

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : (Electrotechnique)

Spécialité : (Commandes électriques)

Par : (Bouchentouf Imadeddine

Boudjemaa Abdelhak)

Sujet

Commande directe de puissance d'un convertisseur AC/DC triphasé

Soutenu publiquement, le 20 / 06 /2022, devant le jury composé de :

Mr TIOURSI Mustapha	Pr	Université de Tlemcen	Président
Mme Ghlam Karima	MAB	Université de Tlemcen	Examineur
Mr Lazreg Mohammed Haithem	MAB	Université de Tlemcen	Encadreur

Année universitaire : 2021 /2022

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciement

Merci à Dieu Tout-Puissant qui nous a aidés à réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur LAZREG Mohammed Haïthem d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période.

Nos remerciements vont aussi au président Mr Tioursi Mustapha et aux membres du jury examinateurs Mme Ghlam Karima qui nous ont fait l'honneur de participer au jury de ce travail.

Nous remercions également tous les enseignants de la faculté de technologie, en particulier, ceux du département de Génie Electrique & Electronique.

Et enfin nous remercions les collègues de notre promotion, qui nous ont aidés à réaliser ce modeste travail.

Dédicace

Je dédie ce travail à...

*Ma mère et mon père qui m'ont donné la
naissance et l'amour et ce qui je ne
pourrais jamais exprimer leurs
sacrifices, leur soutien moral et physique
le long de mes années d'études.*

Mes très chères sœurs et leurs enfants.

Mes très chers frères et leurs enfants.

*Toute la famille de **Bouchentouf**.*

*Tous mes amis surtout mes collègues
(**Mouaadh, Abdelhafid et Mohammed**)*

Tous ceux que me sont chers.

B. Imadeddine

Dédicace

Je dédie ce travail

*À mes chers parents mon père Zouaoui
qu'Allah le guérisse, et ma mère*

*Pour leur patience, leur amour, leur
soutien et leur encouragement à la réussite
tous au long de mes études, que le dieu les
protège.*

*À mon frère, à mes sœurs, je leurs souhaite
la belle vie avec mes sincères gratitudes, je
les remercie pour leurs sacrifices.*

*À ma chère tante, à toute ma famille
Boudjemmaa.*

*Aux personnes qui m'ont toujours aidé et
encouragé, À une chère personne qui a été
toujours à mes côtés.*

*À toute mes amies et mes camarades
surtout Abdelhafid, Mouaadh et
Mohammed.*

À tous ce qui me sont chers.

B. Abdelhak

Liste des figures

Figure I.1 La forme de l'onde d'un courant déformé avec les différents courants harmoniques le constituant.	4
Figure I.2 Spectre harmonique pour un signal rectangulaire $U(t)$	9
Figure I. 3 a) Filtre passif résonnant b) Filtre passif amorti.....	13
Figure I.4 Schéma de principe d'un filtre actif série.....	14
Figure I.5 Schéma de principe d'un filtre actif parallèle.....	15
Figure I.6 Schéma de principe d'un redresseur à MLI.....	15
Figure I.7 Les deux structures de base des redresseurs à MLI.....	16
Figure II.1 Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension.	18
Figure II.2 Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant.	20
Figure II.3 Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension.	21
Figure II.4 Schéma du côté réseau.	22
Figure II.5 Redresseur triphasé à MLI.	22
Figure II.6: Passage de la tension du réseau à la tension d'entrée du pont.....	24
Figure II.7 Modèle du redresseur à MLI.	26
Figure II.8 Principe du contrôle de courant par hystérésis.....	26
Figure II.9 Modulateur MLI à échantillonnage périodique.....	27
Figure II.10 Modulateur MLI à porteuse triangulaire	28
Figure II.11 Principe de génération des ordres de commande	29
Figure II.12 principe de fonctionnement de Modulateur MLI à bande d'hystérésis.....	30
Figure II.13 Structure du contrôle par hystérésis des courants absorbés par redresseur à MLI...	31
Figure II.14 Schéma bloc de la boucle de régulation du carré de la tension du bus continu.	33
Figure II.15 Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu.	33
Figure II.16 L'allure de tension de sortie et sa référence.....	34
Figure II.17 L'allure de courant de charge.....	35
Figure II.18 L'allure de courant de source.....	35
Figure II.19 L'allure de puissance active	35
Figure II.20 L'allure de puissance réactive.....	36
Figure II.21 L'allure tension et courant de source d'une seule phase.....	36
Figure II.22 L'allure de tension de sortie et sa référence.....	37
Figure II.23 L'allure de courant de charge.....	37
Figure II.24 L'allure de courant de source.....	38
Figure II.25 L'allure de puissance active	38
Figure II.26 L'allure de puissance active.....	38

Figure II.27 L'allure tension et courant de source d'une seule phase.....	39
Figure II.28 Taux de distorsion harmonique.....	39
Figure III.1 Configuration Globale de la DPC du redresseur à MLI	43
Figure III.2 Représentation vectorielle des vecteurs (v_a, v_b, v_c et v'_a, v'_b, v'_c).....	44
Figure III.3 Plan $\alpha\beta$ divisé pour détecter la phase du vecteur de tension.....	46
Figure III.4 Schéma de la régulation de la tension du bus continu	50
Figure III. 5 Calcul de la puissance de référence	51
Figure III.6 L'allure de tension de sortie Vdc avec sa référence en fonction du temps	52
Figure III.7 L'allure de courant de charge en fonction du temps	52
Figure III.8 L'allure de courant de source en fonction du temps	52
Figure III.9 L'allure de tension et courant de source d'une seule phase en fonction du temps.....	53
Figure III.10 L'allure de puissance active estimée et sa référence en fonction du temps	53
Figure III.11 L'allure de puissance réactive estimée en fonction du temps	53
Figure III.12 L'allure de l'angle θ	54
Figure III.13 L'allure de secteur	54
Figure III.14 L'allure de tension de sortie Vdc avec sa référence en fonction du temps.....	55
Figure III.15 L'allure de courant de charge en fonction du temps	55
Figure III.16 L'allure de courant de source en fonction du temps.....	56
Figure III.17 L'allure de tension et courant de source d'une seule phase en fonction du temps...	56
Figure III.18 L'allure de puissance active estimée et sa référence en fonction du temps	56
Figure III.19 L'allure de puissance réactive estimée et sa référence en fonction du temps	57
Figure III.20 Taux de distorsion harmonique.....	57

Liste des tableaux

Tableau II.1 Tensions simples en fonction des différents ordres de commande.....	25
Tableau II.2 Paramètre de la simulation.....	34
Tableau III.1 Vecteurs de tension sélectionnée pour secteur	47
Tableau III.2 Table de commutation pour douze secteurs	48
Tableau III.3 Table de commutation pour six secteurs	48
Tableau III.4 Paramètres de la simulation.....	51
Tableau III.5 Comparaison entre la commande HCC et la commande DPC	58

Liste des symboles et des abréviations

V_h : Tension harmonique de rang h.

Z_h : Impédances harmoniques de rang h.

I_h : Courant harmonique de rang h.

Y_0 : Amplitude de la composante continue.

Y_n : Valeur efficace de la composante de rang n.

φ_n : Déphasage de la composante harmonique au temps initial.

n : Rang de l'harmonique.

ω : Pulsation fondamentale.

f_1 : fréquence fondamentale.

f_n : fréquence industrielle.

X_n : représente l'amplitude la composante harmonique de rang n.

X_1 : représente l'amplitude la composante fondamentale.

i_n : valeur efficace de l'amplitude d'harmonique.

i_0 : valeur fondamentale de l'amplitude d'harmonique.

X : désigne un courant ou une tension.

P : puissance active.

S : Puissance réactive.

Q : puissance réactive.

I, V : Valeurs efficaces des courants et des tensions respectivement.

V_n : Tension d'harmoniques d'ordre n.

I_n : Courant d'harmoniques d'ordre n.

D : la puissance déformante.

P_1 : puissance active de la composante fondamentale.

S_1 : puissance apparente de la composante fondamentale.

L : inductance de ligne.

R : résistance de ligne.

C : condensateur de bus continu.

R, R_{ch} : résistance de charge.

$T_1, T_2, T_3, T_4, T_5,$ et T_6 : les thyristors du redresseur à MLI.

e_a, e_b, e_c les trois tensions à l'entrée du redresseur MLI.

V_{dc} : Tension de bus continu.

V_{dcref}, V_{dc}^* : Tension continue de référence.

i_{ch} : courant de charge

i_a, i_b, i_c : Courants des lignes

S_a, S_b, S_c : les états de commutation du redresseur à MLI.

V_A, V_B, V_C : les tensions d'entrées au redresseur

V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} : les tensions composées de ligne,

i_{dc} : courant de bus continu.

H : la fourchette (ou largeur) d'hystérésis

i_i^* : courant de référence

V_{max}, e_{max} : tension maximale de ligne

I_{max} : courant maximal de ligne

S_p, S_q : les erreurs instantanées de la puissance active et réactive.

e_α, e_β : les tensions estimées.

i_α, i_β : les courant estimés.

α, β : coordonnées stationnaires.

\hat{p} : puissance active estimée.

\hat{q} : puissance réactive estimée.

\bar{S} : puissance apparente complexe.

n : est le numéro du secteur.

$\hat{\gamma}_n$: l'angle téta.

$v_0, v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6, v_7$ et v_8 : vecteurs de tension.

H_p, H_q : les écarts des régulateurs à d'hystérésis à deux niveaux.

K_i, k_p : paramètres du régulateur PI.

MW: mega watts

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers.

ASI : Alimentations statiques interruptibles.

THD : Total harmonic distortion.

FP : Facteur de puissance.

FD : Facteur de déformation.

F.A.P : Filtre actif parallèle.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

PI: Proportional integral.

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor.

GTO: Gate Turn-Off.

PWM: Pulse Width Modulation.

LC : Filtre de second ordre

FEM : Force électromotrice

HCC : Hystérésis Current Control.

DPC : Direct Power Control.

DTC : Direct Torque Control.

V-DPC : DPC utilisant le vecteur de tension.

PLL : Phase Lock Loop

AC : Courant alternatif

DC : Courant continue

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre I : Les perturbations harmoniques dans le réseau électrique	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Perturbation harmonique en courant et en tension.....	4
I.2.1 Définition de l'harmonique.....	4
I.3 Identification des sources harmoniques	5
I.3.1 Emission en tension	5
I.3.2 Alternateurs.....	5
I.3.3 Transformateurs	5
I.3.4 Alimentations statiques interruptibles (ASI)	5
I.3.5 Emission en courant.....	6
I.3.6 Redresseur triphasé à thyristors	6
I.3.7 Charges non linéaires passives	6
I.3.8 Lampes.....	6
I.3.9 Appareils à arc électrique	6
I.4 Conséquences des harmoniques.....	7
I.4.1 Effets instantanés	7
I.4.2 Effets à terme	7
I.5 Grandeurs harmoniques	8
I.5.1 L'amplitude.....	8
I.5.2 Rang d'harmoniques	9
I.5.3 Spectre de fréquences	9
I.6 Caractérisation des perturbations harmoniques	9
I.6.1 Taux de distorsion d'harmonique	10
I.6.2 Taux individuel d'harmonique.....	10
I.6.3 Taux global de distorsion.....	10
I.6.4 Facteur de puissance et facteur de déphasage.....	11
I.6.4.1 Facteur de fréquence	11
I.6.4.2 Facteur de déphasage	11
I.7 Solutions de dépollutions harmoniques des réseaux électriques	12
I.7.1 Solutions traditionnelles	12
I.7.2 Solutions modernes.....	13
I.7.2.1 Filtres actifs.....	14

I.7.2.2 Redresseur à MLI.....	15
I.8 Conclusion	16

Chapitre II : Principe et modélisation d'un redresseur à MLI

II.1 Introduction	17
II.2 Redresseurs à MLI.....	17
II.2.1 Structure et description d'un redresseur triphasé	17
II.2.2 Principe de fonctionnement.....	18
II.2.3 Types de redresseurs à MLI	19
II.2.3.1 Redresseur à MLI de courant	20
II.2.3.2 Redresseur à MLI de tension.....	20
II.3 Modélisation du redresseur à MLI de tension	21
II.3.1 Bloc source	21
II.3.2 Bloc convertisseur	22
II.3.3 Bloc charge.....	25
II.4 Les techniques de commande des redresseurs à MLI	26
II.4.1 MLI à Bande d'hystérésis.....	26
II.4.2 MLI à échantillonnage périodique.....	27
II.4.3 MLI à porteuse triangulaire	27
II.4.4 MLI vectorielle	28
II.5 Contrôle par hystérésis des courants prélevés	29
II.5.1 Structure du contrôle de courant par hystérésis.....	30
II.5.2 Boucle de régulation de la tension du bus continu	31
II.5.3 Avantages et inconvénients de la commande par hystérésis	33
II.5.3.1 Avantages	33
II.5.3.2 Inconvénients.....	33
II.6 Simulation d'un redresseur à MLI hystérésis	34
II.6.1 Variation de tension.....	34
II.6.1.1 Résultats de simulation.....	34
II.6.1.2 Interprétation des résultats de simulation	36
II.6.2 Variation de charge.....	37
II.6.2.1 Résultats de simulation.....	37
II.6.2.2 Interprétation des résultats de simulation	39
II.7 Conclusion.....	40

Chapitre III : Commande directe de puissance (DPC)

III.1 Introduction	41
III.2 Etat de l'art de la commande direct de puissance :	41
III.3 Principe de fonctionnement.....	42
III.4 Estimation de la puissance instantanée	43
III.5 Estimation de la tension	45
III.6 Détermination de secteur.....	46
III.7 Table de commutation.....	47
III.7.1 Caractéristiques de la table de commutation.....	48
III.8 Régulateur à hystérésis.....	49
III.9 Régulation de la tension continue	49
III.9.1 Synthèse de régulateur	50
III.10 Simulation de la DPC d'un redresseur à MLI.....	51
III.10.1 Variation de tension	51
III.10.1.1 Résultats de simulation	52
III.10.1.2 Interprétation des résultats de simulation.....	54
III.10.2 Variation de charge	55
III.10.2.1 Résultats de simulation	55
III.10.2.2 Interprétation des résultats de simulation.....	57
III.11 Etude comparative.....	58
III.12 Conclusion.....	59
Conclusion générale.....	60

Introduction générale

Avec l'augmentation de l'utilisation de l'énergie électrique, le domaine de la qualité d'énergie électrique devient un domaine très large et un sujet de grand intérêt qui recouvre à la fois de la fourniture électrique, celle de l'onde de tension et la qualité des courants, plusieurs phénomènes pouvant affecter cette qualité d'énergie comme : les creux de tension, le flicker, la surtension, le déséquilibre ou les harmoniques. La présence d'un de ces phénomènes cause de nombreux problèmes avec des mauvaises conséquences [1].

