

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



Université Dr. Tahar Moulay de Saïda
Faculté de la Technologie
Département d'Electrotechnique



Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme de

Master (LMD)

Spécialité : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE

Filière : ELECTROTECHNIQUE

Intitulé :

**Commande prédictive directe de puissance d'un
redresseur MLI dans des conditions de réseau
déséquilibré**

Présenté par :

**SAYAH Ali Mahmoud Tayeb
MERABET Zakaria**

Devant le jury composé de :

Dr. T. TERRAS

Dr. T. MOHAMMED CHIKOUCHE

Pr. K. HARTANI

Président

Encadreur

Examineur

Soutenu le 20/10/2021
Promotion 2020-2021

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier DIEU le Tout Puissant et Miséricordieux, qui nous a Donné la force et la Patience d'accomplir ce modeste travail.

Nous tenons à remercier Docteur Mohammed Chikouche Tarik, Maître de conférences à l'Université de SAIDA qui a accepté de nous encadrer, et nous lui exprimons particulièrement tout notre reconnaissance pour nous avoir fait bénéficier de ses compétences scientifiques, ses qualités humaines, ses conseils et sa constante disponibilité.

Nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance à tous les membres de jury :

Docteur Terras Tahar et Professeur Hartani Kadda, pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Nous exprimons nos sincères remerciements à tous nos enseignants pendant toute notre formation universitaire.

A tout qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

A mes très chers parents (yahia et barkahoum) qui ont toujours été là pour moi, qui m'ont donné un magnifique modèle de travail et de persévérance. J'espère qu'ils trouveront dans ce travail toute ma reconnaissance.

À mes chers frères nasro et mohamed

À mes chères sœur, douaa soumia cerine

À mes professeurs surtout Tarik .mohammed Chikouche

À mon binôme sayah mahmoud

À mes amis et collègues :chikh selmani, amer kadirou , ,khalfallah sara ,reda ameur

À toute ma famille et à toutes les personnes chères à mon cœur et qui ont une place dans ma vie.

Merabet Zakaria

Dédicaces

À mes très chers parents (kaddour et leila) qui ont toujours été la pour moi, et qui m'ont donné un magnifique modèle de travail et de persévérance.

J'espère qu'ils trouveront dans ce travail toute ma reconnaissance.

À mes chers frères habib ellah,

À mes professeurs surtout Dr. Tarik mohammed Chikouche

À mes chères sœur,yassemine,kenza ,fairouz,samia

À mon binôme Merabet Zakaria

À mes amis , chikh selmani, bilel Boudalia ,sidou Amrani ,fouzi chaoui,M ohamed Reda.

À toute ma famille et à toutes les personnes chères à mon cœur et qui ont une place dans ma vie.

Sayah ALI

MAHMOUD

A decorative graphic of a scroll with a dark blue border and a light blue background. The scroll is partially unrolled, with the top and bottom edges showing a dark blue border. The text "Table des matières" is centered on the scroll.

Table des matières

Table des matières

Remerciements	
Dédicaces	
Table des matières	i
Liste des figures.....	iv
Liste des tableaux	v
Liste des symboles et acronymes	viii
Introduction générale	1

CHAPITRE 1 : Modélisation et commande DPC du redresseur à MLI triphasé

1.1. Introduction	4
1.2. Model du redresseur MLI	5
1.3. Contrôle direct de puissance (DPC) du redresseur MLI triphasé	7
1.3.1. Principe de la DPC avec une table de commutation prédéfinie	7
1.3.2. DPC Classique.....	9
1.3.1.1. Principe de la DPC classique.....	9
1.3.2.2. Expressions des puissances instantanées.....	9
1.3.2.3. La position angulaire du vecteur de tension	10
1.3.2.4. Table de commutation.....	11
1.3.2.5. Régulation de la tension du bus continu.....	12
1.3.3. Résultats de simulation.....	12
1.3.4. Amélioration de la DPC classique en utilisant une nouvelle table de commutation	15
1.4.1.1. Principe de la DPC avec une nouvelle table de commutation	15
1.4.1.2. Sélection de vecteur dans la nouvelle table de commutation	16
1.3.5. Résultats de simulation.....	18
1.4. Conclusion	22

CHAPITRE 2 : Commande DPC du redresseur à MLI sous une tension de réseau déséquilibré

2.1. Introduction	23
2.2. Etude d'un réseau déséquilibré	24
2.2.1. Origine du déséquilibre	24

2.2.2. Conséquences néfastes du déséquilibre.....	24
2.2.3. Composantes symétriques d'un système triphasé déséquilibré.....	25
2.2.4. Synthèse des composantes symétriques	26
2.3. Modèle du redresseur MLI sous un réseau déséquilibré	26
2.4 Contrôle direct de puissance du redresseur triphasé à MLI sous un réseau déséquilibré	29
2.4.1. Principe du contrôle direct de puissance	29
2.4.2. Principe de l'annulation de l'oscillation de la puissance active (APOC).....	30
2.4.3. Table de commutation de la nouvelle DPC.....	31
2.5. Résultats de simulation	33
2.6. Conclusion.....	36

CHAPITRE 3 : Commande prédictive directe de puissance (PDPC) d'un redresseur MLI triphasé sous un réseau déséquilibré

3.1. Introduction	37
3.2. Commande prédictive de puissance.....	38
3.2.1. Principe de base du contrôle prédictif	38
3.2.2. Principe de la méthode PDPC	38
3.2.3. Principe de la modulation spatiale de vecteurs.....	41
3.3. Résultats de simulation	45
3.4. Conclusion.....	51
Conclusion générale	52
Bibliographie	54
Annexe.....	58



Liste des figures

Liste des figures

Figure 1.1	Schéma du redresseur à MLI triphasé.....	5
Figure 1.2	Configuration du DPC du redresseur triphasé MLI avec table de commutation classique.....	9
Figure 1.3	Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur dans le plan α - β	10
Figure 1.4	Schéma de la régulation de la tension du bus continu.....	12
Figure 1.5	Résultats de simulation.....	15
Figure 1.6	Contrôle DPC amélioré du redresseur MLI.....	16
Figure 1.7	Variation de la puissance active et réactive pour divers vecteurs de tension du redresseur.....	17
Figure 1.8	Résultats de simulation de la structure du contrôle DPC avec nouvelle table de commutation.....	20
Figure 1.9	Résultats de simulation – Etude comparative.....	21
Figure 2.1	Décomposition d'un système de tensions déséquilibrées.....	26
Figure 2.2	Topologie du redresseur MLI triphasé.....	27
Figure 2.3	Contrôle DPC du redresseur à MLI dans des conditions de réseau déséquilibrée.....	29
Figure 2.4	Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur dans le plan α - β	30
Figure 2.5	Variation de la puissance active et réactive pour divers vecteurs de tension du redresseur.....	32
Figure 2.6	Résultats de simulation.....	35
Figure 3.1	Schéma bloc de la commande prédictive directe de puissance d'un redresseur MLI sous une tension de réseau déséquilibrée.....	39
Figure 3.2	Calcul des temps de commutation T_1 et T_2 du premier secteur.....	43
Figure 3.3	Description des séquences de conduction des interrupteurs.....	45
Figure 3.4	Résultats de simulation.....	50

A decorative scroll frame with a light gray background and a black outline. The frame has a vertical strip on the left side and a small circular element at the top right corner.

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau 1.1	Position du vecteur tension dans l'intervalle $[0, 2\pi]$	11
Tableau 1.2	Localisation du vecteur tension.....	11
Tableau 1.3	Table de commutation classique.....	12
Tableau 1.4	Signes de variation des puissances active et réactive pour les 12 secteurs.....	18
Tableau 1.5	La nouvelle table de commutation.....	19
Tableau 2.1	Signes de variation des puissances active et réactive pour les 6 secteurs.....	33
Tableau 2.2	Table de commutation du déséquilibre.....	33
Tableau 3.1	Calcul des temps de commutation.....	44



Liste des Symboles et Acronymes

Symboles :

$v_a, v_b, v_c, e_a, e_b, e_c$	Les tensions simples du réseau triphasé d'alimentation [V]
v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}	Les tensions composées du réseau triphasé d'alimentation [V]
v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}	Les tensions simples à l'entrée du redresseur dans le repère (a, b, c) [V]
V_M	L'amplitude des tensions de réseau [V]
v_i	Le vecteur de tension [V]
V_{dc}	La tension du bus continu.[V]
V_{dc}^*	La tension du bus continu de référence [V]
v_α, v_β	Les tensions simples du réseau d'alimentation dans le repère fixe (α, β) [V]
$v_\alpha, v_\beta, e_\alpha, e_\beta$	Les tensions de ligne dans le repère (α, β) [V]
e'_α, e'_β	Les valeurs déphasées des tensions du réseau déséquilibré [V]
$e_d^+, e_d^-, e_q^+, e_q^-$	Séquences positive et négative de la tension déséquilibrée dans le repère tournant (d, q) [V]
$e_\alpha^+, e_\alpha^-, e_\beta^+, e_\beta^-$	Séquences positive et négative de la tension déséquilibrée dans le repère (α, β) [V]
$e_d^+, e_d^-, e_q^+, e_q^-$	Séquences positive et négative de la tension déséquilibrée dans le repère tournant (d, q) [V]
i_a, i_b, i_c	Les courants de ligne du réseau triphasé d'alimentation [A]
i_d, i_q	Les tensions de ligne dans le repère tournant (d, q) [A]
i_α, i_β	Les courants de ligne dans le repère (α, β) [A]
i'_α, i'_β	Les valeurs déphasées des courants du réseau déséquilibré [A]
$i_d^+, i_d^-, i_q^+, i_q^-$	Séquences positive et négative du courant déséquilibré dans le repère tournant (d, q) [A]
$i_\alpha^+, i_\alpha^-, i_\beta^+, i_\beta^-$	Séquences positive et négative du courant déséquilibré dans le repère (α, β) [A]
i_{dc}	Courant de sortie redressé [A]

i_c	Courant dans le condensateur [A]
i_L	Courant dans la charge [A]
K_i	L'interrupteur du haut
s_a, s_b, s_c	Etats de commutation du redresseur
R	Résistance de la ligne réseau-redresseur [Ω]
L	Inductance totale de la ligne réseau-redresseur [H]
C	Condensateur du redresseur [F]
R_L	Résistance de la charge [Ω]
θ	Position électrique [rd]
θ_n	Nombre des secteurs
S	Puissance apparente [VA]
P	Puissance active instantanée [W]
S	Puissance apparente [VA]
Q	Puissance réactive instantanée [VAR]
Δp	L'erreur de la puissance active [W]
Δq	L'erreur de la puissance réactive [VAR]
$\frac{dp}{dt}, \frac{dq}{dt}$	Variation des puissances active et réactive
H_q, H_p	Les écarts des régulateurs à d'hystérésis
s_p, s_q	Sorties des deux contrôleurs a hystérésis
p^*, q^*	Références de la puissance active et réactive [W], [VAR]
s_p, s_q	Sorties des deux contrôleurs à hystérésis
p^*, q^*	Références de la puissance active et réactive [W], [VAR]
$P^k, Q^{nov,k}$	Les puissances actives et réactives à l'instant d'échantillonnage k [W], [VAR]
$P^{k+1}, Q^{nov,k+1}$	Les puissances actives et réactives à l'instant d'échantillonnage $(k+1)$ [W], [VAR]

Acronymes :

THD	Taux de distorsion harmonique (Total harmonic distortion)
FP	Facteur de puissance
MLI	Modulation de largeur d'impulsions (PWM : Pulse with modulation)
PI	Proportionnel et intégral
IP	Intégral et Proportionnel
AC/DC	Conversion alternative /Continue
VOC	Voltage oriented Control
DPC	Contrôle directe de puissance (Direct power control)
NEW-DPC	Contrôle directe de puissance avec une nouvelle table de commutation
PDPC	Contrôle prédictif directe de puissance
SVM	Modulation vectorielle (space vector modulation)
APOC	Principe de l'annulation de l'oscillation de la puissance active

A decorative graphic of a scroll, with the text 'Introduction générale' centered on it. The scroll has a vertical bar on the left and a small circular element on the right.

Introduction générale

Introduction générale

Les convertisseurs statiques (redresseurs, onduleurs....) connaissent depuis longtemps à ce jour un développement considérable, et offrent un potentiel énorme pour la conversion d'énergie électrique. La recherche dans le domaine des convertisseurs, considère plusieurs aspects notamment les topologies de ces convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissances ainsi que les techniques de commande.

L'utilisation croissante des convertisseurs statiques dans le secteur industriel aussi bien que dans le secteur domestique est motivé par l'amélioration de leurs performances par rapport aux convertisseurs électromécaniques classiques, et le nombre des convertisseurs statiques raccordés au réseau électrique est en constante progression. Le fonctionnement en régime de commutation des semi-conducteurs constituant ces convertisseurs est la raison pour laquelle leur comportement vis-à-vis de la source d'alimentation est non linéaire, en effet ils prélèvent des courants non sinusoïdaux et pour la plupart consomment de la puissance réactive ainsi qu'un facteur de puissance faible, ce qui pose des sérieux problèmes aux réseaux électriques. Ils constituent une des principales sources d'harmoniques dans les réseaux de distribution. Cette pollution en harmonique peut détériorer la qualité du courant et de la tension en se propageant dans le réseau.

Une des solutions qui peut réduire les courants harmoniques est l'utilisation des redresseurs à MLI soit à structure courant ou tension. Parmi ces structures, les plus répandues et les plus attractives se sont les redresseurs MLI à structure tension. Ils ont la capacité de contrôler les courants absorbés et à fonctionner sous un facteur de puissance unitaire, ils assurent aussi un transfert bidirectionnel du flux de puissance. Ces convertisseurs constituant un thème de recherche clé pour les spécialistes de ce domaine, les recherches effectuées portent essentiellement sur les stratégies de commande.

Différentes techniques de contrôle ont été proposées ces dernières années pour ce type de redresseurs. La technique connue sous le nom VOC (voltage-oriented control) garantit une performance dynamique et statique élevée par l'intermédiaire de boucle de contrôle des courants internes. Cependant, ces performances dépendent de la qualité de la stratégie de contrôle de courant choisie. Autre technique basée sur le contrôle directe de puissance active et réactive connue sous le nom de contrôle direct de puissance (direct power control (DPC)) utilise une table de commutation appropriée. Par contre, ces deux stratégies ne donnent pas un courant sinusoïdal lorsque la tension du réseau est perturbée.

En exploitation normale, la qualité de l'électricité se réduit principalement à la qualité de l'onde de la tension délivrée. Les principaux phénomènes pouvant l'affecter sont : les creux de tensions de courtes ou longues durées, les harmoniques et le déséquilibre.

Diverses méthodes ont été proposées pour atténuer l'effet du déséquilibre du réseau mais elles sont généralement compliquées et nécessitent une extraction de la séquence positive et négative de la tension et des courants du réseau. Dans ce mémoire nous allons proposer au départ une structure DPC, qui permet d'obtenir des courants de réseau sinusoïdaux et une puissance active constante sans utiliser l'extraction de séquence compliquée. La simplicité et la robustesse de cette DPC sont atteintes et cela par l'utilisation d'une nouvelle définition de la puissance réactive dans le redresseur MLI. Une nouvelle table de commutation est réalisée qui serait plus adaptée aux tensions de réseau déséquilibrées. Malgré ces avantages, cette DPC présente de fortes ondulations de puissance en régime permanent et une fréquence de commutation variable. Par la suite, une amélioration est introduite dans la structure de cette DPC, en proposant la PDPC (commande prédictive directe de puissance) comme une alternative puissante à la DPC proposée classique, car elle est plus précise et efficace dans la sélection de vecteurs. En sélectionnant le meilleur vecteur de tension en minimisant une fonction de coût constituée d'erreurs de puissance, et en incorporant la modulation vectorielle spatiale (SVM), de meilleures performances en régime permanent en termes d'ondulations de puissance et d'harmoniques de courant sont obtenues. L'efficacité de cette structure de DPC sous des conditions de réseau déséquilibré est validée par des tests de simulation.

De façon à atteindre les objectifs de nos recherches, le travail de ce mémoire est divisé en trois chapitres :

Dans **le premier chapitre**, nous présenterons le modèle mathématique du redresseur à MLI et le principe de la commande directe de puissance avec une table de commutation classique. Par la suite le contrôle directe des puissances active et réactive instantanées en appliquant une nouvelle table de commutation sera élaboré. Dans ce contexte, notre contribution portera sur l'élaboration d'une nouvelle table de commutation. Avec cette nouvelle table, on a pu assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, une bonne régulation de la tension du bus continu et une amélioration de la forme d'onde des courants du réseau. Une comparaison entre les deux structures sera illustrée dans la fin du chapitre par une série de simulations.

Le deuxième chapitre, sera consacré à la commande DPC du redresseur MLI alimenté par un réseau déséquilibré, en proposant une DPC qui prend en considération la puissance active et une nouvelle puissance réactive comme variables de contrôle. Une nouvelle définition de la

puissance réactive sera proposée et qui serait adaptée aux conditions de tensions de réseau déséquilibrées. Une table de commutation sera établie pour obtenir un contrôle simultané de la puissance active et de la nouvelle puissance réactive. Comparée à la stratégie DPC utilisant la puissance réactive conventionnelle et sous des conditions de réseau déséquilibré, les résultats de simulation ont montré que la stratégie DPC proposée est plus robuste, assurant ainsi la stabilité de la tension du bus continu. De bonnes performances sont obtenues en ce qui concerne les courants absorbés qui possèdent une forme quasi-sinusoïdale. Les courants et les tensions du réseau sont en phase assurant ainsi un facteur de puissance unitaire.

Quant **au troisième chapitre** sera entièrement consacré à la commande prédictive directe de puissance (PDPC) du redresseur MLI alimenté par un réseau déséquilibré. Un modèle mathématique approprié sera établi et analysé en détail, pour prédire la valeur future de la puissance active et de la nouvelle puissance réactive sous des tensions de réseau déséquilibrées. En introduisant le contrôle par modulation vectorielle (SVM) dans la PDPC, on a obtenu une réduction de l'ondulation de puissance. Les résultats de simulation ont montré que la DPC prédictive apporte une amélioration sur les performances du système et une certaine robustesse par rapport à la DPC proposée classique lors d'un déséquilibre de tension. Finalement, une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives clôturant le contenu de ce document.

CHAPITRE 1 :

Modélisation et commande DPC du redresseur à MLI triphasé

1.1. Introduction

Les travaux de recherche concernant les redresseurs à MLI ont connu une croissance rapide au cours de ces dernières années. Ces nouveaux convertisseurs AC/DC sont devenus un domaine de recherche plus attractif et de grand intérêt, pour leurs applications industrielles tels que les variateurs de vitesse, les systèmes HVDC, les filtres actifs, les éoliennes, les systèmes photovoltaïques et d'autres systèmes de production d'énergie renouvelable [Rod-05][Has-12][Liu-08]. Les avantages qu'ils offrent ce type de convertisseur sont : la possibilité de régénération de l'énergie, le contrôle de la tension du bus continu sur une large gamme, l'absorption de courants sinusoïdaux, et la possibilité de fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité.

Dans le souci de fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les redresseurs à MLI sont proposés comme solution avancée de dépollution des réseaux électriques. En effet, les redresseurs à MLI peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur.

De nombreuses stratégies de contrôle ont été proposées pour les redresseurs MLI. Elles peuvent être classées en deux catégories [Had-19]: (1) la commande à contrôle de tension (VOC) analogue à la commande vectorielle des machines électriques et la commande directe de puissance (DPC) analogue à la commande directe de couple des machines électriques. Par rapport au VOC, la DPC peut obtenir une réponse très rapide avec une structure simple en sélectionnant un vecteur de tension dans une table de commutation prédéfinie [Nas-20].

Dans la commande DPC conventionnelle, les puissances active et réactive sont estimées à l'aide de mesures de la tension et de courant du réseau basées sur la théorie de puissance instantanée [Chi 3-18]. La technique de contrôle de la bande d'hystérésis est utilisée pour comparer les erreurs instantanées de puissance active et réactive. La sortie des deux contrôleurs d'hystérésis et la position du vecteur tension constituent les entrées de la table de commutation qui impose l'état de commutation du redresseur MLI.

La table de commutation joue un rôle très important dans la performance du contrôle direct de puissance [Bak-07]. Cependant, l'utilisation d'un seul vecteur de tension dans la table de commutation conventionnelle pendant une période de contrôle entraîne des ondulations de forte puissance. La table de commutation conventionnelle illustrée dans [Nog-98] montre qu'elle n'est pas satisfaisante pour le contrôle de la puissance active et réactive.

Afin d'améliorer les performances du DPC, une nouvelle table de commutation est étudiée dans ce chapitre, basé sur l'analyse du changement de puissance active et réactive, afin de

sélectionner le vecteur tension optimal du redresseur. L'objectif de cette méthode est également d'éliminer le courant harmonique et donc de réduire la distorsion harmonique totale du courant de ligne et d'améliorer le facteur de puissance [Chi 3-18].

Dans ce chapitre nous allons présenter d'abord, la modélisation du redresseur MLI triphasé. Ensuite, les techniques de contrôle DPC conventionnelle et celle améliorée du redresseur MLI seront expliquées. A la fin, nous présenterons les résultats de simulation obtenus des deux commandes DPC.

1.2. Modèle du redresseur MLI

L'objectif de la modélisation est de retrouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue du redresseur. Dans cette étude, on considère le cas idéal d'un redresseur triphasé qui est modélisé par des interrupteurs parfaits à commutation instantanée. Nous avons opté pour une méthode de modélisation à topologie variable, celle-ci consiste à considérer les semi-conducteurs comme des interrupteurs idéaux, possédant deux états possibles : fermé et ouvert [Had-19].

La partie puissance d'un redresseur à MLI comporte six transistors de puissance avec des diodes en antiparallèle pour assurer la conversion bidirectionnelle de la puissance ainsi que la génération de la MLI. La Figure 1.1 montre le schéma du redresseur MLI triphasé de tension sur lequel est basée notre étude [Har-10].

Il est construit à base des composants semi-conducteurs bidirectionnels (conduisant le courant dans les deux directions grâce aux diodes en antiparallèles) commandés à l'ouverture et à la fermeture. Il est associé généralement à deux étages passifs l'un du côté continu et l'autre du côté alternatif. L'étage passif du côté alternatif, a comme fonction principale le filtrage. Celui du côté continu a une double fonction : le stockage d'énergie et le filtrage de la tension continue, c'est des condensateurs qui assurent ces fonctionnalités.

