'erreur est :

$$\begin{aligned} z_2 &= \zeta_2 - (\zeta_2)_d = \zeta_2 - \alpha_1 \\ &= \zeta_2 + k_1 z_1 - \dot{y}_d \end{aligned} \quad (\text{IV.8})$$

On introduit la fonction de *Lyapunov* suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{III.9})$$

On a :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \zeta_2 - \dot{y}_d \\ &= z_2 - k_1 z_1 \end{aligned} \quad (\text{IV.10})$$

La dérivée de V_2 est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -k_1 z_1^2 + z_2 (z_1 + \dot{\zeta}_2 - \dot{\alpha}_1) \\ &= -k_1 z_1^2 + z_2 [(1 - k_1^2) z_1 + k_1 z_2 + \zeta_3 - \ddot{y}_d] \end{aligned} \quad (\text{IV.11})$$

Pour garantir la condition de stabilité ($\dot{V}_2 < 0$), la seconde commande virtuelle ζ_3 est choisie comme :

$$\alpha_2 = (\zeta_3)_d \quad (\text{IV.12})$$

$$= (k_1^2 - 1) z_1 - (k_1 + k_2) z_2 + \ddot{y}_d, \quad k_2 > 0$$

Ce qui en résulte :

$$\dot{V}_2 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 < 0 \quad (\text{IV.13})$$

Etape i : On prend

$$z_i = \zeta_i - \alpha_{i-1}$$

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i z_j^2 \quad (\text{IV.14})$$

Nous avons :

$$\dot{z}_{i-1} = z_i - k_{i-1} z_{i-1} - z_{i-2} \quad (\text{IV.15})$$

$$\dot{V}_i = -\sum_{j=1}^{i-1} k_j z_j^2 + z_i (z_{i-1} + \dot{\zeta}_i - \dot{\alpha}_{i-1}) \quad (\text{IV.16})$$

La commande virtuelle est alors :

$$\alpha_i = (\zeta_{i+1})_d \quad (\text{IV.17})$$

$$= k_i z_i - z_{i-1} + \dot{\alpha}_{i-1}, \quad k_i > 0,$$

Etape n : On définit :

$$z_n = \zeta_n - \alpha_{n-1} \quad (\text{IV.18})$$

Et :

$$V_n = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n z_j^2$$

On a :

$$\dot{z}_{n-1} = z_n - k_{n-1} z_{n-1} - z_{n-2}$$

$$\dot{V}_n = -\sum_{j=1}^{n-1} k_j z_j^2 + z_n (z_{n-1} + \dot{\zeta}_n - \dot{\alpha}_{n-1}) \quad (\text{IV.19})$$

La commande virtuelle dans ce cas est la commande réelle u :

$$\alpha_n = (\dot{\zeta}_n)_d = u \quad (\text{IV.20})$$

$$u = k_n z_n - z_{n-1} + \dot{\alpha}_{n-1}, \quad k_n > 0,$$

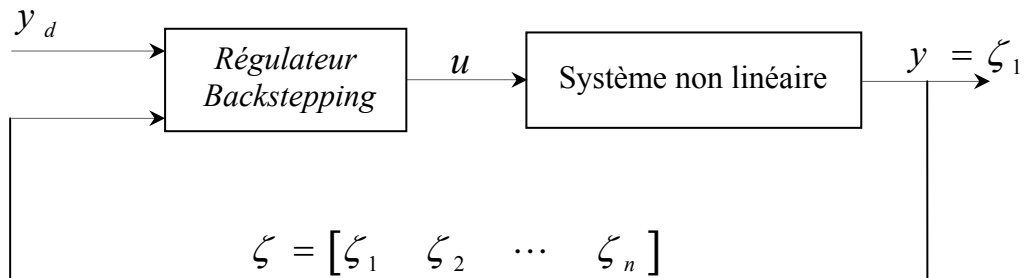


Figure (IV.1) : Schéma de principe du contrôle par backstepping

IV.2.2. Exemple

Considérons le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_1 = \zeta_2 \\ \dot{\zeta}_2 = u \\ y = \zeta_1 \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

Etape 1 :

$$z_1 = y - y_d = \zeta_1 - y_d \quad (\text{IV.22})$$

Où : y_d , le trajectoire de référence de la sortie y

La fonction de *Lyapunov* est définie comme :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (\text{IV.23})$$

Donc :

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 (\zeta_2 - \dot{y}_d) \quad (\text{IV.24})$$

La commande virtuelle qui rend la dérivée de la fonction de *Lyapunov* \dot{V}_1 négative est :

$$\alpha_1 = (\zeta_2)_d = -k_1 z_1 + \dot{y}_d \quad (\text{IV.25})$$

Ce qui conduit à: $\dot{V}_1 = -k_1 z_1^2$

Avec : k_1 est un gain positif.

Etape 2: La nouvelle variable d'erreur est :

$$\begin{aligned} z_2 &= \zeta_2 - (\zeta_2)_d = \zeta_2 - \alpha_1 \\ &= \zeta_2 + k_1 z_1 - \dot{y}_d \end{aligned} \quad (\text{IV.26})$$

$$V_2 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{IV.27})$$

On a :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \zeta_2 - \dot{y}_d \\ &= z_2 - k_1 z_1 \end{aligned} \quad (\text{IV.28})$$

La dérivée de (III.27) donne :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -k_1 z_1^2 + z_2 (z_1 + \dot{\zeta}_2 - \dot{\alpha}_1) \\ &= -k_1 z_1^2 + z_2 \left[(1 - k_1^2) z_1 + k_1 z_2 + u - \ddot{y}_d \right] \end{aligned} \quad (\text{IV.29})$$

Pour assurer que $\dot{V}_2 < 0$, la seconde commande virtuelle est la commande réelle u :

$$u = (k_1^2 - 1) z_1 - (k_1 + k_2) z_2 + \ddot{y}_d, \quad k_2 > 0 \quad (\text{IV.30})$$

Nous intéressons à simuler numériquement le fonctionnement du système du second ordre étudié. Les coefficients définis positifs choisis sont : $k_1 = k_2 = 100$.

Pour caractériser les performances dynamiques du système réglé, il faut observer la réponse à un échelon. Cette réponse doit être identique à celle d'un second ordre. Les résultats numériques du système dans un régime établi sont donnés par la figure (IV.2). La réponse indicielle de la variable ζ_1 présente une erreur statique nulle. Il est clair que cette variable suit parfaitement la valeur de la consigne $y_d = 5$ avec un temps de réponse relativement faible (0.02s) sans dépassement. Après établissement du régime permanent, les erreurs z_1 et z_2 deviennent à leur tour nulles, garantissant ainsi une bonne stabilité du système.

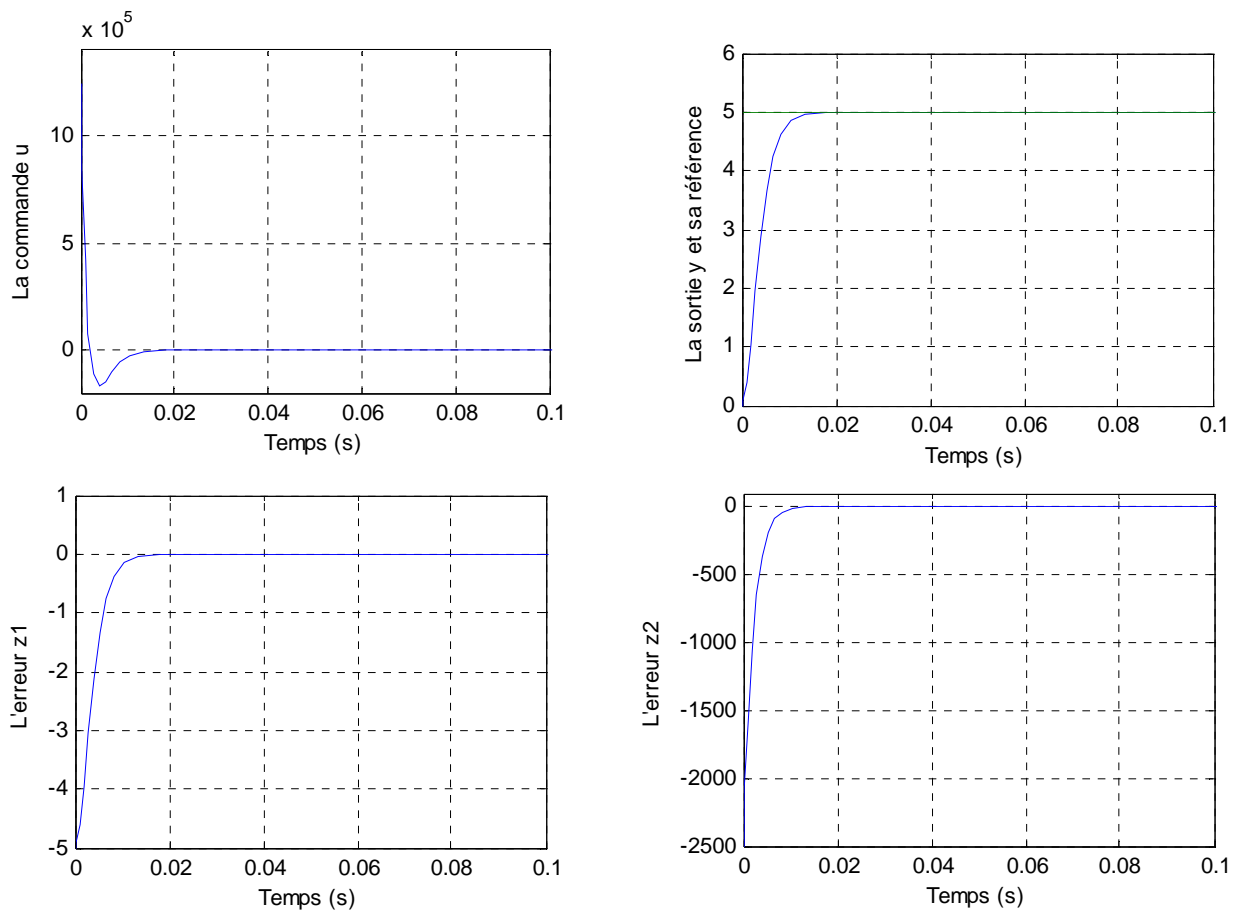


Figure (IV.2) : Commande par backstepping d'un système du second ordre par une référence constante.

IV.3 Commande DPC-backstepping du redresseur PWM triphasé

Le schéma bloc de la commande *DPC-backstepping* du redresseur *PWM* est donné par la figure (IV.3).

IV.3.1 Synthèse des régulateurs backstepping

Dans ce cas nous avons trois sorties à réguler, la tension v_{dc} , la puissance active et la puissance réactive. Pour réaliser cet objectif, il faut subdiviser le système (III.31) en trois sous systèmes, mis sous formes *strict feedback*.

Sous-système 1

La commande du premier sous-système est la puissance active p , et son sortie est la tension v_{dc} :

$$p = u = e_a i_\alpha + e_\beta i_\beta \quad (\text{IV.31})$$

Alors :

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_1 = L_f h_1 + L_g h_1 u \\ y_1 = h_1(x) = v_{dc}, \quad y_{1d} = v_{dc \text{ref}} \end{cases} \quad (\text{IV.32})$$

Où :

$$\zeta_1 = v_{dc}, \quad u = p, \quad L_f h_1 = -\frac{v_{dc}}{C.R_{ch}}, \quad L_g h_1 = \frac{1}{C.v_{dc}}$$

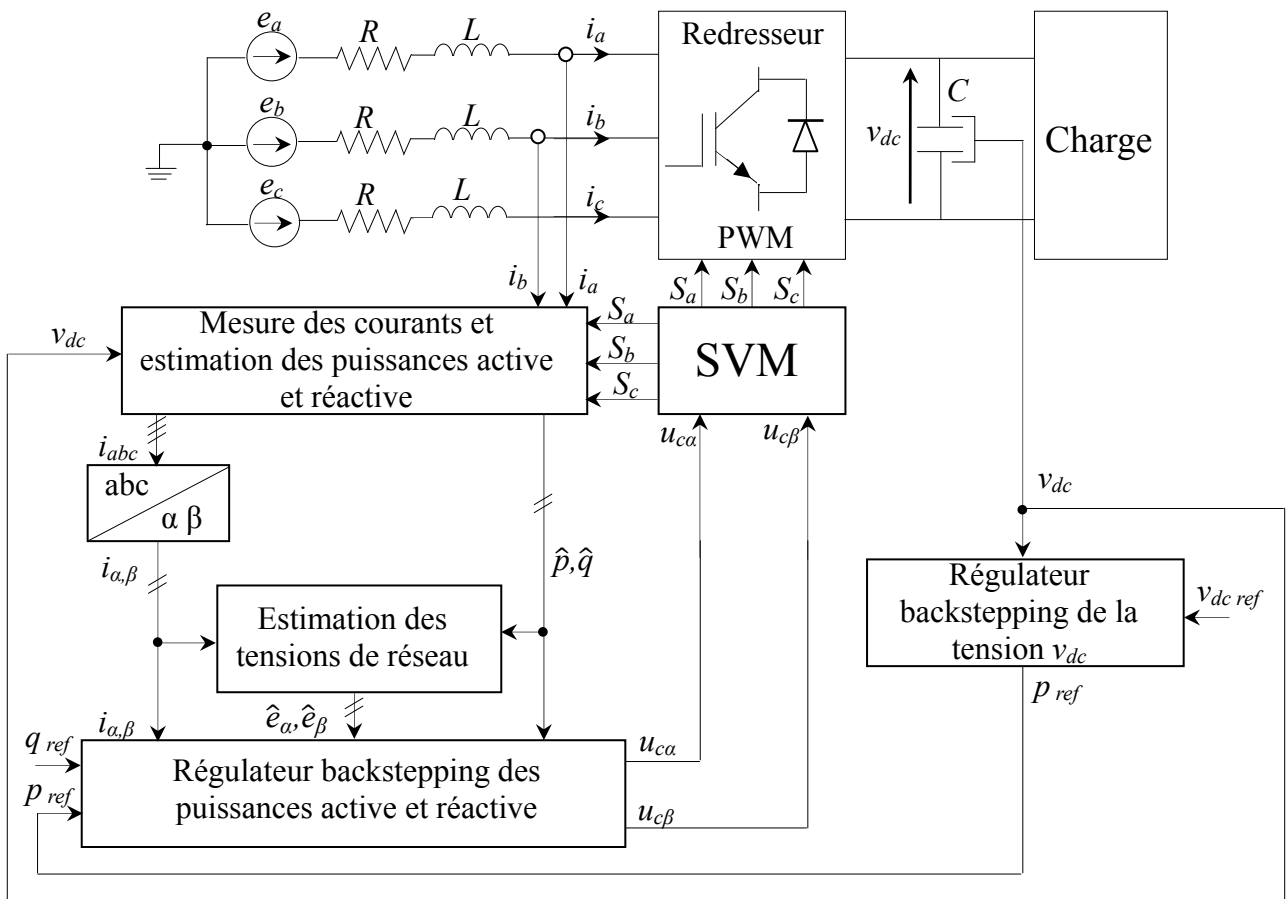


Figure (IV.3) : Schéma bloc de la commande DPC-backstepping

Sous-système 2

Il est caractérisé par ses deux commandes u_{ca} , u_{cb} et sa sortie p . Il vient donc :