Actuellement en industrie l'un des phénomènes importants entraînant la dégradation de la qualité de l'énergie. La présence de ce phénomène gênant est due aux charges non linéaires dans les secteurs industriels et domestiques, ces charges non linéaires ou polluantes, sont principalement les convertisseurs statiques d'électronique de puissance tels que les redresseurs à diodes ou thyristors, les gradateurs, le matériel informatique. Les perturbations provoquées par ces convertisseurs sont bien connues ; il s'agit d'une dégradation du facteur de puissance et d'une génération des courants non sinusoïdaux riches par des harmoniques et/ou déphasés par rapport à la tension [2].

Plusieurs solutions ont été proposées pour limiter l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques, parmi ces solutions l'utilisation de dispositifs à absorption sinusoïdale de courant tel que le redresseur à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) triphasé qui permet une compensation des harmoniques et de la puissance réactive. Les redresseurs à MLI deviennent de plus en plus un moyen intéressant d'interface avec le réseau électrique pour différentes applications industrielles, et c'est grâce à ces caractéristiques, différentes techniques de contrôle ont été proposées pour ce type de convertisseur, la technique connue sous le nom « hystérésis », garantit des performances dynamiques et statiques élevées par l'intermédiaire de boucles internes de contrôle des courants [3]. Cependant, ces performances dépendent de la qualité de la stratégie de contrôle du courant choisie.

Une autre technique basée sur le contrôle direct de puissance active et réactive, connue sous le nom DPC (Direct Power Control), Elle consiste à sélectionner un vecteur de commande à partir d'une table de commutation, basée sur l'erreur de puissance active P et réactive Q aussi bien que sur la position angulaire de la tension de ligne. Cette tension est estimée, ce qui permet de réduire le nombre de capteurs, cette commande garantit un contrôle découplé des puissances et de bonnes performances dynamiques.

Le premier chapitre présente d'une manière générale les sources et les conséquences des phénomènes harmoniques avec les grandeurs et les différentes solutions de dépollution des courants harmoniques.

Ensuite, dans le second chapitre on va présenter des topologies de base du redresseur MLI et sa modélisation, et ainsi les différentes techniques de commande MLI, on va présenter la commande hystérésis avec sa structure et les résultats de simulation.

Le troisième chapitre présentera la stratégie de la commande DPC pour le pont redresseur à MLI où nous allons étudier le principe de contrôle direct de puissance avec une table de commutation prédéfinie ainsi que la simulation du redresseur et les résultats de simulation que nous avons obtenu. Avec une étude comparative entre les deux commandes présentes dans cette recherche.

A la fin de ce mémoire, nous avons ajouté une conclusion générale ainsi que des perspectives de ce travail.

Chapitre I : Les Perturbations harmoniques dans le réseau électrique

I.1 Introduction

Une des missions du distributeur d'énergie électrique est de délivrer une énergie de bonne qualité qui dépend de celle de la tension aux points de raccordement. L'électricité serait distribuée sous une forme de trois tensions sinusoïdale parfaite d'amplitude et de fréquence constante avec une forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde déséquilibrée, la symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage relatif. Malheureusement, ces grandeurs subissent généralement des perturbations à cause de plusieurs phénomènes.

Ce passage de l'énergie à travers plusieurs étapes à partir du début de la production à être transportés dans les lignes du réseau électrique, en utilisant des convertisseurs statiques, celle-ci dépend essentiellement de l'électronique de puissance, de manière à obtenir de tension et courant sinusoïdale avec une qualité acceptable. La qualité d'énergie peut être affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et aux sujétions liées à l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant sur le réseau. Cependant ces perturbations sont généralement causées par la connexion au réseau de charge non linéaires (les onduleurs, les ponts redresseurs, les fours à arc et à induction, les variateurs de vitesse des machines électriques, les appareils domestiques tels que les téléviseurs et les lampes fluorescentes) qui provoquent une distorsion des courants et de la tension. Ces charges non linéaires, sont génératrices de courant harmonique qui est caractérisé par un facteur de puissance mauvais.

L'un des phénomènes les plus influents sur la qualité de l'énergie électrique distribuée au consommateur est le phénomène des harmoniques. Le concept d'harmonique a été introduit au début du XIX^{ème} siècle par Joseph Fourier, en démontrant que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série de sinusoïdes de fréquences discrètes.

Dans ce chapitre, nous étudierons de façon générale les caractéristiques des perturbations électriques. Plus précisément les harmoniques, leurs caractéristiques, leurs sources et analyser leurs influences sur les réseaux électriques et trouver des solutions pour les réduire.

I.2 Perturbation harmonique en courant et en tension

Les harmoniques présents sur les réseaux électriques proviennent de l'utilisation des charges non linéaires. Quand elles sont connectées au réseau d'une certaine fréquence, elles absorbent un courant non sinusoïdal mais de même fréquence [1].

Ces charges se comportent comme des sources de courant harmonique, c'est-à-dire que le courant est fixé par la charge et non par la tension du réseau. Ces courants provoquent, dans le réseau, des chutes de tension harmoniques selon la loi d'Ohm :

$$V_h = Z_h \cdot I_h \quad \text{I.1}$$

V_h : Tension harmonique de rang h.

Z_h : Impédances harmoniques de rang h.

I_h : Courant harmonique de rang h.

Soit par exemple la figure (I.1) représentant la forme de l'onde d'un courant pollué avec, en même temps, l'image des différents courants harmoniques le constituant qu'on peut exprimer grâce à une représentation en série de Fourier du courant global :

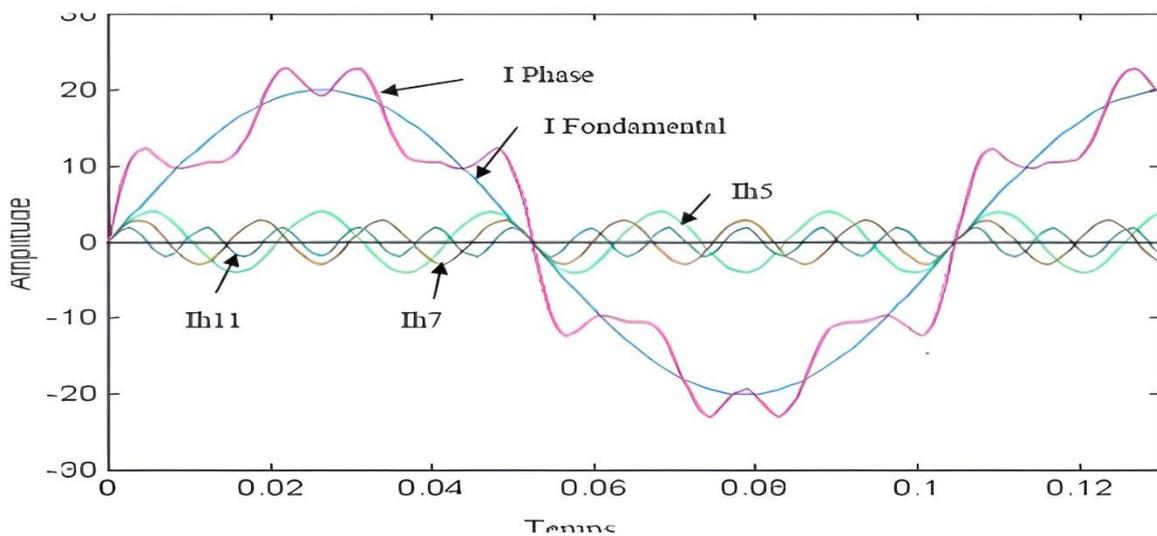


Figure I.1 La forme de l'onde d'un courant déformé avec les différents courants harmoniques le constituant.

I.2.1 Définition de l'harmonique

Les harmoniques sont des tensions ou des courants sinusoïdaux dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence fondamental du réseau ; les harmoniques impaires existent mais les harmoniques paires en général n'existent pas.

De plus on peut observer des sous-harmoniques ou des inter harmoniques à des fréquences non multiples entières de la fréquence fondamentale [2].

I.3 Identification des sources harmoniques

Dans la plupart des cas, les harmoniques de tensions ou de courants présents sur les réseaux électriques proviennent de l'utilisation des charges non linéaires, tels que les convertisseurs statiques, nous allons donc identifier quelques sources de ces harmoniques [3][4].

I.3.1 Emission en tension

L'émission harmonique en tension due aux matériels du réseau entre dans une petite fraction, et avec des taux généralement faibles, dans la distorsion du réseau. Elle est due aux imperfections de construction (dissymétrie, distribution non sinusoïdale du champ dans les alternateurs, saturation des circuits magnétiques...) des bobinages des machines tournantes, des moteurs des transformateurs.

I.3.2 Alternateurs

Les alternateurs des centrales de production fournissent une tension d'alimentation qui contient très peu d'harmoniques (<0.5% selon la norme harmonique IEEE 519 (1992)). Le contenu harmonique de la tension générée par les alternateurs est lié à la qualité du bobinage et des pièces polaires qui assurent la forme sinusoïdale de l'onde. Sur un groupe électrogène, le taux de distorsion harmonique en tension est généralement inférieur à 5% à vide et inférieur à 1% lorsque le groupe électrogène débite à pleine puissance sur une charge linéaire.

I.3.3 Transformateurs

Les transformateurs peuvent être générateurs de tensions harmoniques lorsqu'ils fonctionnent en régime saturé. Sur les réseaux, le taux de distorsion harmonique en tension dû à ces appareils reste toujours faible.

I.3.4 Alimentations statiques interruptibles (ASI)

Ces dispositifs ont des performances très intéressantes pour la protection du matériel contre les creux de tension et les coupures. En revanche, ils ont parfois des limitations dans le domaine harmonique qu'il convient de connaître pour bien les maîtriser. En effet, le réseau protégé alimente généralement des charges non linéaires comme les matériels informatiques.

Pour une ASI d'une puissance de 80 KVA, le taux de distorsion harmonique en tension est inférieur à 4% pour une charge linéaire, est inférieur à 7% pour une charge non linéaire. En général, le taux de distorsion harmonique en tension diminue avec l'augmentation de la puissance de l'ASI.

Il faut bien noter qu'en charge, le taux de tension harmonique est dû essentiellement aux courants harmoniques créés par les charges non linéaires qui sont alimentées par l'ASI.

I.3.5 Emission en courant

Les charges non linéaires consomment un courant qui n'est pas sinusoïdal. Elles représentent les principales sources d'émission en courants harmoniques sur les réseaux.

I.3.6 Redresseur triphasé à thyristors

Le redresseur triphasé à thyristors, ou pont de Graëtz, constitue l'un des montages de l'électronique de puissance les plus répandus dans le secteur industriel. Il représente 55% de la puissance des matériels électroniques de puissance. Dans le domaine de la vitesse variable, les redresseurs triphasés à thyristors sont la principale source de pollution harmonique dans le secteur industriel.

I.3.7 Charges non linéaires passives

On distingue trois types de charges passives non linéaires. Ce sont, d'une part, les lampes et les petits moteurs dans les secteurs tertiaires, domestique et industriel, d'autre part, les fours à arc dans le secteur industriel.

I.3.8 Lampes

Deux types de lampes produisent des courants harmoniques :

Les lampes fluorescentes et les lampes à vapeur haute pression. Elles représentent les deux tiers de la puissance consommée par l'éclairage.

La génération d'harmoniques dans ces lampes est liée à la nature fortement non linéaire du phénomène entraînant l'illumination, ainsi qu'à la présence d'un ballast.

I.3.9 Appareils à arc électrique

Les appareils à arc électrique regroupent les fours à arc à courant alternatif, dont la puissance peut atteindre plusieurs dizaines de MW, et les machines de soudure à l'arc, à courant alternatif ou continu [3][4].

I.4 Conséquences des harmoniques

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, déforme l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau. Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client et donnent lieu à des surcoûts de production d'énergie importants. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types : les effets instantanés et les effets à terme [5].

I.4.1 Effets instantanés

Ce sont les conséquences qui apparaissent immédiatement dans certains appareillages électriques.

- **Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques :** En présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.
- **Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs :** Les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs d'entraînement de disque.
- **Erreurs dans les appareils de mesure :** Certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure et des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.
- **Vibrations et bruits :** Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances et machines tournantes).

I.4.2 Effets à terme

Ils sont généralement liés à un échauffement des équipements après leur exposition aux perturbations harmoniques dans une durée assez importante, provoquant une fatigue prématurée du matériel, des lignes et conduits à une diminution du rendement des équipements. Parmi ces échauffements, on distingue :

- **Echauffement des câbles et des équipements :** Les câbles dont le neutre présente un sur-échauffement et les matériels à enroulement tels que les transformateurs ou les

moteurs sont concernés par ce type d'échauffement qui peut durer quelques secondes à quelques heures ou de quelques heures à quelques années.

- **Echauffement des condensateurs** : Les surcharges dues aux harmoniques ou à l'augmentation de la tension fondamentale, engendrent un échauffement au niveau des condensateurs, cet échauffement est causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique et peut donner lieu à un claquage.
- **Echauffement due aux pertes supplémentaires des machines électriques et des transformateurs** : Pour les machines l'échauffement est dû aux pertes dans les circuits rotoriques à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor. Pour les transformateurs l'échauffement est dû aux pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques, et les pertes par effet Joule dans les enroulements [6].

I.5 Grandeurs harmoniques

Les harmoniques de toutes sortes sont généralement identifiées par trois choses, l'amplitude, le rang n et le spectre de fréquence.

I.5.1 L'amplitude

Le développement en série de FOURIER de tout signal périodique (c'est-à-dire qui respecte une forme d'onde qui se répète toutes les x périodes) s'exprime par la relation :

$$Y(t) = Y_0 + \sum_{n=1}^{\infty} Y_n \sqrt{2} + \sin(n\omega t - \varphi_n) \quad \text{I.2}$$

Où :

Y_0 : Amplitude de la composante continue, généralement nulle en distribution électrique en régime permanent.

Y_n : Valeur efficace de la composante de rang n.

φ_n : Déphasage de la composante harmonique au temps initial.

n : Rang de l'harmonique.

ω : Pulsation fondamentale ($2\pi.f = 2\pi/T$).