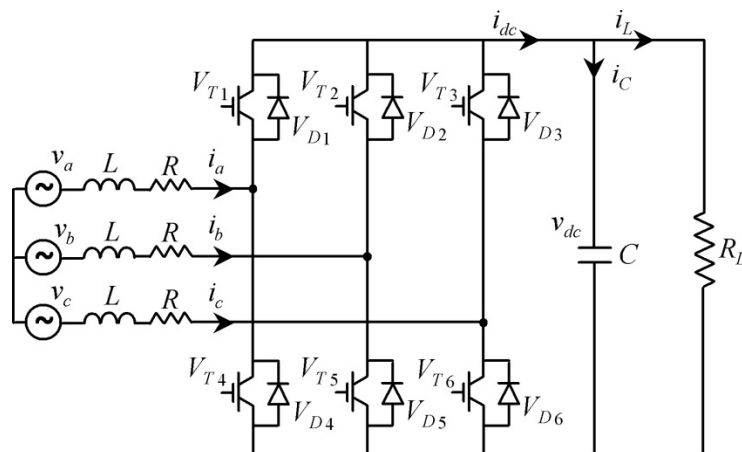


Figure 1.1 : Schéma du redresseur à MLI triphasé.

➤ Réseau

Le réseau électrique triphasé est modélisé par une source de tension sinusoïdale triphasée

$$\begin{cases} v_a = V_m \sin(\omega t) \\ v_b = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ v_c = V_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (1.1)$$

Avec V_m est la valeur maximal de la tension sinusoïdale et ω la pulsation.

➤ Filtre

Le filtre d'entrée est modélisé par une inductance parfaite L en série avec une résistance R. Le filtre de sortie est modélisé par un condensateur parfait C.

➤ Redresseur MLI

En appliquant la loi des mailles pour les trois phases, on aura :

$$\begin{cases} v_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_{ra} \\ v_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_{rb} \\ v_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_{rc} \end{cases} \quad (1.2)$$

Les tensions v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} sont reliées avec la tension du bus continu V_{dc} par :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Avec S_i est l'état de l'interrupteur K_i (supposé parfait), telle que le $i^{\text{ème}}$ bras de redresseur ($i=a,b,c$).

- $S_i = 1$ si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert,
- $S_i = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé.

Le courant de sortie du redresseur est donné par :

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (1.4)$$

D'où :

$$\begin{cases} v_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} V_{dc} \\ v_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + \frac{-S_a + 2S_b - S_c}{3} V_{dc} \\ v_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + \frac{-S_a - S_b + 2S_c}{3} V_{dc} \end{cases} \quad (1.5)$$

Appliquant la 2^{ème} loi de Kirchhoff, on obtient :

$$i_{dc} = i_c + i_L \quad (1.6)$$

Où :

$$i_c = i_{dc} - i_L \Rightarrow c \frac{dv_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - \frac{V_{dc}}{R_L} \quad (1.7)$$

Le modèle du redresseur dans le repère (a, b, c) est donné par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = v_a - Ri_a + \frac{S_b + S_c - 2S_a}{3} \cdot V_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} = v_b - Ri_b + \frac{S_a + S_c - 2S_b}{3} \cdot V_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} = v_c - Ri_c + \frac{S_a + S_b - 2S_c}{3} \cdot V_{dc} \\ c \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - \frac{V_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (1.8)$$

Ou sous la forme généralisée :

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = v_l - Ri_l \left(S_l - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right) V_{dc} \cdot l = a, b, c \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = \sum_{k=a,b,c} S_k i_k - \frac{V_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (1.9)$$

Les pertes dans le convertisseur ne sont pas prises en compte pour ce modèle, ce qui ne permet pas d'estimer le rendement du convertisseur [Bou-18].

La modélisation des éléments constitutifs du redresseur MLI permettra de mettre en œuvre la régulation de la tension continue de sortie et les courants côté alternatif [Bou-18].

1.3. Contrôle direct de puissance (DPC) du redresseur MLI triphasé

1.3.1. Principe de la DPC avec une table de commutation prédéfinie

La structure globale du contrôle *DPC*, utilisant une table de commutation prédéfinie, appliqué au pont redresseur à *MLI* triphasé est illustrée sur la figure 1.2. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (*DTC*) des machines à induction. Au lieu du couple et du flux statorique, c'est les puissances instantanées actives et réactive qui sont les grandeurs contrôlées. Le principe du *DPC* consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation (s_a, s_b, s_c) des semi-conducteurs constituant le redresseur à *MLI*, à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisées, s_p et s_q entre les références des puissances active et réactive (p^* et q^*) et les valeurs réelles (p et q), fournies par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur des tensions du réseau v_α, v_β . Pour ce dernier, le plan α - β est divisé en douze secteurs

égaux de 30° , comme l'illustre le graphique de la figure 1.3. Chacune des séquences de commande (s_a, s_b, s_c) correspond à un vecteur de tension à l'entrée du redresseur, v_i , dont l'ensemble est représenté sur le tableau 1.1 [Gho-19] [Bou-10].

s_a	s_b	s_c	i_{k1}	i_{k2}	i_{k3}	i_{dc}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	$ \vec{V}_s e^{j\theta}$	$\vec{V}_s$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
1	0	0	i_a	i_b	0	i_a	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}e^{j0}$	$\vec{V}_1$
1	1	0	i_a	i_b	0	$-i_c$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\vec{V}_2$
0	1	0	0	i_b	0	i_b	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$\vec{V}_3$
0	1	1	0	i_b	i_c	$-i_a$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}e^{j\pi}$	$\vec{V}_4$
0	0	1	0	0	i_c	i_c	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$\vec{V}_5$
1	0	1	i_a	0	i_c	$-i_b$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$	$\vec{V}_6$
1	1	1	i_a	i_b	i_c	0	0	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7$

Tableau 1.1 : Calculs des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interrupteurs.

Pour toute structure du *DPC*, le contrôle de la tension du bus continu v_{dc} , s'effectue par ajustement de la puissance active instantanée. L'objectif du *DPC* est de permettre au redresseur à *MLI* d'échanger avec le réseau des puissances instantanées actives et réactive constantes, tout en garantissant un contrôle découplé de ces dernières. Ainsi, la référence de la puissance active, P^* , est fournie par le régulateur *IP* de la tension du bus continu. Tandis que celle de la puissance réactive, q^* , provient de l'extérieur. Elle est imposée égale à zéro pour l'absorption de courants sinusoïdaux sous une tension de source de forme supposée sinusoïdale, afin d'assurer un fonctionnement du redresseur avec un facteur de puissance unitaire [Bou-18].

1.3.2. DPC Classique

1.3.2.1. Principe de la DPC classique

La DPC utilisant une table de commutation classique est représentée dans la figure 1.2. Le vecteur de tension à l'entrée du redresseur à MLI v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} , dépend des états de commutation S_a, S_b et S_c des semi-conducteurs. Selon les différentes combinaisons possibles de ces trois états, huit vecteurs de tension peuvent être appliqués à l'entrée du redresseur. Deux vecteurs nuls nommés (v_0 et v_7) et six vecteurs non nuls ($v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6$). Ces vecteurs sont représentés dans le repère stationnaire $\alpha\beta$ comme le montre la figure 1.3. Les six vecteurs non nuls divisent le plan $\alpha\beta$ en six secteurs dont chacun est divisé en deux secteurs égaux, afin d'obtenir un contrôle précis. Les erreurs de suivi de référence des puissances instantanées active et réactive, introduites dans deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, permettent d'établir deux sorties logiques s_p et s_q qui prennent l'état "1" pour une augmentation de la variable contrôlée (p ou q) et l'état "0" pour une diminution [Gho-19] [Bou-10].

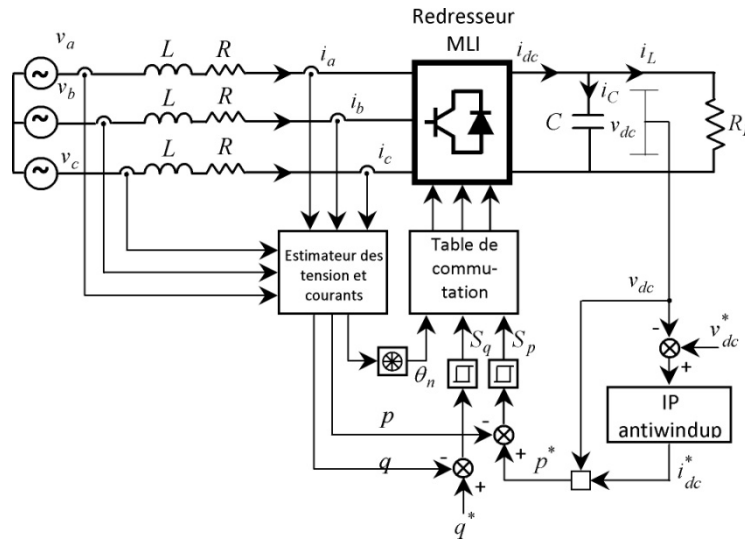


Figure 1.2 : Configuration du DPC du redresseur triphasé MLI avec table de commutation classique.

1.3.2.2. Expressions des puissances instantanées

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 module de leur produit vectoriel [Mal-03] [Gho-19]. Ces puissances peuvent être exprimées respectivement par les relations suivantes :

$$\begin{cases} p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \\ q = v_\alpha \cdot i_\beta - v_\beta \cdot i_\alpha \end{cases} \quad (1.10)$$

L'erreur de la puissance active Δp est la différence entre la valeur de la puissance active est p^* à valeur réelle de la puissance active p est donnée par :

$$\Delta p = p^* - p \quad (1.11)$$

L'erreur de la puissance réactive Δq est la différence entre la valeur de la puissance réactive q^* est la valeur réelle de la puissance réactive q :

$$\Delta q = q^* - q \quad (1.12)$$

1.3.2.3. La position angulaire du vecteur de tension

La phase du vecteur tension du réseau est transformé en signalé numérisé θ_n (position angulaire). Le calcul de cette position nécessite la connaissance des composants v_α et v_β , qui peuvent être calculées à partir des transformation des tensions de réseau du plan (a, b, c) au plan stationnaire (α, β) :

$$\theta_n = \arctg \frac{v_\beta}{v_\alpha} \quad (1.13)$$

De ce fait, les coordonnées stationnaires sont divisées en douze secteurs pour optimiser les performances du contrôleur, comme il est montré dans la figure 1.3. Les secteurs peuvent être exprimés comme suit :

$$(n-2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1)\frac{\pi}{6} \quad \text{Avec : } n = 1, 2, 3, \dots, 12 \quad (1.14)$$

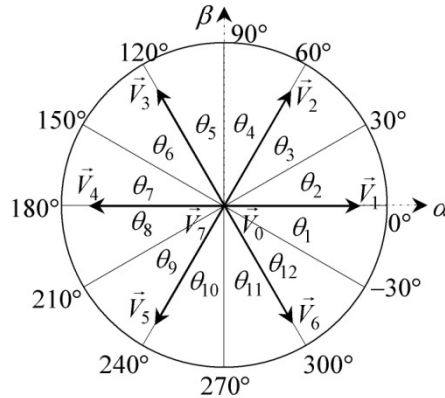


Figure 1.3 : Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur dans le plan $\alpha - \beta$

La détermination de cet angle par le calcul de l'arctangente comme le montre l'équation (1.13) est erronée dans quelques cas. La valeur exacte de l'angle dans l'intervalle $[0, 2\pi]$, peut être obtenu à partir de l'analyse présentée dans le tableau (1.2) [Bou-18] [Gho-19]:

Vecteur de tension		Position de θ_n
$v_\alpha > 0$	$v_\beta > 0$	$\arctg(v_\beta/v_\alpha)$
	$v_\beta < 0$	$\arctg(v_\beta/v_\alpha) + 2\pi$
$v_\alpha < 0$		$\arctg(v_\beta/v_\alpha) + \pi$
$v_\alpha = 0$	$v_\beta > 0$	$\pi/2$
	$v_\beta < 0$	$3\pi/2$

Tableau 1.2: Position du vecteur tension dans l'intervalle $[0, 2\pi]$ **1.3.2.4. Table de commutation**

Les signaux d'erreurs numériques et la position angulaire sont introduits dans une table de commutation dans laquelle sont mémorisés tous les états de commutation du convertisseur qui prennent l'état 1 pour une augmentation de la variable contrôlée (p ou q) et l'état 0 pour une diminution. La largeur de la bande d'hystérésis a une influence sur la performance du redresseur en particulier, sur la distorsion du courant harmonique, et sur la fréquence moyenne de commutation. Les sorties des régulateurs à hystérésis données par les variables booléennes, s_p, s_q et les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs des puissances sont représentées suivant la logique ci-dessous [Bou-18] [Gho-19]:

$$s_p = \begin{cases} 1 & \text{pour } p < p_{ref} - H_p \\ 0 & \text{pour } p > p_{ref} + H_p \end{cases} \text{ et } s_q = \begin{cases} 1 & \text{pour } q < q_{ref} - H_q \\ 0 & \text{pour } q > q_{ref} + H_q \end{cases} \quad (3.6)$$

En utilisant la table de commutation, les états de commutations optimales du convertisseur peuvent être sélectionnés d'une manière unique à chaque instant spécifique selon la combinaison des signaux d'entrée numérisés, comme il est monté dans le tableau 1.3 [Res-10] :

s_p	s_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4	V_7	V_4	V_0
	1	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0
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
	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 1.3 : Table de commutation classique

1.3.2.5. Régulation de la tension du bus continu

Un régulateur intégral proportionnel (IP), avec une compensation anti-windup et proposé pour la régulation de la tension du bus continu comme il est montré sur la figure 1.4 [Har-07]. Il permet de réduire la variation et l'instabilité de la tension du bus continu. Ce régulateur possède aussi l'avantage de ne pas introduire de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée tout en garantissant une erreur statique nulle.

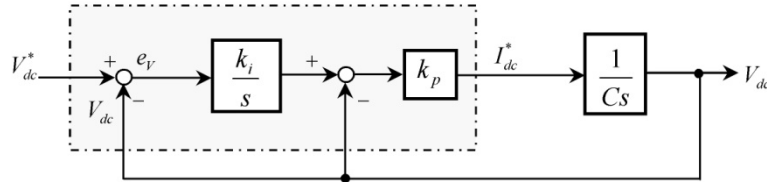


Figure 1.4 : Schéma de la régulation de la tension du bus continu

En appliquant la méthode de placement des pôles, et suite au calcul on obtient les paramètres suivants du correcteur IP, en fonction de l'amortissement ε et la fréquence ω_n :

$$\begin{cases} k_p = 2\varepsilon\omega_n C_s \\ k_i = \frac{\omega_n}{2\varepsilon} \end{cases} \quad (1.15)$$

1.3.3. Résultats de simulation

Le contrôle direct de puissance du redresseur à MLI triphasé, a été simulé à l'aide du logiciel *Matlab/Simulink*, avec une table de commutation classique. Les principaux paramètres du circuit de simulation sont donnés en Annexe.

La figure 1.5 représente les résultats de simulation de la commande directe de puissance du redresseur MLI triphasé avec régulation de la tension du bus continu, pour un échelon de tension suivi d'une variation de charge.

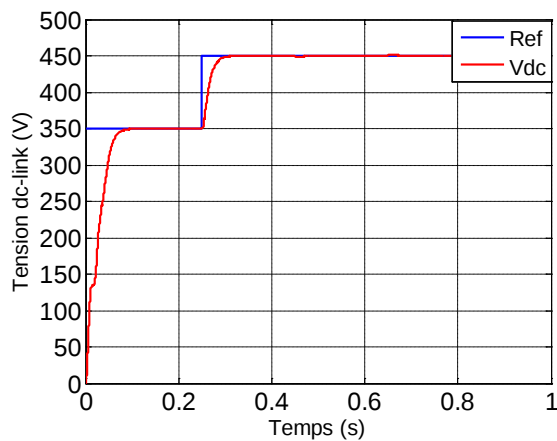
Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons appliqué une variation de la charge (diminution et augmentation) entre les instants $t = 0.45s$ et $t = 0.65s$, figure 1.5 (k).

La figure 1.5 (a) représente l'allure de la tension de sortie avec l'application d'un échelon de tension à $t = 0.25s$. L'influence de la variation de charge sur le réglage de la tension du bus continu est illustrée par la figure 1.5 (b). La tension de sortie suit sa référence correctement. Avec notre choix de régulateur de tension de type IP anti-windup, on constate qu'il n'y a pas de dépassement. Avec l'application de la charge modifiée peu la tension (chute de l'ordre de 0.12 % pendant une durée de (0.05s), son annulation aussi, donc on peut dire que le régulateur de tension fonctionne bien en association avec le contrôle DPC. Les figures 1.5(c),(d) représentent l'allure des trois courants du réseau correspondant au fonctionnement considéré.

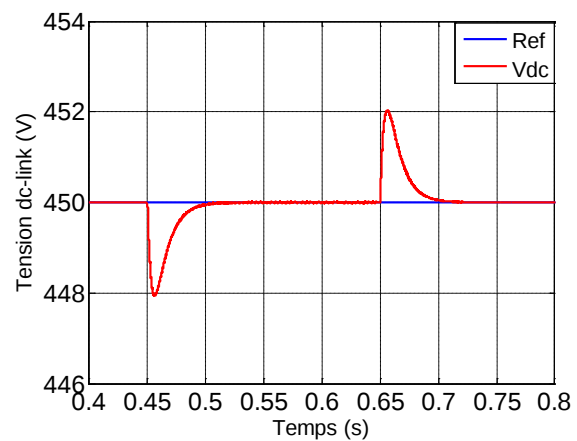
Les courants font une augmentation puis une diminution lors de l'application de l'échelon de charge. La figure 1.5 (f), montre que le courant du réseau i_a et en phase avec la tension du réseau, ce qui donne un facteur de puissance unitaire.

Les figures 1.5 (g),(h) représentent la puissance active et son zoom, lors de l'application de la charge à $t = 0.45s$ et $t = 0.65s$, la puissance fait apparaître une augmentation de $800W$ puis elle descend presque instantanément vers sa valeur limite. La puissance réactive est caractérisée par une augmentation à $t = 0.25s$ et à $t = 0.45s$ après une courte période elle se stabilise à sa valeur de référence $0 VAR$, comme le montre dans les figures 1.5 (i),(j).

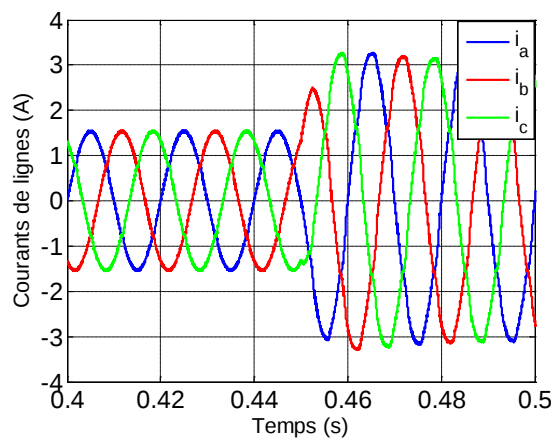
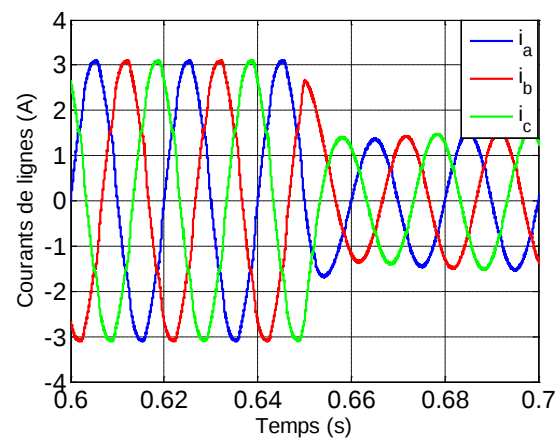
La figure 1.5 (l) représente l'allure de courant de ligne i_a , il a une forme sinusoïdale mais un peu dégradée qui dû à la présence des harmoniques. Nous pouvons conclure que le système se comporte bien vis-à-vis de la variation de la charge en assurant un facteur de puissance unitaire et des courants de ligne sinusoïdaux circulant dans les phases alimentant le redresseur à MLI.