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_2 = L_f h_2 + \bar{u}_{ca} \\ y_2 = h_2(x) = p, \quad y_{2d} = p_{ref} \end{cases} \quad (\text{IV.33})$$

Où :

$$L_f h_2 = e_\alpha f_1 + e_\beta f_2, \quad \zeta_2 = p, \quad \bar{u}_{c\alpha} = -\frac{e_\alpha}{L} u_{c\alpha} - \frac{e_\beta}{L} u_{c\beta}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} i_\alpha + \frac{1}{L} e_\alpha \\ -\frac{R}{L} i_\beta + \frac{1}{L} e_\beta \end{bmatrix}$$

Sous système 3

Ce sous-système possède comme commandes les tensions $u_{c\alpha}$, $u_{c\beta}$ et comme sortie la puissance réactive q . Il vient donc :

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_3 = L_f h_3 + \bar{u}_{c\beta} \\ y_3 = h_3(x) = q, \quad y_{3d} = q_{ref} \end{cases} \quad (IV.34)$$

Où :

$$L_f h_3 = e_\beta f_1 - e_\alpha f_2, \quad \zeta_3 = q, \quad \bar{u}_{c\beta} = -\frac{e_\beta}{L} u_{c\alpha} + \frac{e_\alpha}{L} u_{c\beta}$$

IV.3.1.1. Régulateur backstepping de la tension continue

Le premier sous-système permet d'assurer la régulation de la tension v_{dc} .

L'erreur choisie est :

$$z_1 = \zeta_1 - y_{1d} \quad (IV.35)$$

Sa dynamique est donnée par :

$$\dot{z}_1 = L_f h_1 + L_g h_1 u - \dot{y}_{1d} \quad (IV.36)$$

La fonction de *Lyapunov* est choisie comme :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (IV.37)$$

Sa dérivée est donc :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 \\ &= z_1 (L_f h_1 + L_g h_1 u - \dot{y}_{1d}) \end{aligned} \quad (IV.38)$$

Pour assurer la stabilité il faut choisir la commande suivante :

$$u = \frac{-k_1 z_1 + L_f h_1 + \dot{y}_{1d}}{L_g h_1} \quad (IV.39)$$

Dans le cas où la référence est constante, alors : $\dot{y}_{1d} = 0$, la loi de commande devient :

$$u = \frac{-k_1 z_1 + L_f h_1}{L_g h_1} \quad (\text{IV.40})$$

IV.3.1.2. Régulateur backstepping des puissances

Avec le deuxième et le troisième sous-système, on règle les puissances actives et réactive. Leurs sorties doivent suivre les trajectoires qu'on leur impose p_{ref} et q_{ref} . La puissance active de référence est la sortie du régulateur backstepping de la tension v_{dc} définie par l'équation (IV.40).

Alors que la puissance réactive doit être forcée à rester nulle, à tout moment, pour assurer un facteur de puissance unitaire, c'est pour cette raison, il faut imposer : $q_{ref} = 0$.

La première variable d'erreur est choisie comme :

$$z_2 = \zeta_2 - y_{2d} \quad (\text{IV.41})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{z}_2 = L_f h_2 + \bar{u}_{c\alpha} - \dot{y}_{2d} \quad (\text{IV.42})$$

La fonction de *Lyapunov* est :

$$V_2 = \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{IV.43})$$

Sa dérivée est donc :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= z_2 \dot{z}_2 \\ &= z_2 (L_f h_2 + \bar{u}_{c\alpha} - \dot{y}_{2d}) \end{aligned} \quad (\text{IV.44})$$

Pour rendre $\dot{V}_2 < 0$, on doit choisir :

$$\bar{u}_{c\alpha} = -k_2 z_2 - L_f h_2 + \dot{y}_{2d} \quad (\text{IV.45})$$

La deuxième variable d'erreur est:

$$z_3 = \zeta_3 - y_{3d} \quad (\text{IV.46})$$

et sa dérivée donnée par :

$$\dot{z}_3 = L_f h_3 + \bar{u}_{c\beta} - \dot{y}_{3d} \quad (\text{IV.47})$$

La fonction de *Lyapunov* est choisie comme:

$$V_3 = \frac{1}{2} z_3^2 \quad (\text{IV.48})$$

Sa dérivée est donc :

$$\begin{aligned}\dot{V}_3 &= z_3 \dot{z}_3 \\ &= z_3 (L_f h_3 + \bar{u}_{c\beta} - \dot{y}_{3d})\end{aligned}\quad (IV.49)$$

Pour assurer que $\dot{V}_3 < 0$, on doit prendre :

$$\bar{u}_{c\beta} = -k_3 z_3 - L_f h_3 + \dot{y}_{3d} \quad (IV.50)$$

Or, on a : $\dot{y}_{3d} = \dot{q}_{ref} = 0$ (IV.51)

L'équation (IV.50) devient :

$$\bar{u}_{c\beta} = -k_3 z_3 - L_f h_3 \quad (IV.52)$$

D'après les équations (IV.45) et (IV.52), on peut écrire :

$$\begin{cases} \bar{u}_{c\alpha} = -k_2 z_2 - L_f h_2 + \dot{y}_{2d} \\ \bar{u}_{c\beta} = -k_3 z_3 - L_f h_3 \end{cases} \quad (IV.53)$$

En contre partie, nous avons également :

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_{c\alpha} \\ \bar{u}_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{e_\alpha}{L} & -\frac{e_\beta}{L} \\ -\frac{e_\beta}{L} & \frac{e_\alpha}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.54)$$

Finalement, les commandes réelles $u_{c\alpha}$, $u_{c\beta}$ sont :

$$\begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{e_\alpha}{L} & -\frac{e_\beta}{L} \\ -\frac{e_\beta}{L} & \frac{e_\alpha}{L} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{u}_{c\alpha} \\ \bar{u}_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.55)$$

IV.3.2. Résultats de simulation

La simulation de la commande *DPC-backstepping* est réalisée avec les paramètres suivants :

Les paramètres des régulateurs backstepping sont:

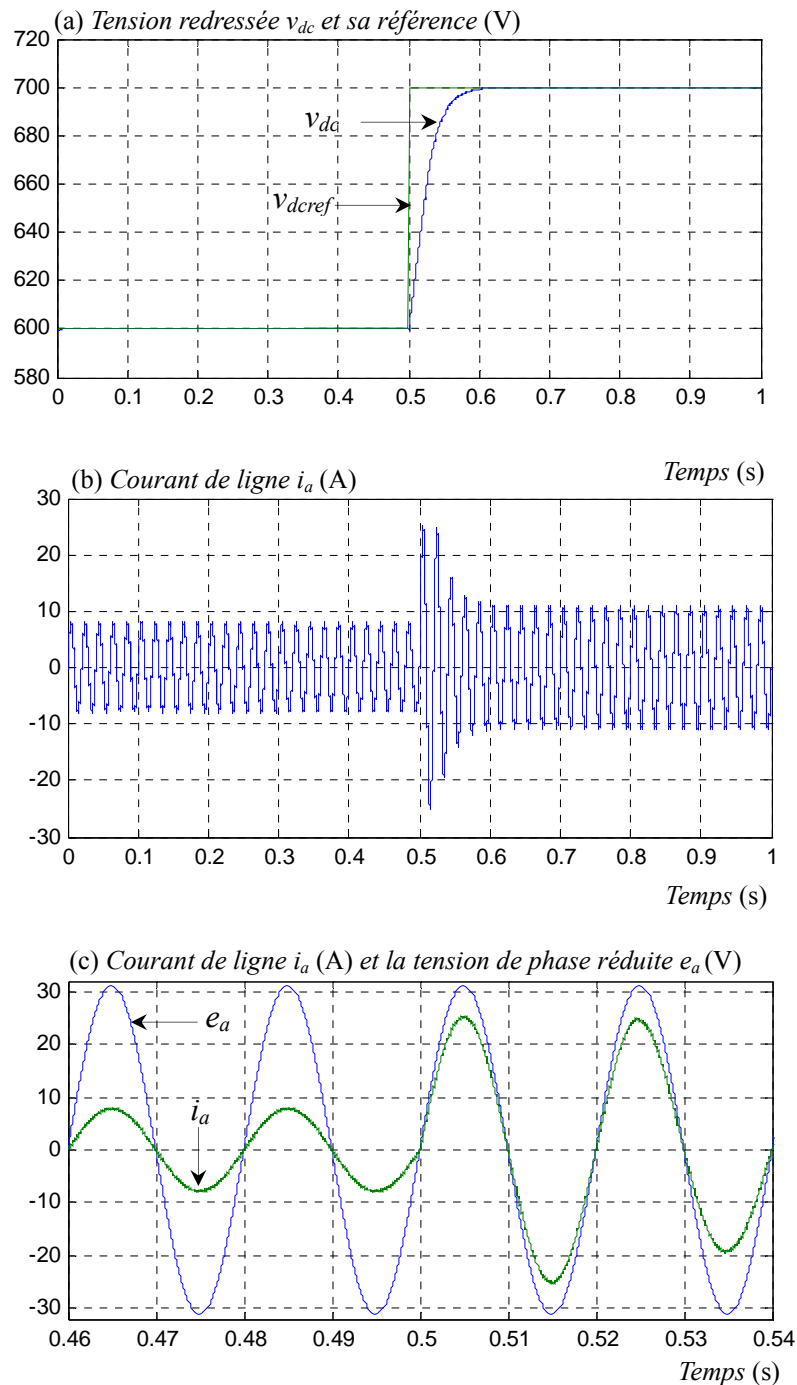
- Régulateur de la tension continue : $k_1 = 70$
- Régulateurs des puissances : $k_2 = k_3 = 10^5$

Les fréquences d'échantillonnage sont données pour chaque bloc comme suit :

- Régulateurs des puissances : $f_e = 50\text{kHz}$
- Régulateur de la tension continue : $f_e = 100\text{kHz}$
- Bloc d'estimateur des puissances et la tension du réseau $f_e = 1000\text{kHz}$
- Bloc du modulateur SVM : $f_e = 100\text{kHz}$

La fréquence de commutation est fixée à : $f_s = 10\text{kHz}$

La figure (III.10) montre la réponse du redresseur lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dc\text{ ref}} = 600\text{V}$ à $v_{dc\text{ ref}} = 700\text{V}$ à $t = 0.5\text{s}$.



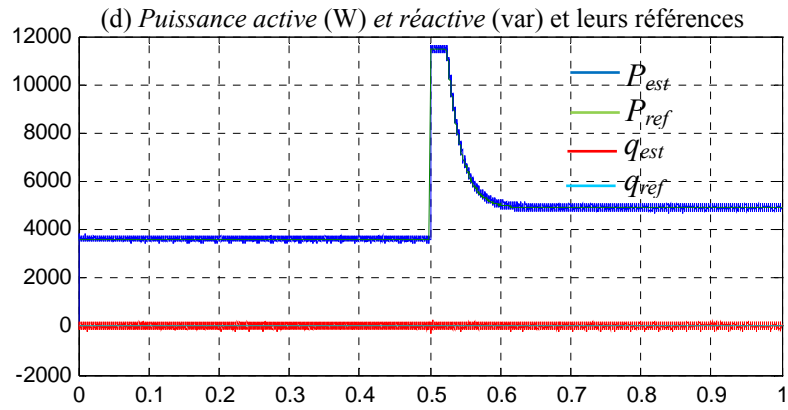
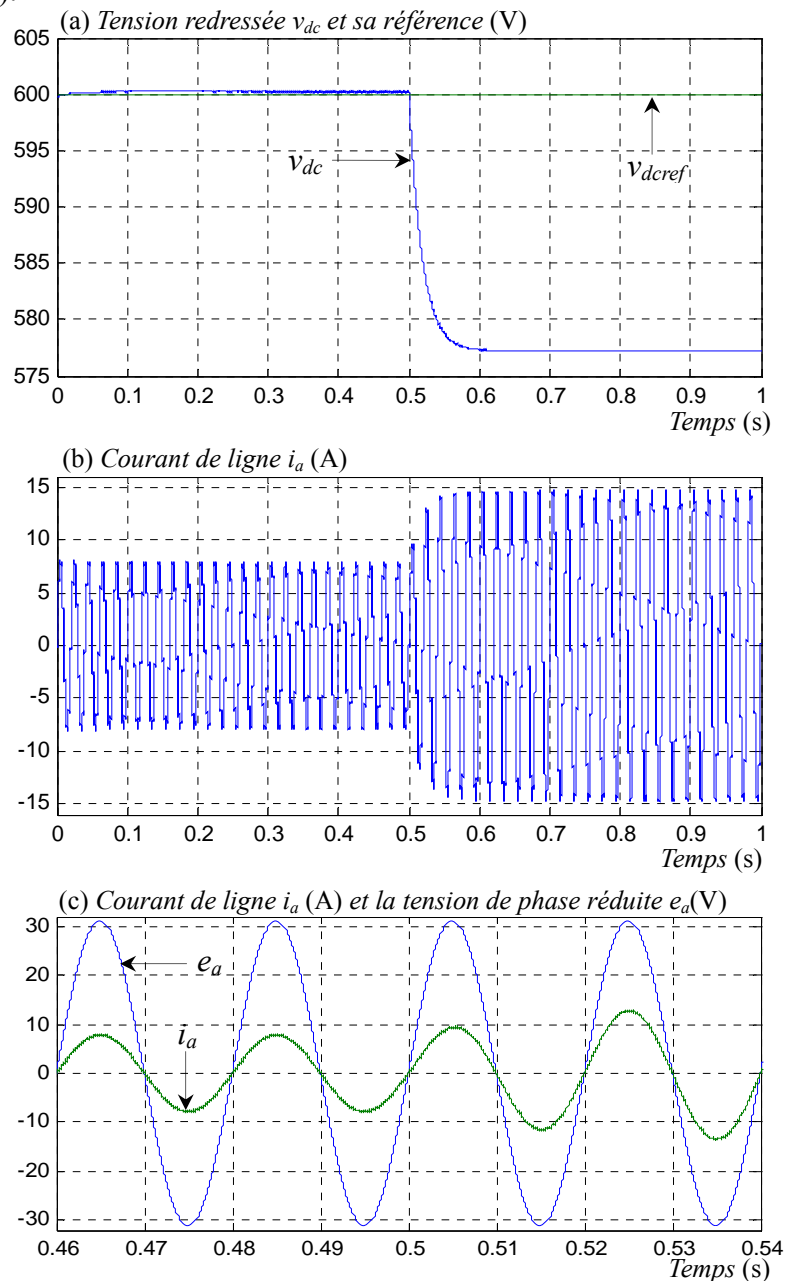


Figure (IV.4) : Performances du redresseur commandé par backstepping de consigne de la tension de sortie

Le comportement du redresseur lors d'une réduction de la charge de 100% à $t = 0.5s$ est illustré par la figure (IV.5).