L'amplitude des harmoniques décroît généralement avec la fréquence. Selon les normes, on prend en considération les harmoniques jusqu'au rang 40 [7].

I.5.2 Rang d'harmoniques

C'est le rapport de sa fréquence à celle du fondamental, généralement la fréquence industrielle 50 Hz [8].

$$n = \frac{f_n}{f_1} \quad \text{I.3}$$

Par principe, le fondamental f_1 a le rang 1.

f_1 = fréquence fondamentale

f_n = fréquence industrielle

I.5.3 Spectre de fréquences

Le spectre harmonique est la représentation de l'amplitude de chaque rang d'harmonique en fonction de sa fréquence. La figure (I.2) montre un exemple de spectre harmonique pour un signal rectangulaire [9].

Chaque type d'appareils générant des courants harmoniques absorbe un courant de forme particulière, avec un contenu harmonique spécifique.

Cette caractéristique peut être illustrée en utilisant le spectre harmonique.

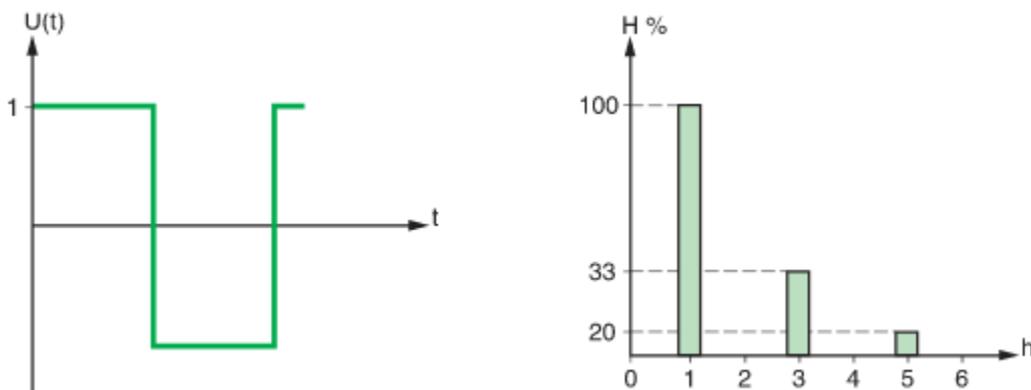


Figure I.2 Spectre harmonique pour un signal rectangulaire $U(t)$.

I.6 Caractérisation des perturbations harmoniques

La perturbation harmonique est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique (THD, total harmonic distortion) défini pour la tension ou le courant. Ce critère est le plus souvent employé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal distordu. Il mesure également le degré de déformation du signal apporté par les harmoniques par rapport à une onde sinusoïdale. Il va de soi que la répartition spectrale complète généralement l'information

sur le THD en indiquant le rang des harmoniques dominants. Pour chiffrer la consommation de puissance réactive, le facteur de puissance (FP) est généralement utilisé [10].

I.6.1 Taux de distorsion d'harmonique

Le taux de distorsion d'harmonique (THD) est un paramètre qui définit globalement la déformation de la grandeur alternative [11].

C'est le rapport entre la valeur efficace de toutes les composantes harmoniques d'un signal X_n , et la composante fondamentale X_1 [12].

$$S_n = \frac{X_n}{X_1} \quad \text{I.4}$$

Où :

X_n : représente l'amplitude la composante harmonique de rang n ;

X_1 : représente l'amplitude la composante fondamentale.

I.6.2 Taux individuel d'harmonique

Il donne une mesure de l'importance de chaque harmonique par rapport au fondamental [13].

Dans une nouvelle définition le taux de distorsion harmonique se mesure normalement harmonique par harmonique dans les phases de conception et d'essai des matériels.

L'indication de la répartition des harmoniques permet, en effet, de diagnostiquer l'origine des non-linéarités [2].

Le taux de distorsion harmonique individuel de rang n est le rapport de la valeur efficace i_n de l'amplitude de l'harmonique n à celle du fondamental [14] :

$$\text{THD}_n = 100 \frac{i_n}{i_0} \quad \text{I.5}$$

i_n = valeur efficace de l'amplitude d'harmonique

i_0 = valeur fondamentale de l'amplitude d'harmonique

I.6.3 Taux global de distorsion

Il représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques (X_n) à la valeur efficace du fondamental (X_1) [15].

Le THD est défini par :

$$\text{THD} = \sqrt{\left(\frac{X}{X_1}\right)^2 - 1} \quad \text{I.6}$$

X : désigne un courant ou une tension.

Lorsque le THD est nul, on peut conclure qu'il n'y a pas d'harmoniques sur le réseau.

I.6.4 Facteur de puissance et facteur de déphasage

I.6.4.1 Facteur de fréquence

Généralement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S.

Il est donc possible de caractériser les harmoniques par leur participation dans la puissance apparente. On utilise alors la notion de la puissance déformante D, d'où la puissance apparente dans le cas d'un réseau triphasé équilibré sera exprimée par la formule suivante [15] :

$$S = 3\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = 3VI \quad \text{I.7}$$

I, V : Valeurs efficaces des courants et des tensions respectivement.

V_n : Tension d'harmoniques d'ordre n

I_n : Courant d'harmoniques d'ordre n

La puissance active P, la puissance réactive Q et la puissance déformante D sont donnée par les relations suivantes :

$$P = 3 \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n \quad \text{I.8}$$

$$Q = 3 \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \sin \varphi_n \quad \text{I.9}$$

$$D = \sqrt{S^2 - Q^2 - P^2} \quad \text{I.10}$$

Le facteur de puissance FP est exprimé par l'expression suivante :

$$\text{FP} = \frac{P}{S} \quad \text{I.11}$$

$$\text{FP} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad \text{I.12}$$

I.6.4.2 Facteur de déphasage

Les facteurs de déphasage sont le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S de la composante fondamentale [16] :

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad \text{I.13}$$

P_1 = puissance active de la composante fondamentale

S_1 = puissance apparente de la composante fondamentale

Donc :

$FP = \cos \varphi_1$: sur une charge linéaire

$FP \neq \cos \varphi_1$: sur une charge non linéaire

Le facteur de déformation FD représente le lien entre FP et $\cos \varphi_1$ tel que :

$$FD = \frac{FP}{\cos \varphi_1} \quad \text{I.14}$$

Donc :

$$FP = \cos \varphi_1 \cdot FD \quad \text{I.15}$$

I.7 Solutions de dépollutions harmoniques des réseaux électriques

Le respect des normes de la qualité de l'énergie électrique impose, si une charge non linéaire est connectée au réseau électrique, de concevoir un système qui restreint la dissipation des composants harmoniques [17].

Pour réduire les perturbations de tension ou de courant, on peut agir à deux niveaux :

- 1- Du côté de la source en filtrant la tension du réseau ou en améliorant le réseau de transport et celui de distribution.
- 2- Du côté du client en rendant le courant de ligne le plus sinusoïdal possible.

Plusieurs solutions ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques et améliorer la qualité et la gestion de l'énergie électrique. Elles peuvent être classées en deux catégories, traditionnelles et modernes (à base de l'électronique de puissance) [17].

I.7.1 Solutions traditionnelles

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation. Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques [18], comme :

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

Le filtrage consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti ou passe-haut [18].



Figure I.3 a) Filtre passif résonnant b) Filtre passif amorti.

Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive.

Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients tels que [18] :

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

I.7.2 Solutions modernes

Les solutions de dépollution traditionnelle ne répondant plus à l'évolution des réseaux électriques et des charges à protéger, comme nous venons de le décrire précédemment, d'autres solutions modernes ont été proposées. La première solution de dépollution consiste à fabriquer la charge la moins polluante possible, comme le pont redresseur dodécaphasé, de manière à réduire le taux d'émission d'harmoniques [18].

I.7.2.1 Filtres actifs

Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques. En effet, ces solutions 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. Cependant, ces solutions entraînent un coût supplémentaire et demandent plus que le savoir-faire habituel pour les mettre en œuvre. De plus, ces solutions ne résolvent pas les problèmes causés par les charges polluantes qui existent sur le marché [18].

I.7.2.1.1 Filtre actif série

Les filtres actifs séries injectent une tension, sur le réseau, qui est ajoutée à la tension de source pour maintenir une tension purement sinusoïdale aux bornes de la charge comme le montre la figure (I.4). Le but est de protéger les installations sensibles à toutes perturbations de la tension fournie par le réseau. Cependant, le filtrage actif série ne permet pas de compenser les harmoniques de courant créés par la charge [2] [19].

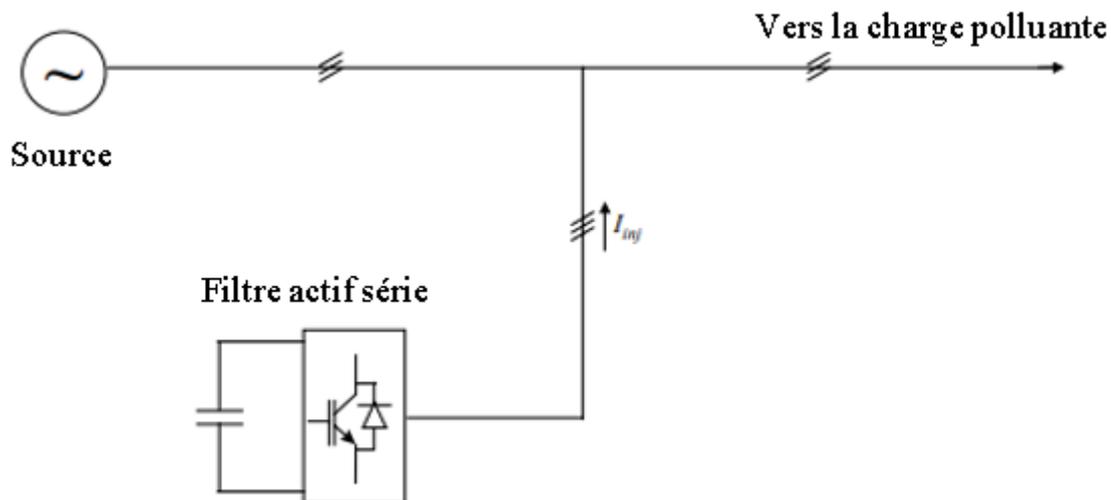


Figure I.4 Schéma de principe d'un filtre actif série.

I.7.2.1.2 Filtre actif parallèle

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure (I.5), est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle (F.A.P) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés),

produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif [20].

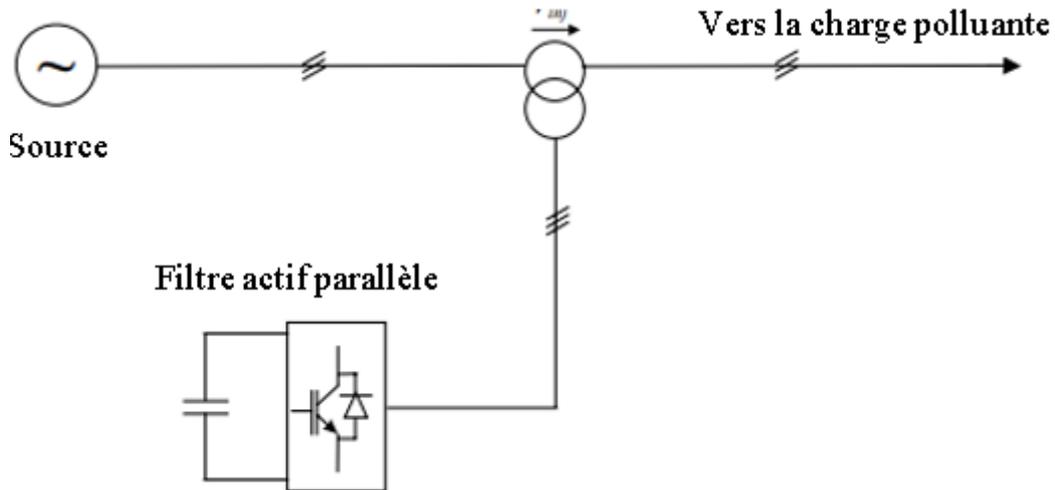


Figure I.5 Schéma de principe d'un filtre actif parallèle.

I.7.2.2 Redresseur à MLI

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 [18].

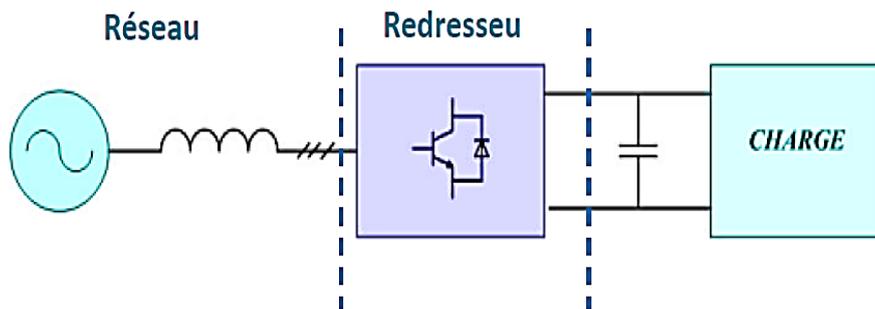


Figure I.6 Schéma de principe d'un redresseur à MLI.

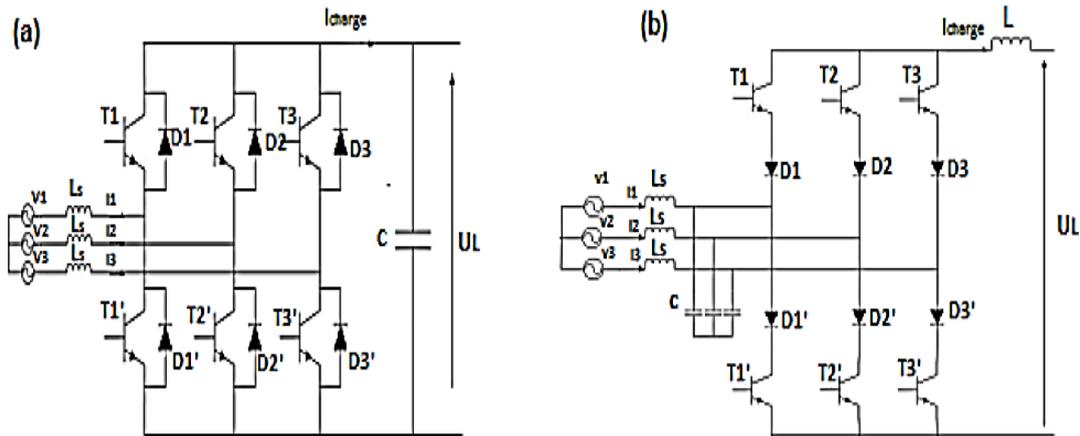


Figure I.7 Les deux structures de base des redresseurs à MLI

a) structure tension

b) structure courant

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu l'origine, les effets ainsi que les normes qui s'appliquent au phénomène des harmoniques sur les réseaux électriques, cette pollution est principalement causée par la présence croissante des convertisseurs statiques qui sont vus par le réseau comme des charges non linéaires. Les dommages causés par la présence des harmoniques peuvent être plus ou moins importants selon la configuration du réseau et les équipements présents.