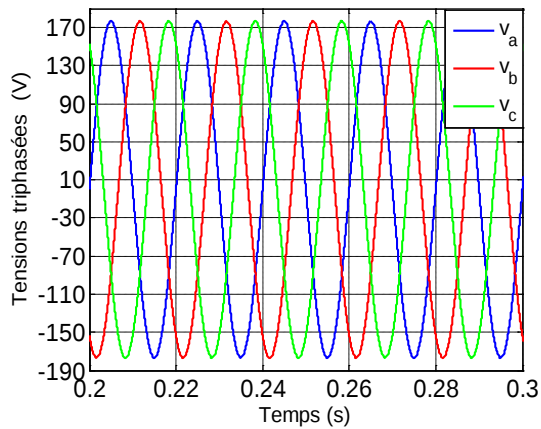


a) Tension de sortie

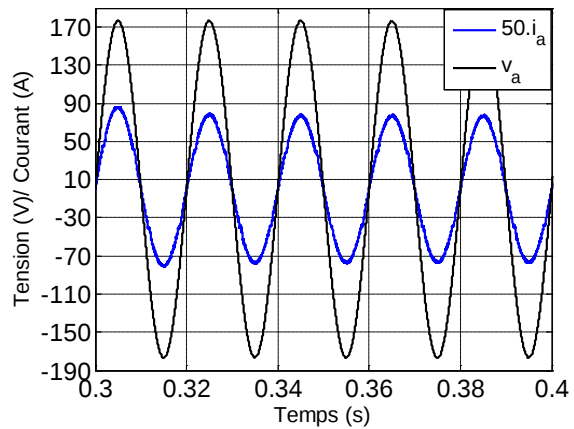
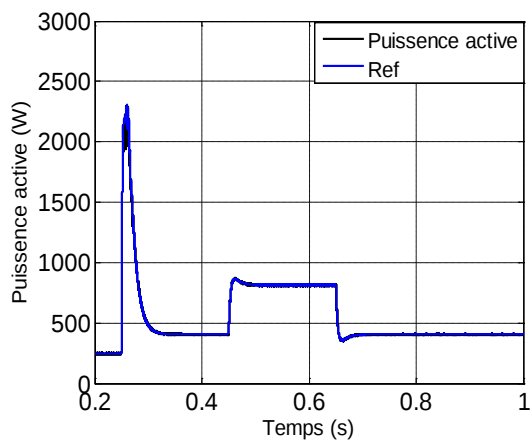


b) Zoom tension de sortie

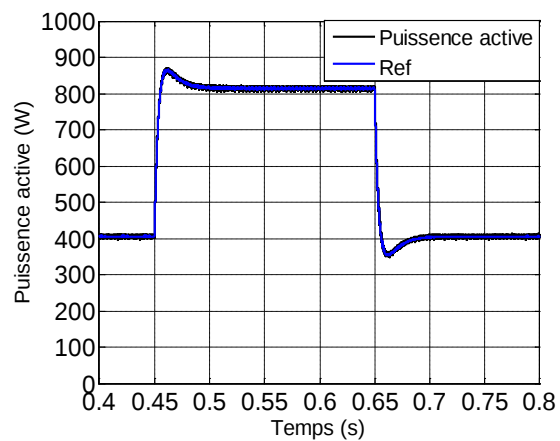
c) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c d) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c



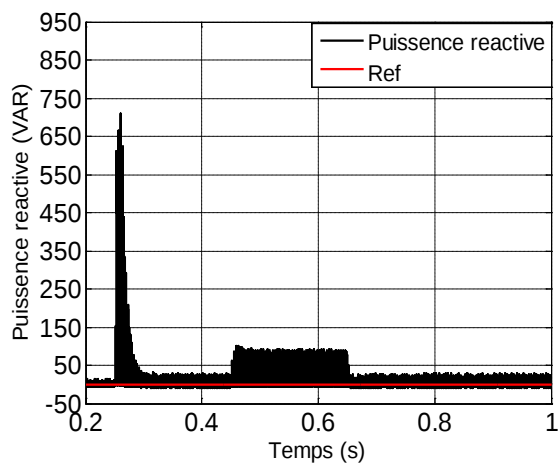
e) Tensions triphasées

f) Tension et courant de phase α 

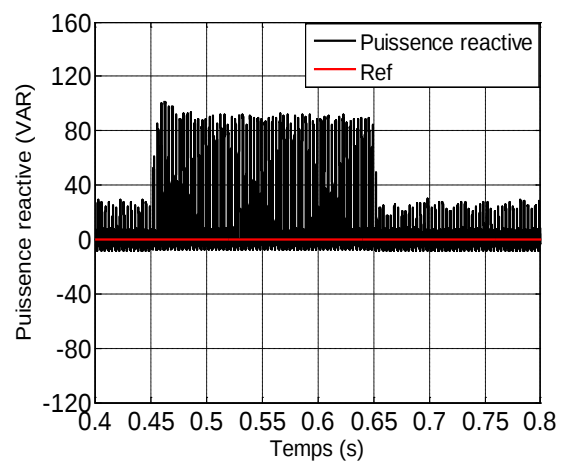
g) la puissance active



h) Zoom de la puissance active



i) la puissance réactive



j) Zoom de la puissance réactive

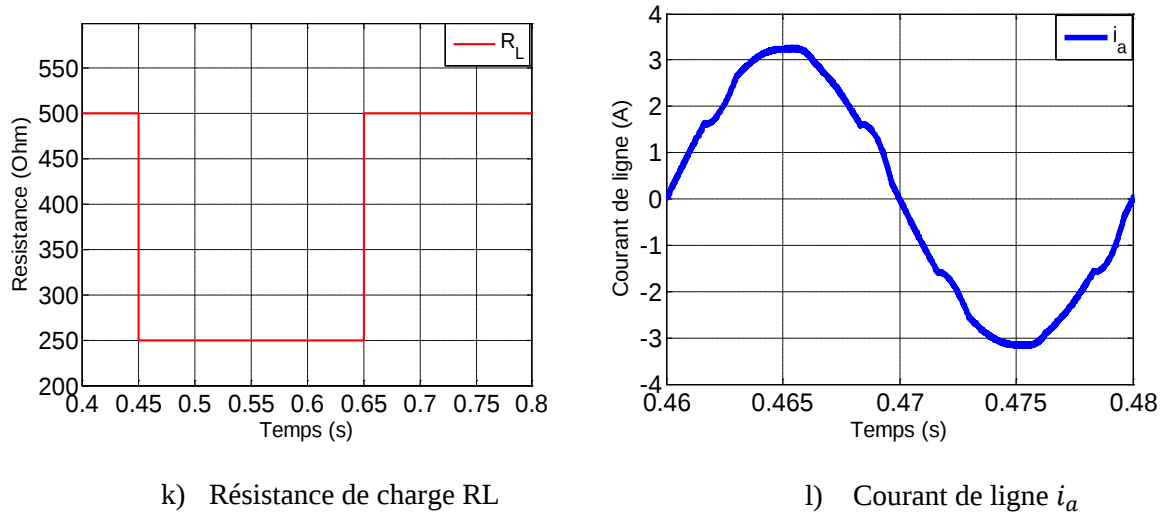


Figure 1.5 : Résultats de simulation

1.3.4. Amélioration de la DPC classique en utilisant une nouvelle table de commutation

1.3.4.1. Principe de la DPC avec une nouvelle table de commutation

La table de commutation conventionnelle développée dans le contrôle direct de puissance (DPC) a démontrée qu'elle n'est pas satisfaisante dans le contrôle de la puissance active et réactive. Afin d'améliorer les performances du contrôle DPC surtout en régime transitoire, une nouvelle méthode a été proposée dans [Chi 2-18] [Chi 3 -18] , pour sélectionner le vecteur tension optimale du redresseur tout en assurant un contrôle simultané et précis des puissances, une réduction de la distorsion harmonique du courant de ligne et une amélioration du facteur de puissance.

La structure globale de la *DPC*, utilisant une nouvelle table de commutation, appliquée au pont redresseur à *MLI* triphasé est illustrée sur la figure 1.6. Le principe du *DPC* consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation (s_a, s_b, s_c) des semi-conducteurs constituant le redresseur à *MLI*, à partir d'une table de commutation améliorée. La sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisées, s_p et s_q entre les références des puissances active et réactive (p^* et q^*) et les valeurs réelles (p et q), fournies par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur des tensions du réseau v_α, v_β . Pour ce dernier, le plan α - β est divisé en douze secteurs égaux de 30° , comme l'illustre le graphique de la figure 1.3. Chacune des séquences de commande (s_a, s_b, s_c) correspond à un vecteur de tension à l'entrée du redresseur v_i dont l'ensemble est représenté dans le tableau 1.1 [Chi 3-18].

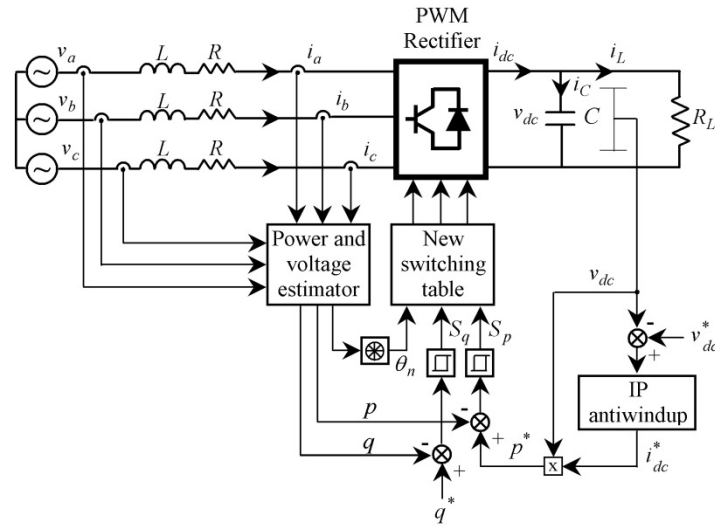


Figure 1.6 : Contrôle DPC amélioré du redresseur MLI.

1.3.4.2. Sélection de vecteur dans la nouvelle table de commutation

La nouvelle table de commutation est formée à partir de la sortie des deux contrôleurs à hystérésis (s_p, s_q) et la position angulaire θ_n du vecteur de tension. La valeur de $s_p = 1$ indique qu'on veut augmenter la puissance active, $s_p = 0$ indiquant la nécessité de diminuer la puissance active (la même règle pour s_q), par conséquent l'état de commutation correspondant sera envoyée pour déclencher les IGBT de circuit principal.

La variation de p et q peut être calculée comme :

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \frac{3}{2L} V_M^2 - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{L} V_M v_{rd} - \frac{R}{L} p - \omega q \\ \frac{dq}{dt} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{L} V_M v_{rq} - \frac{1}{L} q + \omega p \end{cases} \quad (1.16)$$

Considérant que la valeur de R est suffisamment petite pour être négligée et la puissance réactive est toujours contrôlé pour être 0. La variation de la puissance active et réactive instantanée peut être réécrite comme:

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \frac{3}{2} \frac{V_M^2}{L} - \frac{V_M V_{dc}}{L} \cdot \cos \left[\omega t - \frac{\pi}{3} (k-1) \right] \\ \frac{dq}{dt} = -\frac{V_M V_{dc}}{L} \cdot \sin \left[\omega t - \frac{\pi}{3} (k-1) + \omega p \right] \end{cases} \quad (1.17)$$

Où $k = 1, 2, 3, 4, 5, 6$, correspondant au numéro de vecteur de tension sélectionné non nul.

La variation de la puissance active et réactive, est représentée sur la figure 1.7, en fonction de la position pour différents vecteurs tension du redresseur [Chi 1-18] [Chi 2-18] [Chi 3-18].

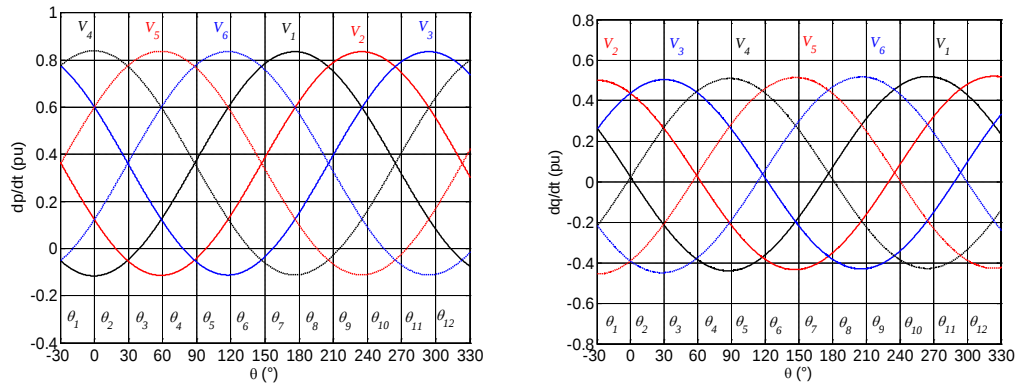


Figure 1.7 : Variation de la puissance active et réactive pour divers vecteurs de tension du redresseur

Pour obtenir de meilleures performances du système, la table de commutation doit être synthétisée sur la base de la variation de la puissance active et réactive pour différents vecteurs de tension de redresseur dans chaque secteur. Les signes de pente de la puissance active et réactive sont illustrés dans le tableau 1.4 [Nas-19].

Secteur	dp/dt		dq/dt	
	$> 0 \leftrightarrow s_p = 1$	$< 0 \leftrightarrow s_p = 0$	$> 0 \leftrightarrow s_q = 1$	$< 0 \leftrightarrow s_q = 0$
θ_1	V_2, V_3, V_4, V_5	V_1, V_6	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6
θ_2	V_3, V_4, V_5, V_6	V_1, V_2	V_2, V_3, V_4	V_1, V_5, V_6
θ_3	V_3, V_4, V_5, V_6	V_1, V_2	V_2, V_3, V_4	V_1, V_5, V_6
θ_4	V_1, V_4, V_5, V_6	V_2, V_3	V_3, V_4, V_5	V_1, V_2, V_6
θ_5	V_1, V_4, V_5, V_6	V_2, V_3	V_3, V_4, V_5	V_1, V_2, V_6
θ_6	V_1, V_2, V_5, V_6	V_3, V_4	V_4, V_5, V_6	V_1, V_2, V_3
θ_7	V_1, V_2, V_5, V_6	V_3, V_4	V_4, V_5, V_6	V_1, V_2, V_3
θ_8	V_1, V_2, V_3, V_6	V_4, V_5	V_1, V_5, V_6	V_2, V_3, V_4
θ_9	V_1, V_2, V_3, V_6	V_4, V_5	V_1, V_5, V_6	V_2, V_3, V_4
θ_{10}	V_1, V_2, V_3, V_4	V_5, V_6	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
θ_{11}	V_1, V_2, V_3, V_4	V_5, V_6	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
θ_{12}	V_2, V_3, V_4, V_5	V_1, V_6	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6

Tableau 1.4: Signes de variation des puissances active et réactive pour les 12 secteurs

La nouvelle table de commutation pour le contrôle direct de puissance DPC du redresseur MLI peut être résumée dans le tableau 1.5.

s_p	s_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5
	1	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	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
	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 1.5 : La nouvelle table de commutation

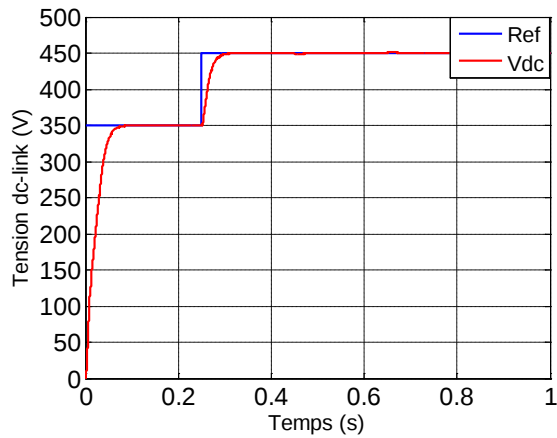
1.3.5 Résultats de simulation

Pour vérifier l'efficacité du contrôle DPC avec la structure proposée, appliqué au redresseur MLI triphasé à deux niveaux, une simulation numérique est effectuée avec le logiciel Matlab/Simulink. Les paramètres électriques ainsi que les données de la commande sont identiques à celles indiquées dans la DPC classique.

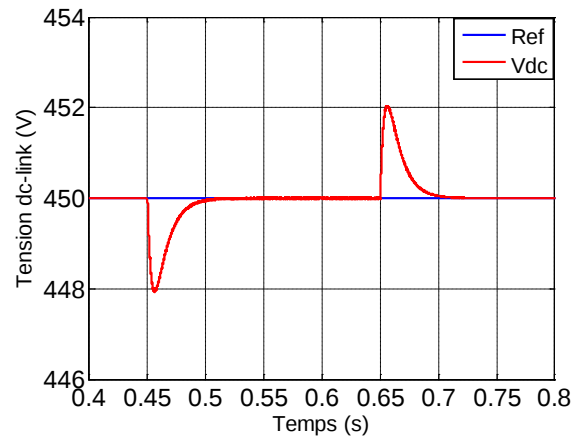
Les résultats de la simulation obtenus montrent que les puissances instantanées active et réactive ainsi que la tension du bus continu suivent leurs références avec précision (figures 1.8). Les courants observés sont en phase avec les tensions de lignes du réseau qui fournissent un facteur de puissance unitaire. Par rapport à la table de commutation conventionnelle, la table proposée peut choisir un état de commutation plus approprié en fonction de la variation de la puissance active et réactive. Une meilleure performance a été atteinte en régime établi.

Enfin, les résultats de simulation montrent que le contrôle proposé peut réaliser un contrôle découplé de la puissance active et réactive lorsque la charge varie.

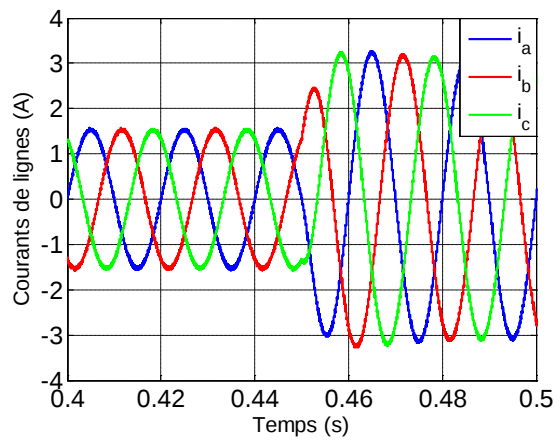
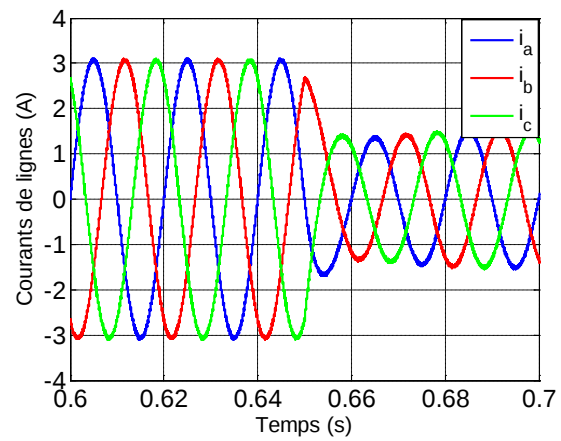
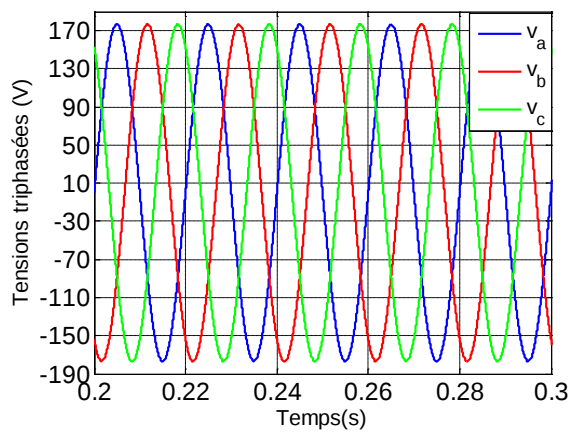
On faisant une étude comparative entre les deux structures, on peut remarquer sur les figures 1.9 (o) – (r), une importante atténuation des ondulations des puissances active et réactive et que la réponse en courant présente une forme sinusoïdale et sans aucune ondulation en régime permanent. Cela montre que la commande DPC avec la nouvelle table de commutation est plus robuste que la DPC classique. Finalement, les résultats de simulation montrent de meilleures performances que celles obtenues par la commande DPC classique et que l'approche analytique proposée est assez rigoureuse.



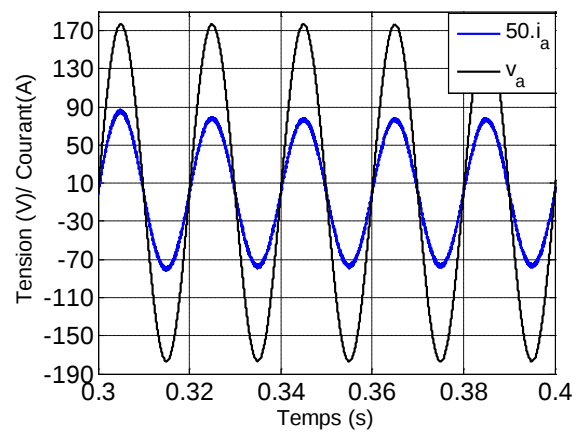
a) Tension de sortie

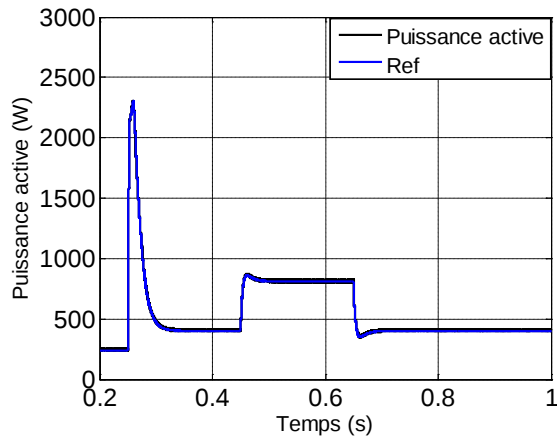


b) Zoom tension de sortie

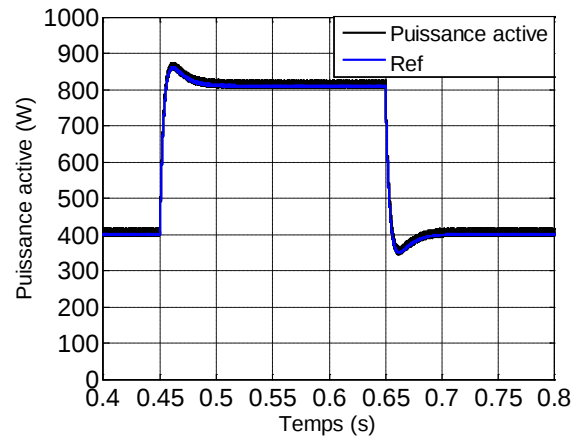
c) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c d) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c 

e) Tensions triphasées

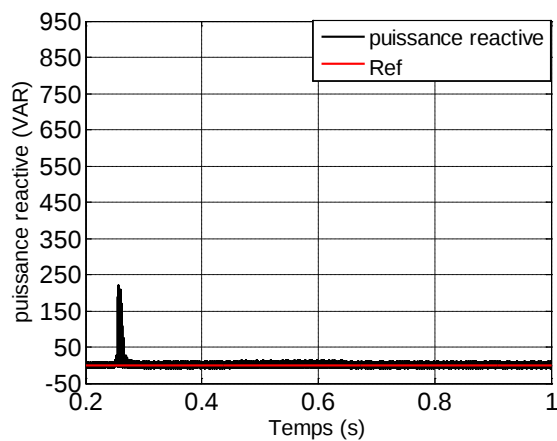
f) Tension et courant de phase α



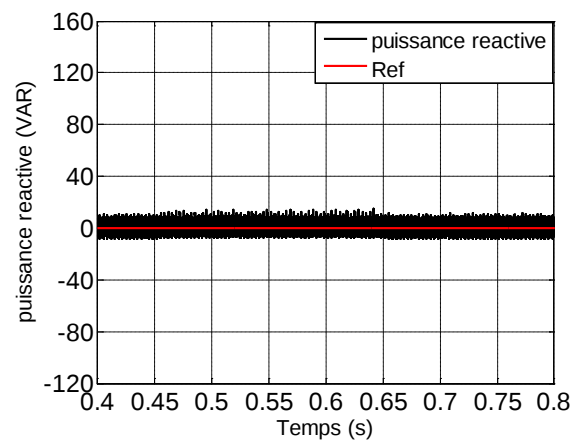
g) la puissance active



h) Zoom de la puissance active



i) la puissance réactive



j) Zoom de la puissance réactive

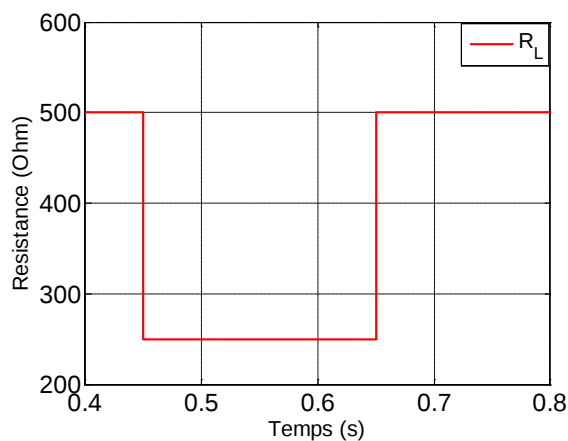
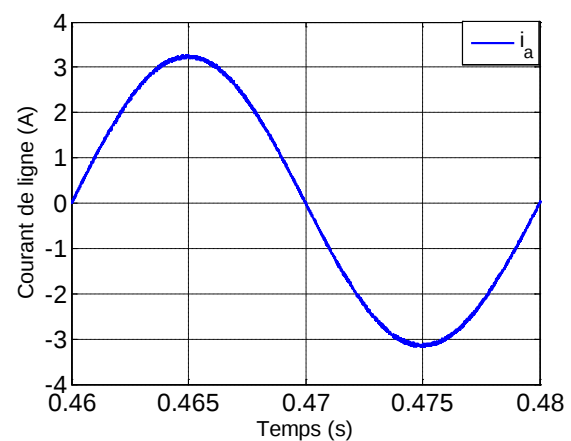
k) Resistance de charge R_L l) Courant de ligne i_a