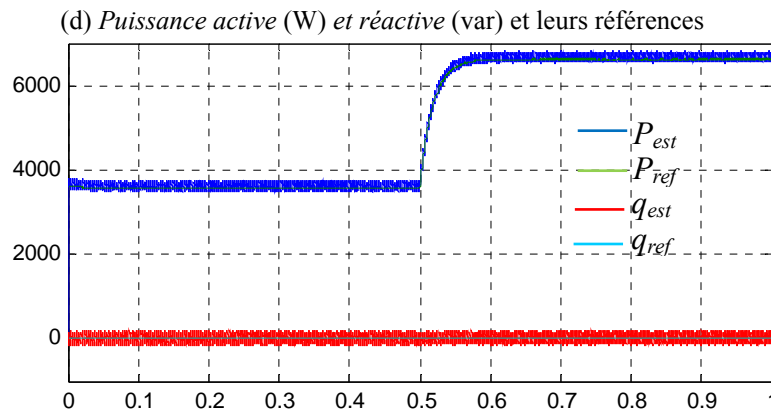


Figure (IV.5) : Test de robuste vis-à-vis la variation de la résistance de charge

IV.3.3. Interprétations

A partir des résultats de simulation, on remarque que lorsque la tension continue atteint sa nouvelle référence, la puissance active et le courant de ligne augmentent tout en assurant un facteur de puissance unitaire coté réseau.

La figure (IV.5) montre que la technique par backstepping est incapable de prendre en charge la variation de la résistance de charge.

IV.4 Commande *VOC-backstepping* du redresseur PWM triphasé

Le schéma bloc de la commande par *VOC-backstepping* du redresseur *PWM* est donné par la figure (IV.6).

IV.4.1. Synthèse des régulateurs backstepping

L'objectif désiré est forcé la tension v_{dc} à suivre sa référence, maintenir le courant i_q nulle, et de forcer le courant i_d à suivre sa valeur de référence générée par le régulateur backstepping de la tension. Pour rendre notre système sous forme *strict-feedback*, on va subdiviser le système en trois sous- systèmes.

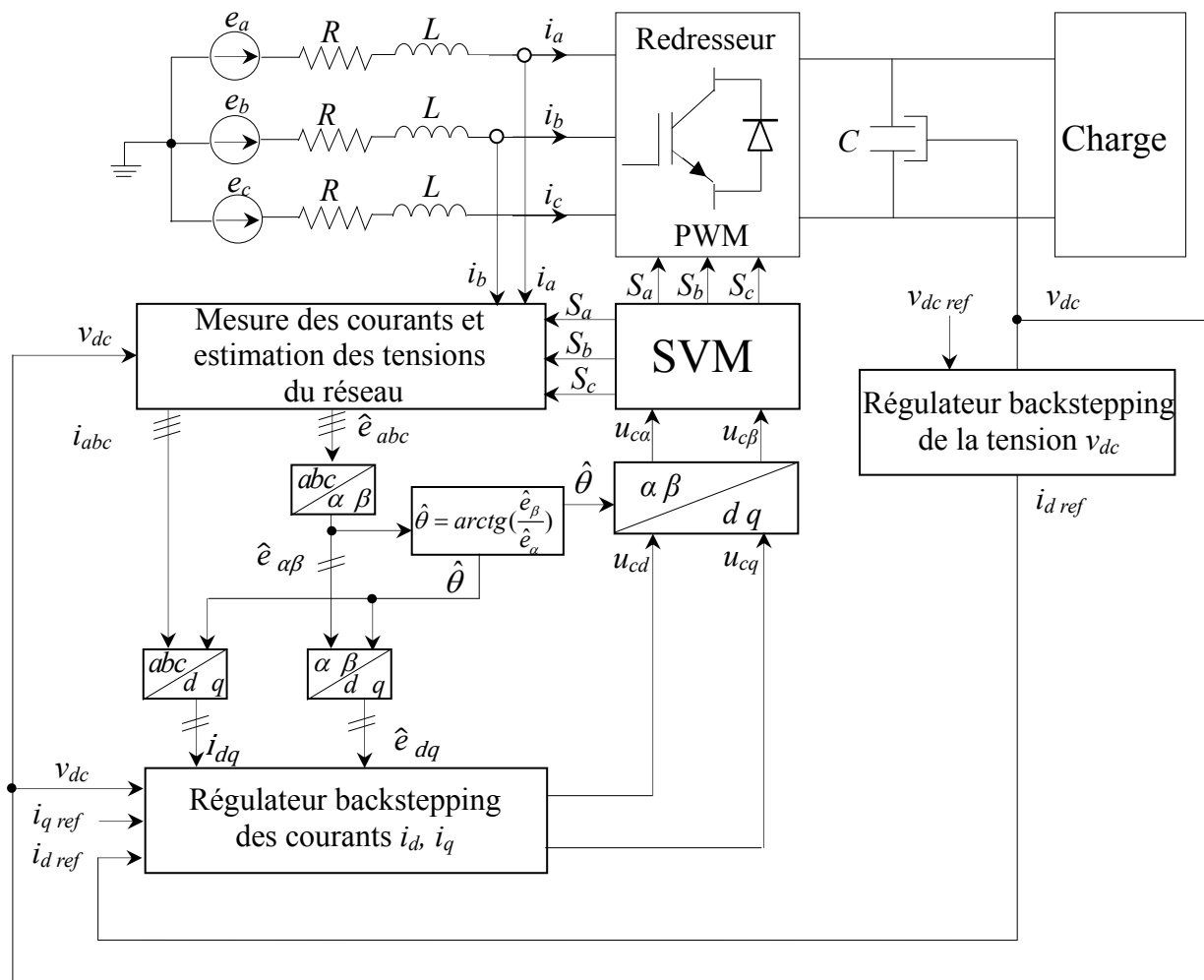


Figure (IV.6) : Schéma bloc de la commande VOC-backstepping

Sous-système 1

Dans le premier sous-système la commande est i_d :

$$u = i_d \tag{IV.56}$$

On peut écrire le sous-système 1 sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_1 = L_f h_1 + L_g h_1 \cdot u \\ y = h_1(x) = v_{dc}, \quad y_d = v_{dc\text{ref}} \end{cases} \tag{IV.57}$$

Où :

$$\zeta_1 = v_{dc}, \quad u = i_d, \quad L_f h_1 = \frac{e_q i_q}{C v_{dc}} - \frac{v_{dc}}{C \cdot R_{ch}}, \quad L_g h_1 = \frac{e_d}{C \cdot v_{dc}}$$

Sous-système 2

Sa commande est la tension u_{cd} . Il peut être mis sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_2 = L_f h_2 + \bar{u}_{cd} \\ y_2 = h_2 = i_d \end{cases} \quad (\text{IV.58})$$

Avec :

$$\zeta_2 = i_d, \quad L_f h_2(x) = \frac{-R}{L} i_d + \omega i_q + \frac{1}{L} e_d, \quad \bar{u}_{cd} = -\frac{1}{L} u_{cd}$$

Sous-système 3

Avec la commande u_{cq} , on peut écrire que :

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_3 = L_f h_3 + \bar{u}_{cq} \\ y_3 = h_3 = i_q \end{cases} \quad (\text{IV.59})$$

Avec :

$$\zeta_3 = i_q, \quad L_f h_3(x) = \frac{-R}{L} i_q - \omega i_d + \frac{1}{L} e_q, \quad \bar{u}_{cq} = -\frac{1}{L} u_{cq}$$

IV.4.1.1. Régulateur backstepping de la tension continue

L'erreur est définie comme suit :

$$z_1 = \zeta_1 - y_{1d} \quad (\text{IV.60})$$

Sa dynamique est donnée par :

$$\dot{z}_1 = L_f h_1 + L_g h_1 u - \dot{y}_{1d} \quad (\text{IV.61})$$

La fonction de *Lyapunov* est définie comme :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (\text{IV.62})$$

Sa dérivée est donc :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 \\ &= z_1 (L_f h_1 + L_g h_1 u - \dot{y}_{1d}) \end{aligned} \quad (\text{IV.63})$$

Où :

$$\dot{y}_{1d} = \dot{v}_{dc \text{ ref}} = 0$$

Pour assurer la stabilité $\dot{V}_1 < 0$, on doit choisir :

$$u = \frac{-k_1 z_1 + L_f h_1}{L_g h_1} \quad (\text{IV.64})$$

IV.4.1.2. Régulateur backstepping des courants

L'erreur z_2 est décrite par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} z_2 &= \zeta_2 - \zeta_{2d} \\ &= \zeta_2 - y_{2d} \end{aligned} \quad (\text{IV.65})$$

La fonction de *Lyapunov* choisie est :

$$V_2 = \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{IV.66})$$

Sa dérivée est donc :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= z_2 \dot{z}_2 \\ &= z_2 (L_f h_2 + \bar{u}_{cd} - \dot{y}_{2d}) \end{aligned} \quad (\text{IV.67})$$

Pour que V_3 soit négative, il faut que :

$$L_f h_2 + \bar{u}_{cd} - \dot{y}_{2d} = -k_2 z_2 \quad (\text{IV.68})$$

Alors :

$$\bar{u}_{cd} = -L_f h_2 + \dot{y}_{2d} - k_2 z_2 \quad (\text{IV.69})$$

La commande u_{cq} est choisie de façon à assurer que la valeur de ζ_3 tend vers sa valeur désirée. Pour cette raison, on doit définir l'erreur z_3 comme :

$$\begin{aligned} z_3 &= \zeta_3 - \zeta_{3d} \\ &= \zeta_3 - y_{3d} \end{aligned} \quad (\text{IV.70})$$

Nous définissons une fonction de *Lyapunov* de la forme:

$$V_3 = \frac{1}{2} z_3^2 \quad (\text{IV.71})$$

Sa dérivée est donc :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= z_3 \dot{z}_3 \\ &= z_3 (L_f h_3 + \bar{u}_{cq} - \dot{y}_{3d}) \end{aligned} \quad (\text{IV.72})$$

Où :

$$\dot{y}_{3d} = 0 \quad (\text{IV.73})$$

Pour rendre la dérivée de V_3 négative, il faut poser :

$$L_f h_3 + \bar{u}_{cq} = -k_3 z_3$$

Alors :

$$\bar{u}_{cq} = -L_f h_3 - k_3 z_3 \quad (\text{IV.74})$$

A partir des deux équations (IV.69) et (IV.74) on peut écrire :

$$\begin{cases} \bar{u}_{cd} = -L_f h_2 + \dot{y}_{2d} - k_2 z_2 \\ \bar{u}_{cq} = -L_f h_3 - k_3 z_3 \end{cases} \quad (\text{IV.75})$$

Finalement pour obtenir les commandes réelles u_{cd} et u_{cq} , on utilise l'expression suivant :

$$\begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{u}_{cd} \\ \bar{u}_{cq} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.76})$$

III.4.2. Résultats de simulation

La simulation de la commande *VOC-backstepping* est réalisée avec les paramètres suivant :

Les paramètres des régulateurs backstepping sont les suivants :

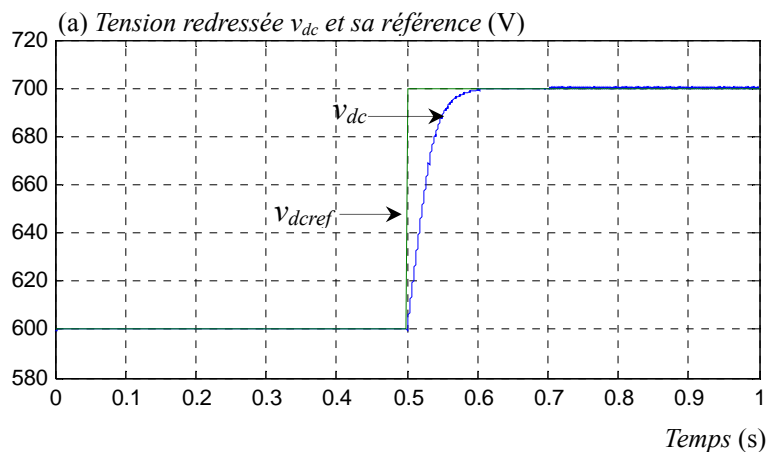
- Régulateur de la tension continue : $k_1 = 70$
- Régulateurs des courants : $k_2 = k_3 = 5.10^4$

Les fréquences d'échantillonnage sont données pour chaque bloc comme suit :

- Régulateurs des courants : $f_e = 50\text{kHz}$
- Régulateur de la tension continue : $f_e = 100\text{kHz}$
- Bloc d'estimateur de la tension du réseau : $f_e = 1000\text{kHz}$
- Bloc du modulateur *SVM* : $f_e = 100\text{kHz}$

La fréquence de commutation est fixée à : $f_s = 10\text{kHz}$

La figure (IV.7) montre la réponse du redresseur lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dc\text{ref}} = 600\text{V}$ à $v_{dc\text{ref}} = 700\text{V}$ à $t = 0.5\text{s}$.