Le redresseur à MLI est parmi les solutions prometteuses, avec un contrôle approprié, il peut remédier de lui-même à la génération des courants harmoniques.

C'est ainsi que dans l'objectif d'améliorer la qualité de l'énergie électrique, nous étudierons, dans le prochain chapitre, le redresseur à MLI en détail.

Chapitre II :
Principe et
modélisation d'un
Redresseur à
MLI

II.1 Introduction

Parmi les solutions mentionnées dans le chapitre précédent pour réduire les harmoniques dans le réseau électrique c'est le redresseur à MLI, on peut le considérer comme une solution très intéressante où il nécessite un contrôle complexe et coûteux, sa topologie est idéale pour un fonctionnement en quatre quadrants. De plus ce redresseur permet la régulation de tension de sortie, la compensation des courants harmoniques ainsi que la puissance réactive aux points de connexion au réseau. Donc, ce chapitre va présenter le redresseur à MLI en général, sa structure générale et ses types, ensuite sa modélisation et les différentes techniques de commande et parmi ces techniques on va expliquer la stratégie de contrôle par hystérésis et comment faire la régulation de tension de sortie à partir d'un régulateur classique PI.

Enfin, on va ajouter des simulations de ce redresseur avec cette dernière technique de commande mentionnée pour différents cas.

II.2 Redresseurs à MLI

Les redresseurs à MLI sont des convertisseurs statiques à modulation de largeurs d'impulsions, utilisant des composants semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture, telles que les transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) ou les thyristors GTO (Gate Turn-Off).

L'emploi de cette technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique, en prélevant des courants d'allure sinusoïdale, mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives [16].

II.2.1 Structure et description d'un redresseur triphasé

Un convertisseur statique est un dispositif qui transforme de l'énergie électrique disponible en une forme destinée à l'alimentation d'une charge. La réversibilité en courant de l'onduleur de tension est la relation entre la structure de redresseur MLI et leur fonctionnement.

La structure associée à un filtre (L, r) d'entrée, L est l'inductance du filtre placé au plus près du convertisseur et qui permet de réduire les ondulations hautes fréquences sans trop affecter la composante basse fréquence à 50 Hz, r représente la résistance par ligne du réseau alternatif, après cela il y a les trois bras. Les interrupteurs semi-conducteurs bi-commandables à deux segments (T_1 et T_4 ; T_2 et T_5 ; T_3 et T_6) entièrement contrôlables (ouverture et fermeture) chaque interrupteur est constitué d'un IGBT et d'une diode antiparallèle assurant la conduction

du courant en sens inverse (assuré la continuité des courants de source). Du côté continu, un condensateur sa capacité représenté par C jouant le rôle d'accumulateur d'énergie, la charge à courant continu est constituée d'une résistance R_{ch} [21].

Avec

- e_a , e_b et e_c les trois tensions à l'entrée du redresseur MLI, ils sont donnés par la relation

$$\begin{aligned} e_a &= V_{max} \sin(\omega t) \\ e_b &= V_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c &= V_{max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad \text{II.1}$$

Ces dispositifs offrent les avantages suivants :

- Le courant et la tension peuvent être modulés par modulation de largeur d'impulsions (MLI), ce qui produit moins de perturbations harmoniques.
- Le facteur de puissance peut être contrôlé.
- Le redresseur peut être considéré comme une source de tension ou source de courant.

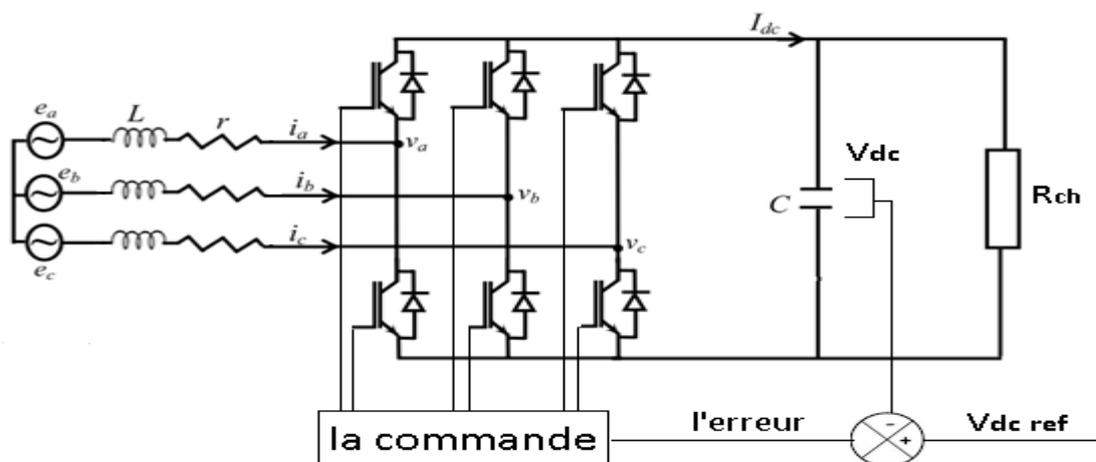


Figure II.1 Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension [21].

II.2.2 Principe de fonctionnement

La capacité du redresseur de tension à MLI à fonctionner en mode redressement et en mode régénération, le convertisseur fonctionne en mode redressement si la charge connectée au bus continu consomme de la puissance active (il prélève au réseau de la puissance active), le convertisseur fonctionne en mode régénération si la charge produite de la puissance active (il fournit de la puissance active au réseau), la tension du bus continu est contrôlable en échangeant une partie de la puissance transitée pour charger ou décharger le condensateur.

Le redresseur de tension à MLI garde la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée. Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu V_{dc} est mesurée et comparée avec une tension de référence V_{dcref} , le signal d'erreur produit de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture. De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu V_{dc} mesurée aux bornes du condensateur C [22].

Quand le courant i_{ch} est positif (fonctionnement redresseur), le condensateur C est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande plus de puissance de la source alternative. Le bloc de commande prend la puissance de la source alternative en produisant un signal MLI approprié pour les six interrupteurs. De cette façon, un écoulement plus de courant de la source alternative au côté continu, et la tension de condensateur est récupérée.

Inversement, quand le courant i_{ch} est négatif (fonctionnement onduleur), le condensateur C est surchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande pour décharger le condensateur, et la puissance retourne à la source alternative [22].

La commande MLI peut, non seulement, contrôler la puissance active, mais également la puissance réactive, et donc ce type de redresseur permet la correction du facteur de puissance. En outre, les formes d'ondes des courants de la source peuvent être maintenues comme presque sinusoïdales, ce qui réduit la distorsion de la source [23].

Le respect de l'équilibre des puissances nécessite le contrôle des puissances fondamentales active et réactive et de la minimisation de celles dues aux harmoniques.

II.2.3 Types de redresseurs à MLI

Cette structure fait appel à un onduleur à MLI fonctionnant en redresseur, désigné sous le nom de redresseur à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) également appelé redresseur à PWM (Pulse Width Modulation). Ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire [17].

Selon le type d'onduleur utilisé, nous distinguons deux structures de redresseurs MLI :

- Redresseur à MLI de courant.
- Redresseur à MLI de tension.

II.2.3.1 Redresseur à MLI de courant

La topologie du redresseur à MLI de courant est illustrée à la figure (II.2). Il assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant, mais bidirectionnels en tension. L'utilisation des techniques MLI conduit à un courant côté alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée [24]. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du côté alternatif [23].

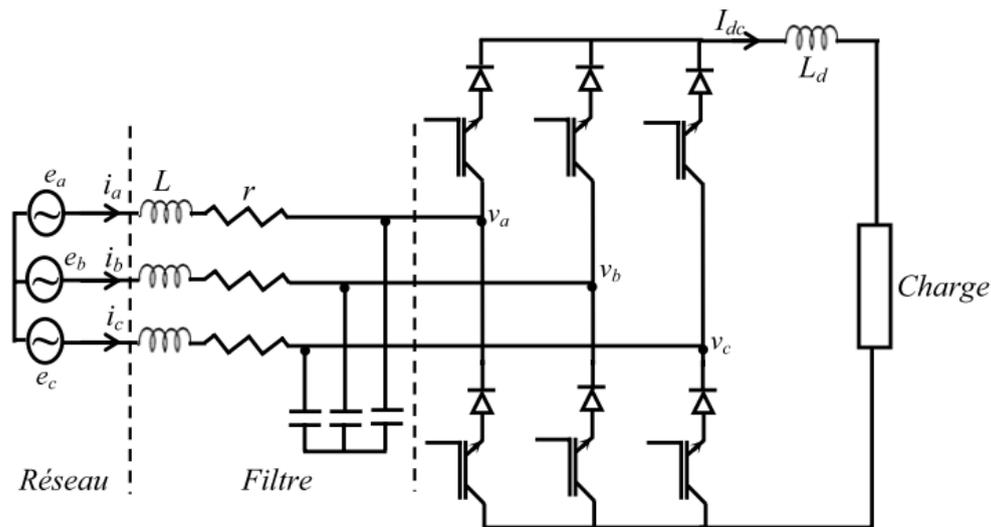


Figure II.2 Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant.

II.2.3.2 Redresseur à MLI de tension

Le redresseur à MLI de tension est simplement un onduleur de tension utilisé à l'inverse permet de produire une tension continue à partir d'un réseau alternatif, mais en absorption sinusoïdale de courant, et à facteur de puissance unitaire [25] dans la figure (II.3).

Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT (composant de commande à l'amorçage et au blocage) et une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ainsi, ce convertisseur de par sa structure, est réversible en courant, il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau [23].

Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdal et éventuellement en phase avec la tension du réseau correspondante. Ce redresseur à MLI permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et réglable via la commande de la direction du flux de l'énergie réactive absorbée ou fournie [25].

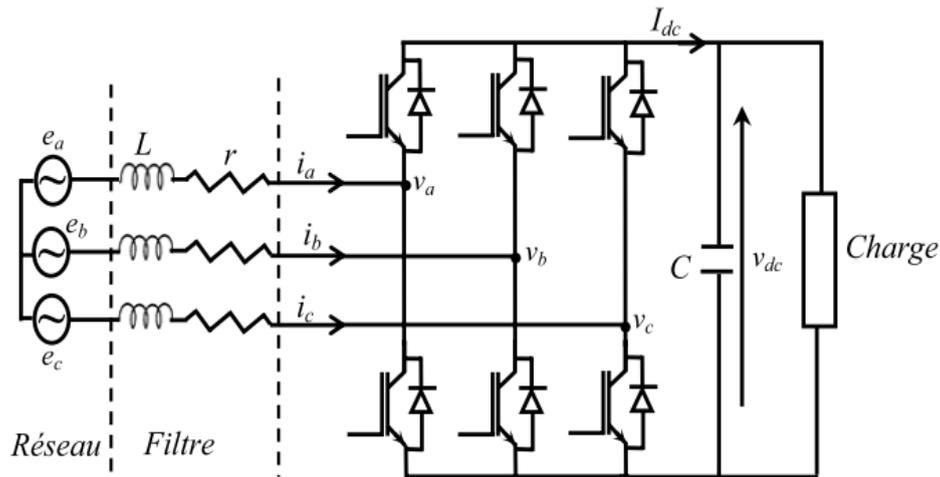


Figure II.3 Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension.

II.3 Modélisation du redresseur à MLI de tension

La modélisation de redresseur c'est seulement la partie de redresseur seul, mais on peut dire que le schéma global pour appliquer un redresseur se compose de 03 partie (source, convertisseur et la charge).

II.3.1 Bloc source

Le bloc source est composé d'une FEM triphasée purement sinusoïdale en série avec une résistance r et une inductance L sur chaque phase. Le réseau est supposé parfaitement équilibré. Les impédances des trois phases sont identiques [10].

$$\begin{aligned}
 e_a &= r \cdot i_a + L \frac{di_a}{dt} + V_a \\
 e_b &= r \cdot i_b + L \frac{di_b}{dt} + V_b \\
 e_c &= r \cdot i_c + L \frac{di_c}{dt} + V_c
 \end{aligned}
 \tag{II.2}$$

On note par les tensions simples (par rapport au neutre de la source) aux bornes de chaque phase. Le schéma représenté dans la figure (II.4) déduit le courant de chaque phase du réseau est alors donné par le système d'équation suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_a - v_a \\ e_b - v_b \\ e_c - v_c \end{bmatrix}
 \tag{II.3}$$

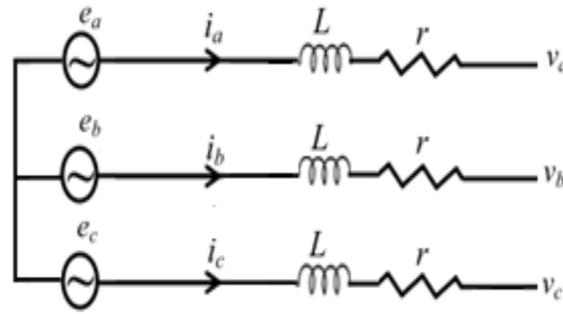


Figure II.4 Schéma du côté réseau [10].

Le passage aux transformées de Laplace nous permet d'écrire :

$$\begin{aligned}
 i_a &= (e_a - v_a) \frac{1}{\{(r+LP)\}} \\
 i_b &= (e_b - v_b) \frac{1}{\{(r+LP)\}} \\
 i_c &= (e_c - v_c) \frac{1}{\{(r+LP)\}}
 \end{aligned}
 \tag{II.4}$$

II.3.2 Bloc convertisseur

La structure du convertisseur triphasé AC/DC à MLI est illustrée sur la figure (II.1). Chaque bras de ce convertisseur est composé de deux IGBT et une diode connectée en antiparallèle avec chacun d'eux.