Figure 1.8 : Résultats de simulation de la structure du contrôle DPC avec nouvelle table de commutation

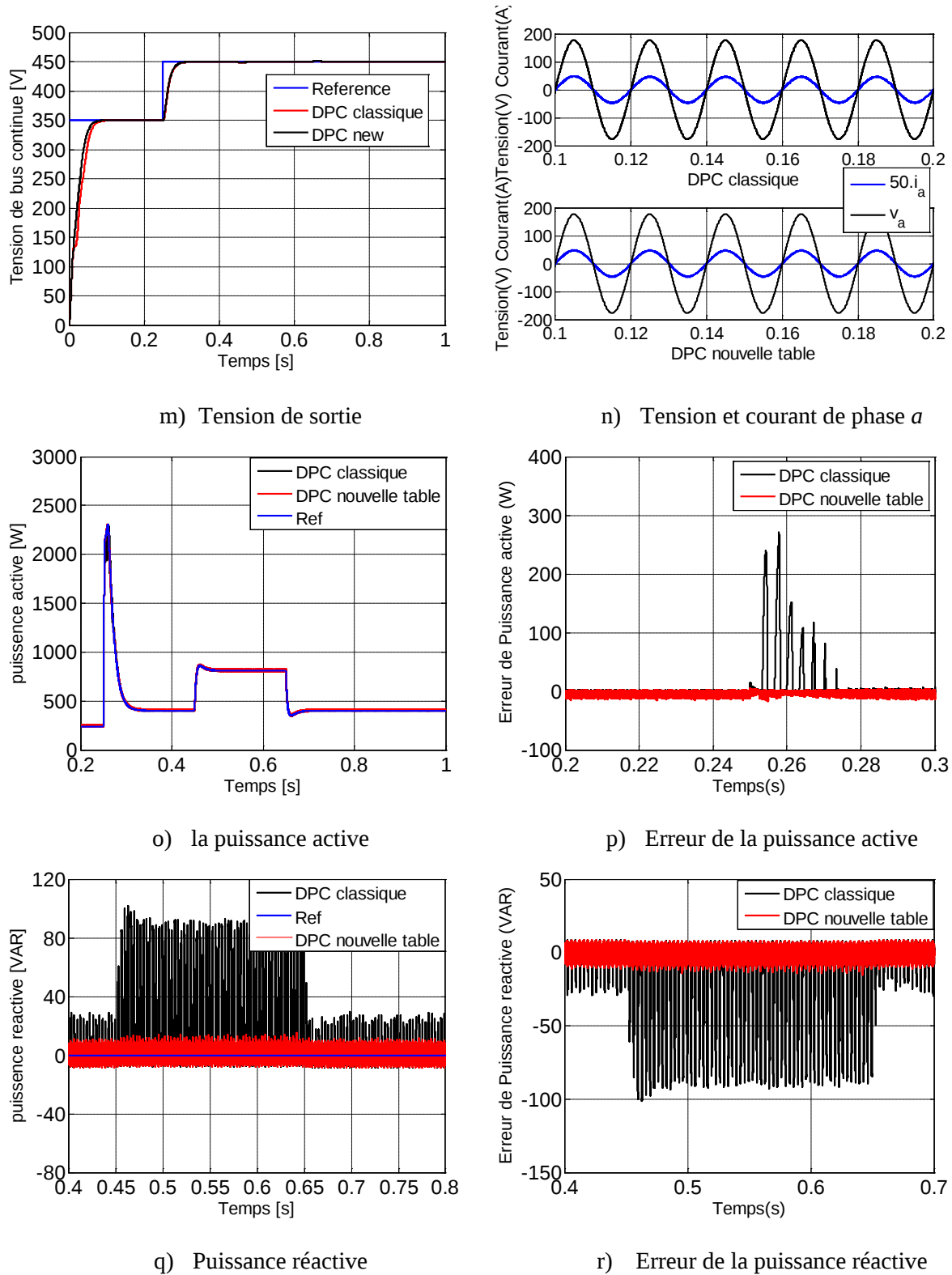


Figure 1.9 : Résultats de simulation – Etude comparative

1.4. Conclusion :

L'objet principale de ce chapitre était de présenter le contrôle direct de puissance d'un redresseur à MLI triphasé avec une table de commutation classique puis avec une table de commutation améliorée. Ces deux techniques ont apporté une solution pour remédier aux différentes perturbations en traitant le problème des harmoniques et le réglage de la tension de bus continu.

Concernant la technique de contrôle classique permet d'obtenir une réponse rapide mais le contrôle n'est pas précis car il produit des ondulations de puissance. D'après les résultats de simulation obtenues, nous pouvons conclure que la table de commutation classique ne permet pas de réaliser un contrôle simultané de la puissance active et réactive, même si les formes d'ondes des tensions du réseau conservent une allure sinusoïdale.

Vu les résultats obtenue avec la nouvelle table de commutation, la technique DPC améliorée, assure un contrôle précis et simultané des puissances instantanées active et réactive. La table proposée est élaborée grâce à l'expertise faite sur les variations provoquées sur les puissances active et réactive lors de l'application de chacun des vecteurs de commande. Les résultats de simulation ont présenté une réponse transitoire rapide et haut comportement statique et montrent le fonctionnement à facteur de puissance unitaire avec l'amélioration importante dans la forme des courants et la qualité de la tension continue. En faisant une comparaison, les résultats de simulation ont montré, que la commande DPC utilisant la table de commutation améliorée est plus performante et plus robuste que celle utilisant la table de commutation classique.

CHAPITRE 2 :

Commande DPC du redresseur à MLI sous une tension de réseau déséquilibrée

2.1. Introduction :

Au cours des deux dernières décennies, grâce aux progrès des appareils électroniques de puissance, une nouvelle génération de redresseurs appelés redresseurs MLI a vu le jour. Ces redresseurs utilisent des commutateurs de puissance à haute fréquence tels que l'IGBT au lieu de diodes [Zha1-16],[Zha2-15]. Ces redresseurs MLI peuvent atteindre un flux de puissance bidirectionnel, un courant de ligne à faible harmonique, un facteur de puissance contrôlable et une bonne régulation de la tension du bus continu. Ils ont attiré une attention particulière dans les systèmes d'électrification ferroviaire, les systèmes d'énergie renouvelable (production d'énergie éolienne), les micro-réseaux intelligents et les systèmes de transmission à courant continu. Récemment, diverses techniques de contrôle pour les redresseurs MLI dans des conditions de réseau normales, telles que le contrôle orienté de tension (VOC) et le contrôle direct de la puissance (DPC) ont été proposées. Le contrôle direct de la puissance (DPC) se caractérise par sa mise en œuvre simple et sa réponse dynamique rapide pour des tensions d'entrée équilibrées.

Le redresseur MLI peut apparaître dans un état de fonctionnement anormal lorsque les tensions du réseau sont déséquilibrées. Cependant, la DPC basée sur une table de commutation classique, ne peut pas fonctionner correctement lorsque les tensions du réseau sont déséquilibrées [Zha1-15]. Par conséquent, les performances du DPC seront sérieusement détériorées et des courants de ligne fortement déformés seront obtenus, si aucune mesure particulière n'est prise [Chi-21].

Récemment, certaines méthodes ont été proposées dans la littérature pour améliorer les performances de la DPC sous une tension de réseau déséquilibrée [Elo-08], en proposant une stratégie de compensation de puissance afin d'obtenir des courants de réseau triphasés sinusoïdaux et équilibrés. Cependant, cette stratégie nécessite une boucle à verrouillage de phase pour atteindre l'angle de tension de séquence positive et l'extraction des séquences positives et négatives de la tension et des courants du réseau. Un bloc de compensation de puissance simplifié pour éliminer l'extraction de courant inverse a été détaillé dans [Sha-11].

Malheureusement, cela nécessite l'extraction des tensions de réseau à séquence négative et des courants de réseau à séquence positive pour obtenir la compensation de puissance.

Par conséquent, il est souhaitable d'étendre la capacité de la DPC à fonctionner sous une tension de réseau déséquilibrée tout en gardant autant que possible sa simplicité.

Pour atteindre cet objectif, une nouvelle définition de la puissance réactive proposée dans [Suh-06] est utilisée dans la technique de contrôle DPC qui s'est adaptée aux tensions de système déséquilibrées.

Dans ce travail, nous avons proposé une technique de contrôle DPC améliorée en utilisant une nouvelle définition de la puissance réactive instantanée qui permet d'obtenir des courants de réseau sinusoïdaux et une puissance active constante sans utiliser une extraction des séquences compliquées. Afin de réguler à la fois la puissance active et la nouvelle puissance réactive, une nouvelle table de commutation est établie. Des résultats de simulation sont présentés pour confirmer l'étude théorique et l'efficacité de la méthode proposée.

2.2. Etude d'un réseau déséquilibré

2.2.1. Origine du déséquilibre

Un récepteur électrique triphasé, qui n'est pas équilibré et que l'on alimente par un réseau triphasé équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation de courants non équilibrés dans les impédances du réseau. Ceci est fréquent pour les réceptrices monophasées basses tensions. Mais cela peut également être engendré, à des tensions plus élevées, par des machines à souder, des fours à arc ou par la traction ferroviaire [Nas-20] [Bou 09][Meg-16]. Un système triphasé est déséquilibré lorsque les trois tensions ne sont pas égales en amplitude et/ou ne sont pas déphasées les unes des autres de 120° .

2.2.2. Conséquences néfastes du déséquilibre

Une charge est non équilibrée si elle est constituée de trois impédances différentes $\bar{Z}_1$, $\bar{Z}_2$ et $\bar{Z}_3$ couplées en étoile ou en triangle. Les courants de ligne ne sont alors pas tous égaux. La conséquence la plus immédiate est que le potentiel du neutre de la charge est décalé par rapport à celui de l'équilibre. En peut aussi citer d'autres conséquences telles que [Nas-20] [Med-18] :

- Un dysfonctionnement des appareils connectés à basses tensions :

- Mauvais fonctionnement d'un appareil monophasé alimenté par une tension très faible (lampe à incandescence qui fournit un mauvais éclairage).
- Un appareil monophasé alimenté par une tension très élevée, il peut être détruit (claquage d'un filament de lampe par surtension).

-Les dispositifs triphasés d'électronique de puissance peuvent être affectés :

- Le fonctionnement des redresseurs en présence du déséquilibre entraîne l'apparition des composantes harmoniques non caractéristiques, notamment des harmoniques de rang multiple de 3. Outre les effets classiques des harmoniques, peuvent conduire, dans certains cas, au blocage de la commande.

-L'effet des composantes inverses :

- La création d'un champ tournant en sens inverse du sens de rotation normal pour les machines électrique tournantes, que signifie l'apparition d'un couple de freinage parasite et des pertes supplémentaires qui conduit à l'échauffement de la machine.

-L'effet des composantes homopolaires :

- Il y a un risque d'échauffement du conducteur de neutre pour les réseaux électrique BT, lorsque le conducteur est d'un diamètre trop faible, peut provoquer une rupture du conducteur de neutre.

2.2.3. Composantes symétriques d'un système triphasé déséquilibré :

La méthode de la composante symétrique a été généralement utilisée pour étudier le système triphasé déséquilibré, les vecteurs d'asymétries triphasées peuvent être décomposés de manière unique en trois vecteurs symétriques qui comprennent une séquence positive (directe), une séquence négative (inverse) et une composante de séquence nulle (homopolaire) [Zhe-13]. En se référant au théorème de Fortescue, trois phaseurs asymétriques et déséquilibrés (tension/courants) d'un système triphasé peuvent être décomposés en trois systèmes des phaseurs équilibrés qui contiennent une certaine symétrie [Zeg-19] [Bel-14] :

- Un ensemble de trois phaseurs égaux en amplitudes et déphasés de 120° l'un par rapport à l'autre et une séquence de phase pareil que celle des phaseurs déséquilibrés originaux. Cet ensemble de phaseurs équilibrés est appelé séquence de phase positive (système directe) ;
- Un système de trois phaseurs à amplitudes égales, disposés à 120° l'un par rapport à l'autre avec une séquence apposée à celle des phaseurs originaux. Cet ensemble équilibré est dénommé composante à séquence négative de phase (système inverse) ;
- Et un ensemble de trois phaseurs à amplitudes égales, avec un déphasage zéro (nul) arbitraire en direction entre eux. Cet ensemble est nommé : composante à séquence de phase zéro (système homopolaire).

Ces trois ensembles des phaseurs équilibrés, tels que représente la figure 2.1, sont nommé les composantes symétriques du système original de phaseurs déséquilibrés. Sur la figure 2.1, soient e_a, e_b, e_c un système déséquilibré de phaseurs tensions, avec abc , comme séquence original [Chi-21].

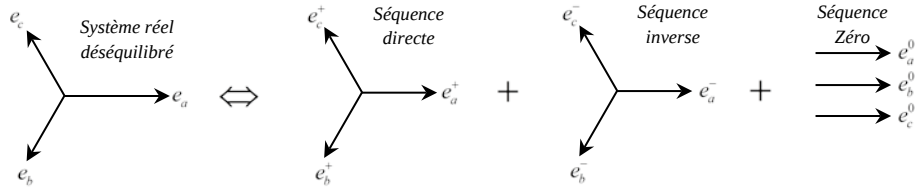


Figure 2.1 : Décomposition d'un système de tensions déséquilibrées.

2.2.4. Synthèse des composantes symétriques:

Par application du principe de superposition dans l'étude des circuits d'électrotechnique, on a :

$$e_a = e_a^0 + e_a^+ + e_a^- \quad (2.1)$$

$$e_b = e_b^0 + e_b^+ + e_b^- \quad (2.2)$$

$$e_c = e_c^0 + e_c^+ + e_c^- \quad (2.3)$$

On prend e_a comme référence des phases et en utilisant l'opérateur de rotation a on aura un système triphasé déséquilibré de tensions sinusoïdales simples s'écrit [Zeg-19][Bel-14]:

$$e_a = e_a^0 + e_a^+ + e_a^- \quad (2.4)$$

$$e_b = e_a^0 + a^2 e_a^+ + a e_a^- \quad (2.5)$$

$$e_c = e_a^0 + a e_a^+ + a^2 e_a^- \quad (2.6)$$

avec : $a = e^{j2\pi/3}$

Sous forme matricielle on écrit :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a^0 \\ e_a^+ \\ e_a^- \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

2.3. Modèle du redresseur MLI sous un réseau déséquilibré :

La figure 2.2, montre la topologie du redresseur MLI triphasée.

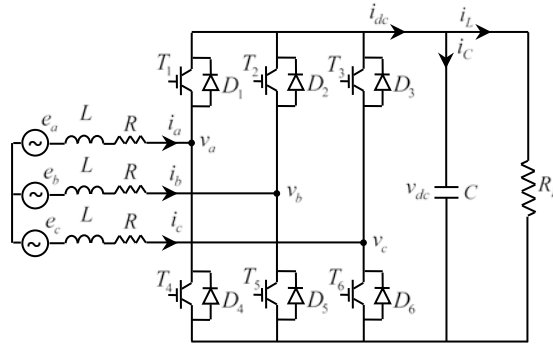


Figure 2.2 : Topologie du redresseur MLI triphasée.

Le modèle mathématique du redresseur MLI dans le plan biphasé $\alpha\beta$ est exprimé par [Chi-21] [Nas-20]:

$$e_{\alpha\beta} = Ri_{\alpha\beta} + L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + v_{\alpha\beta} \quad (2.8)$$

Où $v_{\alpha\beta}$, $e_{\alpha\beta}$ et $i_{\alpha\beta}$ sont le vecteur de tension du redresseur, le vecteur de tension du réseau et le vecteur de courant du réseau, respectivement; R et L sont respectivement la résistance équivalente en série et l'inductance du filtre du réseau.

La puissance complexe S côté réseau peut être calculée à partir de l'équation théorique instantanée [Nas-20] [Zha1-16] :

$$S = \frac{3}{2} (i_{\alpha\beta}^* e_{\alpha\beta}) = P + jQ \quad (2.9)$$

Où "*" désigne le conjugué d'un vecteur complexe.

Dans des conditions de réseaux déséquilibrés, les tensions et les courants de réseau déséquilibrés peuvent être exprimés comme la somme de leurs vecteurs respectifs de séquence positive (directe) et de séquence négative (inverse), à savoir [Zha1-14][Zha2-15] :

$$e_{\alpha\beta} = e_{dq}^+ \cdot e^{j\omega t} + e_{dq}^- \cdot e^{-j\omega t} = e_{\alpha\beta}^+ + e_{\alpha\beta}^- \quad (2.10)$$

$$i_{\alpha\beta} = i_{dq}^+ \cdot e^{j\omega t} + i_{dq}^- \cdot e^{-j\omega t} = i_{\alpha\beta}^+ + i_{\alpha\beta}^- \quad (2.11)$$

Où $e_{dq}^+ = e_d^+ + je_q^+$, $e_{dq}^- = e_d^- + je_q^-$, $i_{dq}^+ = i_d^+ + ji_q^+$, $i_{dq}^- = i_d^- + ji_q^-$ et ω la fréquence du réseau en rad / s.

Les puissances active et réactive peuvent être exprimées comme :

$$P = Re(S) = \frac{3}{2} Re(i_{\alpha\beta}^* \cdot e_{\alpha\beta}) \quad (2.13)$$

$$Q = Im(S) = \frac{3}{2} Im(i_{\alpha\beta}^* \cdot e_{\alpha\beta}) \quad (2.14)$$

La nouvelle définition de la puissance réactive est exprimée comme [Zha1-15] [Zha-17] [Chi-21] :

$$Q^{nov} = Re(S) = \frac{3}{2} Re(i_{\alpha\beta}^* e'_{\alpha\beta}) \quad (2.15)$$

La valeur déphasée de la tension du réseau déséquilibrée $e'_{\alpha\beta}$ qui est en retard sur e de 90 degrés électriques, peut être exprimée comme suit:

$$\begin{aligned} e'_{\alpha\beta} &= e_{dq}^+ \cdot e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} + e_{dq}^- \cdot e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \\ &= -je_{dq}^+ \cdot e^{j\omega t} + je_{dq}^- \cdot e^{-j\omega t} = -je_{\alpha\beta}^+ + je_{\alpha\beta}^- \end{aligned} \quad (2.16)$$

Dans des conditions de réseaux déséquilibrés, la puissance active et la nouvelle puissance réactive peuvent être exprimées comme [Chi-21] [Nas-20] [Zha-18] [Zha-19] :

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2} Re(i_{\alpha\beta}^* \cdot e_{\alpha\beta}) \\ &= \frac{3}{2} Re[(i_{dq}^+ \cdot e^{j\omega t} + i_{dq}^- \cdot e^{-j\omega t})^* \cdot (e_{dq}^+ \cdot e^{j\omega t} + e_{dq}^- \cdot e^{-j\omega t})] \\ &= P_0 + P_{c2} \cos(2\omega t) + P_{s2} \sin(2\omega t) \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} Q^{nov} &= \frac{3}{2} Re(i_{\alpha\beta}^* e'_{\alpha\beta}) \\ &= \frac{3}{2} Re[(i_{dq}^+ \cdot e^{j\omega t} + i_{dq}^- \cdot e^{-j\omega t})^* \cdot (-je_{dq}^+ \cdot e^{j\omega t} + je_{dq}^- \cdot e^{-j\omega t})] \\ &= Q_0^{nov} + Q_{c2}^{nov} \cdot \cos(2\omega t) + Q_{s2}^{nov} \cdot \sin(2\omega t) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Où

$$\begin{aligned} P_0 &= \frac{3}{2} (i_{dq}^+ \odot e_{dq}^+ + i_{dq}^- \odot e_{dq}^-) \\ P_{c2} &= \frac{3}{2} (i_{dq}^+ \odot e_{dq}^- + i_{dq}^- \odot e_{dq}^+) \\ P_{s2} &= \frac{3}{2} (i_{dq}^+ \otimes e_{dq}^- + i_{dq}^- \otimes e_{dq}^+) \\ Q_0^{nov} &= \frac{3}{2} (i_{dq}^+ \otimes e_{dq}^+ + i_{dq}^- \otimes e_{dq}^-) \\ Q_{c2}^{nov} &= \frac{3}{2} (-i_{dq}^+ \otimes e_{dq}^- + i_{dq}^- \otimes e_{dq}^+) \\ Q_{s2}^{nov} &= \frac{3}{2} (i_{dq}^+ \odot e_{dq}^- + i_{dq}^- \odot e_{dq}^+) \end{aligned} \quad (2.19)$$

Il convient de noter que la définition de la puissance réactive dans (2.15) est la même que celle dans (2.14) sous des tensions de réseau idéales. Cependant, la nouvelle puissance

réactive est plus appropriée que la puissance classique dans des conditions de réseau déséquilibrées [Zha1-15][Zhe-13].

En d'autres termes, en utilisant la nouvelle puissance réactive, nous pouvons éliminer les oscillations de la puissance active et réactive tout en obtenant des courants sinusoïdaux dans ces conditions de tension de réseau déséquilibrées.

2.4. Contrôle direct de puissance du redresseur triphasé à MLI sous un réseau déséquilibré

2.4.1. Principe du contrôle direct de puissance

La technique de contrôle directe de puissance (DPC) alimenté par un réseau déséquilibré est basée sur le contrôle direct de la puissance active et de la nouvelle puissance réactive du redresseur MLI. Comme représentée sur la figure 2.3, la sortie des deux contrôleurs à hystérésis constitue les entrées de la table de commutation proposée qui sélectionne les états de commutation optimaux du redresseur à MLI.