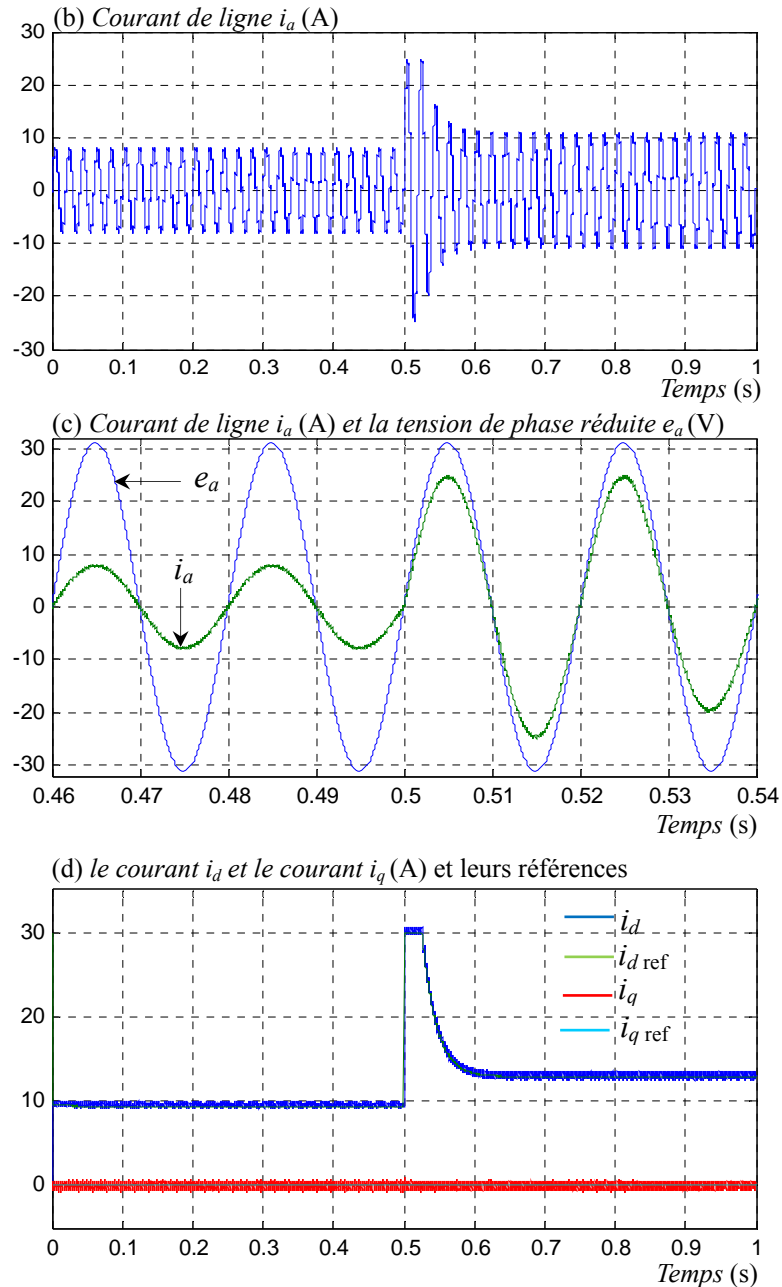
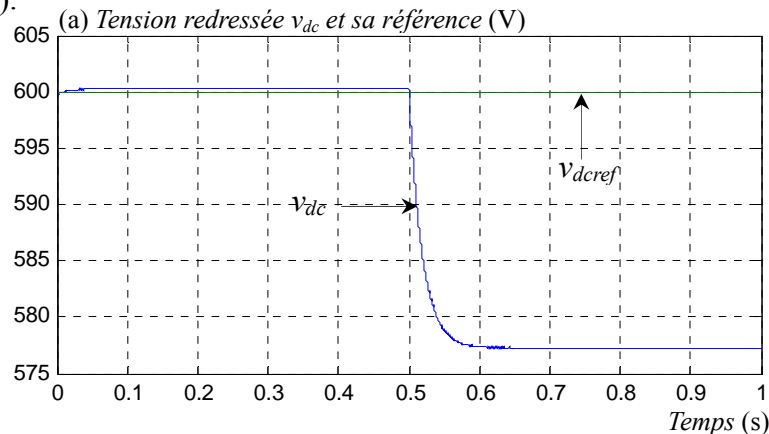


Figure (IV.7) : Performances du redresseur lors d'une variation de la tension de référence

Le comportement du redresseur lors d'une réduction de la charge de 100% à $t=0.5$ s est illustré par la figure (IV.8).



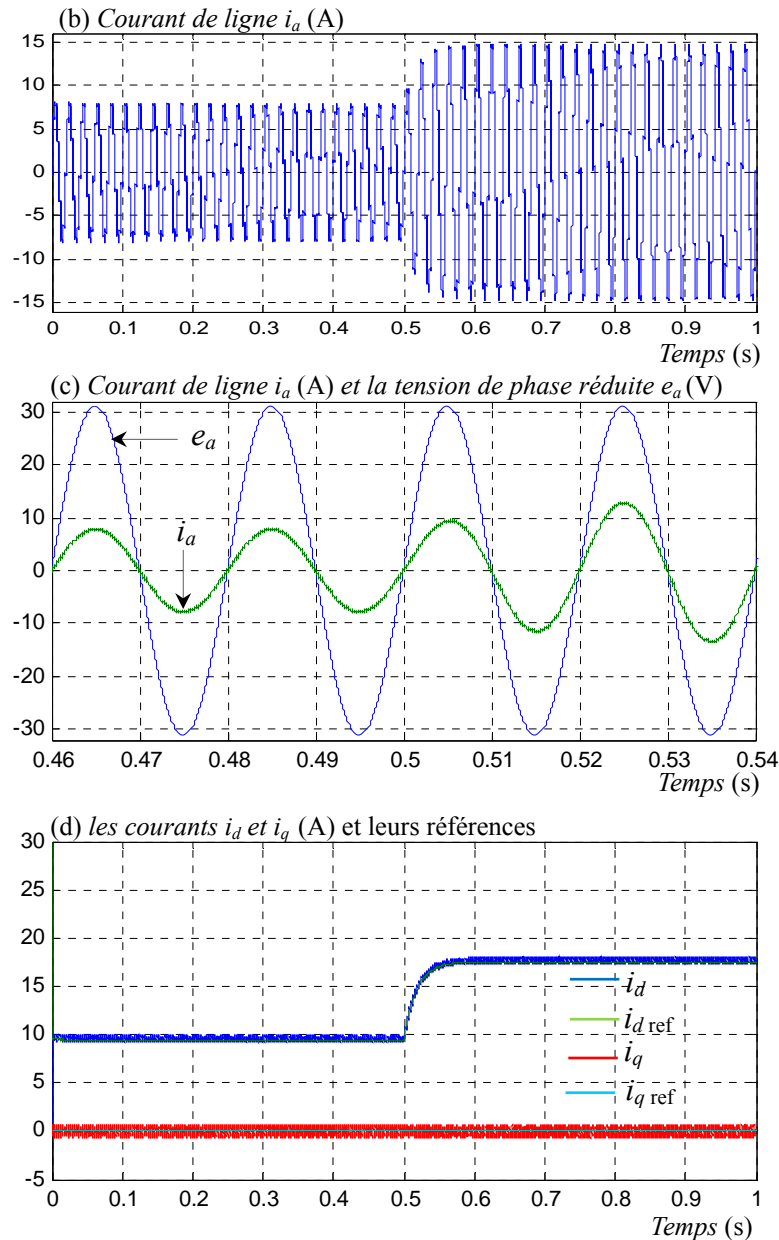


Figure (IV.8) : Test de robuste vis-à-vis la variation de la résistance de charge

III.4.3. Interprétations

D'après la figure (IV.7), nous remarquons que la tension v_{dc} suit bien sa référence avec un temps de repense de 0.1s. De plus, le facteur de puissance est gardé unitaire même lors du changement de la tension de référence comme le montre la figure (IV.7-c), ce changement de tension entraîne une augmentation de la composante directe du courant i_d . De son tour le courant de ligne répond par une augmentation à la variation de v_{dc} , puis il s'établit rapidement après une phase de transition limitée par la saturation du régulateur de la tension.

Il est claire que la commande *VOC-backstepping* n'est pas robuste vis-à-vis la variation de la résistance de charge. De ce fait, la commande *VOC-backstepping adaptative* sera l'objet de la deuxième partie de ce chapitre.

IV.5. Commande DPC-backstepping adaptative du redresseur PWM triphasé

Pour annuler l’erreur statique entre la tension v_{dc} et sa référence lors de la variation de la résistance de charge, la commande *DPC-backstepping adaptative* est une technique de contrôle de l’automatique traitant ce genre de problème par la conception d’une loi d’adaptation qui donne une estimation de la résistance de charge.

Le schéma bloc de la commande-DPC *backstepping adaptative* est donné par la figure (IV.9)

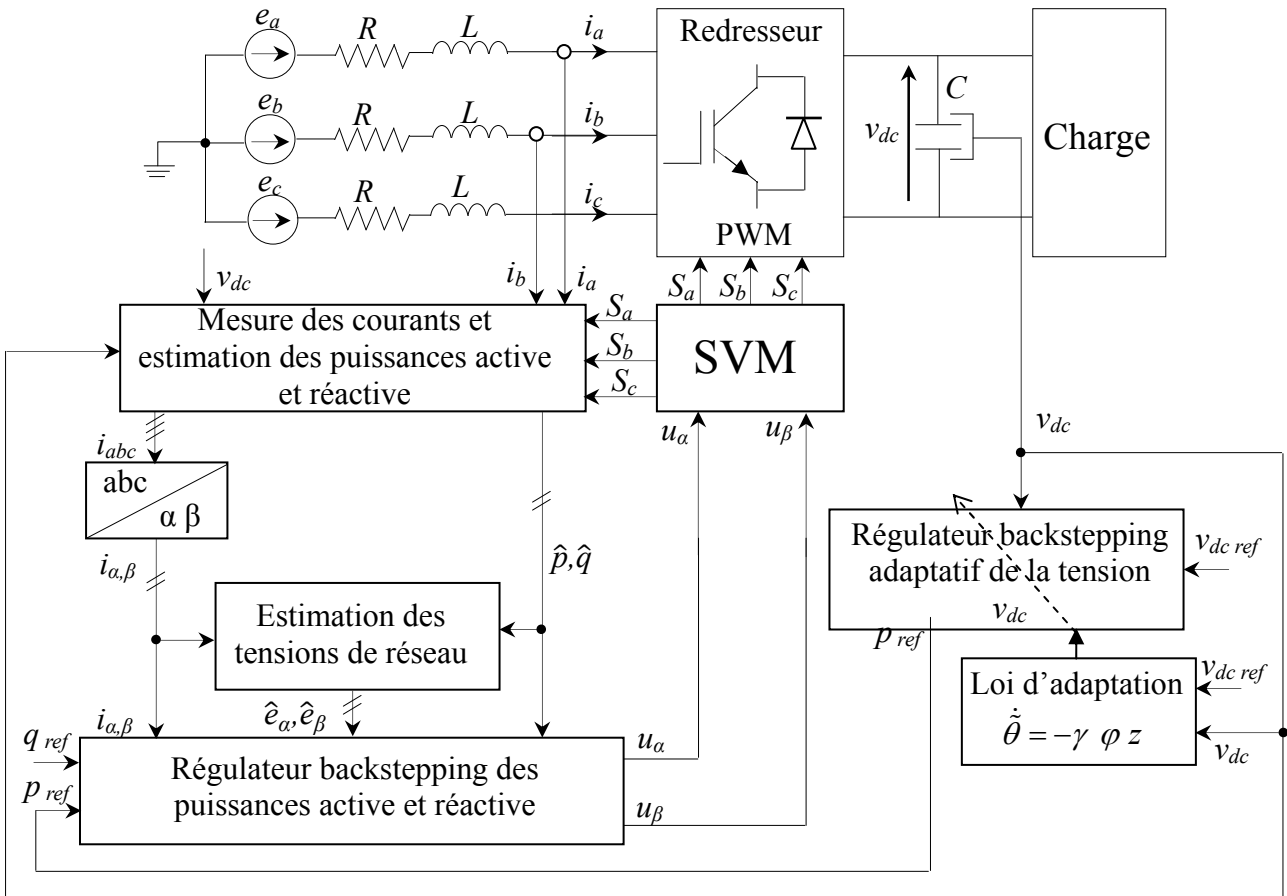


Figure (IV.9) : Schéma bloc de la commande DPC-backstepping adaptative

IV.5.1. Synthèse du régulateur backstepping de la tension avec adaptation de la charge

Il s’agit de synthésier un régulateur backstepping qui tient en compte les incertitudes sur la résistance de charge.

On pose :

$$\theta_n = \frac{1}{R_{ch_n}}, \hat{\theta} = \frac{1}{\hat{R}_{ch}} \text{ alors } \tilde{\theta} = \theta_n - \hat{\theta}$$

Où : θ_n et $\hat{\theta}$ représentent respectivement les valeurs nominale et estimée du paramètre θ , alors que $\tilde{\theta}$ est l’erreur entre ces deux valeurs.

Le régulateur backstepping des puissances active et réactive reste le même, puisque sa loi de commande ne dépend pas du paramètre R_{ch} , seul le régulateur de tension est pris en considération.