Les tensions de phase de la source d'alimentation sont notées V_a , V_b et V_c . R et L désignent respectivement la résistance et l'inductance de la ligne. i_a , i_b et i_c représentent le courant de ligne du redresseur à MLI, tandis que S_a , S_b , S_c les états de commutation du convertisseur [10].

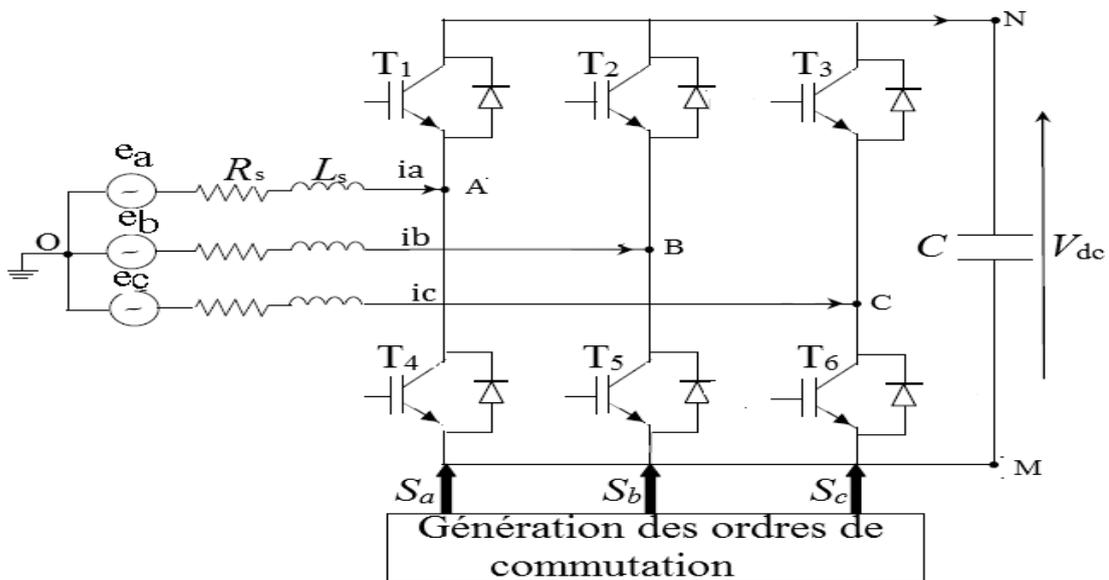


Figure II.5 Redresseur triphasé à MLI.

Du côté alternatif (AC), le redresseur à MLI est alimenté par une source de tension en série avec une inductance et une résistance qui modélisent le transformateur et le réseau.

Généralement l'inductance du réseau et du transformateur est insuffisante pour atténuer l'ondulation due au fonctionnement en découpage du convertisseur ce qui rend indispensable d'ajouter en série un filtre présentant une inductance plus importante.

Du côté continu (DC), une capacité C est branchée à la sortie du compensateur, cette capacité sert de source de tension et permet de stocker puis restituer l'énergie électrique [9].

Considérons le cas de commande alternée définie par :

$$s_a = \begin{cases} T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$s_b = \begin{cases} T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$s_c = \begin{cases} T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé} \end{cases}$$

Les commandes imposent les tensions à l'entrée du convertisseur et vérifient :

$$\begin{cases} V_{AN} = e_A - V_N = S_a \cdot V_{dc} \\ V_{BN} = e_B - V_N = S_b \cdot V_{dc} \\ V_{CN} = e_C - V_N = S_c \cdot V_{dc} \end{cases} \quad \text{II.5}$$

Avec :

V_{dc} : désigne la tension de sortie du convertisseur.

Les tensions composées du réseau peuvent être exprimées selon la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AO} - V_{BO} \\ V_{BO} - V_{CO} \\ V_{CO} - V_{AO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AN} - V_{BN} \\ V_{BN} - V_{CN} \\ V_{CN} - V_{AN} \end{bmatrix} \quad \text{II.6}$$

Pour résoudre le système matriciel (II.6), on procède de la façon suivante :

On suppose que le système est direct, c'est à dire la composante homopolaire est nulle, donc :

$$V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} = 0 \quad \text{II.7}$$

On peut aussi écrire :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{AO} - V_{NO} \\ V_{BN} = V_{BO} - V_{NO} \\ V_{CN} = V_{CO} - V_{NO} \end{cases} \quad \text{II.8}$$

En faisant la sommation des équations du système (II.8) membre à membre, et en considérant l'hypothèse (II.7), on obtient :

$$V_{NO} = -\frac{1}{3}(V_{AN} - V_{BN} - V_{CN}) \quad \text{II.9}$$

On remplace l'équation (II.9) dans le système (II.8), on obtient la résolution du système (II.6) qui s'exprime comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad \text{II.10}$$

Donc le principe de fonctionnement du redresseur est illustré sur la figure (II.6).

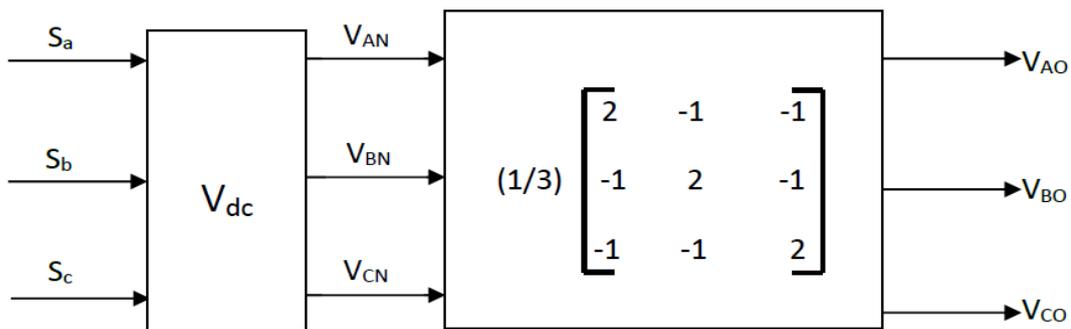


Figure II.6: Passage de la tension du réseau à la tension d'entrée du pont.

Le tableau (II.1) représente toutes les configurations possibles du convertisseur en fonction des ordres de commande $[S_a S_b S_c]$ ainsi que les tensions simples à l'entrée du pont, pour une tension constante du bus continu V_{dc} . Notons que les deux interrupteurs de chaque bras sont à commande complémentaire.

N° de cas	S_A	S_B	S_C	e_a	e_b	e_c
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
2	1	1	0	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$
3	0	1	0	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
4	0	1	1	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$

5	0	0	1	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$
6	1	0	1	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0

Tableau II.1 Tensions simples en fonction des différents ordres de commande.

Dans ce tableau, les tensions simples s'expriment en fonction des ordres de commande par la relation ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{II.11}$$

De même on peut exprimer le courant continu i_{dc} en fonction des courants d'entrées.

$$i_{dc} = [S_a \ S_b \ S_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{II.12}$$

II.3.3 Bloc charge

Ce bloc est constitué d'une capacité C (pour diminuer les ondulations de la tension redressée) placée en parallèle avec une résistance R, modélisant la charge continue [10].

La tension V_{dc} aux bornes de la charge est donnée par l'équation suivante :

$$c \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{c} (i_{dc} - i_{ch}) \quad \text{II.13}$$

$$v_{dc} = R_{ch} \cdot i_{ch} \quad \text{II.14}$$

L'équation des courants peut être écrite comme suit :

$$c \frac{dv_{dc}}{dt} = (S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c) - i_{dc} \quad \text{II.15}$$

A partir des relations de (II.3.1) à (II.3.8) on peut établir le schéma fonctionnel global du redresseur à MLI ayant comme entrée la commande des gâchettes des interrupteurs du haut ($S_a \ S_b \ S_c$) et comme sortie la tension redressée V_{dc} suivant la figure (II.7).

II.4.2 MLI à échantillonnage périodique

La méthode d'échantillonnage périodique permet aux semi-conducteurs constituant le filtre actif de commuter durant les transitions d'une horloge à onde carrée et à fréquence fixe (fréquence d'échantillonnage), comme illustré à la figure (II.9), ce type de commande est très simple à implanter dans la mesure où il ne nécessite qu'un comparateur et une bascule D type par phase.

L'avantage principal de cette méthode est que le temps minimal entre les commutations est limité par la période d'échantillonnage de l'horloge. Cependant, la fréquence de commutation actuelle n'est pas clairement définie [27].

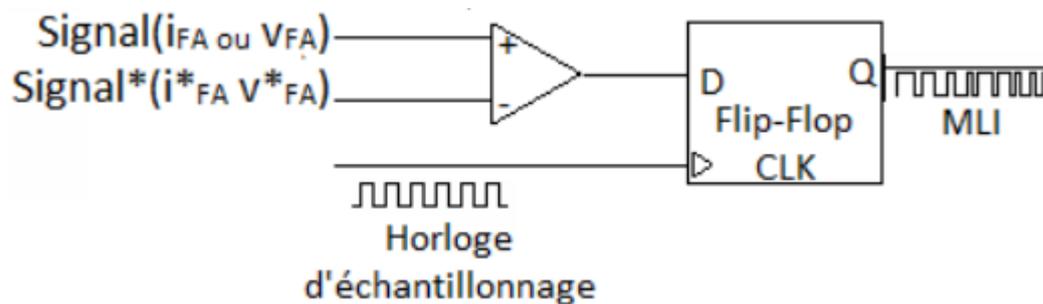


Figure II.9 Modulateur MLI à échantillonnage périodique.

II.4.3 MLI à porteuse triangulaire

La méthode de la MLI à porteuse triangulaire, cette technique consiste à reproduire un signal MLI à fréquence constante, en comparant un signal triangulaire "onde porteuse", avec un signal sinusoïdal "onde modulatrice"(référence) [28].

Le signal de référence est le signal modulant, il détermine la forme d'onde de la tension de sortie, l'erreur passe par un correcteur avant d'être comparée avec la porteuse triangulaire. De nombreuses versions de cette méthode existent, avec des formes d'onde spéciales non sinusoïdales, avec lesquelles le niveau des harmoniques bien spécifiques peut être réduit.

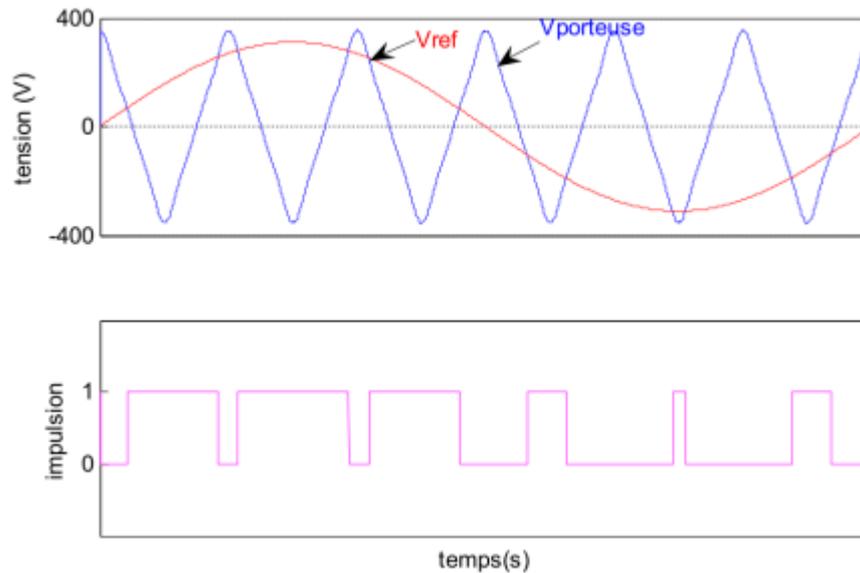


Figure II.10 Modulateur MLI à porteuse triangulaire.

II.4.4 MLI vectorielle

Dans la technique MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur.

La modulation vectorielle diffère, entre d'autres techniques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de redresseur en même temps.

En termes de rendement, la technique MLI vectorielle fait l'unanimité des chercheurs par rapport à celle de la MLI sinus-triangle, car les tensions maximales fournies par un onduleur commandé avec la technique MLI vectorielle sont supérieures à celui commandé avec celle de la MLI sinus-triangle.

On a:

$$\begin{aligned} V_{max}(MLI_{ST}) &= \frac{v_{dc}}{2} \\ V_{max}(MLI_{Vec}) &= \frac{v_{dc}}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad \text{II.16}$$

Cela signifie qu'avec la MLI vectorielle, on est capable d'avoir une tension de 15% de V_{dc} de plus que la MLI sinus-triangle. Cependant l'algorithme MLI vectorielle est plus complexe que celui de la MLI sinus-triangle à cause du nombre élevé des états de commutation.

II.5 Contrôle par hystérésis des courants prélevés

Le contrôle du courant par hystérésis (Hystérésis Current Control : HCC) consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La figure (II.11) illustre le principe de contrôle du courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont [10].

Cette technique est une commande non linéaire parce qu'elle fonctionne en tout ou rien. Elle a un seul paramètre de régulation dans cette commande qui est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants. Et la fréquence de commutation bien que ce dernier reste inconnu et variable. La technique de régulation par bande hystérésis est une des méthodes les plus appropriées pour les différentes applications de redresseur contrôlés en courant telles que les entraînements électriques et les filtres actifs. Le principe de génération des ordres de commande est représenté sur la figure (II.11), où ΔI est la largeur de la bande hystérésis [10][25].

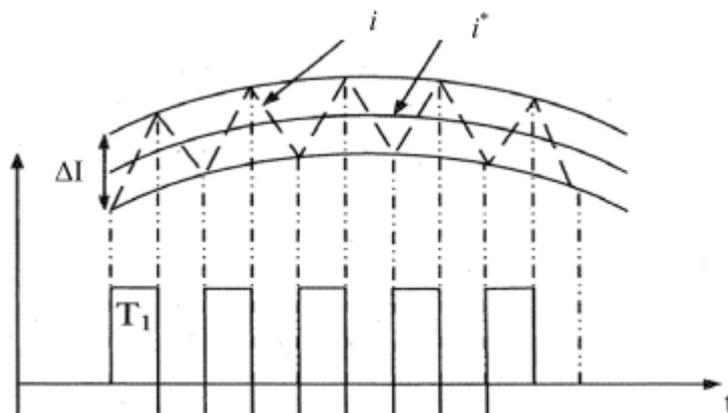


Figure II.11 Principe de génération des ordres de commande.