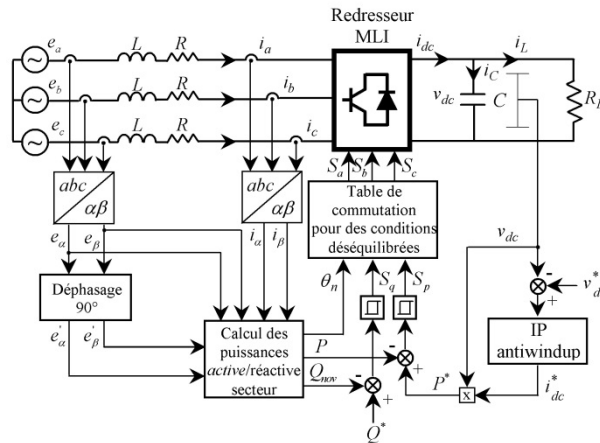


Figure 2. 3 : Contrôle DPC du redresseur à MLI dans des conditions de réseau déséquilibrée

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 six secteurs (figure 2.4), ces derniers peuvent être déterminés par la relation suivante [Chi-21] [Nas-20] :

$$(n - 2) \frac{\pi}{3} \leq \theta_n \leq (n - 1) \frac{\pi}{3} \quad \text{Avec : } n=1,2,\dots,6 \quad (2.20)$$

Où : n est le numéro du secteur.

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

$$\theta_n = \arctg \frac{e_\beta}{e_\alpha} \quad (2.21)$$

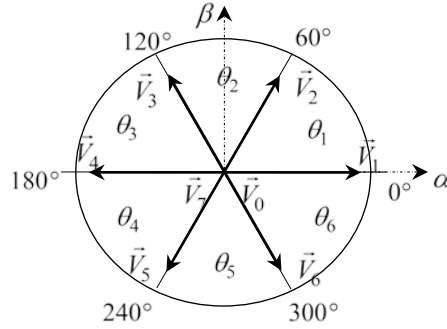


Figure 2.4: Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur dans le plan $\alpha - \beta$

2.4.2. Principe de l'annulation de l'oscillation de la puissance active (APOC)

Le but du contrôle est d'obtenir un courant de réseau sinusoïdal et un facteur de puissance unitaire tout en éliminant les oscillations de la puissance active [Zha-16]. Pour simplifier le processus de calcul dans ce travail, le vecteur de tension de réseau d'origine $e_{\alpha\beta}$ et sa valeur déphasée $e'_{\alpha\beta}$ seraient utilisés à la place du vecteur de tension de la séquence positive et celui de la séquence négative. À partir des équations (2.10), (2.11) et (2.16), nous pouvons obtenir le vecteur de tension de réseau de la séquence positive et négative dans leur plan synchrone respectif comme [Chi-21] [Nas-20] [Zha1-13]:

$$\begin{bmatrix} e_{dq}^+ \\ e_{dq}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{-j\omega t} & je^{-j\omega t} \\ e^{j\omega t} & -je^{j\omega t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{\alpha\beta} \\ e'_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

De manière similaire, les séquences positive et négative du vecteur courant dans leur référentiel synchrone respectif peuvent être obtenues de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{dq}^+ \\ i_{dq}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{-j\omega t} & je^{-j\omega t} \\ e^{j\omega t} & -je^{j\omega t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta} \\ i'_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Où $i'_{\alpha\beta}$ désigne le courant en quadrature retardé de 90 degré électrique sur $i_{\alpha\beta}$.

En prenant en considération les équations (2.22) et (2.23), le système d'équations dans (2.19) peut être exprimé par les tensions et les courants du réseau et leur valeur retardée dans le plan stationnaire $\alpha\beta$ comme suit [Chi-21] [Nas-20] :

$$\begin{aligned} P_0 &= \frac{3}{4} (i_{\alpha\beta} \odot e_{\alpha\beta} + i'_{\alpha\beta} \odot e'_{\alpha\beta}) \\ P_{c2} &= \frac{3}{4} (l_1 \cos(2\omega t) + l_2 \sin(2\omega t)) \\ P_{s2} &= \frac{3}{4} (-l_2 \cos(2\omega t) + l_1 \sin(2\omega t)) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Où

$$\begin{aligned} l_1 &= (i_{\alpha\beta} \odot e_{\alpha\beta} - i'_{\alpha\beta} \odot e'_{\alpha\beta}) \\ l_2 &= (i_{\alpha\beta} \odot e'_{\alpha\beta} + i'_{\alpha\beta} \odot e_{\alpha\beta}) \end{aligned} \quad (2.25)$$

De manière similaire, en remplaçant les équations (2.22) et (2.23) dans (2.19) on aura, [Zha1-16] [Zha2-15]:

$$\begin{aligned} Q_0^{nov} &= \frac{3}{4} (i_{\alpha\beta} \odot e'_{\alpha\beta} - i'_{\alpha\beta} \odot e_{\alpha\beta}) \\ Q_{c2}^{nov} &= \frac{3}{4} (l_2 \cos(2\omega t) - l_1 \sin(2\omega t)) \\ Q_{s2}^{nov} &= \frac{3}{4} (l_1 \cos(2\omega t) + l_2 \sin(2\omega t)) \end{aligned} \quad (2.26)$$

Où

$$\begin{aligned} l_1 &= (i_{\alpha\beta} \odot e_{\alpha\beta} - i'_{\alpha\beta} \odot e'_{\alpha\beta}) \\ l_2 &= (i_{\alpha\beta} \odot e'_{\alpha\beta} + i'_{\alpha\beta} \odot e_{\alpha\beta}) \end{aligned} \quad (2.27)$$

2.4.3. Table de commutation de la nouvelle DPC

Le but principal de ce travail est d'établir une table de commutation qui permet d'obtenir un contrôle simultané de la puissance active et de la nouvelle puissance réactive, qui est l'aspect clé de la DPC [Zha1-14]. Après l'introduction de la nouvelle puissance réactive, la dérivée du vecteur de tension du réseau et sa valeur déphasée peut être obtenue à partir des équations (2.11) et (2.16) comme [Nas-20] [Zha-19] :

$$\frac{de_{\alpha\beta}}{dt} = j\omega e_{dq}^+ \cdot e^{j\omega t} - j\omega e_{dq}^- \cdot e^{-j\omega t} = j\omega e_{\alpha\beta}^+ - j\omega e_{\alpha\beta}^- = -\omega e'_{\alpha\beta} \quad (2.28)$$

$$\frac{de'_{\alpha\beta}}{dt} = -j\omega e_{dq}^+ \cdot e^{j\omega t} + j\omega e_{dq}^- \cdot e^{-j\omega t} = -j\omega e_{\alpha\beta}^+ + j\omega e_{\alpha\beta}^- = \omega e_{\alpha\beta} \quad (2.29)$$

À partir de l'équation (2.8), la dérivée du courant du réseau peut être exprimée par:

$$\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L} (e_{\alpha\beta} - v_{\alpha\beta} - Ri_{\alpha\beta}) \quad (2.30)$$

En remplaçant les équations (2.28) et (2.30) dans (2.13) et en considérant l'équation (2.15), la dérivée de la puissance active peut être obtenue comme suit :

$$\frac{dP}{dt} = \frac{3}{2L} \left[|e_{\alpha\beta}|^2 - \operatorname{Re}(v_{\alpha\beta}^* \cdot e_{\alpha\beta}) \right] - \frac{R}{L} P - \omega Q^{nov} \quad (2.31)$$

De même, la dérivée de la puissance réactive peut être obtenue à partir des équations (2.15), (2.28), (2.29) et (2.30) comme suit:

$$\frac{dq^{nov}}{dt} = \frac{3}{2L} \text{Re}[(e_{\alpha\beta}^* - v_{\alpha\beta}^*)e'_{\alpha\beta}] - \frac{R}{L} Q^{nov} + \omega P \quad (2.32)$$

Les puissances actives et réactives instantanées peuvent être contrôlées en sélectionnant le vecteur de tension approprié du redresseur à MLI. Par conséquent, il est nécessaire d'étudier l'influence de chaque vecteur de tension du redresseur sur la variation des puissances active et réactive instantanée. Dans l'analyse suivante, les influences de divers vecteurs de tension dans tous les secteurs sont tracées pour obtenir la nouvelle table de commutation pour la commande simultanée des puissances active et réactive pendant le déséquilibre du réseau [Zha1-14] [Zha1-16].

D'après les équations (2.31) et (2.32), les variations de la puissance active et de la nouvelle puissance réactive en fonction de la tension de réseau pour divers vecteurs de tension du convertisseur peuvent être calculées.

Les vecteurs de tension du convertisseur peuvent être exprimés comme $v = 0$ pour les vecteurs nuls et $v = \frac{2}{3} v_{dc} e^{j\pi/3(n-1)}$ avec ($n = 1, 2, \dots, 6$) pour les vecteurs non nuls. En substituant le vecteur de tension du convertisseur en (2.31) et (2.32), les variations de puissance pour divers vecteurs de tension du convertisseur dans des conditions de réseau déséquilibrées peuvent être obtenues et illustrées sur la figure 2.5. L'amplitude du vecteur de tension de séquence négative est supposée égale à 10% du vecteur de tension de séquence positive, à savoir $|e^-| = 0.1|e^+|$ [Chi-21][Zha1-15]. Étant donné que le déséquilibre typique de tension en régime permanent ne dépasse pas 3% dans le réseau, l'hypothèse d'un déséquilibre de tension de 10% dans ce travail est plus rigoureuse.

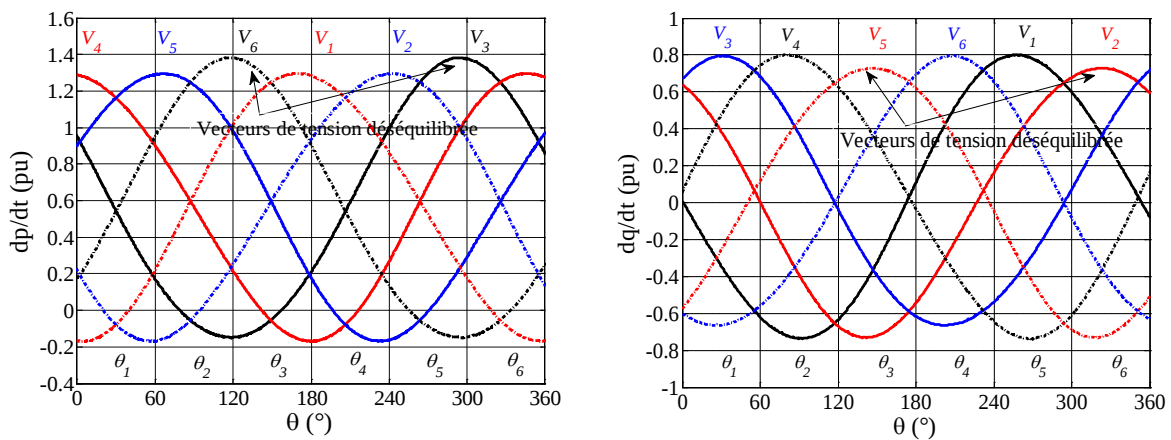


Figure 2.5 : Variation de la puissance active et réactive pour divers vecteurs de tension du redresseur

Supposons que le vecteur de tension du réseau e se situe dans le premier secteur ($0 \sim 60$ degrés), on peut voir sur la figure 2.5 qu'il y a deux vecteurs pour augmenter à la fois P et Q^{nov} (V_3, V_4), deux vecteurs (V_5, V_6) pour augmenter P et diminuer Q^{nov} , un vecteur (V_2) pour diminuer P et augmenter Q^{nov} et un vecteur (V_1) pour diminuer à la fois P et Q^{nov} .

Afin d'obtenir de meilleures performances du système, la nouvelle table de commutation dans les conditions de réseau déséquilibrées, doit être synthétisée en fonction de la variation de la puissance active et réactive pour différents vecteurs tension dans chaque secteur, comme le montre la figure 2.5. Les signes de variation des puissances active et réactive sont illustrés dans le tableau 2.1.

dp/dt			dq/dt	
Secteur	$> 0 \leftrightarrow s_p = 1$	$< 0 \leftrightarrow s_p = 0$	$> 0 \leftrightarrow s_q = 1$	$< 0 \leftrightarrow s_q = 0$
θ_1	V_3, V_4, V_5, V_6	V_1, V_2	V_2, V_3, V_4	V_1, V_5, V_6
θ_2	V_1, V_4, V_5, V_6	V_2, V_3	V_3, V_4, V_5	V_1, V_2, V_6
θ_3	V_1, V_2, V_5, V_6	V_3, V_4	V_4, V_5, V_6	V_1, V_2, V_3
θ_4	V_1, V_2, V_3, V_6	V_4, V_5	V_1, V_5, V_6	V_2, V_3, V_4
θ_5	V_1, V_2, V_3, V_4	V_5, V_6	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
θ_6	V_2, V_3, V_4, V_5	V_1, V_6	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6

Tableau 2.1 : Signes de variation des puissances active et réactive pour les 6 secteurs

En résumant les résultats de la figure 2.5, la table de commutation appropriée pour obtenir un contrôle simultané de P et Q^{nov} peut être obtenue dans le tableau 2.2.

s_p	s_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
1	0	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
	1	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3
0	0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1

Tableau 2.2 : Table de commutation du déséquilibre

2.5. Résultats de simulation

Pour vérifier les performances de la DPC proposée dans des conditions de tension de réseau déséquilibrée, une simulation numérique est effectuée avec le logiciel Matlab/Simulink sur un convertisseur AC / DC triphasé à deux niveaux. La simulation numérique des deux

commandes DPC (classique et proposée) a été réalisée dans les mêmes conditions de tensions de réseau déséquilibrées et en utilisant les mêmes paramètres du système.

La différence entre la DPC conventionnelle et la DPC proposée réside dans la robustesse et la capacité à garder les trajectoires idéales malgré les perturbations imposées par le déséquilibre des tensions du réseau. Notez que les deux commandes DPC sont alimentées par le même réseau asymétrique. Les résultats de simulation sont présentés dans la figure 2.6. Dans ce test de simulation, l'amplitude du vecteur de tension de séquence négative est supposée égale à 10 % du vecteur de tension de séquence positive à $t = 0,4$ s, figure 2.6 (a). On peut voir que lorsque le réseau est déséquilibré, les courants triphasés du réseau sont fortement déformés, dans le cas de la DPC conventionnelle, figure 2.6 (b) (en haut). Au contraire, dans le cas de la DPC proposée, les courants ne sont pas affectés et présentent une forme d'onde sinusoïdale sans ondulation en régime permanent, figure 2.6 (b) (en bas). Même remarque pour les courants dans les axes $\alpha\beta$, figure 2.6 (c). On remarque aussi que le déséquilibre du réseau affecte la stabilité et la régulation de la tension du bus continu dans le cas de la DPC conventionnelle, figure 2.6 (d). D'autre part, un bon contrôle de la tension du bus continu est assuré par la DPC proposée, figure 2.6(d).

Pour comparer l'effet de la même perturbation sur la DPC conventionnelle et la DPC proposée, nous utilisons l'erreur normalisée de la tension de sortie continue produite par la perturbation sur les deux commandes DPC. En effet, l'influence du déséquilibre de tension du réseau introduit à l'instant 0,4 s sur le réglage de la tension du bus continu est illustrée par la figure 2.6 (e). On remarque sur cette figure que l'erreur normalisée est quasi nulle pour la DPC proposée, contrairement à la DPC classique. Cela montre que la DPC proposée offre un bon contrôle de la tension continue lors d'un déséquilibre de tension. La figure 2.6 (f) (en haut) montre que le courant du réseau n'est pas en phase avec la tension du réseau correspondante, dans le cas de la DPC conventionnelle. Dans la DPC proposée, le courant et la tension sont en phase, fournissant ainsi un facteur de puissance unitaire, figure 2.6 (f) (en bas). Cela montre que l'approche analytique proposée est assez rigoureuse. Lorsque la variation de la tension du réseau est introduite, la DPC classique perd le contrôle de la puissance active, figure 2.6 (g). En utilisant la nouvelle définition de la puissance réactive instantanée, la DPC proposée permet de contrôler à la fois la puissance active et la nouvelle puissance réactive, respectivement, figure 2.6 (g) et figure 2.6 (h). En effet, l'attention particulière portée à la figure 2.6 (h) est que la nouvelle définition de la puissance réactive instantanée reste insensible au déséquilibre de tension. On voit bien que la DPC proposée réalise un contrôle découplé de la puissance active et réactive.

Enfin, les résultats de simulation montrent que la DPC proposée est plus robuste que celle de la DPC classique lors d'un déséquilibre de tension.

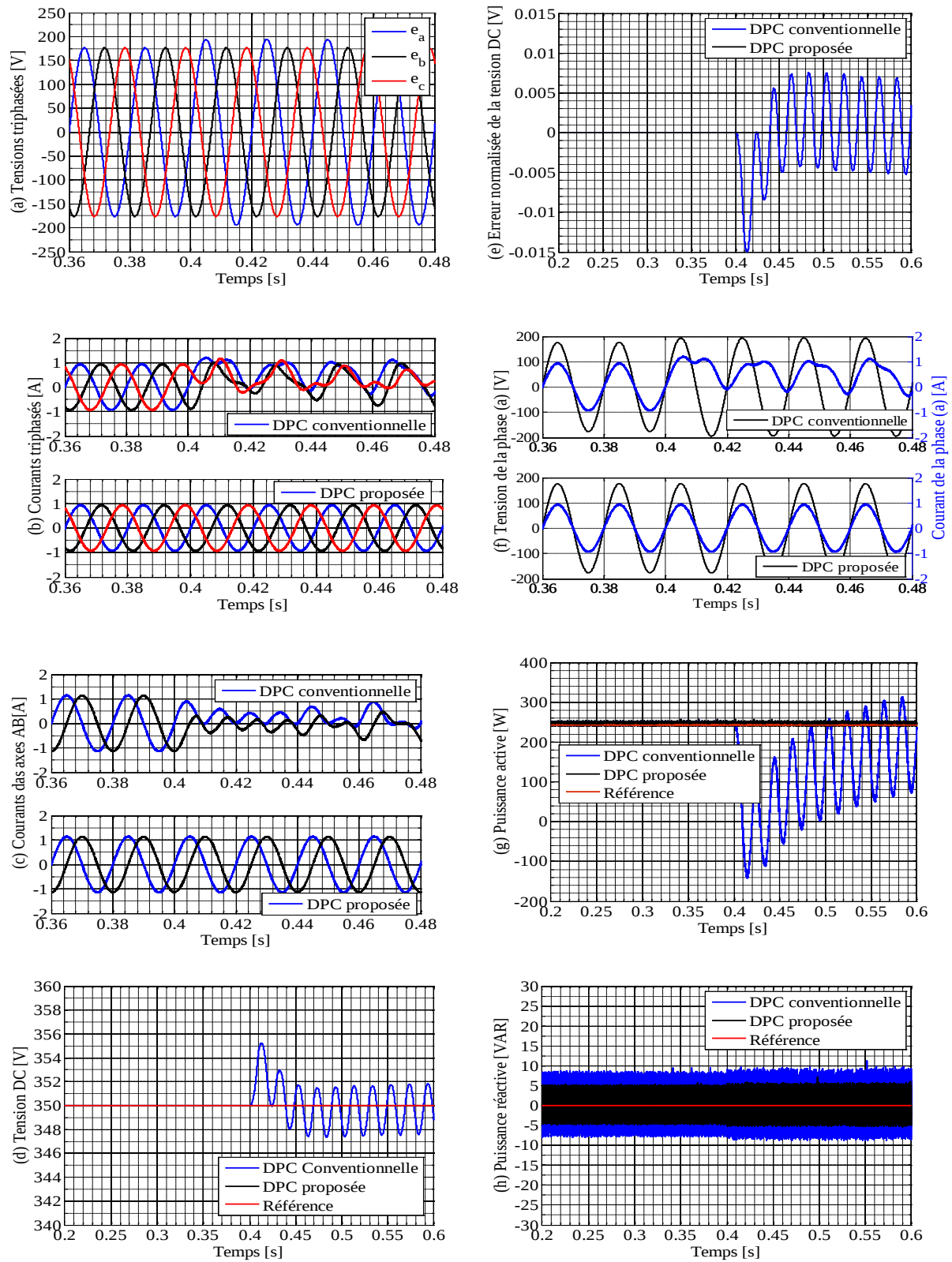


Figure 2.6 : Résultats de simulation

2.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté un nouveau contrôle direct de puissance du redresseur MLI triphasé basé sur une nouvelle table de commutation adaptée pour un fonctionnement dans des conditions de tension de réseau équilibrées et déséquilibrées.

La structure de DPC proposée est la même que celle de la DPC classique, sauf que la puissance réactive est remplacée par une nouvelle estimation, qui est le produit scalaire des courants de réseau et des tensions de réseau retardées.

Pour obtenir un contrôle simultané de la puissance active et de la nouvelle puissance réactive, une table de commutation a été établie à partir de l'analyse de l'influence de chaque vecteur tension du redresseur MLI sur la variation des puissances instantanées.

L'avantage de la DPC proposée est sa simplicité en éliminant l'extraction des séquences positives et négatives des tensions et courants du réseau. On obtient donc de bonnes performances en régimes permanents et transitoires pour le réglage appréciable des puissances active et réactive instantanées et de la tension du bus continu.

Ainsi, les courants absorbés ont une forme d'onde quasi sinusoïdale et les performances en régime permanent et transitoire sont nettement meilleures par rapport à la DPC classique.

CHAPITRE 3 :

**Commande prédictive directe de
puissance (PDPC) d'un redresseur MLI
triphasé sous un réseau déséquilibré**

3.1. Introduction :

L'utilisation de redresseurs MLI dans les systèmes de conversion d'énergie connectés au réseau a augmenté rapidement au cours des dernières décennies, en particulier dans les applications des générateurs d'éoliennes à vitesse variable, des entraînements de moteurs nécessitant une capacité de régénération, des systèmes de production décentralisés, des micro-réseaux, etc. Par conséquent, des exigences plus strictes sont posées aux redresseurs MLI, en particulier lorsque les tensions du réseau sont déséquilibrées, ce qui est très courant dans les zones rurales équipées de réseaux faibles [Zha-14][Zha-16].