L'équation (IV.32) du sous-système 1 devient:

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_1 = L_f h_1 + L_{\Delta f} h_1 + L_g h_1 u \\ y_1 = h_1(x) = v_{dc}, \quad y_{1d} = v_{1dref} \end{cases} \quad (IV.77)$$

Où :

$$\zeta_1 = v_{dc}, \quad u = p, \quad L_f h_1 = -\frac{v_{dc}}{C} \theta_n, \quad L_g h_1 = \frac{1}{C v_{dc}}, \quad L_{\Delta f} h_1 = \tilde{\theta} \left(\frac{v_{dc}}{C} \right) = \tilde{\theta} \varphi$$

Soit y_{1d} la valeur désirée de ζ_1 , il vient :

$$z_1 = \zeta_1 - y_d \quad (IV.78)$$

Sa dynamique est écrite sous la forme:

$$\dot{z}_1 = L_f h_1 + L_g h_1 u + \tilde{\theta} \varphi - \dot{y}_d \quad (IV.79)$$

La fonction de *Lyapunov* choisie est:

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\theta}^2 \quad (IV.80)$$

Sa dérivée est donc:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} \\ &= z_1 (L_f h_1 + L_g h_1 u + \tilde{\theta} \varphi - \dot{y}_d) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} \\ &= z_1 (L_f h_1 + L_g h_1 u - \dot{y}_d) + \tilde{\theta} \left(\frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{\theta}} + z_1 \varphi \right) \end{aligned} \quad (IV.81)$$

Pour assurer la stabilité ($\dot{V}_1 < 0$), il faut que le premier terme soit égal $-k_1 z_1$, et le second terme est nul. Donc la loi de commande est :

$$u = \frac{-k_1 z_1 + L_f h_1 + \dot{y}_{1d}}{L_g h_1} \quad (IV.82)$$

Alors que la loi de d'adaptation est exprimée par :

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\gamma z_1 \varphi \quad (IV.83)$$

Dans l'expression de $L_f h_1$, on doit remplacer le paramètre θ_n par son estimé.

IV.5.2. Résultats de simulation

La simulation de la commande *DPC-backstepping adaptative* est réalisée avec les paramètres suivants :

Les paramètres des régulateurs backstepping sont les suivants :

- Régulateur de la tension continue : $k = 70$
- Régulateurs des puissances: $k_1 = k_2 = 5.10^4$
- Le gain d'adaptation $\gamma = 5.10^{-8}$.

Les fréquences d'échantillonnage sont données pour chaque bloc comme suit :

- Le bloc d'adaptation de la résistance : $f_e = 1000\text{kHz}$
- Les fréquences des autres blocs restent les mêmes.

La figure (IV.11) montre la réponse du redresseur lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dc\ ref} = 600\text{V}$ à $v_{dc\ ref} = 700\text{V}$ à $t = 0.5\text{s}$ avec adaptation de la résistance de charge.

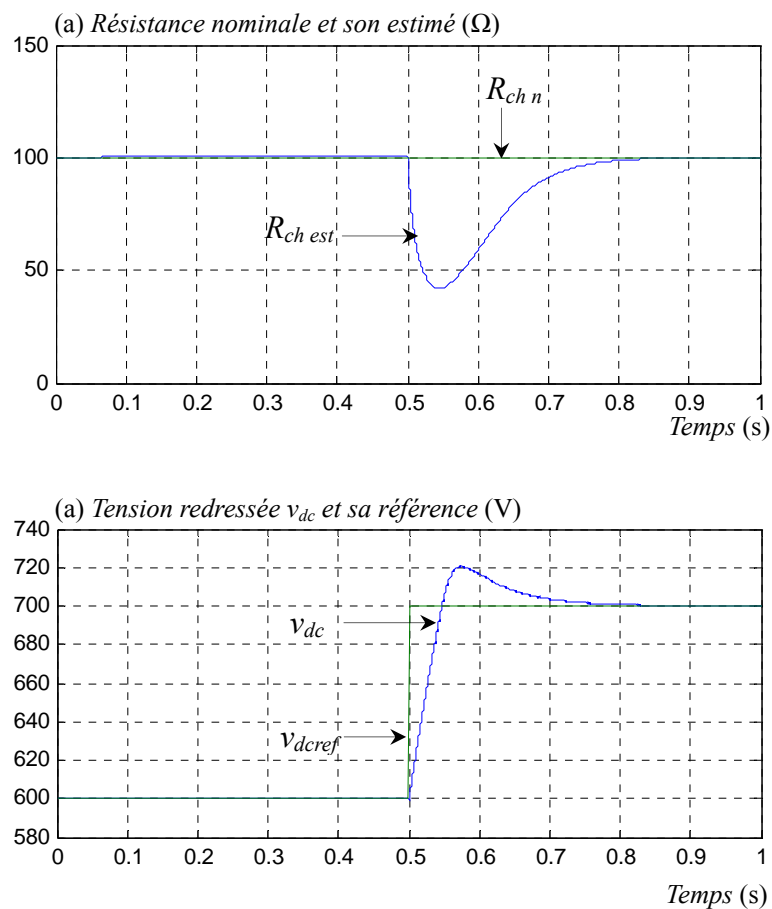
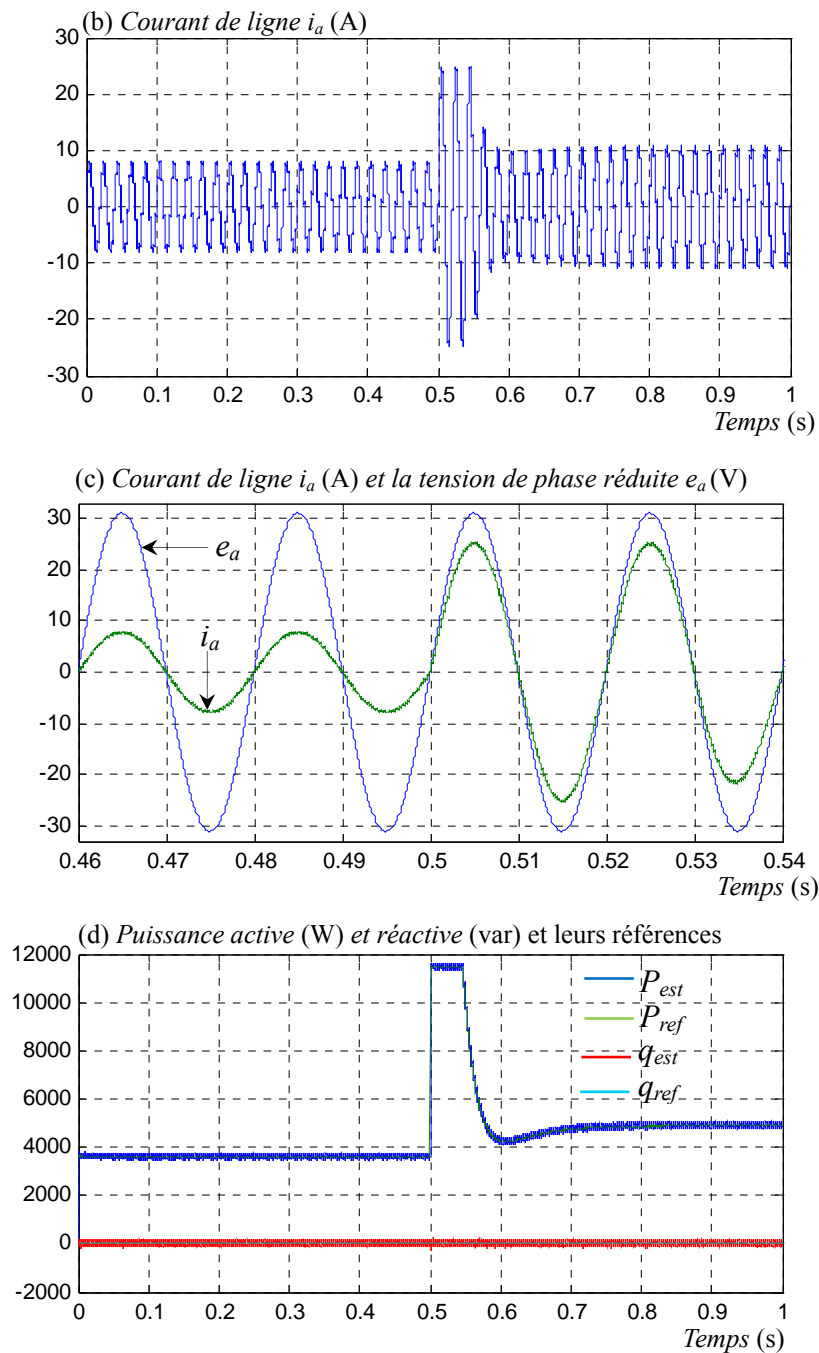
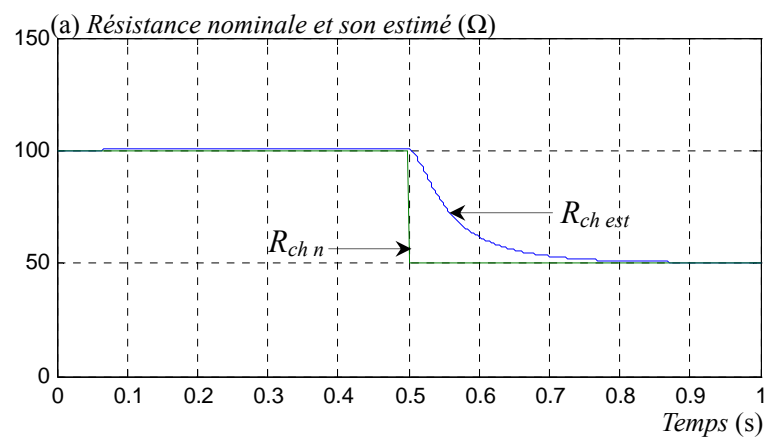


Figure (IV.11) : Performances du redresseur commandé par *DPC-backstepping adaptative* lors du changement de la consigne de la tension de sortie



Le comportement du redresseur lors d'une réduction de la charge de 100% à $t = 0.5s$ est illustré par la figure (IV.12).



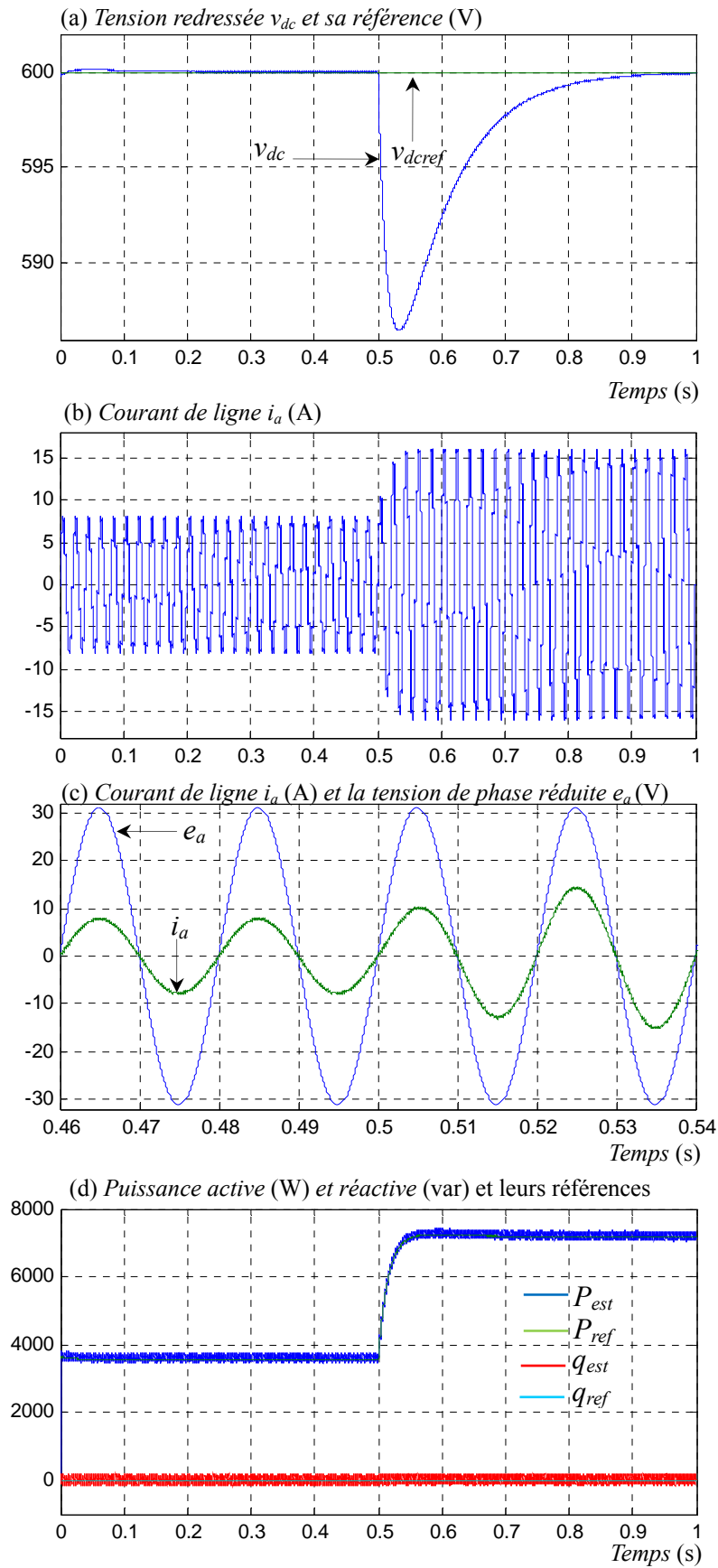


Figure (IV.12) : Test de robuste vis-à-vis la variation de la résistance de charge

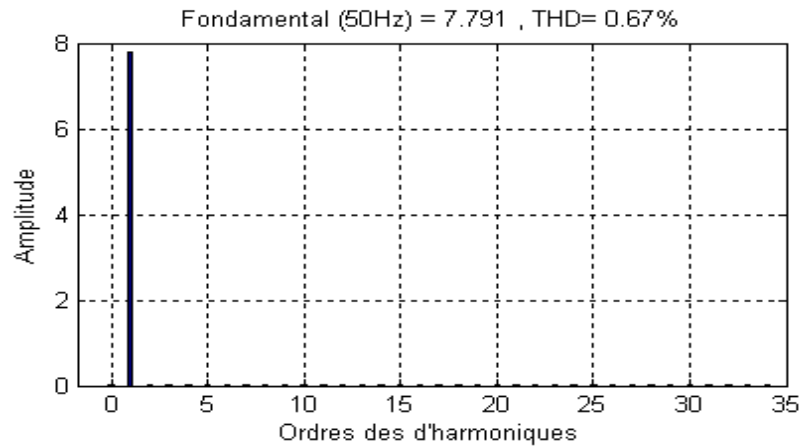


Figure (IV.13) : Spectre harmonique du courant de ligne

IV.5.3. Interprétations

La figure (IV.11) montre les différentes formes d'ondes d'un redresseur *PWM* contrôlé par la commande *DPC-backstepping adaptive*. On note que le courant est en phase avec la tension, c'est-à-dire que le redresseur fonctionne sous un facteur de puissance unitaire. La puissance active suit bien sa référence, ce qui prouve l'efficacité de la méthode de réglage proposée. Nous remarquons aussi l'influence de l'estimée de la résistance sur les performances du régulateur. Ceci se traduit par un dépassement lors du changement de la consigne de la tension continue.