Le comparateur à hystérésis fonctionne selon le principe expliqué dans la figure (II.12) l'interrupteur s'ouvre si l'erreur devient inférieure à $-H/2$, il se ferme si cette dernière est supérieure à $+H/2$, où H représente la fourchette (ou largeur) d'hystérésis. Si l'erreur est maintenant comprise entre $-H/2$ et $+H/2$ (c-à-d, qu'elle varie à l'intérieur de la fourchette d'hystérésis), l'interrupteur ne commute pas [29].

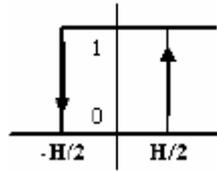


Figure II.12 principe de fonctionnement de Modulateur MLI à bande d'hystérésis.

II.5.1 Structure du contrôle de courant par hystérésis

La structure globale du contrôle par hystérésis des courants prélevés sur le réseau par un pont redresseur de tension triphasée à MLI est présentée sur la figure (II.13). Les trois courants à l'entrée du pont sont contrôlés à l'aide de trois comparateurs à hystérésis à bande fixe. L'ensemble des trois sorties de ces comparateurs détermine les ordres de commande des interrupteurs constituant le pont. Donc, chaque courant de source sera maintenu dans une bande d'hystérésis autour d'une référence sinusoïdale et en phase avec la tension. En effet, la détermination des instants de commutation suit la logique suivante [10][24] :

$$i_i^* - i = \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow S_i = 1 \quad \text{II.17}$$

$$i = a, b, c$$

$$i_i^* - i = \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow S_i = 0 \quad \text{II.18}$$

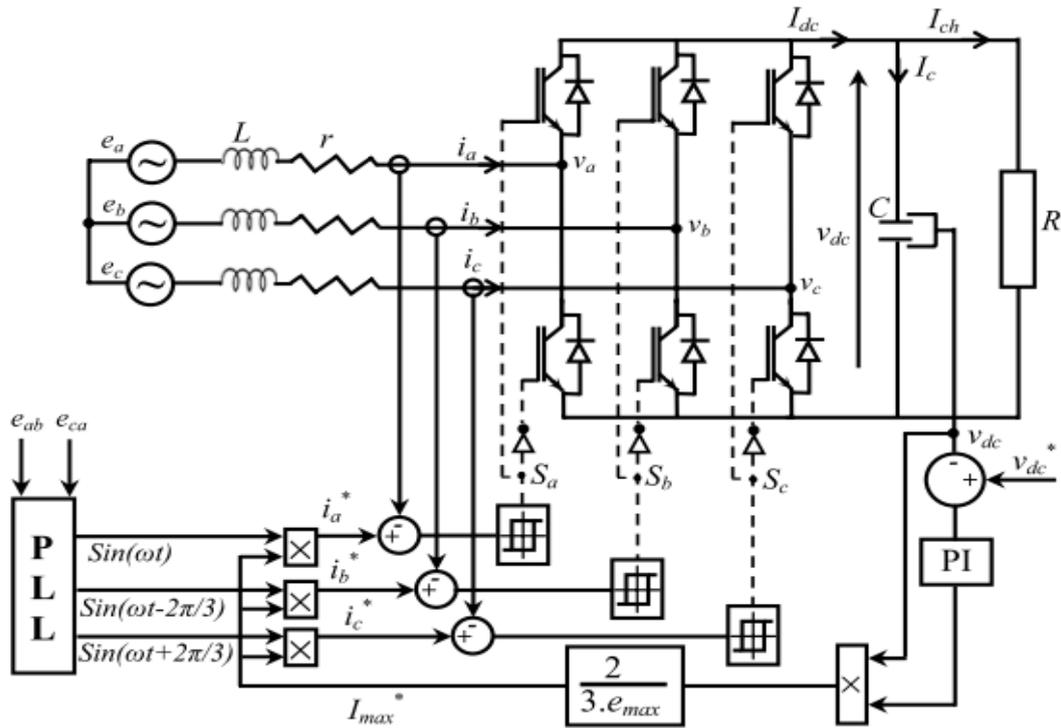


Figure II.13 Structure du contrôle par hystérésis des courants absorbés par redresseur à MLI.

II.5.2 Boucle de régulation de la tension du bus continu

La boucle de régulation de la tension du bus continu permet de maintenir cette tension à une valeur constante (valeur de référence), à l'aide du contrôle de processus de chargement et de déchargement du condensateur. Les causes de sa variation sont essentiellement les pertes dans les interrupteurs du convertisseur (en conduction et en commutation), dans les inductances de couplage et la variation de la charge connectée au bus continu. Cette régulation de tension s'effectue par l'ajustement d'amplitude des références des courants prélevés pour contrôler le passage de puissance active entre le réseau et le bus continu. A cet effet, elle est destinée à compenser toutes les perturbations provenant du côté convertisseur et du côté charge, provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. Cette boucle possède comme entrée la tension de référence v_{dc}^* et la tension mesurée v_{dc} [10].

Il est également possible de dimensionner le régulateur pour régler le carré de la tension v_{dc} . Un régulateur de type PI est souvent utilisé pour contrôler cette tension en négligeant les pertes actives dans le convertisseur et dans les inductances de couplage, l'application du principe de conservation de la puissance donne la relation entre la puissance active débitée par le réseau et celle-ci reçue en sortie du pont. Elle s'écrit sous la forme suivante :

$$p = v_{dc} \cdot I_{dc} = \frac{1}{2} C \frac{dv_{dc}^2}{dt} + \frac{v_{dc}^2}{R} \quad \text{II.19}$$

A partir de cette équation, nous déduisons la fonction de transfert de premier ordre suivante :

$$\frac{v_{dc}^2(s)}{P(s)} = \frac{R}{1 + \frac{RC}{2}s} \quad \text{II.20}$$

D'autre part, la puissance active fournie par le réseau est définie par la relation ci-dessous :

$$p = \frac{3}{2} e_{max} \cdot I_{max} \quad \text{II.21}$$

Si nous prenons comme grandeur à régler, pour raison de simplicité, le carré de la tension du bus continu, et en supposant constante l'amplitude de la tension du réseau, la fonction de transfert précédente se transforme sous la forme suivante :

$$\frac{v_{dc}^2}{I_{max}} = \frac{3}{2} \cdot e_{max} \cdot \frac{R}{1 + \frac{RC}{2}s} \quad \text{II.22}$$

Le synoptique de la boucle de régulation du carré de la tension du bus continu est alors représenté sur la figure (II.14). Dans cette structure, la boucle de courant est considérée parfaite (unitaire) en supposant qu'elle est beaucoup plus rapide que celle de la tension et que le courant réel est assimilé à sa valeur de référence. Il est à noter que dans ce cas, la tension continue se présente comme un gain variable dans la chaîne directe, ce qui peut créer des instabilités dans la boucle de régulation. Pour éviter ceci, on propose de réaliser une compensation de cette tension en contrôlant la tension v_{dc} . Pour cette structure, nous choisissons le régulateur pour qu'il fournisse la valeur du courant du bus continu I_{dc} nécessaire pour maintenir la charge du condensateur et répondre au besoin de la charge [10].

L'amplitude des courants de référence est alors calculée sur la base de la relation ci-après :

$$\frac{3}{2} e_{max} \cdot I_{max} = v_{dc} \cdot I_{dc} \quad \text{II.23}$$

Le schéma synoptique proposé pour le réglage de la tension v_{dc} est donné sur la figure (II.15)

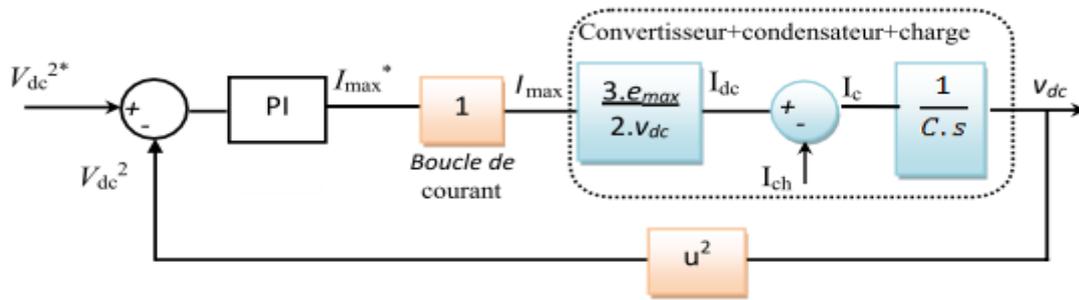


Figure II.14 Schéma bloc de la boucle de régulation du carré de la tension du bus continu.

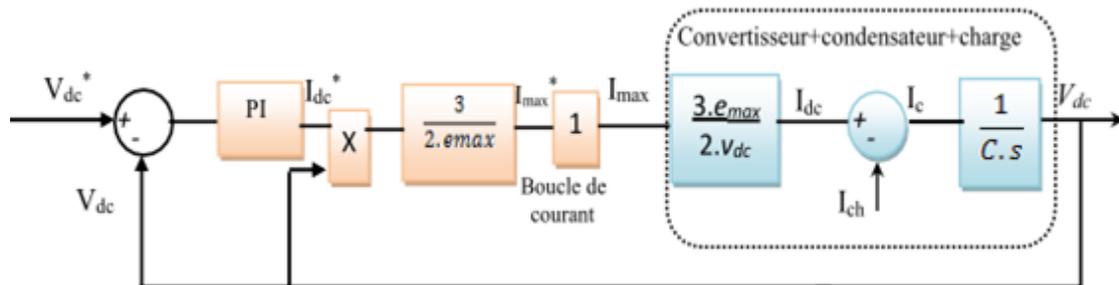


Figure II.15 Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu.

II.5.3 Avantages et inconvénients de la commande par hystérésis

Comme toutes les techniques de commandes, la commande par hystérésis a des avantages et des inconvénients nous allons les présenter dans les deux titres suivants :

II.5.3.1 Avantages

Cette méthode est facile à mettre en œuvre, elle ne dépend pas du type de charge et ne nécessite pas la connaissance des paramètres de la machine [30].

Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant.

II.5.3.2 Inconvénients

Variation aléatoire de la fréquence de commutation, ce qui peut provoquer des pertes par commutation importantes. Cette méthode qui ne prend compte que de l'amplitude du courant, peut conduire à une perte de contrôle des courants réels lors des régimes transitoire, par déphasage de ce si par rapport à leurs références [30].

Autre inconvénient, elle nécessite plusieurs capteurs sur différents niveaux donc ça coûte chère.

II.6 Simulation d'un redresseur à MLI hystérésis

- Paramètres de la simulation :

e_a, e_b, e_c	230 v
f	50 hz
r	0.25 Ω
L	0.01 mH
R_{ch}	100 Ω
C	0.001 μ F
kp	0.1
ki	1
V_{dc}^*	600 v

Tableau II.2 paramètres de la simulation

II.6.1 Variation de tension

Dans ce test de simulation, la référence de la tension du bus continu est diminuée de 600V à 500V à l'instant $t=0.8s$. Ce test est effectué pour un réglage classique basé sur la technique MLI hystérésis. Les formes d'ondes obtenues sont illustrées sur les figures suivantes :

II.6.1.1 Résultats de simulation

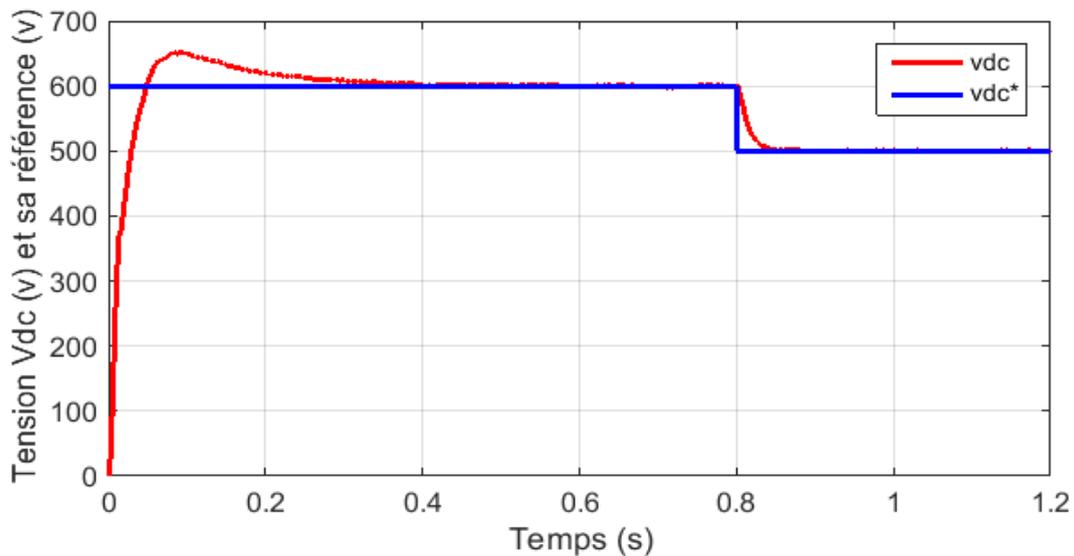


Figure II.16 L'allure de tension de sortie et sa référence.

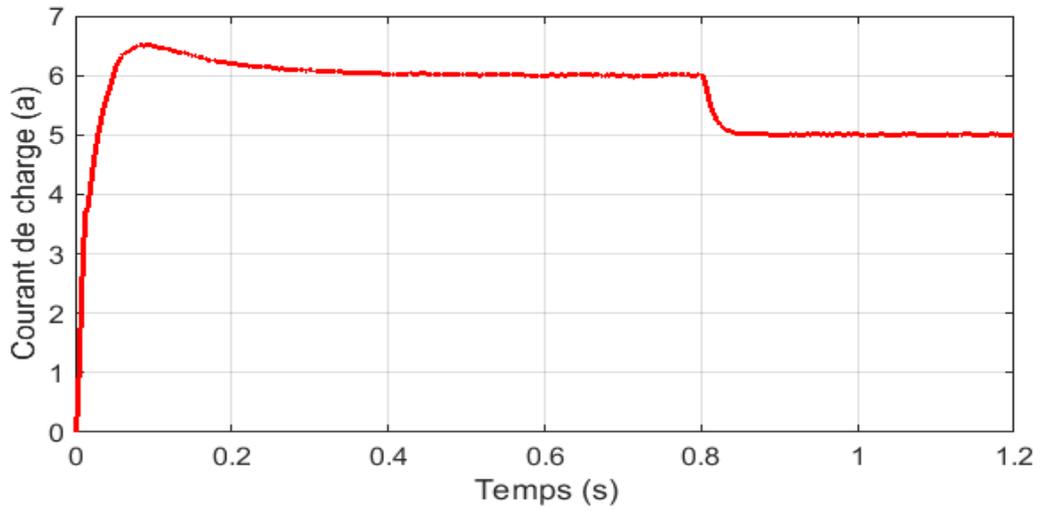


Figure II.17 L'allure de courant de charge.