La DPC est un type de stratégie de contrôle à haute performance pour le redresseur MLI. Malgré les avantages d'une structure simple, d'une réponse rapide et d'une forte robustesse, la DPC présente de fortes ondulations de puissance en régime permanent et une fréquence de commutation variable. Des travaux récents sur la DPC tentent d'améliorer les performances en régime permanent en introduisant le contrôle du rapport cyclique [Zha-13] ou en incorporant la modulation vectorielle spatiale (SVM) [Bou-10]. Actuellement, seuls quelques travaux ont abordé le problème de contrôle sous des tensions de réseau déséquilibrées pour la DPC. Récemment, la commande de puissance directe prédictive (PDPC) a été proposée comme une alternative efficace à la commande de puissance directe conventionnelle (DPC) pour les redresseurs MLI, car elle est plus précise et efficace dans la sélection de vecteurs [Kar-14]. En sélectionnant le meilleur vecteur de tension et en minimisant une fonction de coût constituée d'erreurs de puissance, de meilleures performances en régime permanent en termes d'ondulations de puissance et d'harmoniques de courant peuvent être obtenues. Malheureusement, jusqu'à présent, les recherches sur la PDPC appliquée au redresseur MLI n'a pas été améliorée pour faire face aux conditions de tension du réseau déséquilibrée. Ce travail tente d'étendre la capacité de la PDPC à fonctionner sous des tensions de réseau déséquilibrées, tout en conservant sa conception simple et sa réponse rapide. La puissance active et la nouvelle puissance réactive sont contrôlées simultanément à l'aide d'une seule fonction de coût. Un modèle mathématique approprié est établi et analysé en détail, pour prédire la valeur future de la puissance active et de la nouvelle puissance réactive sous des tensions de réseau déséquilibrées.

Dans le présent chapitre nous proposons un modèle de contrôle prédictif direct de puissance basée sur la technique MLI vectorielle pour contrôler le redresseur MLI triphasé à deux niveaux. La stratégie proposée peut résoudre d'autres problèmes liés aux algorithmes basés sur la DPC classique. Elle a de bonnes réponses dynamiques aux variations de charge par rapport

au DPC conventionnel. Cette méthode de PDPC permet d'obtenir un courant de réseau sinusoïdal et d'éliminer les oscillations de fréquence du réseau pour les deux puissances, active et la nouvelle puissance réactive dans des conditions de tension de réseau non équilibrée. Cette stratégie peut atteindre le facteur de puissance unitaire. Les résultats de simulation présentés valident l'étude théorique et l'efficacité de la méthode proposée.

3.2. Commande prédictive de puissance

3.2.1. Principe de base du contrôle prédictif

Le contrôle prédictif est une stratégie de contrôle plus performante pour les applications industrielles. Il comprend de nombreuses stratégies. Son nom ne se limite pas à une méthode spécifique. Le principe de son algorithme est basé sur un modèle système pour prédire le comportement des variables système afin de générer des commandes [Had-19][Dja-20]. Cette stratégie permet de contrôler des systèmes multi variés. L'idée de base de la stratégie de contrôle prédictif du modèle est la suivante :

- Utilisation d'un modèle de système pour prédire le comportement des variables de système sur une période du temps.
- Définition d'une fonction de coût pour les variables contrôlées et les références.
- Choix des commandes optimales du problème d'optimisation de la fonction de coût.

En utilisant ces trois approches, un modèle de contrôle prédictif directe de puissance (PDPC) pour contrôler le redresseur MLI triphasé à deux niveaux. Le convertisseur côté alternatif est le modèle du système. La tension de bus à courant continu et la puissance réactive sont les variables contrôlées [Esh-17] [Had-19].

3.2.2. Principe de la méthode PDPC

La Figure 3.1 montre le schéma fonctionnel de la méthode proposée. Au début de chaque intervalle de commutation, les tensions de phase et les courants de ligne du redresseur sont mesurés et transformés dans le plan biphasé. Les puissances actives et réactives peuvent être calculées à partir de:

$$P^k = \text{Re}(S) = \frac{3}{2} \text{Re}(i_{\alpha\beta}^* e_{\alpha\beta}) \quad (3.1)$$

$$Q^{nov,k} = \text{Re}(S) = \frac{3}{2} \text{Re}(i_{\alpha\beta}^* e'_{\alpha\beta}) \quad (3.2)$$

Où k est l'instant d'échantillonnage actuel .

La tension du bus continu de sortie est mesurée et comparée à une valeur de référence prédéfinie et transmise à un contrôleur IP afin de générer une valeur de référence de la puissance active. Pour un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire, la valeur de référence de la puissance réactive est fixée à zéro.

Considérant que le redresseur est un système de premier ordre, en utilisant l'approche de la méthode d'Euler, il est possible de prédire les valeurs des puissances actives et réactives comme suit [Esh-17] [Had-19]:

$$\frac{dP(t)}{d(t)} = \frac{P(k+1) - P(k)}{T_S} \quad (3.3)$$

$$\frac{dQ(t)}{dt} = \frac{Q(k+1) - Q(k)}{T_S} \quad (3.4)$$

Où T_S est la période d'échantillonnage, $(k + 1)$ est l'instant d'échantillonnage suivant.

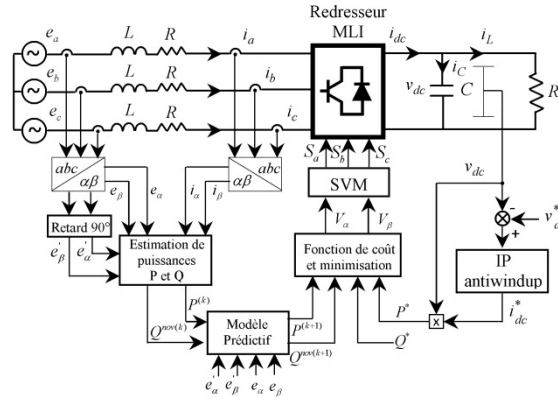


Figure 3.1 : Schéma bloc de la commande prédictive directe de puissance d'un redresseur MLI sous une tension de réseau déséquilibrée.

En substituant (3.1) et (3.2) dans (3.3) et (3.4) on aura :

$$\frac{P(k+1) - P(k)}{T_S} = A \quad (3.5)$$

$$\frac{Q(k+1) - Q(k)}{T_S} = B \quad (3.6)$$

Où :

$$A = \left(\frac{3}{2L} \left[|e_{\alpha\beta}^k|^2 - \text{Re}(\text{conj}(v_{\alpha\beta}^k) \cdot e_{\alpha\beta}^k) \right] - \frac{R}{L} P^k - \omega Q^{nov,k} \right) \quad (3.7)$$

$$B = \left(\frac{3}{2L} \text{Re}(\text{conj}(e_{\alpha\beta}^k - v_{\alpha\beta}^k) \cdot e_{\alpha\beta}^k) - \frac{R}{L} Q^{nov,k} + \omega P^k \right) \quad (3.8)$$

Etant donné que :

$$Re(conj(v_{\alpha\beta}^k) \cdot e_{\alpha\beta}^k) = v_\alpha e_\alpha + v_\beta v_\beta \quad \text{et} \quad Re[(e_{\alpha\beta}^* - v_{\alpha\beta}^*)e'_{\alpha\beta}] = (e_\alpha - v_\alpha)e'_\alpha + (e_\beta - v_\beta)e'_\beta$$

Alors :

$$A = \frac{3}{2L} [(e_\alpha^2 + e_\beta^2) - v_\alpha e_\alpha - v_\beta e_\beta] - \frac{R}{L} P^k - \omega Q^{nov,k} \quad (3.9)$$

$$B = \frac{3}{2L} [(e_\alpha - v_\alpha)e'_\alpha + (e_\beta - v_\beta)e'_\beta] - \frac{R}{L} Q^{nov,k} + \omega P^k \quad (3.10)$$

Les puissances active et réactive à l'instant d'échantillonnage suivant $(k+1)$ peuvent être calculées à l'aide des équations suivantes :

$$P^{k+1} = P^k + AT_s \quad (3.11)$$

$$Q^{nov,k+1} = Q^{nov,k} + BT_s \quad (3.12)$$

Après avoir obtenu les valeurs prédites de P^{k+1} et $Q^{nov,k+1}$ pour chaque vecteur de tension v^k du convertisseur, ils sont en outre évaluées en utilisant la fonction de coût dans (3.13). Celui qui minimise cette fonction de coût est sélectionné comme meilleur vecteur de tension à appliquer dans la prochaine période de contrôle. Donc P^{k+1} et $Q^{nov,k+1}$ sont les valeurs prédites de la puissance active et de la nouvelle puissance réactive dans la période de contrôle suivante. Pour obtenir une prédiction précise à la fois de la puissance active et de la nouvelle puissance réactive, ces deux valeurs doivent être comparées aux références de la puissance active et de la nouvelle puissance réactive et sélectionner le meilleur vecteur de tension. Comme le montre la figure 3.1, le bloc de fonction de coût reçoit P^{k+1} et $Q^{nov,k+1}$, P_{ref} et Q_{ref} comme signaux d'entrée et génère deux références pour le convertisseur v_α et v_β , qui sont les vecteurs de tension moyenne du convertisseur. Ils n'ont pas une réponse unique; le contrôleur doit donc choisir celui qui convient le mieux. Pour cette raison, la fonction de coût est définie. La fonction de coût conventionnelle utilisée dans la stratégie de contrôle prédictif est la somme des carrés d'erreur de signaux contrôlés [Rod-12][Had-19]. Donc la nouvelle fonction de coût est calculée comme suit [Zha-13] [Zha-14] [Zha-16] [Dja-20]. :

$$g = (P^{ref} - P^{k+1})^2 + (Q^{ref} - Q^{nov,k+1})^2 \quad (3.13)$$

En remplaçant (3.11) et (3.12) dans (3.13) on obtient :

$$g = (P^{ref} - P^k - AT_s)^2 + (Q^{ref} - Q^{nov,k} - BT_s)^2 \quad (3.14)$$

Où A et B sont calculés dans les équations (3.9) et (3.10). Le problème de minimisation sera résolu comme suit:

$$\frac{\partial g}{\partial v_\alpha} = \frac{3T_s}{L} (P^{ref} - P^k - AT_s) e_\alpha + \frac{3T_s}{L} (Q^{ref} - Q^{nov,k} - BT_s) e'_\alpha = 0 \quad (3.15)$$

$$\frac{\partial g}{\partial v_\beta} = \frac{3T_s}{L} (P^{ref} - P^k - AT_s) e_\beta + \frac{3T_s}{L} (Q^{ref} - Q^{nov,k} - BT_s) e'_\beta = 0 \quad (3.16)$$

Pour déterminer les composantes v_α et v_β , il faut résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{2L}{3T_s} X + (e_\alpha^2 + e_\alpha'^2) v_\alpha + (e_\alpha e_\beta + e'_\alpha e'_\beta) v_\beta = 0 \\ \frac{2L}{3T_s} Y + (e_\alpha e_\beta + e'_\alpha e'_\beta) v_\alpha + (e_\beta^2 + e_\beta'^2) v_\beta = 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

Enfin, en résolvant le système d'équations (3.17), les vecteurs de tension moyens du convertisseur peuvent être écrits comme suit :

$$v_\alpha = \frac{2L}{3T_s(e_\alpha e'_\beta - e'_\alpha e_\beta)^2} [(e_\alpha e_\beta + e'_\alpha e'_\beta) Y - (e_\beta^2 + e_\beta'^2) X] \quad (3.18)$$

$$v_\beta = -\frac{1}{e_\alpha e_\beta + e'_\alpha e'_\beta} \left[\frac{2L}{3T_s} X + (e_\alpha^2 + e_\alpha'^2) v_\alpha \right] \quad (3.19)$$

Avec :

$$X = \Delta P e_\alpha - \frac{3T_s}{2L} e_\alpha (e_\alpha^2 + e_\beta^2) + \frac{RT_s}{L} e_\alpha P^k + \omega T_s e_\alpha Q^{nov,k} + \Delta Q e'_\alpha + \frac{RT_s}{L} e'_\alpha Q^{nov,k} -$$

$$\omega T_s e'_\alpha P^k - \frac{3T_s}{2L} e_\alpha e_\alpha'^2 - \frac{3T_s}{2L} e_\beta e'_\alpha e'_\beta$$

$$Y = \Delta P e_\beta - \frac{3T_s}{2L} e_\beta (e_\alpha^2 + e_\beta^2) + \frac{RT_s}{L} e_\beta P^k + \omega T_s e_\beta Q^{nov,k} + \Delta Q e'_\beta - \frac{3T_s}{2L} e_\alpha e'_\alpha e'_\beta - \frac{3T_s}{2L} e_\beta e_\beta'^2 +$$

$$\frac{RT_s}{L} e'_\beta Q^{nov,k} - \omega T_s e'_\beta P^k$$

$$\Delta P = P^{ref} - P^k \text{ et } \Delta Q = Q^{ref} - Q^k$$

Ces deux signaux de tension sont générés par le convertisseur de puissance avec l'algorithme de la technique MLI (SVM) vectorielle à deux niveaux. Les équations (3.18) et (3.19) remplacent les contrôleurs à hystérésis dans la DPC conventionnelle, résolvant ainsi les problèmes causés par ces contrôleurs.

3.2.3. Principe de la modulation spatiale de vecteurs

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie *MLI*. Le développement de la modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) a apporté une plus grande souplesse dans le contrôle des convertisseurs. Parmi les variantes de la *MLI*, la plus en vue ces derniers temps, essentiellement dans la conduite des machines à courant alternatif, est la commande dite modulation vectorielle ou Space Vector Modulation (*SVM*) [Chi-04].

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle utilise un algorithme numérique afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs du convertisseur permettant de générer un vecteur tension de sortie qui s'approche le mieux possibles du vecteur tension de référence. Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles.
- Réalisation dans chaque période de modulation, d'une impulsion de largeur T centrée sur la période, et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation (MLI symétrique).
- Tous les interrupteurs d'un même demi-ponts ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

Lorsque le vecteur $\vec{v}_s$ se trouve dans le secteur i , il peut être exprimé en fonction des vecteurs $\vec{v}_i$ et $\vec{v}_{i+1}$ de la manière suivante :

$$\vec{v}_s = T_i \vec{v}_i + T_{i+1} \vec{v}_{i+1} \quad (3.20)$$

Où T_i et T_{i+1} sont des coefficients à déterminer. A noter que tant que l'extrémité du vecteur $\vec{v}_s$ reste à l'intérieur de l'hexagone défini par les extrémités des vecteurs $\vec{v}_1$ à $\vec{v}_6$, c-à-d que tant que :

$$v_s \leq \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \Rightarrow r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{dc}}{2} \leq \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \Rightarrow r \leq \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.155 \quad (3.21)$$

$\vec{v}_s$ est un vecteur d'amplitude égale à $r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{dc}}{2}$, tournant dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à la pulsation ω des tensions désirées. A chaque instant, le vecteur $\vec{v}_s$ peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs $\vec{v}_i$ et $\vec{v}_{i+1}$ ($i = 1, 2, \dots, 6$) qui lui sont adjacents, Figure 3.2.

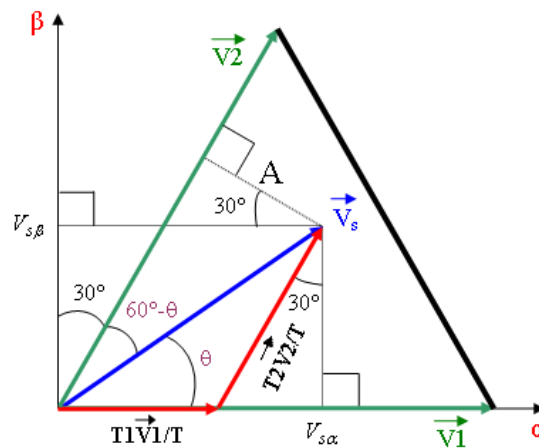


Figure 3.2 : Calcul des temps de commutation T_1 et T_2 du premier secteur.

Si la condition (3.21) est vérifiée sur un intervalle de temps T assez bref pour qu'on puisse négliger la variation de $\vec{v}_s$ pendant sa durée, on peut reconstituer la valeur moyenne de ce vecteur à l'aide des vecteurs $\vec{v}_i$ et $\vec{v}_{i+1}$ et du vecteur $\vec{v}_0$ ou $\vec{v}_7$. Pour cela, comme le montre l'équation (3.20), on impose aux interrupteurs de se trouver dans la configuration correspondant à [Chi-04]:

- $\vec{v}_i$ pendant une fraction T_i de l'intervalle T ,
- $\vec{v}_{i+1}$ pendant une fraction T_{i+1} de l'intervalle T ,
- $\vec{v}_0$ ou $\vec{v}_7$ pendant le reste de l'intervalle T .

$$\vec{v}_s = V_{moy} = \frac{1}{T}(T_i \vec{v}_i + T_{i+1} \vec{v}_{i+1} + T_i \vec{v}_0) \quad (3.22)$$

La MLI vectorielle consiste à reproduire sur chaque période de modulation le processus qui vient d'être décrit de manière à suivre en moyenne l'évolution du vecteur $\vec{v}_s$.

Dans ce qui suit nous allons faire le calcul des temps de commutation des interrupteurs dans chacun de six secteurs de l'hexagone. D'après la Figure 3.2, on a [Chi-04] :

$$\vec{v}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} = v_s \cos\theta + jv_s \sin\theta \quad (3.23)$$

Avec : $v_{s\alpha} = v_s \cos\theta$ et $v_{s\beta} = v_s \sin\theta$

On a aussi : $v_1 = v_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$

et

$$A = \frac{T_1 v_1}{T} \cos 30^\circ = v_s \cos(60^\circ - \theta)$$

d'où

$$T_1 = \frac{v_s \cos(60^\circ - \theta) T}{v_1 \cos 30^\circ} = v_s \sin(60^\circ - \theta) \frac{2T}{\sqrt{2} V_{dc}}$$

qui peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned} T_1 &= v_s (\sin 30^\circ \cdot \cos\theta - \cos 60^\circ \sin\theta) \frac{2T}{\sqrt{2} V_{dc}} \\ &= \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{s\alpha} - \frac{1}{2} v_{s\beta} \right) \frac{2T}{\sqrt{2} V_{dc}} \end{aligned}$$

d'où :

$$T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$$

D'un autre côté, la figure 3.2 nous donne :

$$\cos 30^\circ = \frac{v_{s\beta}}{T_2 v_2 / T}$$

d'où :

$$T_2 = v_{s\beta} \frac{T}{v_2 \cos 30^\circ} = v_{s\beta} \frac{T}{\sqrt{2/3} V_{dc} \sqrt{3}/2}$$

Donc :

$$T_2 = \frac{\sqrt{2} v_{s\beta}}{V_{dc}} T$$

En effectuant un calcul similaire pour chaque secteur, le temps de commutation des interrupteurs dans chacun des six secteurs de l'hexagone peut être obtenu dans le Tableau 3.1.

$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$
$T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$	$T_2 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$	$T_3 = \frac{\sqrt{2} v_{s\beta}}{V_{dc}} T$
$T_2 = \frac{\sqrt{2} v_{s\beta}}{V_{dc}} T$	$T_3 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$	$T_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$
$i = 4$	$i = 5$	$i = 6$
$T_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$	$T_5 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$	$T_6 = -\frac{\sqrt{2} v_{s\beta}}{V_{dc}} T$
$T_5 = -\frac{\sqrt{2} v_{s\beta}}{V_{dc}} T$	$T_6 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$	$T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$

Tableau 3.1 : Calcul des temps de commutation

La Figure 3.3 représente l'ordre de succession des configurations correspondants aux vecteurs $\vec{v}_i$ et $\vec{v}_{i+1}$ du vecteur $\vec{v}_0$ ou $\vec{v}_7$ durant la période de modulation.

Pour les secteurs impairs la séquence est $[\vec{v}_0, \vec{v}_i, \vec{v}_{i+1}, \vec{v}_7, \vec{v}_{i+1}, \vec{v}_i, \vec{v}_0]$, pour les secteurs pairs la séquence est $[\vec{v}_0, \vec{v}_{i+1}, \vec{v}_i, \vec{v}_7, \vec{v}_i, \vec{v}_{i+1}, \vec{v}_0]$. La permutation des vecteurs $\vec{v}_i$ et

$\vec{v}_{i+1}$ dans les secteurs pairs permet de diminuer le nombre de commutation par période de modulation dans ces secteurs.

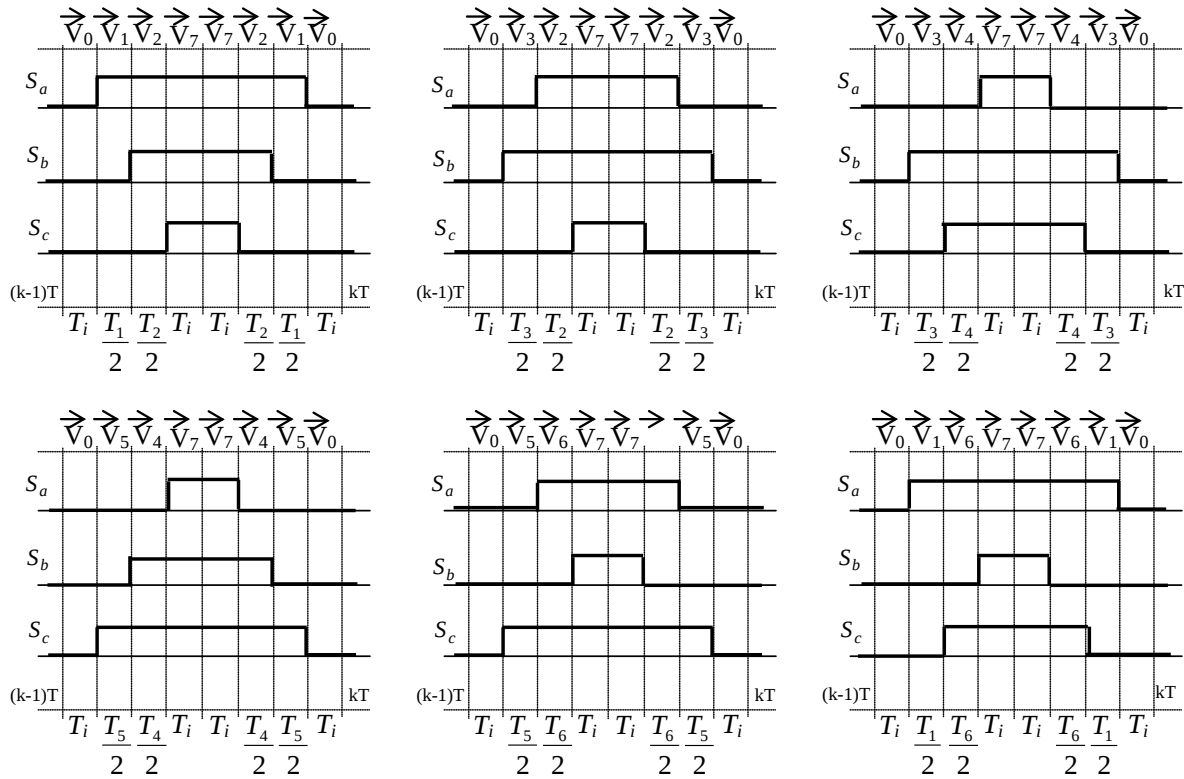


Figure 3.3 : Description des séquences de conduction des interrupteurs.