D'après la figure (III.12), le contrôleur backstepping adaptatif réalise une régulation parfaite de la tension de sortie. Cependant, l'influence réciproque du régulateur avec son algorithme d'adaptation conduit à des régimes transitoires avec des dynamiques mal contrôlées. Le facteur de puissance coté réseau est unitaire du fait que la tension simple e_a et le courant de ligne i_a sont en phase. On peut noter aussi que la forme du courant est sinusoïdal avec un $THD = 0.67\%$.

IV.6. Commande VOC-backstepping adaptative du redresseur PWM triphasé

Le schéma bloc de la commande *VOC-backstepping adaptive* est donné par la figure (IV.14).

IV.6.1. Synthèse du régulateur backstepping de la tension avec adaptation de la charge

L'équation (IV.57) du sous-système 1 devient:

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_1 = L_f h_1 + L_{\Delta f} h_1 + L_g h_1 u \\ y = h_1(x) = v_{dc}, \quad y_d = v_{dc\text{ref}} \end{cases} \quad (\text{IV.84})$$

Où :

$$\zeta_1 = v_{dc}, \quad u = i_d, \quad L_f h_1 = \frac{e_q \dot{i}_q}{C v_{dc}} - \frac{v_{dc}}{C} \theta_n, \quad L_{\Delta f} h_1 = \tilde{\theta} \left(\frac{v_{dc}}{C} \right) = \tilde{\theta} \varphi, \quad L_g h_1 = \frac{e_d}{C v_{dc}}$$

L'erreur est choisie comme :

$$z_1 = \zeta_1 - y_d \quad (\text{IV.85})$$

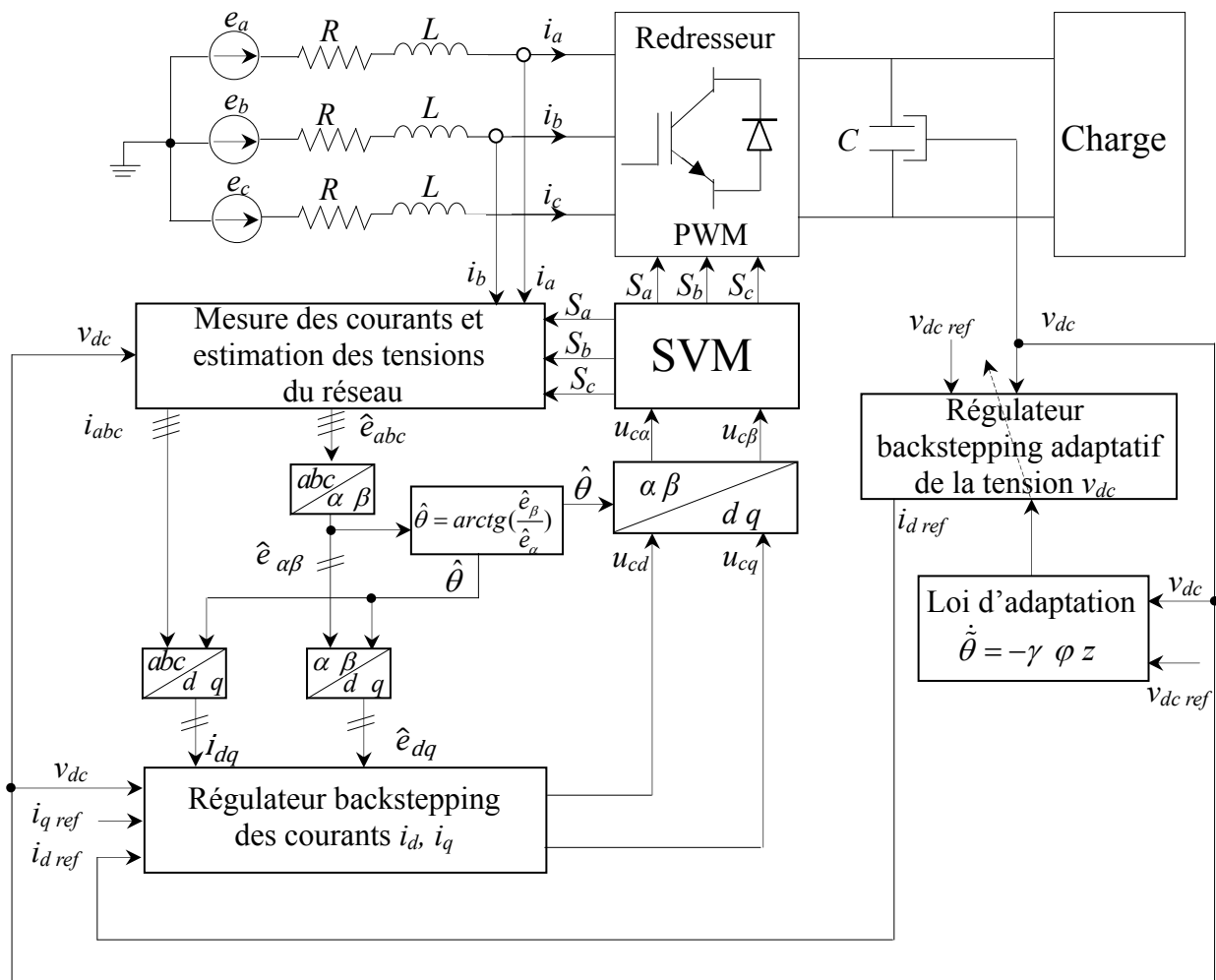


Figure (IV.14): Schéma bloc de la commande VOC-backstepping adaptative

Sa dynamique est écrite sous la forme:

$$\dot{z}_1 = L_f h_1 + L_g h_1 u + \tilde{\theta} \varphi - \dot{y}_d \quad (\text{IV.86})$$

La fonction de *Lyapunov* choisie est:

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\theta}^2 \quad (\text{IV.87})$$

Sa dérivée est donc:

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} \quad (\text{IV.88})$$

$$\begin{aligned} &= z_1 (L_f h_1 + L_g h_1 u + \tilde{\theta} \varphi - \dot{y}_d) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} \\ &= z_1 (L_f h_1 + L_g h_1 u - \dot{y}_d) + \tilde{\theta} \left(\frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{\theta}} + z_1 \varphi \right) \end{aligned} \quad (\text{IV.89})$$

Pour assurer que $\dot{V}_1 < 0$, il faut que :

$$u = \frac{-k_1 z_1 + L_f h_1 + \dot{y}_{1d}}{L_g h_1} \quad (\text{IV.90})$$

Avec une loi de d'adaptation exprimée par :

$$\dot{\hat{\theta}} = -\gamma z_1 \varphi \quad (\text{IV.91})$$

Dans l'expression de $L_f h_1$, le paramètre θ_n est remplacée par son estimé.

IV.6.2 Résultats de simulation

La simulation de la commande *VOC-backstepping adaptive* est réalisée avec les paramètres suivants :

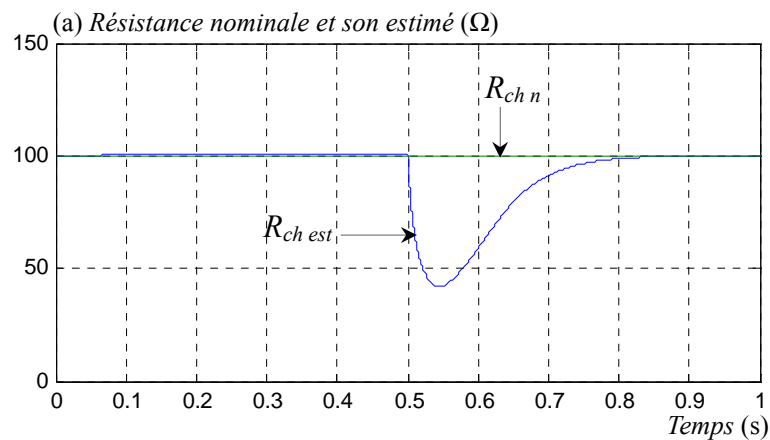
Les paramètres des régulateurs backstepping sont les suivants :

- Régulateur de la tension continue : $k_1 = 70$
- Régulateurs des courants: $k_2 = k_3 = 5 \cdot 10^4$
- Le gain d'adaptation $\gamma = 5 \cdot 10^{-8}$.

Les fréquences d'échantillonnage sont données pour chaque bloc comme suit :

- Le bloc d'adaptation de la résistance : $f_e = 100\text{kHz}$
- Les fréquences des autres blocs restent les mêmes.

La figure (IV.15) montre la réponse du redresseur lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dc\ ref} = 600\text{V}$ à $v_{dc\ ref} = 700\text{V}$ à $t = 0.5\text{s}$ avec adaptation de la résistance de charge.



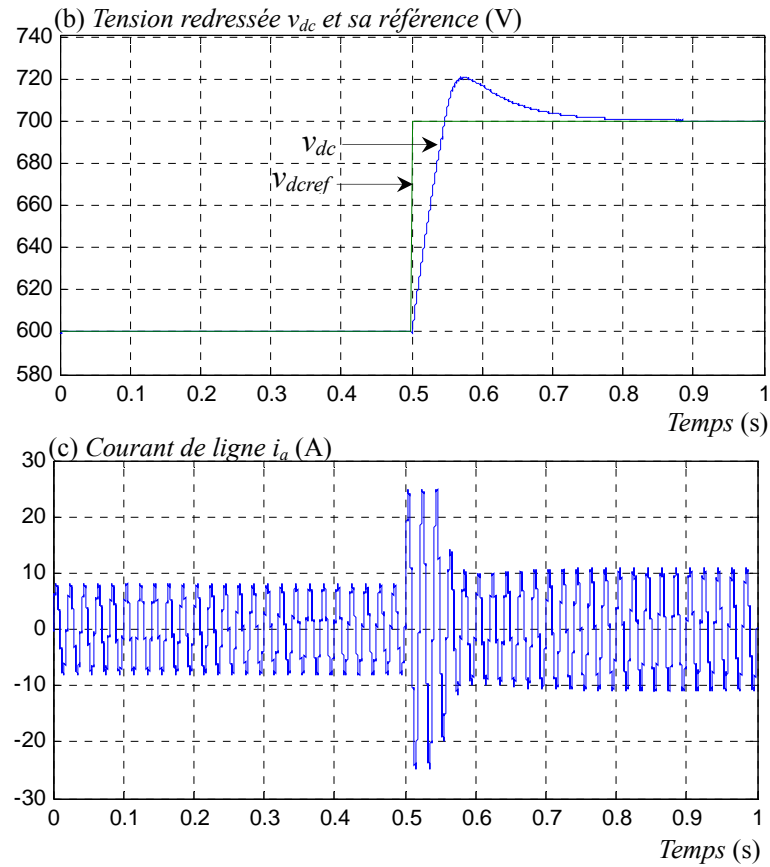
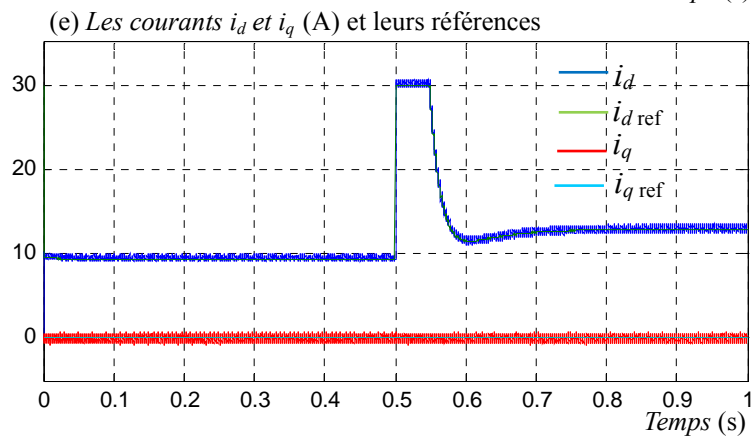
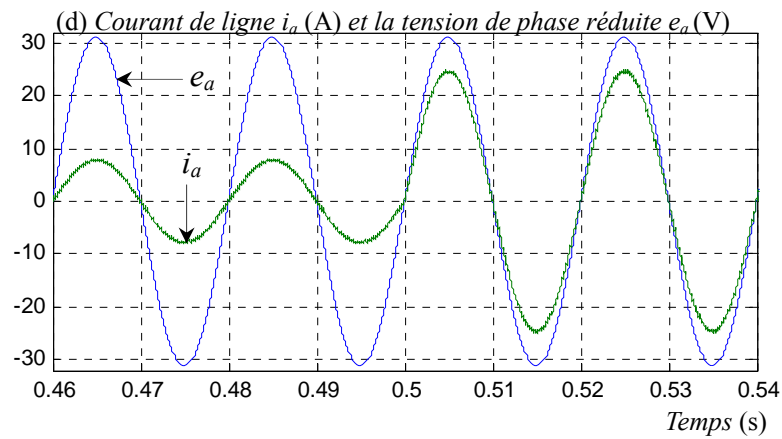
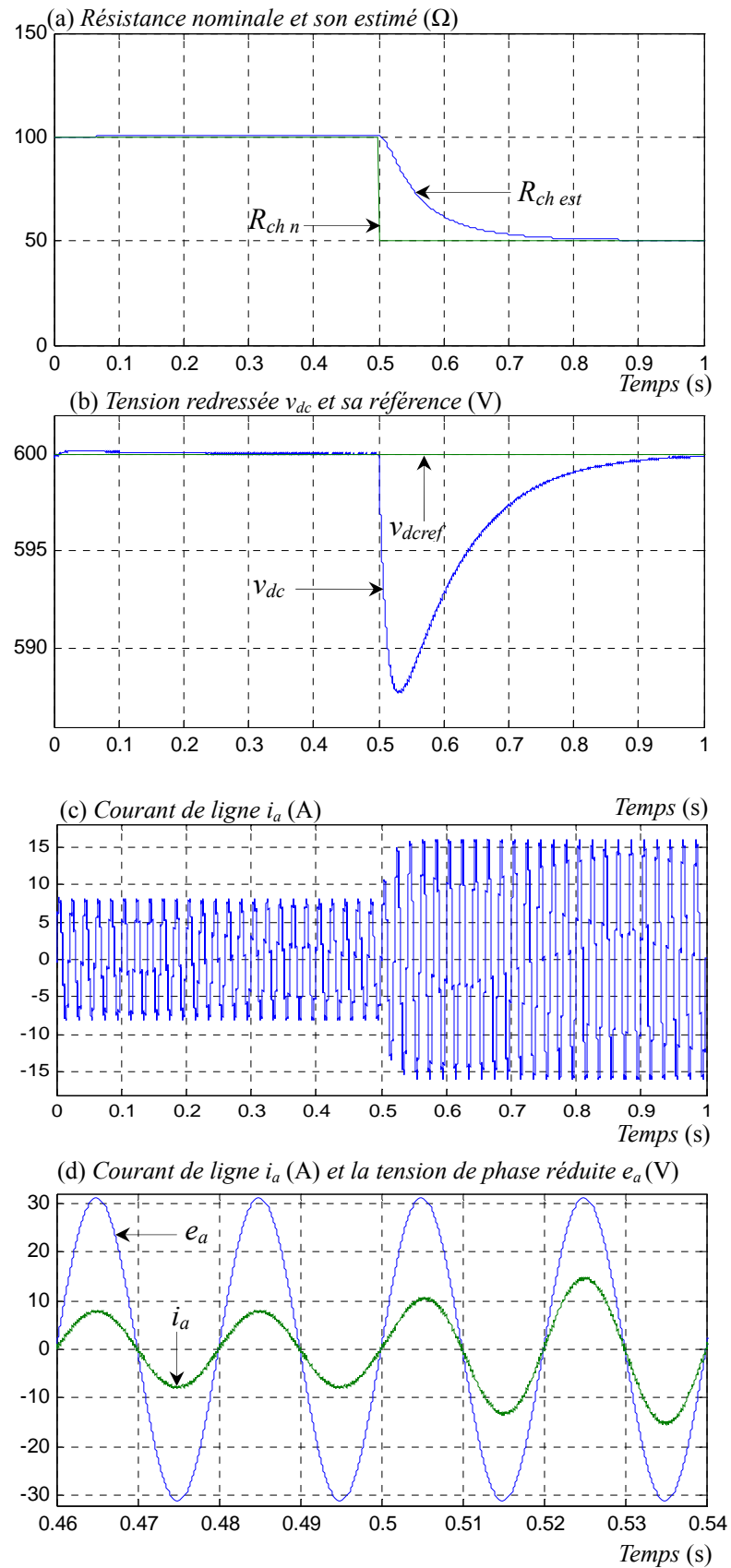