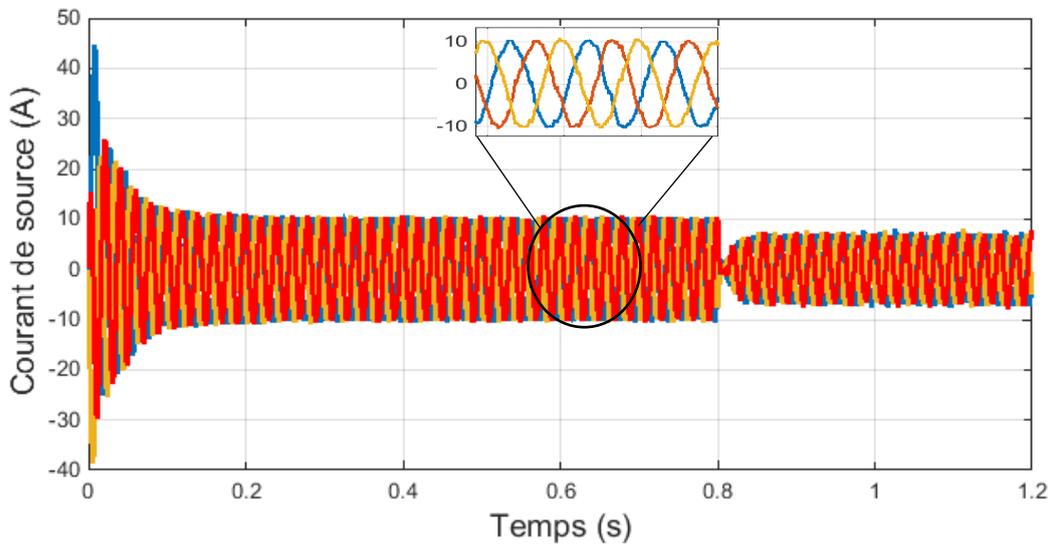


Figure II.18 L'allure de courant de source.

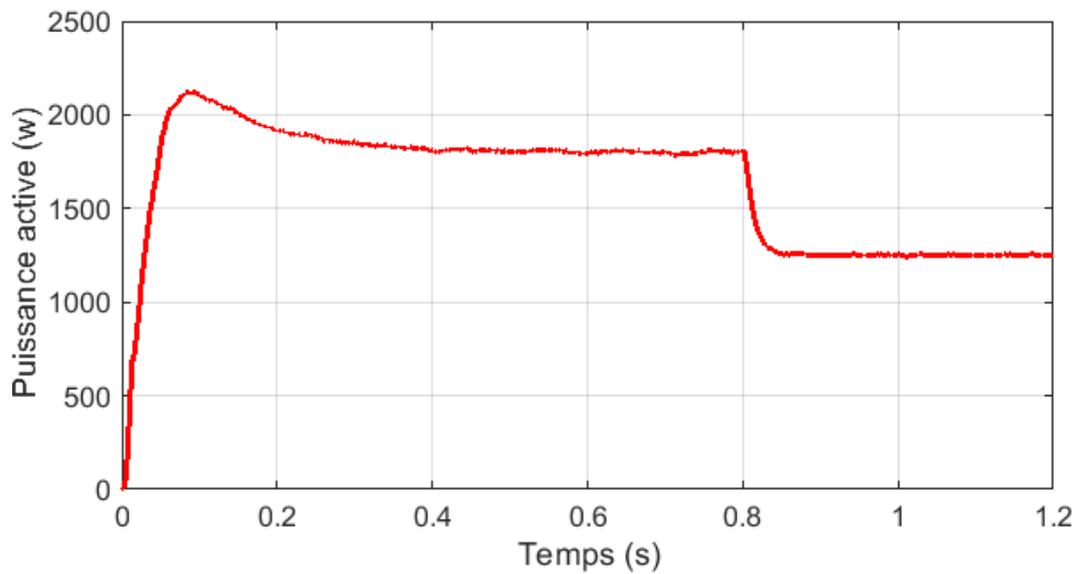


Figure II.19 L'allure de puissance active.

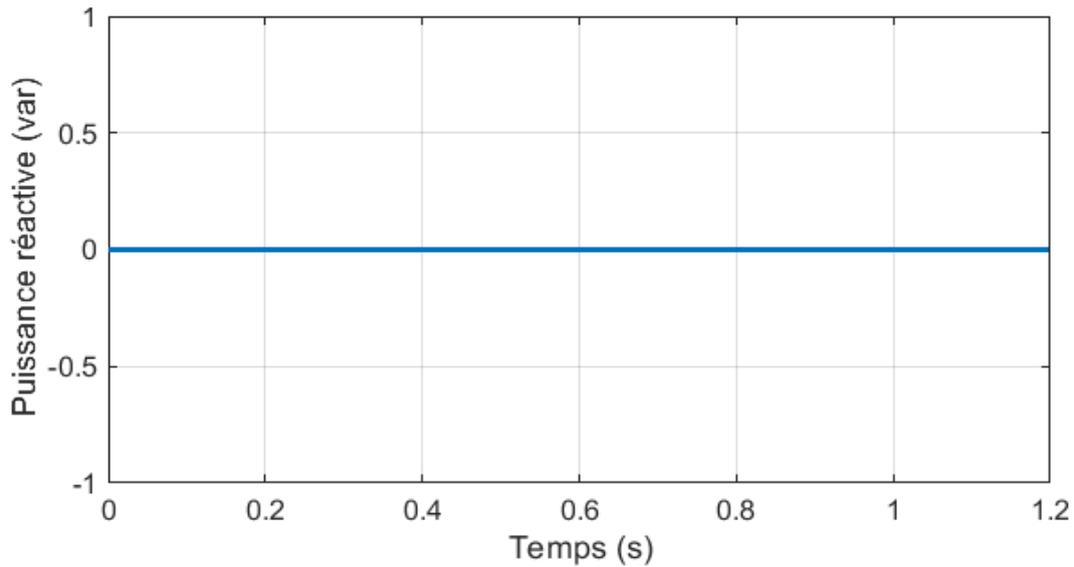


Figure II.20 L'allure de puissance réactive.

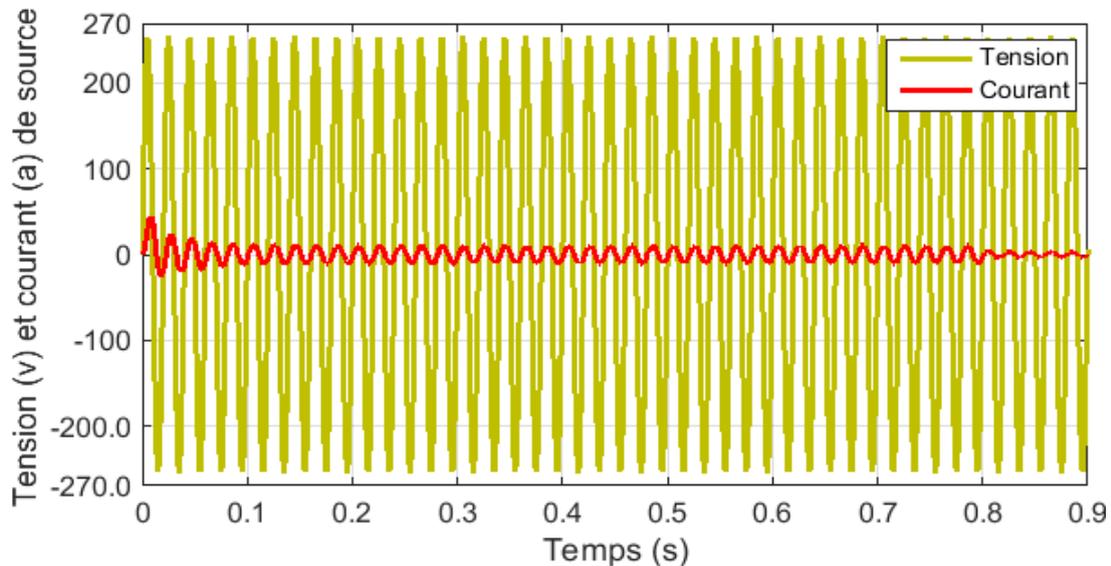


Figure II.21 L'allure tension et courant de source d'une seule phase.

II.6.1.2 Interprétation des résultats de simulation

Les résultats obtenus lors d'une tension de référence de la sortie constante pour la commande par hystérésis sont représentés sur la figure (II.16), la tension de bus continu V_{dc} tend vers la valeur de référence V_{dc}^* après un court régime transitoire ($t=0.4$ s) et elle présente des faibles ondulations on peut les considérées négligeables, le changement de tension de référence de $V_{dc}^* = 600$ v à $V_{dc}^* = 500$ v à l'instant $t=0.8$ s permet de régler la tension de bus continu vers cette nouvelle valeur grâce aux régulateur PI, lors d'une utilisation de référence variable de la tension de sortie on remarque que la tension continue atteint la nouvelle référence et le courant du réseau diminue avec la diminution de la référence proposée et il a une forme sinusoïdale d'après la figure (II.18).

La forme de courant de charge suit la tension de bus continu V_{dc} mais avec une valeur inférieure parce que la résistance de charge influe sur le courant en appliquant la loi d'ohms, le courant et la tension de réseau sont en phase donc le déphasage est nul et la puissance active diminue de 1800w à 1250w, ainsi que la puissance active a toujours la même forme avec la tension de bus continu et le courant de charge, par contre la valeur de puissance réactive est toujours nulle parce qu'on a une charge résistive donc le facteur de puissance est unitaire.

II.6.2 Variation de charge

Dans cet essai, la tension de référence V_{dc} est fixé à 600V, avec une variation de la charge de $R=100\Omega$ à $R=300\Omega$ à l'instant $t=0.8s$.

II.6.2.1 Résultats de simulation

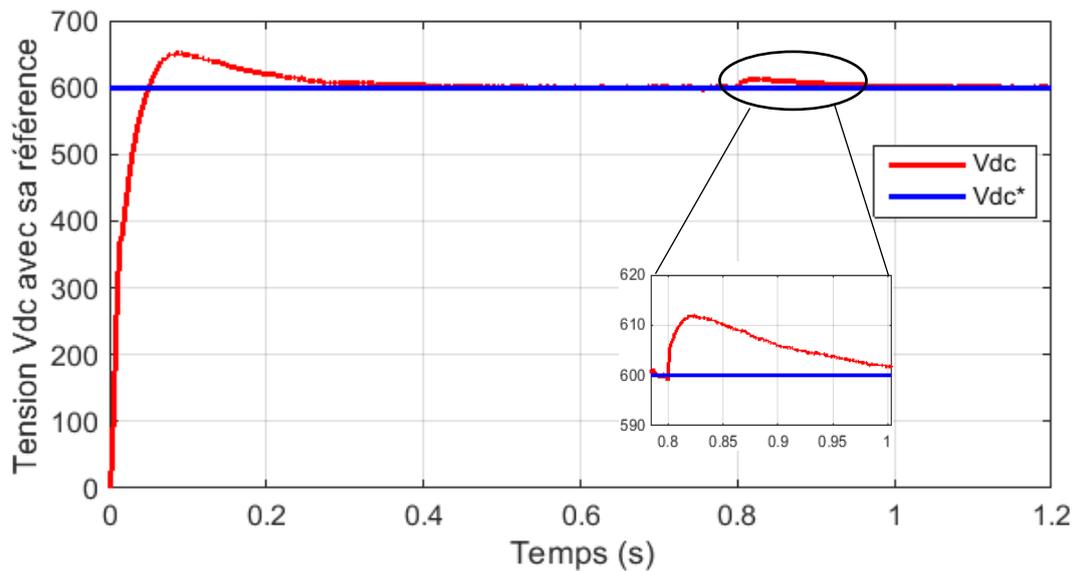


Figure II.22 L'allure de tension de sortie et sa référence.

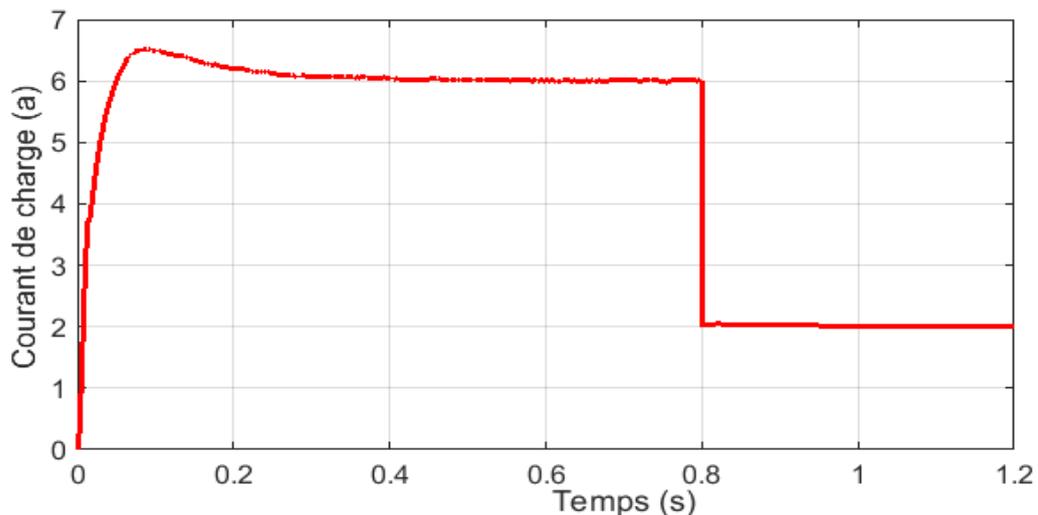


Figure II.23 L'allure de courant de charge.