3.3. Résultats de simulation

La nouvelle approche (Commande DPC prédictive), basée sur les relations précédentes, a été implantée sur le logiciel MATLAB/Simulink. La simulation a été exécutée sous les mêmes conditions de tension de réseau déséquilibrée et en utilisant les mêmes paramètres que pour la commande DPC proposée classique (présentée dans le chapitre précédent). Les résultats de simulation sont donnés dans les Figures 3.4.

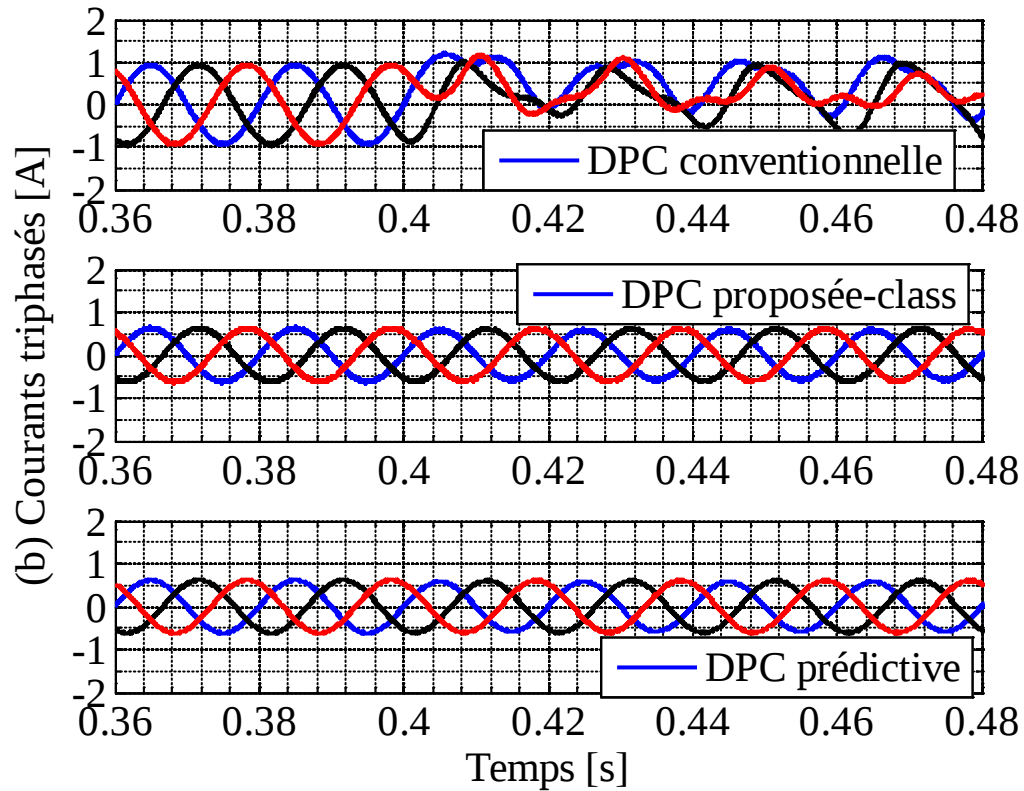
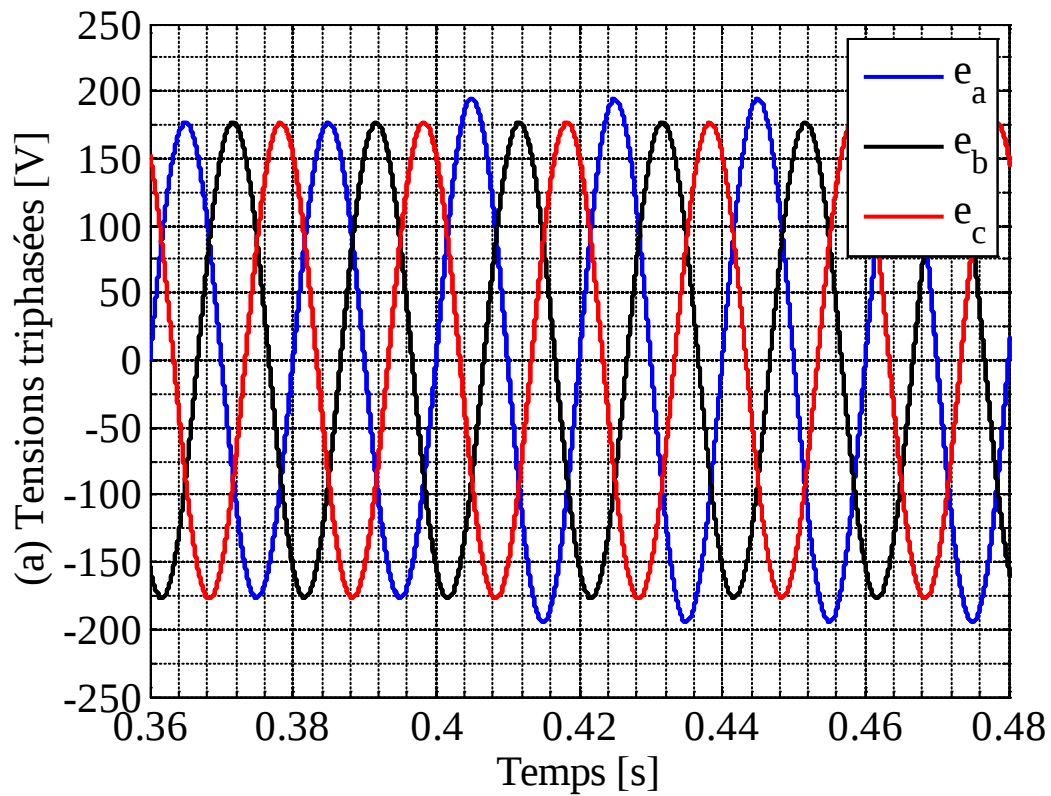
Dans ce travail, on a présenté la commande DPC proposée classique et la commande prédictive DPC (PDPC) d'un convertisseur AC / DC triphasé à absorption sinusoïdale.

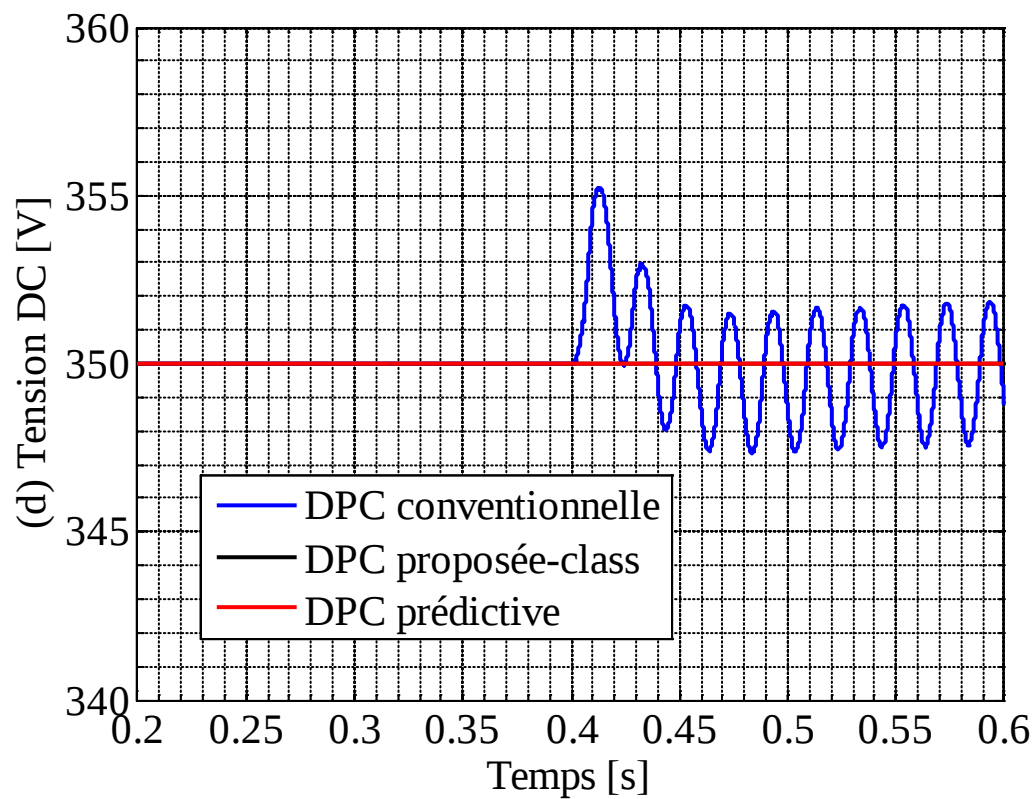
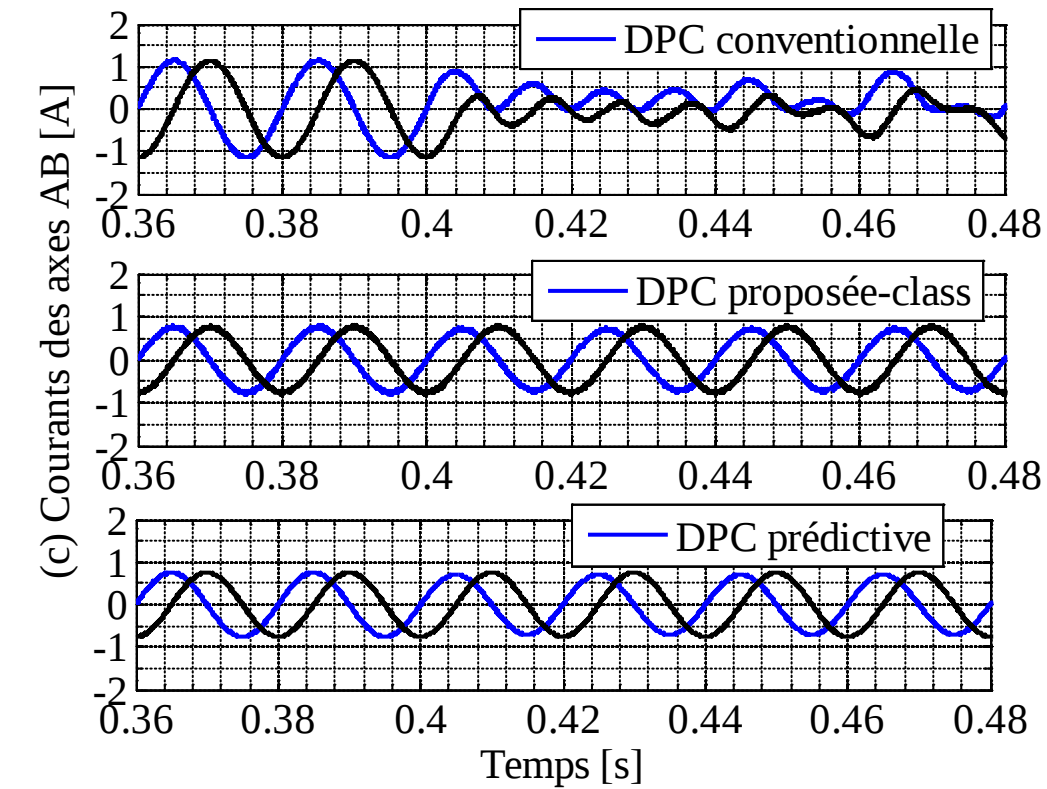
La différence entre les deux réside dans la robustesse et la capacité à garder les trajectoires idéales malgré les perturbations imposées par le réseau asymétrique. Dans ce test de simulation, l'amplitude du vecteur de tension de séquence négative est supposée égale à 10 % du vecteur de tension de séquence positive à $t = 0,4$ s, figure 3.4 (a). On peut voir que lorsque le réseau est déséquilibré dans le cas de la DPC prédictive, les courants triphasés du réseau présentent une forme d'onde quasi sinusoïdale et nettement meilleurs que ceux présentés dans

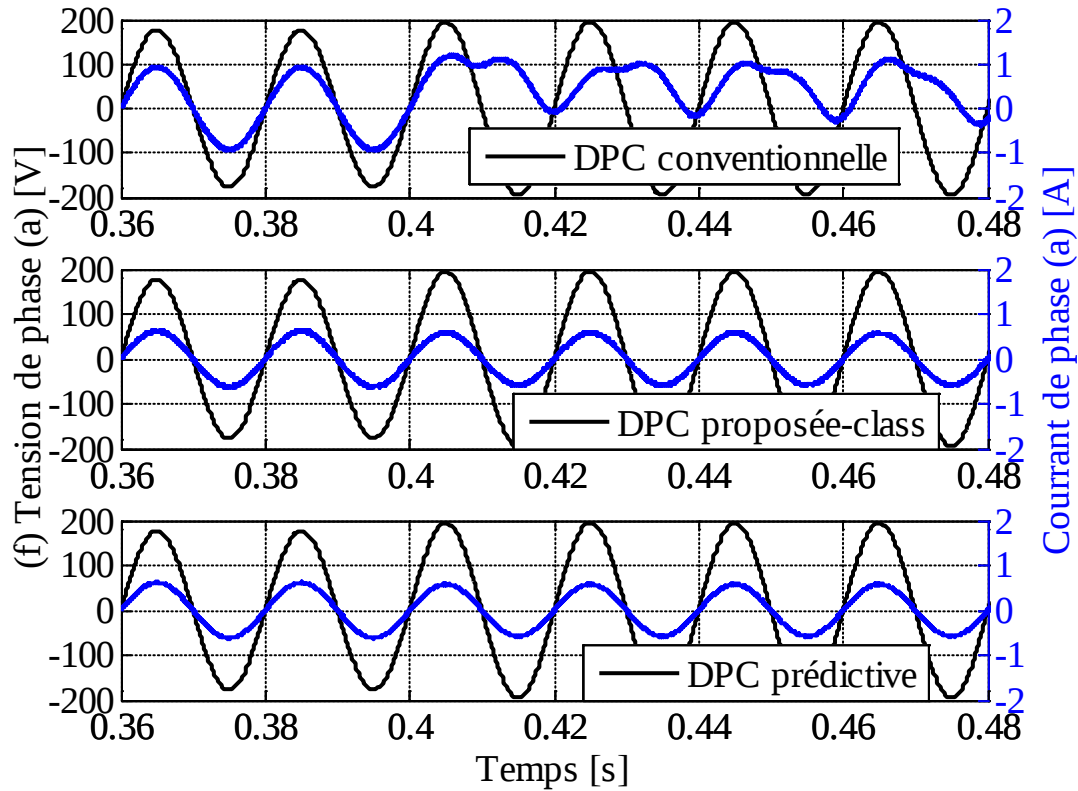
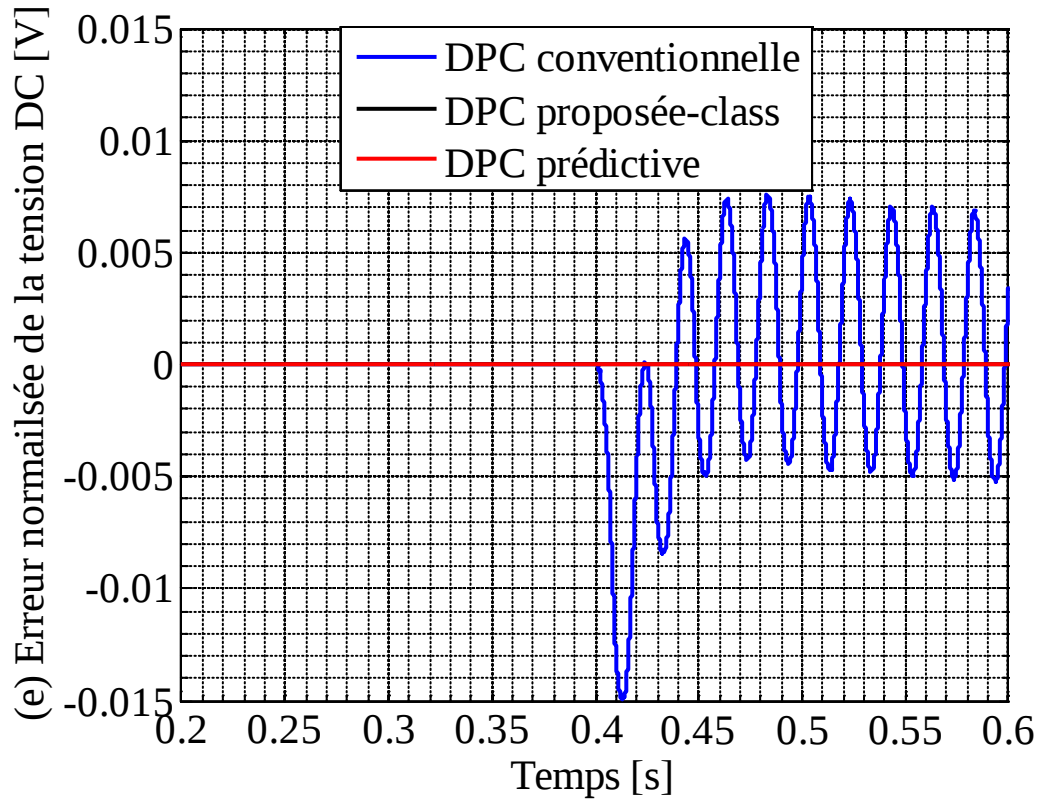
le cas de la DPC proposée classique, figure 3.4 (b). Même remarque pour les courants dans les axes $\alpha\beta$, figure 3.4 (c). On remarque aussi que le déséquilibre du réseau n'affecte pas la stabilité et la régulation de la tension du bus continu ni dans le cas la DPC proposée classique ni dans le cas de la nouvelle approche, figure 3.4 (d).

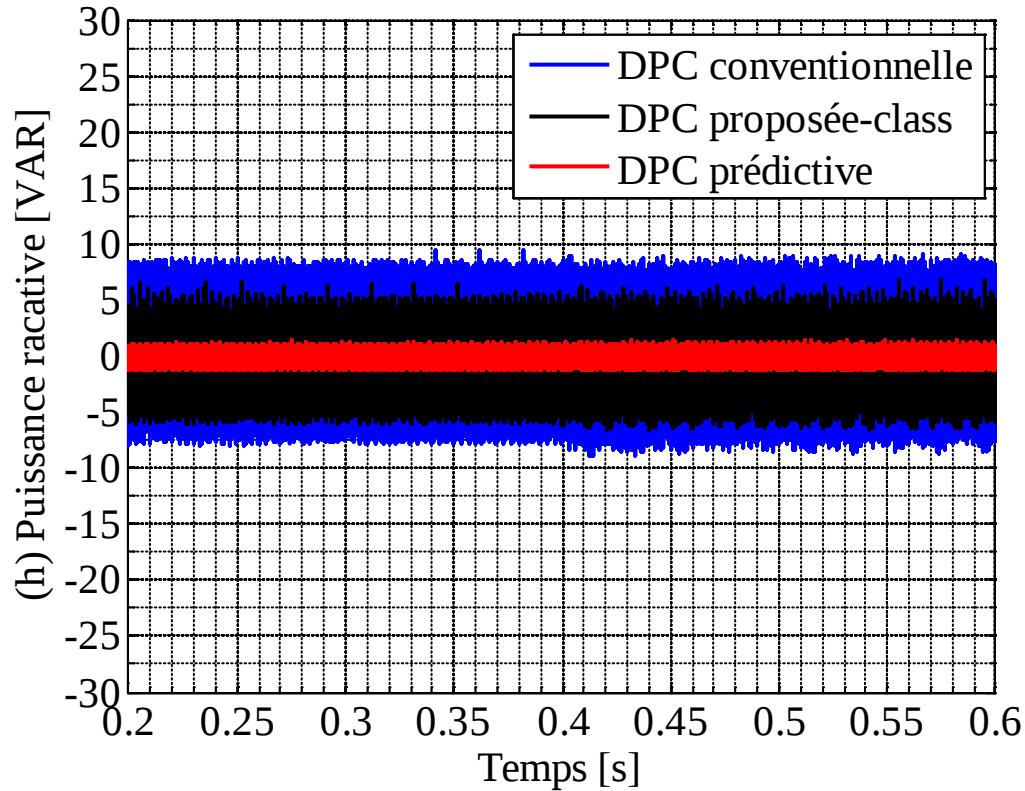
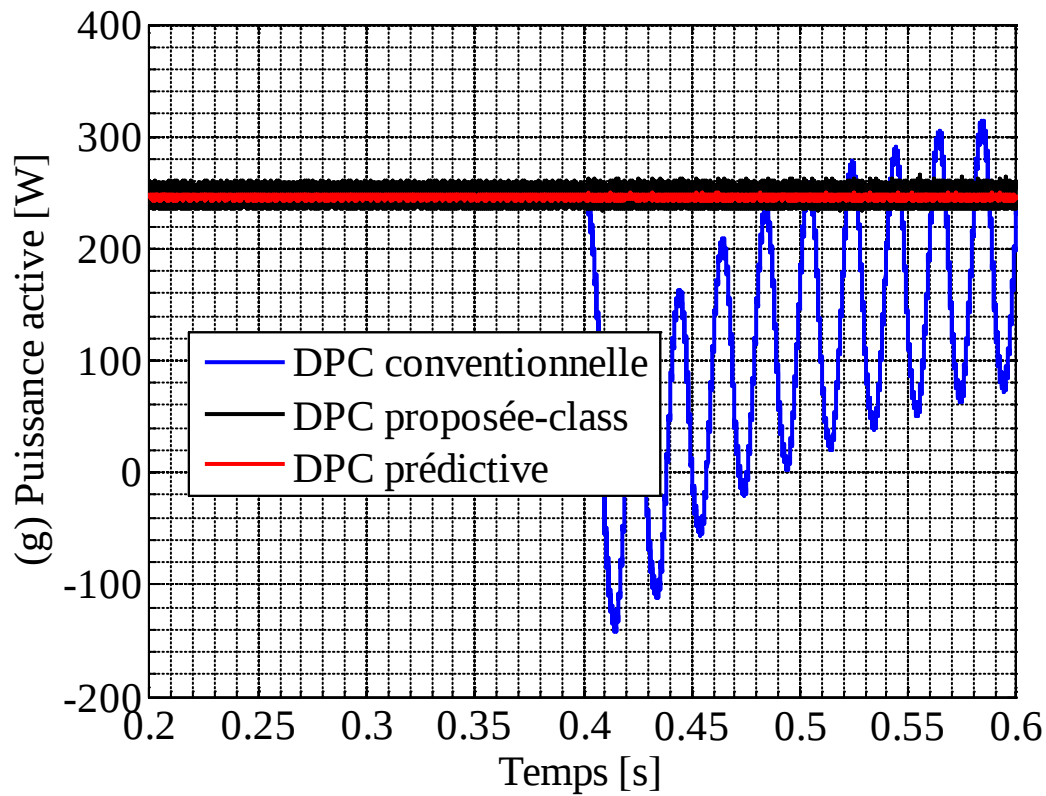
Pour comparer l'effet de la même perturbation sur la DPC proposée classique et la DPC prédictive, nous utilisons l'erreur normalisée de la tension de sortie continue produite par la perturbation sur les deux commandes DPC. On remarque que l'erreur normalisée est quasi nulle pour la DPC proposée classique et la DPC prédictive, contrairement à la DPC conventionnelle, figure 3.4 (e). Cela montre que la DPC prédictive offre aussi un bon contrôle de la tension continue lors d'un déséquilibre de tension. La figure 3.4 (f) montre que le courant du réseau est en phase avec la tension du réseau dans les deux cas (DPC proposée classique et DPC prédictive), fournissant ainsi un facteur de puissance unitaire. La commande prédictive DPC ajuste bien la puissance active dans tous les secteurs lorsque la puissance de charge diminue figure 4.3(g). On voit clairement sur la figures 4.3(h), que la puissance réactive est maintenue à zéro afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire. On remarque une importance atténuation des ondulations des puissances active et réactive dans le cas de la commande DPC prédictive. On peut voir clairement que la commande prédictive DPC réalise aussi un contrôle découplé de la puissance active et réactive et reste insensible au déséquilibre de tension. Ce qui montre que l'approche analytique proposée est assez rigoureuse.