Figure (IV.15) : Performances du redresseur commandé par VOC-backstepping adaptative lors du changement de la consigne de la tension de sortie



Le comportement du redresseur lors d'une réduction de la charge de 100% à $t = 0.5s$ est illustré par la figure (IV.16).



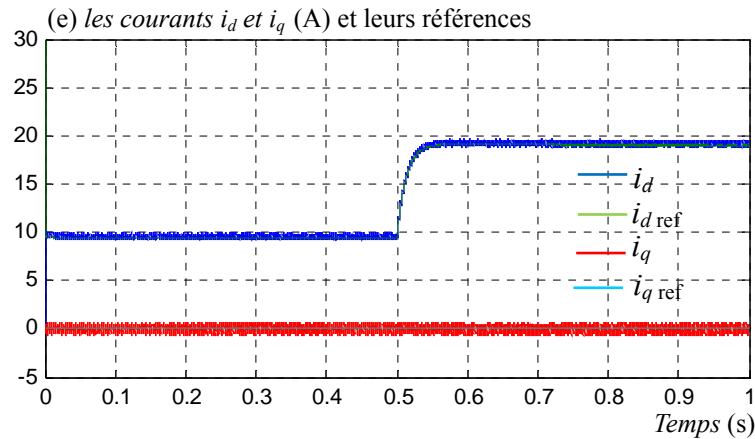


Figure (IV.16) : Test de robuste vis-à-vis la variation de la résistance de charge

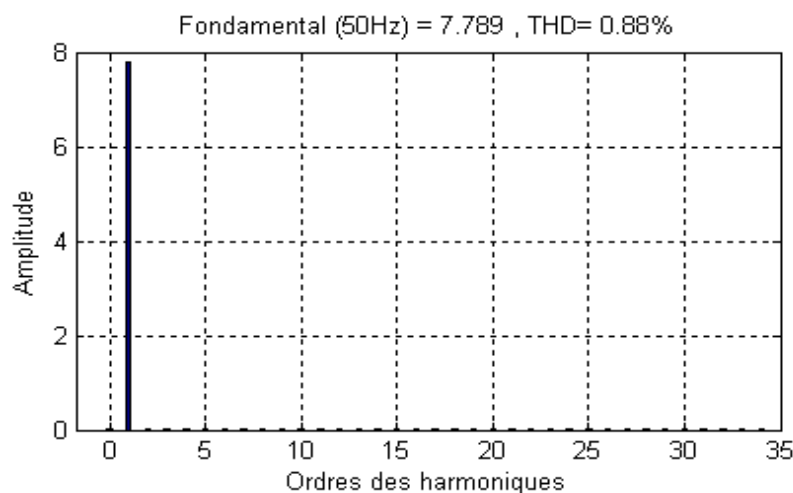


Figure (IV.17) : Spectre harmonique du courant de ligne

IV.6.3. Interprétations

La figure (IV.15) montre les différentes formes d'ondes d'un redresseur à *PWM* contrôlé par la commande *VOC-backstepping adaptative*.

On note que le courant est en phase avec la tension, c'est-à-dire que le redresseur fonctionne sous un facteur de puissance unitaire. La composante directe du courant suit bien sa référence, obtenue à partir d'une régulation non linéaire de la tension continue. Nous remarquons aussi l'influence de la valeur estimée de la résistance sur la poursuite de la tension de référence. Une mauvaise estimation provoque un dépassement de la tension continue.

La figure (IV.16) montre les différentes formes d'ondes dans le cas d'une variation de la charge, la tension de ligne e_a et le courant i_a sont en phase. On peut noter aussi que le courant garde sa forme sinusoïdale avec un faible *THD*. La diminution de la résistance entraîne une augmentation du courant, ce dernier entraîne une croissance de la composante directe. On remarque que une petite variation instantanée de la tension v_{dc} lors de la diminution de la résistance de charge, mais l'erreur en régime permanent est éliminée lorsque la valeur estimée de la résistance atteint la valeur de la résistance de charge réelle.

IV.6.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons appliqué la commande par backstepping sur un redresseur *PWM* triphasé. Les résultats de simulation montrent l'efficacité de cette technique en termes de poursuite de la référence de la tension désirée ainsi que le fonctionnement à facteur de puissance unitaire coté réseau avec des courants de ligne de formes sinusoïdales. Cependant, elle est très sensible à la variation de la résistance de charge. C'est pour cette raison, une version adaptative de la commande backstepping a été proposée dont l'objectif est de remédier à cet inconvénient. Dans ce cas, l'erreur statique en régime permanent est complètement éliminée tout en assurant les mêmes performances du cas non adaptatif.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la recherche de nouvelles solutions qui permettent l'amélioration de la qualité du transfert de l'énergie électrique d'une source vers un récepteur. L'une de ces solutions est le redresseur *PWM* de courant 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 distorsion harmonique, et une tension continue réglable.

A la lumière de l'étude bibliographique, nous avons pu constater que les recherches sur les redresseurs *PWM* sont bien répandues dans le monde non seulement pour l'absorption des courants sinusoïdaux mais également pour éliminer différents types de perturbations pouvant affecter le réseau comme le déséquilibre de la charge par exemple. La tendance est d'assurer un échange optimal d'énergie entre la source et la charge, ce qui conduit à une réduction de son coût de transport. Pour cela, nous avons consacré une bonne partie de notre étude théorique au principe de fonctionnement du redresseur *PWM* de courant ainsi que ces différentes techniques de commande, *DPC*, *VF-DPC*, *DPC-SVM*, *VOC*, et *VFOC*, qui existent dans la littérature avec leurs avantages et leurs inconvénients.

Afin de simplifier le modèle non linéaire du redresseur *PWM*, on a fait appel aux techniques de la commande par retour d'état linéarisante. L'idée est de transformer un système non linéaire en un système linéaire. Cette technique sous ces deux variantes non adaptative et adaptative, est appliquée dans la commande du redresseur triphasé associé aux commandes *DPC* et *VOC*. Les résultats de simulation montrent que cette technique de commande est bien adaptée aux problèmes de poursuite de la référence. Cependant, seule la variante adaptative est capable de prendre en charge les variations de la résistance de charge.

La commande non linéaire adaptative donne des résultats satisfaisants pour tout ce qui concerne la poursuite des variations de la tension de consigne, robustesse vis-à-vis des changements de la résistance de charge. Cependant le contrôleur conçu est basé sur un algorithme de formulation mathématique relativement complexe. Ce qui conduit à un temps de calcul en conséquence.

De ce fait, une autre alternative de commande du redresseur *PWM* triphasé est proposée. Il est question de la commande par backstepping associée aux commandes *DPC* et *VOC*. 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. Cependant, la commande backstepping adaptative est nécessaire pour une prise en compte efficace des variations de la résistance de charge.

A l'issue de cette étude, trois types de régulateurs sont associés aux commandes *DPC* et *VOC*. Les résultats de simulation de ces structures de commande nous permettent d'effectuer une comparaison entre ses performances. Il est possible de résumer cette comparaison dans les points essentiels suivants :

L'utilisation des régulateurs classiques de type PI conduit à un algorithme de commande assez simple. Toutefois, cette structure engendre un taux de distorsion harmonique relativement élevé et n'offre pas la possibilité d'adaptation des paramètres.

La commande VOC-non linéaire enregistre le taux distorsion harmonique le plus faible par rapport aux autres régulateurs associés au *VOC*. Cependant, avec la *DPC*, le régulateur non linéaire offre un *THD* meilleur par rapport au régulateur classique de type PI. Toutefois, l'algorithme de commande non linéaire reste le plus compliqué par rapport aux autres algorithmes de régulation, du fait qu'il nécessite plus de temps de calcul avec plusieurs opérations de dérivation.

La commande *DPC-backstepping* fournit le *THD* le plus faible par rapport aux autres régulateurs associés au même *DPC*. Alors que, avec la commande *VOC*, le *THD* offert par le régulateur *backstepping* n'est meilleur qu'à celui enregistré par le régulateur PI.

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

- Adaptation des autres paramètres (inductances et capacité) ;
- Réalisation de la commande *DPC* prédictive ;
- Réalisation de la commande *DPC* multiniveau ;
- Implémentation pratique des algorithmes de commande ;

Synthèse de la table de commutation

La synthèse de la table de commutation est basée sur les signes des dérivées des puissances active et réactive dans chaque secteur (figures (II.6) et (II.7)).

Pour chaque secteur, le changement de la puissance réactive est positif pour trois vecteurs, négatif pour trois vecteurs, et zéro pour V_0, V_7 . Le signe du changement de la puissance active est positif pour quatre vecteurs, négatif pour deux ou trois vecteurs.

Pour le premier secteur les vecteurs qui influent sur le signe du changement des puissances active et réactive sont résumés dans le Tableau suivant :

Secteur 1

$\bar{p}_1 > 0$	$\bar{p}_1 < 0$	$\bar{q}_1 > 0$	$\bar{q}_1 < 0$	$\bar{p}_1 = 0$
V_3, V_4, V_5, V_0	V_1, V_6	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6	V_0, V_7

Pour chaque combinaison des signaux de sortie d'hystérésis, S_p et S_q , les vecteurs de tension choisis pour le secteur γ_1 , sont montré dans le suivant :

<i>Secteur 1</i>		\bar{q}_1	
		$> 0 \Leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \Leftrightarrow S_q = 0$
\bar{p}_1	$> 0 \Leftrightarrow S_p = 1$	V_3	V_4, V_5
	$< 0 \Leftrightarrow S_p = 0$	V_1	V_6

Secteur 2

$\bar{p}_2 > 0$	$\bar{p}_2 < 0$	$\bar{q}_2 > 0$	$\bar{q}_2 < 0$	$\bar{p}_2 = 0$
V_3, V_4, V_5, V_0	V_1, V_2	V_2, V_3, V_4	V_1, V_5, V_6	V_0, V_7

Pour chaque combinaison des signaux de sortie d'hystérésis, S_p et S_q , les vecteurs de tension choisis pour le secteur γ_2 , sont montré dans le tableau suivant :

<i>Secteur 2</i>		\bar{q}_2	
		$> 0 \Leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \Leftrightarrow S_q = 0$
\bar{p}_2	$> 0 \Leftrightarrow S_p = 1$	V_3, V_4	V_5
	$< 0 \Leftrightarrow S_p = 0$	V_2	V_1

Secteur 3

$\bar{p}_3 > 0$	$\bar{p}_3 < 0$	$\bar{q}_3 > 0$	$\bar{q}_3 < 0$	$\bar{p}_3 = 0$
V_4, V_5, V_6, V_0	V_1, V_2	V_2, V_3, V_4	V_1, V_5, V_6	V_0, V_7

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur γ_3 , sont montrés dans le tableau suivant :

<i>Secteur 3</i>		\bar{q}_3	
		$> 0 \Leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \Leftrightarrow S_q = 0$
\bar{p}_3	$> 0 \Leftrightarrow S_p = 1$	V_4	V_5, V_6
	$< 0 \Leftrightarrow S_p = 0$	V_2	V_1