Enfin, les résultats de simulation montrent que la DPC prédictive apporte une amélioration sur les performances du système et une certaine robustesse par rapport à la DPC proposée classique lors d'un déséquilibre de tension.







**Figure 3.4 :** Résultats de simulation

3.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la stratégie prédictive de contrôle direct de la puissance pour le redresseur MLI à deux niveaux dans des conditions de tension de réseau déséquilibrées.

L'algorithme de la commande prédictive DPC ne possède pas de contrôleurs à bandes d'hystérésis permettant la production de tension de référence du redresseur, il peut donc être mis en œuvre sans complexité supplémentaire en utilisant des processeurs de signaux numériques issus de la technique de modulation vectorielle.

La commande prédictive a été appliquée pour contrôler le convertisseur AC/DC dans le but de compenser simultanément le déséquilibre du bus continu et le déséquilibre du réseau tout en améliorant le facteur de puissance. La stratégie de commande prédictive est basée sur le modèle discret du système, constitué par, le convertisseur. A chaque instant d'échantillonnage, elle permet de prédire le comportement du système pour différentes actions de contrôle, et de choisir le vecteur le plus optimale pour l'appliquée au système à l'instant suivant.

Le modèle prédictif de contrôle direct de la puissance a une réponse dynamique plus élevée et plus rapide que la DPC proposée classique. Comparé au DPC proposée classique, il a apporté une amélioration sur la forme d'onde du courant. Les courants absorbés possèdent une forme quasi-sinusoïdale et les performances en régime permanent et transitoire sont nettement meilleures par rapport à la DPC proposée classique. Cette stratégie est également robuste et présente une bonne régulation et la stabilité de la tension du bus continu. De bonnes performances sont obtenues en régimes permanent et transitoire pour le réglage appréciable des puissances instantanées active et réactive et de la tension du bus continu.

A decorative horizontal scroll graphic with a black outline and rounded ends. The scroll is partially unrolled, with the top and bottom edges showing a light gray shadow. The text "Conclusion générale" is centered within the scroll.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire visent à développer la technique de commande directe de puissance qui permet l'amélioration de la qualité du transfert d'énergie électrique d'un convertisseur AC/DC qui peut remédier lui-même à la consommation de l'énergie réactive, et il offre de plus un flux bidirectionnel de puissance, un faible taux de distorsion d'harmonique et une tension continue réglable. Nous nous sommes intéressés plus particulièrement au contrôle direct des puissances instantanées active et réactive d'un redresseur MLI triphasé alimenté par une source de tension asymétrique.

Le redresseur à MLI commandé par le contrôle direct de puissance (DPC) se caractérise par les avantages d'une structure simple, une réponse rapide, pas besoin de réglage du courant interne et d'une forte robustesse. Cependant, la DPC basée sur une table de commutation conventionnelle ou améliorée ne peut pas fonctionner correctement lorsque la tension du réseau est déséquilibrée.

Dans ce contexte, nous avons proposée dans notre travail, une structure de commande du redresseur MLI sous des conditions de tension de réseau déséquilibré. Cette structure a pour but de garantir, la régulation et la stabilité de la tension du bus continu avec absorption des courants sinusoïdaux et un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Cependant, cette DPC présente de fortes ondulations de puissance en régime permanent et une fréquence de commutation variable. Pour remédier à ça, nous avons introduit une amélioration en proposant une commande prédictive directe de puissance (PDPC) comme une alternative puissante à la DPC proposée classique.

Dans la première partie de ce travail nous avons présenté la modélisation de chaque bloc du convertisseur AC-DC et les équations analytiques du redresseur à MLI. Le principe de la commande DPC qui est basé sur des boucles des puissances active et réactive a été développé en détail. Nous avons développé une stratégie de DPC basée sur une nouvelle table de commutation à la place de la table de commutation classique. La nouvelle table de commutation a été élaborée sur la base de l'étude des variations des puissances active et réactive, provoquées par l'application de chacun des vecteurs de commande durant une période complète de la tension du réseau.

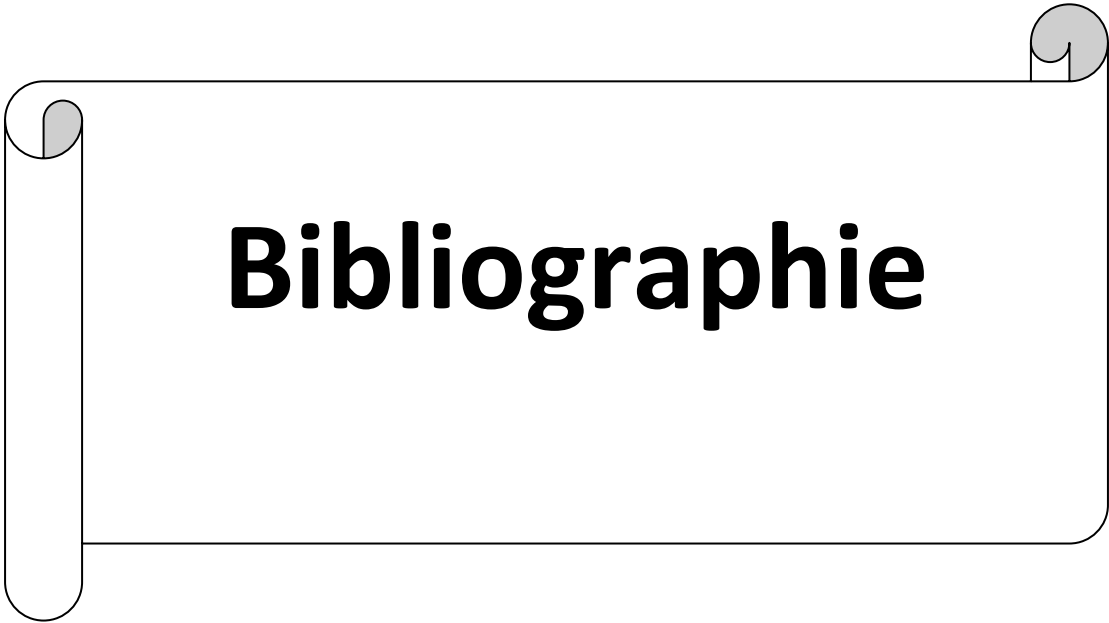
D'après les résultats obtenus dans ce chapitre nous avons constaté que la nouvelle table à assurer un contrôle plus précis et simultané des puissances actives et réactive dans tous les secteurs. Cette approche a pu garantir aussi une bonne régulation du bus continu, en plus, les courants absorbés possèdent une forme quasi-sinusoïdale.

Dans la deuxième partie de ce travail, nous avons proposé, une DPC utilisant une nouvelle définition de la puissance réactive instantanée. Une table de commutation a été établie pour atténuer l'effet du déséquilibre du réseau, en analysant l'influence de chaque vecteur de tension du convertisseur sur la variation de puissance. Cette table de commutation a été adaptée pour réguler à la fois la puissance active et la nouvelle puissance réactive. Comparer à la stratégie de DPC utilisant la puissance réactive traditionnelle, les résultats de simulation ont montré que la DPC proposée est plus robuste. En effet, la qualité du réseau de la DPC proposée n'a pas été affectée par le déséquilibre de tensions du réseau assurant ainsi la stabilité de la tension du bus continu. Ainsi, les courants absorbés possèdent une forme proche de la sinusoïde, les courants et les tensions étaient en phase ce qui assure un facteur de puissance unitaire.

La troisième et dernière partie de ce travail, était consacré à la commande prédictive directe de puissance du redresseur triphasé MLI. La PDPC a été proposée comme une alternative puissante à la DPC proposée classique. Un modèle mathématique a été établi et analysé pour prédire la valeur future de la puissance active et de la nouvelle puissance réactive sous des tensions de réseau déséquilibrées. Le meilleur vecteur de tension a été sélectionné, en minimisant une fonction de coût constituée d'erreurs de puissance et en incorporant la modulation vectorielle (SVM). De meilleures performances en régime permanent en termes d'ondulations de puissance et d'harmoniques de courant ont été obtenues. Les résultats de simulation ont montré que la DPC prédictive a apportée, une amélioration sur les performances du système et une certaine robustesse par rapport à la DPC proposée classique lors d'un déséquilibre de tension. Elle permet d'obtenir un courant de réseau sinusoïdal et d'éliminer les oscillations de fréquence du réseau pour les deux puissances, active et la nouvelle puissance réactive dans des conditions de tension de réseau non équilibrée. Les résultats de simulation présentés valident l'étude théorique et l'efficacité de la méthode proposée.

Les suites à donner à ce travail sont multiple. A titre d'exemple, on peut citer les perspectives suivantes :

- Application à d'autres convertisseurs multiniveaux tels que trois et cinq niveaux,
- Amélioration du contrôle DPC en utilisant la commande Backstepping,
- Implémentation pratique des algorithmes de commandes utilisées.



Bibliographie

Bibliographie

- [Bac-19] BACHAR Rahima ‘ Commande Prédictive Appliquée au Filtre Actif ‘ Doctorat en Sciences en Génie Electrique, Université Mohamed Khider – Biskra, Avril 2019.
- [Ben-16] Bensalah Wassila : « Etude de la commande des redresseurs MLI », Projet de fin d’études pour l’obtention du diplôme de Master, Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d’Ain-Temouchent, 2015/2016.
- [Bel-18] BELRECHID Raouf « Analyse des performances des convertisseurs statiques commandés par le contrôle direct de puissance (DPC) : cas d’une centrale éolienne connectée au réseau électrique, », mémoire de master en électrotechnique, Université Saad Dahlab Blida, 2013-2014.
- [Bel-11] Belhaouchet nouri : « Fonctionnement a fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées », thèse doctorat, université ferhat abbas Sétif, 06/07/2011.
- [Bou-09] BOUTABA Samia « Amélioration de la stabilité d’un réseau électrique par l’utilisation d’un ASVC », mémoire de magistère, Université Hassiba Ben Bouali Chlef, Juin 2009.
- [Bou-10] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, and F. Krim, « Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation (pwm) rectifier using space-vector modulation (svm) », IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 1, pp. 228
- [Bou-19] B. Bouarfa, S. Bouzar, "Commande floue directe de puissance d’un redresseur MLI triphasé," mémoire de master en électrotechnique, Université Moulay Taher, Saida, Juin 2018.
- [Chi -21] Tarik Mohammed Chikouche, Kada Hartani, Salah Eddine Nasri, Ali Elhabib Ameur, " Improved direct power control of PWM rectifier under unbalanced network based on new power reactive estimation", The 12th International Symposium on Advanced Topics In Electrical Engineering, ATEE’21,Bucharest, Romania, March 25-27, 2021.
- [Chi1-18] T. Mohammed Chikouche, K. Hartani, « A Strategy of Direct Power Control for PWM Rectifier Reducing Ripple in Instantaneous Power », 20th International Conference on Automobile and Electrical Engineering, ICAEE ‘18, February 15-16,2018, Istanbul ,Turkey.
- [Chi2-18] T. Mohammed Chikouche, K. Hartani, « A Strategy of Direct Power Control for PWM Rectifier Reducing Ripple in Instantaneous Power », World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electrical and Computer Engineering, Vol.12, No.2, 2018.
- [Chi3-18] T. Mohammed Chikouche, K. Hartani, « Direct Power Control Of Three-Phase Pwm Rectifier Based On New Switching Table », Journal of Engineering Science and Technology, Vol.13, No.6, 2018.

- [Dja-20] DJABALI Sarah, AIT HAMOU ALI Melissa, « Control and Power Quality Improvement of Three-Phase PWM-Rectifier », mémoire de master en électrotechnique, Université M'Hamed BOUGARA , Boumerdes,2020.
- [Fek-18] FEKIK Arezki, « Commande Directe De Puissance D'un Redresseur à MLI Par DSP », Thèse de Doctorat LMD en Electrotechnique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Juin 2018.
- [Gho-19] GHOUT Mohamed , HOMIR Brahim, « Contrôle direct de puissance du redresseur triphasé à MLI en utilisant une nouvelle table de commutation », mémoire de master en électrotechnique, université Moulay Taher, Saida, Juillet 2019
- [Had-19] Hadji Khadidja, Smail Somia ,« Commande directe de puissance d'un redresseur MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux », mémoire de master en électrotechnique, université Moulay Taher, Saida, Juillet 2019.
- [Had-21] Khadidja Hadji, Kada Hartani, Tarik Mohammed Chikouche, Ali Elhabib Ameer, " Predictive direct power control of a three-phase three-level NPC PWM rectifier based on space vector modulation", The 12th International Symposium on Advanced Topics In Electrical Engineering, ATEE '21, Bucharest, Romania, March 25-27, 2021.
- [Har-10] K. Hartani and Y. Miloud, « Control strategy for three phase voltage source PWM rectifier based on the space vector modulation », Advances in Electrical and Computer Engineering, vol. 10, pp. 61-65, 2010.7.
- [Has 12] M. U. Hashmi, « Design and Development of UPF Rectifier in a Micro grid Environment », Indian Institute of Technology Bombay, 2012.
- [Kar-14] P. Karamanakos, K. Pavlou, and S. Manias, "An enumeration-based model predictive control strategy for the cascaded h-bridge multilevel rectifier," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 7, pp. 3480–3489, 2014.
- [Kot-14] Kot Yahia: « Modélisation et Simulation D'un Convertisseur AC/DC triphasé », Mémoire de Fin d'Etude En vue de l'obtention du diplôme de Master Académique Université d'EL-Oued 2013/2014.
- [Lad-02] P. Ladoux, G. Ollé : « Compensateur d'harmonique et de puissance réactive », système didactique, RESELEC 2002.
- [Liu 08] P. Liutanakul, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, « Application of SMC with I/O feedback linearization to the control of the cascade controlled-rectifier/inverter-motor drive system with small dc-link capacitor », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, pp. 2489-2499, 2008.
- [Med-18] Medouce Houssam Eddine : « Analyse des performances des convertisseurs statiques commandés par le contrôle direct de puissance (DPC) : cas d'une centrale éolienne connectée au réseau électrique », Thèse de doctorat de 3eme cycle en Electrotechnique, Université Frères Mentouri Constantine 1, Juillet 2018.

- [Mal-01] M. Malinowski ,« Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers ». Phd Thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, 2001.
- [Mal-03] M. Malinowski, M. Jasinski, M. P. Kazmierkowski , « Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers », Science Direct, M. Malinowski et al. / Mathematics and Computers in Simulation 63 (2003) 349–36 03 ,2003.
- [Mal-04] M. Malinowski, P. Kazmierkowski ,A. Trzynadlowski , « 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.
- [Meg-16] Megerbi Hichem, HAMERI Sofiane : « Etude et modélisation des convertisseurs statiques destinés à améliorer la qualité de l'énergie électrique », mémoire de master en électrotechnique, université Moulay Taher Saida, Juin 2016.
- [Nas-20] NASRI Salah eddine , MAZARI Adel, « Commande directe de puissance d'un redresseur à MLI alimenté par un réseau déséquilibré », mémoire de master en électrotechnique, université Moulay Taher, Saida, Novembre 2020.
- [Nog-98] T. Noguchi, H. Tomiki., S. Takahashi , « Direct Power Control of PWM converter without power-source voltage sensors », IEEE Trans. On Industrial Application, vol 34, p. 473- 479, 1998.
- [Rod-05] J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinosa, J. Pontt, and P. Lezana, « PWM régénérative rectifiers: State of the art », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, pp. 5-22, 2005.
- [Rod-12] Rodriguez, J. and P. Cortes, Predictive control of power converters and electrical drives.Vol. 40. 2012: John Wiley & Sons.
- [Sha-11] L. Shang, D. Sun, and J. Hu, « Sliding-mode-based direct power control of grid-connected voltage-sourced inverters under unbalanced network conditions », IET Power Electronics, vol. 4, no. 5, pp. 570–579, 2011.
- [Suh-06] Y. Suh and T. A. Lipo, « Modeling and analysis of instantaneous active and reactive power for pwm ac/dc converter under generalized unbalanced network», IEEE Trans. Power Del., vol. 21, no. 3, pp. 1530–1540, 2006.
- [Ted-11] M.TEDJANI : «Gestion des flux énergétiques dans un système de conversion éolienne» Mémoire de magister, Université. D'Annaba 2011.
- [Zha-13] Yongchang Zhang, , Wei Xie, Zhengxi Li, and Yingchao Zhang, «Model Predictive Direct Power Control of PWM Rectifier With Duty Cycle Optimization», Power Electronics, IEEE Transactions , January 2013
- [Zha1-13] Yongchang Zhang, Changqi Qu , Zhengxi Li and Yingchao Zhang, «Mechanism Analysis and Experimental Study of Table-Based Direct Power Control »,International Conference on Electrical Machines and Systems, Oct. 26-29, 2013, Busan, Korea.

- [Zha-14] Yongchang Zhang, and Changqi Qu, « Model Predictive Direct Power Control of PWM Rectifier Under Unbalanced Network Conditions», IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, December 2014.
- [Zha1-14] Yongchang Zhang, Changqi Qu, Zhengxi Li and Yingchao Zhang, « Direct Power Control of PWM Rectifier Under Unbalanced Grid Voltage »,17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS),Oct. 22-25, 2014, Hangzhou
- [Zha-16] Yongchang Zhang, Yubin Peng and Changqi Qu, «Model Predictive Control and Direct Power Control for PWM Rectifiers With Active Power Ripple Minimization», IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, July, 2016.
- [Zha1-16] Yongchang Zhang, Jihao Gao and Changqi Qu, « Relationship Between Two Direct Power Control Methods for PWM Rectifiers Unbalanced Network », 0885-8993 (c) 2016 IEEE, Transactions on Power Electronics.
- [Zha-17] Yongchang Zhang, Jie Liu and Jihao Gao, « Direct Power Control of PWM Rectifier under Unbalanced Network Using Extended Power Theory », 978-1-5090-2998-3/17/\$31.00 ©2017 IEEE
- [Zha-18] Yongchang Zhang, Jian Jiao and Jie Liu, « Robust Direct Power Control of PWM Rectifier with DC Voltage Ripple under Unbalanced Network », 978-1-4799-7312-5/18/\$31.00 ©2018 IEEE.
- [Zha-19] Yongchang Zhang, Jian Jiao, Jie Liu, and Jihao Gao, « Direct Power Control of PWM Rectifier with Feedforward Compensation of DC-Bus Voltage Ripple under Unbalanced Grid Conditions », 0093-9994 (c) 2019 IEEE, Transactions on Industry Applications.
- [Zha1-15] Yongchang Zhang, Changqi Qu and Jihao Gao, « Performance Improvement of Direct Power Control of PWM Rectifier Under Unbalanced Network »,the 9th International Conference on Power Electronics (ICPE 2015), 1-5 June, 2015, Seoul, Korea.
- [Zha2-15] Yongchang Zhang, Changqi Qu, Zhengxi Li, Yingchao Zhang and Longhan Cao ,“Power Control of PWM Rectifier with Optimal Duty Ratio Under Unbalanced Network”, 9th International Conference on Power Electronics, June 1 - 5, 2015,Seoul, Korea.
- [Zha1-18] Yongchang Zhang, Jian Jiao and Jie Liu, « Direct Power Control of PWM Rectifiers with Online Inductance Identification under Unbalanced and Distorted Network Conditions »,0885-8993 (c) 2018 IEEE, Transactions On Power Electronics
- [Zhe-13] ZHENG Zheng, ZHANG Zhen-hua, “Research of Direct Power Control for PWM Rectifier under Unbalanced Grid Voltage,” 978-1-4673-5534-6/13/\$31.00 © 2013 IEEE.



Annexe

Les paramètres du système à l'usage de ces simulations sont donnés par :

Réseau électrique	$V=125V$, $f=50Hz$
Paramètres du filtre	$R=0.3\Omega$, $L=37mH$
Résistance de la charge	$R_L = 500 \Omega$
Condensateur (DC-Link capacitor)	$C_{DC} = 1100 \mu F$
Tension continue de sortie	500V

Résumé

Le redresseur à MLI commandé par le contrôle direct de la puissance (DPC) se caractérise par les avantages d'une réponse rapide, pas besoin de réglage du courant interne et d'une forte robustesse. Cependant, la DPC basée sur une table de commutation conventionnelle ne peut pas fonctionner correctement lorsque la tension du réseau est déséquilibrée. Diverses méthodes ont été proposées pour atténuer l'influence du déséquilibre du réseau mais elles sont généralement compliquées et nécessitent une extraction des séquences positive et négative de la tension et des courants du réseau. De plus, l'application d'un seul vecteur de tension pendant une période de contrôle entraîne des ondulations de puissance élevées en régime dynamique. Dans ce travail nous avons proposé au départ une DPC utilisant une nouvelle définition de la puissance réactive instantanée qui peut atteindre des courants de réseau sinusoïdaux et une puissance active constante sans utiliser l'extraction des séquences compliquées. Une nouvelle table de commutation est établie pour réguler à la fois la puissance active et la nouvelle puissance réactive. Néanmoins des ondulations de puissance et de courant dégrade cette DPC proposée. Comme alternative efficace à cette DPC, une approche dite PDPC est choisie. Un modèle mathématique approprié a été établi et analysé, pour prédire la valeur future de la puissance active et de la nouvelle puissance réactive sous des tensions de réseau déséquilibrées. De meilleures performances en régime permanent en termes d'ondulations de puissance et d'harmoniques de courant ont été obtenues. Les résultats de simulation sont présentés pour confirmer l'étude théorique et l'efficacité de la méthode proposée.

Mots clés :

Commande directe de puissance (DPC), Commande prédictive directe de puissance (PDPC), Fonction de coût, SVM, Réseau déséquilibré, Nouvelle table de commutation, Nouvelle puissance réactive.