Secteur 4

$\bar{p}_4 > 0$	$\bar{p}_4 < 0$	$\bar{q}_4 > 0$	$\bar{q}_4 < 0$	$\bar{p}_4 = 0$
V_4, V_5, V_6, V_0	V_2, V_3	V_3, V_4, V_5	V_1, V_2, V_6	V_0, V_7

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur γ_4 , sont montrés dans le tableau suivant :

<i>Secteur 4</i>		\bar{q}_4	
		$> 0 \Leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \Leftrightarrow S_q = 0$
\bar{p}_4	$> 0 \Leftrightarrow S_p = 1$	V_4, V_5	V_6
	$< 0 \Leftrightarrow S_p = 0$	V_3	V_2

Secteur 5

$\bar{p}_5 > 0$	$\bar{p}_5 < 0$	$\bar{q}_5 > 0$	$\bar{q}_5 < 0$	$\bar{p}_5 = 0$
V_1, V_5, V_6, V_0	V_2, V_3	V_3, V_4, V_5	V_1, V_2, V_6	V_0, V_7

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur γ_5 , sont montrés dans le tableau suivant :

<i>Secteur 5</i>		\bar{q}_5	
		$> 0 \Leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \Leftrightarrow S_q = 0$
\bar{p}_5	$> 0 \Leftrightarrow S_p = 1$	V_5	V_6, V_1
	$< 0 \Leftrightarrow S_p = 0$	V_3	V_2

Secteur 6

$\bar{p}_6 > 0$	$\bar{p}_6 < 0$	$\bar{q}_6 > 0$	$\bar{q}_6 < 0$	$\bar{p}_6 = 0$
V_1, V_5, V_6, V_0	V_3, V_4	V_4, V_5, V_6	V_1, V_2, V_3	V_0, V_7

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur γ_6 , sont montrés dans le tableau suivant :

<i>Secteur 6</i>		\bar{q}_6	
		$> 0 \Leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \Leftrightarrow S_q = 0$
\bar{p}_6	$> 0 \Leftrightarrow S_p = 1$	V_5, V_6	V_1
	$< 0 \Leftrightarrow S_p = 0$	V_4	V_3

Secteur 7

$\bar{p}_7 > 0$	$\bar{p}_7 < 0$	$\bar{q}_7 > 0$	$\bar{q}_7 < 0$	$\bar{p}_7 = 0$
V_1, V_2, V_6, V_0	V_3, V_4	V_4, V_5, V_6	V_1, V_2, V_3	V_0, V_7

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur γ_7 , sont montrés dans le tableau suivant :

<i>Secteur 7</i>		\bar{q}_7	
		$> 0 \Leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \Leftrightarrow S_q = 0$
\bar{p}_7	$> 0 \Leftrightarrow S_p = 1$	V_6	V_1, V_2
	$< 0 \Leftrightarrow S_p = 0$	V_4	V_3

Secteur 8

$\bar{p}_8 > 0$	$\bar{p}_8 < 0$	$\bar{q}_8 > 0$	$\bar{q}_8 < 0$	$\bar{p}_8 = 0$
V_1, V_2, V_6, V_0	V_4, V_5	V_1, V_5, V_6	V_2, V_3, V_4	V_0, V_7

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur γ_8 , sont montrés dans le tableau suivant :

<i>Secteur 8</i>		\bar{q}_8	
		$> 0 \Leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \Leftrightarrow S_q = 0$
\bar{p}_8	$> 0 \Leftrightarrow S_p = 1$	V_1, V_6	V_2
	$< 0 \Leftrightarrow S_p = 0$	V_5	V_4

Secteur 9

$\bar{p}_9 > 0$	$\bar{p}_9 < 0$	$\bar{q}_9 > 0$	$\bar{q}_9 < 0$	$\bar{p}_9 = 0$
V_1, V_2, V_3, V_0	V_4, V_5	V_1, V_5, V_6	V_2, V_3, V_4	V_0, V_7

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur γ_9 , sont montrés dans le tableau suivant :

<i>Secteur 9</i>		\bar{q}_9	
		$> 0 \Leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \Leftrightarrow S_q = 0$
\bar{p}_9	$> 0 \Leftrightarrow S_p = 1$	V_1	V_2, V_3
	$< 0 \Leftrightarrow S_p = 0$	V_5	V_4

Secteur 10

$\bar{p}_{10} > 0$	$\bar{p}_{10} < 0$	$\bar{q}_{10} > 0$	$\bar{q}_{10} < 0$	$\bar{p}_{10} = 0$
V_1, V_2, V_3, V_0	V_4, V_5	V_1, V_5, V_6	V_2, V_3, V_4	V_0, V_7

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur γ_{10} , sont montrés dans le tableau suivant :

<i>Secteur 10</i>		\bar{q}_{10}	
		$> 0 \Leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \Leftrightarrow S_q = 0$
\bar{p}_{10}	$> 0 \Leftrightarrow S_p = 1$	V_1, V_2	V_3
	$< 0 \Leftrightarrow S_p = 0$	V_6	V_5

Secteur 11

$\bar{p}_{11} > 0$	$\bar{p}_{11} < 0$	$\bar{q}_{11} > 0$	$\bar{q}_{11} < 0$	$\bar{p}_{11} = 0$
V_2, V_3, V_4, V_0	V_5, V_6	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5	V_0, V_7

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur γ_{11} , sont montrés dans le tableau suivant :

<i>Secteur 11</i>		\bar{q}_{11}	
		$> 0 \Leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \Leftrightarrow S_q = 0$
\bar{p}_{11}	$> 0 \Leftrightarrow S_p = 1$	V_2	V_3, V_4
	$< 0 \Leftrightarrow S_p = 0$	V_6	V_5

Secteur 12

$\bar{p}_{12} > 0$	$\bar{p}_{12} < 0$	$\bar{q}_{12} > 0$	$\bar{q}_{12} < 0$	$\bar{p}_{12} = 0$
V_2, V_3, V_4, V_0	V_1, V_6	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6	V_0, V_7

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur γ_{12} , sont montrés dans le tableau suivant :

<i>Secteur 12</i>		\bar{q}_{12}	
		$> 0 \Leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \Leftrightarrow S_q = 0$
\bar{p}_{12}	$> 0 \Leftrightarrow S_p = 1$	V_2, V_3	V_4
	$< 0 \Leftrightarrow S_p = 0$	V_1	V_6

Bibliographie

- [1] Project IEEE 519 *IEEE*, "Recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems", 1992.
 - [2] IEC Subcommittee 77A, "Disturbance in supply systems caused by household appliance and similar electrical equipment", part 2: armonics. EN 60555-2, 1992.
 - [3] T.S, Key. "Comparison of standards and power supply design options for limiting harmonic distortion in power systems". *IEEE Trans. Industry Applications*, vol 29 N°4 1993, pp. 688-695.
 - [4] M. AlaaEddin Alali, "Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension", *Thèse Doctorat de l'Université Louis Pasteur, strasbourg I*, 2002.
 - [5] Theodor Wildi, "Electrotechnique ", (3^{ème} Edition) 2000.
 - [6] K. Aliouane, "Contribution à l'étude du filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association des filtres actif et passif parallèle", *Thèse de Doctorat de l'INPL-ENSEM, NANCY* 1995.
 - [7] M. AISSANI, S. MITT, "Commande directe de puissance d'un redresseur à MLI", *Mémoire de PFE ingénieur EMP, alger*, 2005.
 - [8] T. Deflandre, P. Mauras, "Les harmoniques sur les réseaux électriques ", *Eyrolles*, 1998.
 - [9] T. GHENNAM, "Etude et réalisation d'un compensateur actif de puissance commandé par DSP", *Thèse de Magistère, EMP, alger*, 2005.
 - [10] Sergio Aurtenechea Larrinaga, "Predictive control of the 2L-VSI and 3L-NPC VSI based on direct power control for MV grid connected power application ", *Ph.D. Thesis of eskola politechnikoa, Arrasate – Mondragon spain* 2007.
 - [11] M. P. Kaźmierkowski, H. Tunia, 1994. Automatic control of converter-fed drives, elsevier.
 - [12] M. P. Kazmierkowski, M. Malinowski, D. L Sobczuk, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, "Simplified stator flux oriented control ", in proc. IEEE-ISIE Conf. 1999, pp. 474-479.
 - [13] M. P. Kazmierkowski, M. A. Dzieaniakowski, W. Sulkowski, "The three phase current controled transistor DC link PWM converter for bi-directional power flow", in proc. PEMC Conf., Budapest, 1990, pp. 465-469,
-

-
- [14] H. Kohlmeier, O. Niermeyer, D. Schroder, " High dynamic four quadrant AC-motor drive with improved power-factor and on-line optimized pulse pattern with PROMC ", in proc. EPE Conf, Brussels, 1985, pp. 3.173-178.
- [15] O. Niermeyer, D. Schroder, "AC-motor drive with regenerative braking and reduced supply line distortion", in proc. EPE Conf., Aachen, 1989, pp. 1021-1026 .
- [16] B. T. Ooi, J. C. Salmon, J. W. Dixon, A. B. Kulkarni, " 3-phase controlled current PWM converter with leading power factor ", in proc. IEEE-IAS Conf., 1985, pp. 1008-1014.
- [17] B. T. Ooi, J. W. Dixon, A. B. Kulkarni, M. Nishimoto, " An integrated AC drive system using a controlled current PWM rectifier/inverter link. ", in proc. IEEE-PESC Conf, 1986, pp.494-501.
- [18] M. P. Kazmierkowski, L. Malesani, " Current control technic for three-phase voltage source PWM converters", a survey, IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol 45, N°5, pp. 691-703.
- [19] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G.D. Marques, "Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifiers", IEEE Trans. Ind. Applicat, vol 37, 2001, pp. 1019–1027, July/Aug.
- [20] T. Ohnishi, " Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control ", Tokushima-Japan. 1991, IEEE.
- [21] M. Sc. Mariusz Malinowski, " Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers ", *Ph.D. Thesis warsaw university of technology faculty of electrical engineering institute of control and industrial electronics. Warsaw, Poland – 2001.*
- [22] T. Nogochi, H. Tomoki, S. Kondo et I. Takahashi , " Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors ", IEEE, Mai, Juin 1998, Transactions on industry application, Vol 34, N°3
- [23] Abdelouahab Bouafia , Fateh Krim , Jean-Paul Gaubert , " Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output voltage regulation ", *laboratoire d'automatique et d'informatique industrielle (LAI), ESIP, université de poitiers, france.*
- [24] M. Malinowski, M. Jasinski, M. P. Kazmierkowski , " Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space vector modulation ", *IEEE Trans. on industrial electronics*, vol. 51, N° 2, p. 447-454, April 2004.
- [25] Flavia Khatounian , " Contribution à la modalisation, l'identification et à la commande d'une interface haptique à un degré de liberté entraînée par une machine synchrone à aimant permanent ", *thèse de Doctorat, de l'école normal supérieur de cachan*
- [26] Isidori. A , " Nonlinear control systems ", (*Springer, Berlin, 1995, 3rd Edn*).
-

- [27] J. J. Slotine et W. Li, "Applied nonlinear control ", *Prentice Hall, New Jersey, 1991*.
 - [28] H. Nijmeijer et A. J. van der Schaft, " Nonlinear dynamical control systems ", *Spnnger-Verlag, Berlin 1990*.
 - [29] A. R. Benaskeur, "Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires", *Thèse Ph.D, université Laval, Québec, Fev 2000*.
 - [30] B.Idris, M.Benalegue, H. Mostefai, " Systèmes asservis non linéaires ", *Ed Lamine, Alger, Algérie 2003*
 - [31] B. Belabbes, M. K.Fellah, A. Lousdad*, A. Meroufel, A. Massoum "Speed control by backstepping with nonlinear observer of a permanant magnet synchronous motor "*Intelligent control electronic power systeme laboratory (I.C.E.P.S) * mecanical angeneering department university of djilali liabes bp 98 sidi ben abbes Algeria*
 - [32] Abder Rezak Benaskeur and André Desbiens , " Backstepping-Based Adaptive PID Control ", *Department of Electrical and Computer Engineering University Laval*
 - [33] G. SEGUIER et F. LABRIQUE, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Tome IV. Conversion continue-alternative ", Edition: TEC-DOC, Lavoisier 89, pp119-177.
 - [34] C. Lott , O. Lapierre , H. Pouliquen et S. Saadate "Filtrage actif des harmoniques en courant et en tension des réseaux électriques : modélisation, simulation numérique et expérimentation ", Les éditions de Physique 1997, France (1997)
-

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Proposé et dirigé par Docteur : S. BARKAT

Présenté par : M. BOUZIDI & A. BEN SAADI

**Thème : Commandes non linéaires d'un redresseur PWM
triphase**

Résumé

L'accroissement considérable ces dernières années du nombre de convertisseurs sur le réseau d'alimentation se traduit par la nécessité de s'intéresser à l'amélioration de la pollution harmonique du réseau en utilisant en particulier des redresseurs PWM.

Le redresseur PWM est un convertisseur dont les caractéristiques lui permettent d'absorber des courants réseaux sinusoïdaux, et de contrôler le facteur de puissance.

L'objectif de notre travail est l'étude d'un redresseur PWM triphasé fonctionnant à facteur de puissance unitaire. Le redresseur est commandé par plusieurs stratégies de commande tel que, la commande directe de puissance DPC, la commande directe de puissance basée sur le flux virtuel VF-DPC, la commande directe de puissance avec un modulateur vectoriel DPC-SVM, commande par orientation de la tension VOC, et la commande par orientation du flux virtuel VFOC.

Pour améliorer les performances des ces stratégies des techniques de régulation non linéaire sont introduits. Il s'agit de la commande non-linéaire adaptative et la commande backstepping adaptative. Ces derniers ont fait preuve d'efficacité de point de vue rejet de perturbation et prise en compte du problème de la variation de la résistance de charge.

Mots clés :

Redresseur PWM, Modulation vectorielle (SVM), flux virtuel, Commande directe de puissance (DPC), Commande par orientation de la tension (VOC), Commande par retour d'état linéarisante, Commande par backstepping.