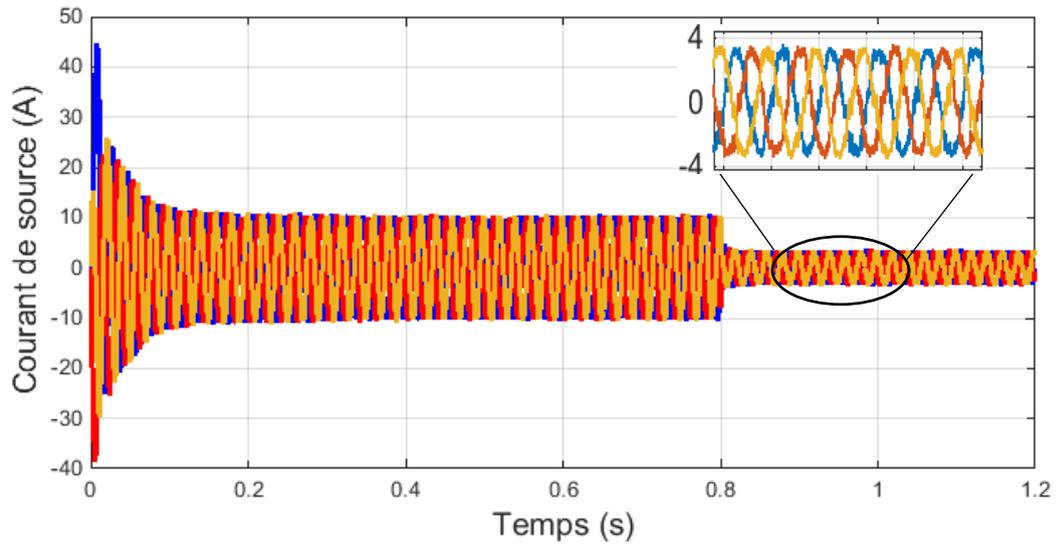


Figure II.24 L'allure de courant de source.

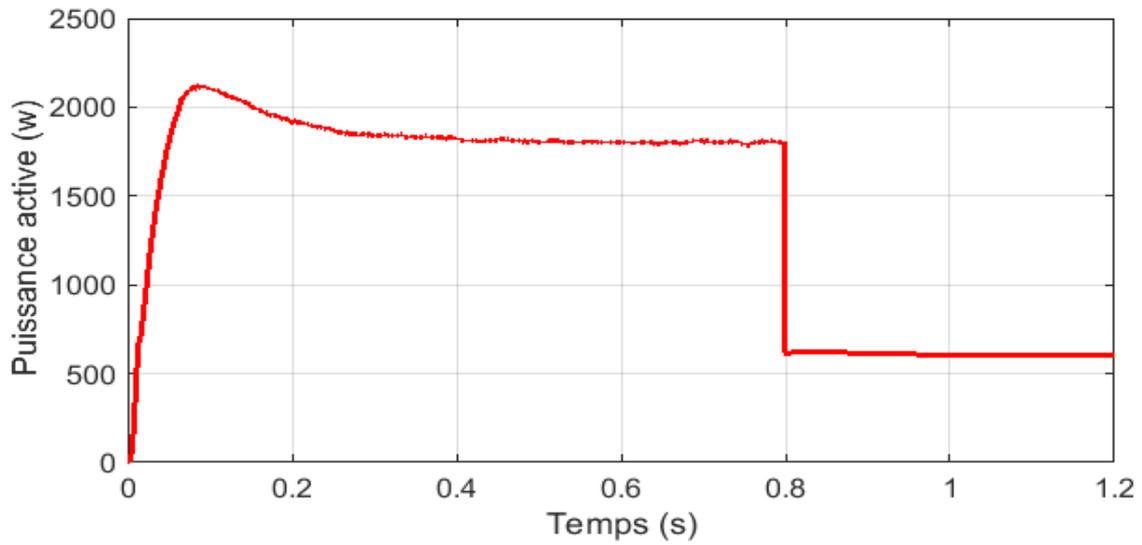


Figure II.25 L'allure de puissance active.

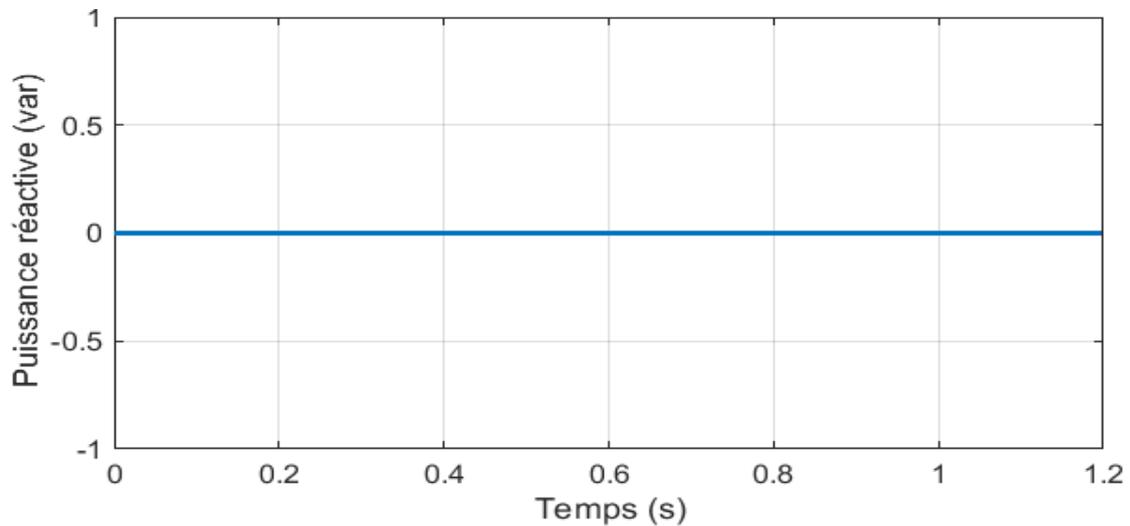


Figure II.26 L'allure de puissance active.

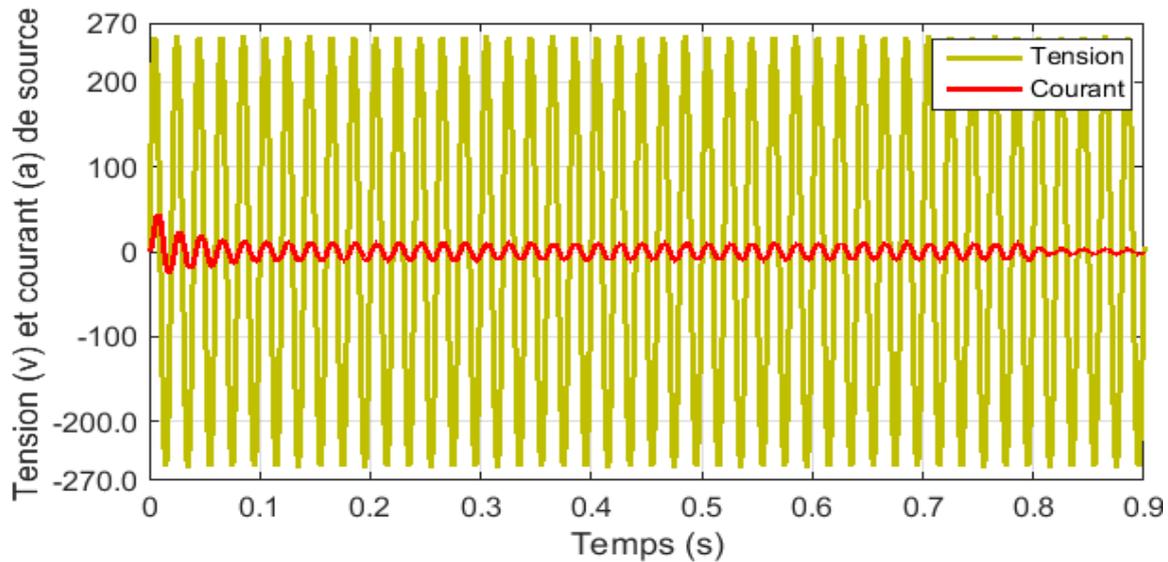


Figure II.27 L'allure tension et courant de source d'une seule phase.

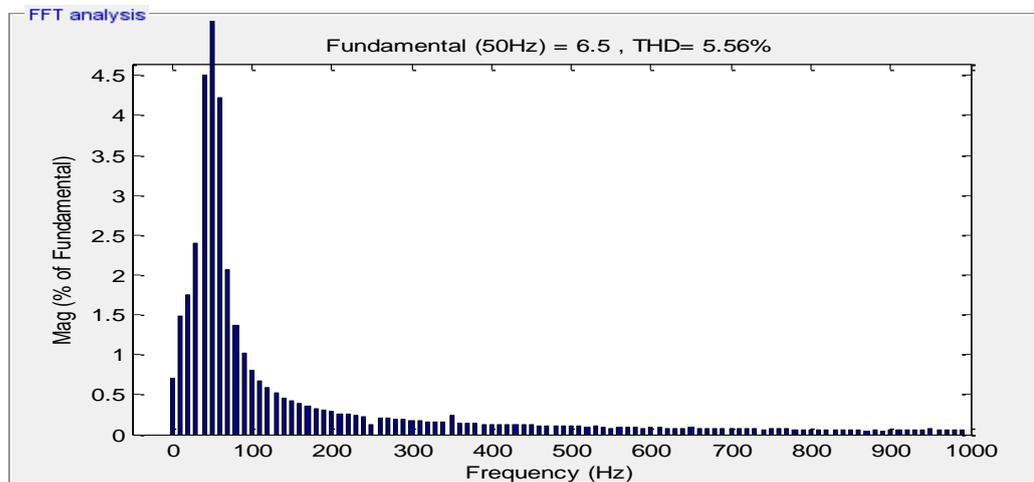


Figure II.28 Taux de distorsion harmonique.

II.6.2.2 Interprétation des résultats de simulation

La variation de charge influe sur la courant de charge, en remarquant à l'instant de variation $t=0.8$ s que le courant diminue selon la loi d'ohm, elle influe aussi sur la tension de bus continu en remarquant que la tension augmente un peu pour une courte période $t=0.3$ s mais le régulateur PI permet de stabiliser rapidement cette tension vers sa référence.

L'augmentation de charge n'influe pas sur le déphasage, le courant et la tension de réseaux toujours restent en phase ce qui est confirmé dans la figure (II .27) et la figure (II.26) qui montre que la puissance réactive reste toujours nulle, par contre la puissance active suit la tension le courant de charge.

La valeur de THD arrive à la valeur 5.56% ce qui n'influe pas beaucoup sur le réseau, donc cette technique permet de diminuer les harmoniques en courant.

II.7 Conclusion

L'étude du redresseur à MLI présentée dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes présentés dans le chapitre précédent. Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude théorique sur le redresseur à MLI de façon générale, comme son principe de fonctionnement et sa structure générale et ses types, ainsi que la modélisation détaillée pour différents coté et les différentes techniques utilisées pour le commander et on a bien détailler une technique qui est la commande par hystérésis , cette technique nous a permet de commander le redresseur à MLI avec plusieurs avantages et elle donne de bonnes résultats après avoir effectué des simulations pour différents cas par Matlab/Simulink et qui ont confirmé ces résultats.

Par contre elle reste toujours une méthode classique et ses inconvénients sont plus de ses avantages. Pour cette raison, dans le chapitre suivant on va découvrir une méthode moderne et moins chère que la première pour éviter le surcoût de l'installation et éliminer certains capteurs, cette méthode est appelée la commande directe de puissance.

Chapitre III : Commande directe de puissance (DPC)

III.1 Introduction

Au cours de ces dernières années, des travaux de recherche importants ont été menés sur les stratégies de contrôle des convertisseurs MLI triphasés. Ces stratégies proposées peuvent être classées selon l'utilisation des régulateurs de boucle de courant ou de régulateurs de puissances actives et réactives [27].

L'objectif du chapitre précédent était la modélisation et principe de fonctionnement avec généralité sur techniques de contrôle du redresseur à MLI triphasé tel que la commande par hystérésis, mais cette dernière présente de nombreux inconvénients et elle reste une commande classique.

Dans ce chapitre, nous présentons cette dernière solution, qui est la commande directe de puissance (DPC : Direct Power Control) d'un convertisseur AC/DC triphasé et ce qui est considéré comme stratégie de contrôle de haute performance pour les convertisseurs à MLI.

III.2 Etat de l'art de la commande direct de puissance :

Le principe de la commande direct des convertisseurs d'électroniques de puissance à MLI a été proposé pour la première fois en 1986 par [32] et il a été développé plus tard dans plusieurs applications. Le but du contrôle direct de ces systèmes était d'éliminer le bloc de modulation de largeur d'impulsion et les boucles de régulations internes des variables contrôlées, en les remplaçant par une table de commutation prédéfinie, dont les entrées sont les erreurs de suivi de référence des grandeurs contrôlées et la sortie est le vecteur de commande.

La première application développée dans cet axe était le contrôle des machines électriques à vitesse variable alimentées par un onduleur à MLI triphasé. La structure de contrôle était connue sous le nom de contrôle direct du couple (DTC : direct torque control). Dans cette application, le flux statorique et le couple électromagnétique sont contrôlés directement sans aucun bloc de modulation [27].

D'un autre côté, la commande DPC est une technique de contrôle basée sur les puissances actives et réactives avec les avantages de la robustesse et du contrôle rapide [32]. Les différentes configurations du DPC, définies dans la littérature, se subdivisent en deux catégories [33] :

- ✓ DPC utilisant le vecteur de tension (V-DPC).
- ✓ DPC utilisant le flux virtuel.

Ce qui nous intéresse dans ce chapitre la commande directe de puissance à base d'une table de commutation prédéfinie en utilisant le vecteur de tension.

III.3 Principe de fonctionnement

La commande directe de puissance est basée sur les boucles de puissance active et réactive instantanée, utilisant la position de la tension de ligne, et elle consiste à sélectionner un vecteur de commande dans une table de commutation, qui est basée sur l'erreur de puissance active P et réactive Q ainsi que sur la position angulaire de la tension de ligne. Cette tension est estimée pour réduire le nombre des capteurs.

Le contrôle direct de la puissance (DPC) se concentre sur l'idée de contrôle direct du couple qui s'applique aux machines à induction. L'objectif est de contrôler directement la puissance active et réactive dans le redresseur à MLI, le même principe a été appliqué pour contrôler le couple et le flux dans les machines électriques alternatives. Les contrôleurs utilisés sont des comparateurs à hystérésis à deux niveaux pour les erreurs instantanées de puissance active S_p et réactive S_q .

La sortie des contrôleurs avec le secteur, où se trouve la position du vecteur de tension du réseau, constitue les entrées d'un panneau de commutation, qui à son tour détermine l'état de commutation des commutateurs, la référence de puissance active est obtenue à partir du régulateur de tension de bus continu [34].

La figure (III.1) montre la configuration globale de la commande directe de puissance appliquée à un redresseur triphasé à MLI.

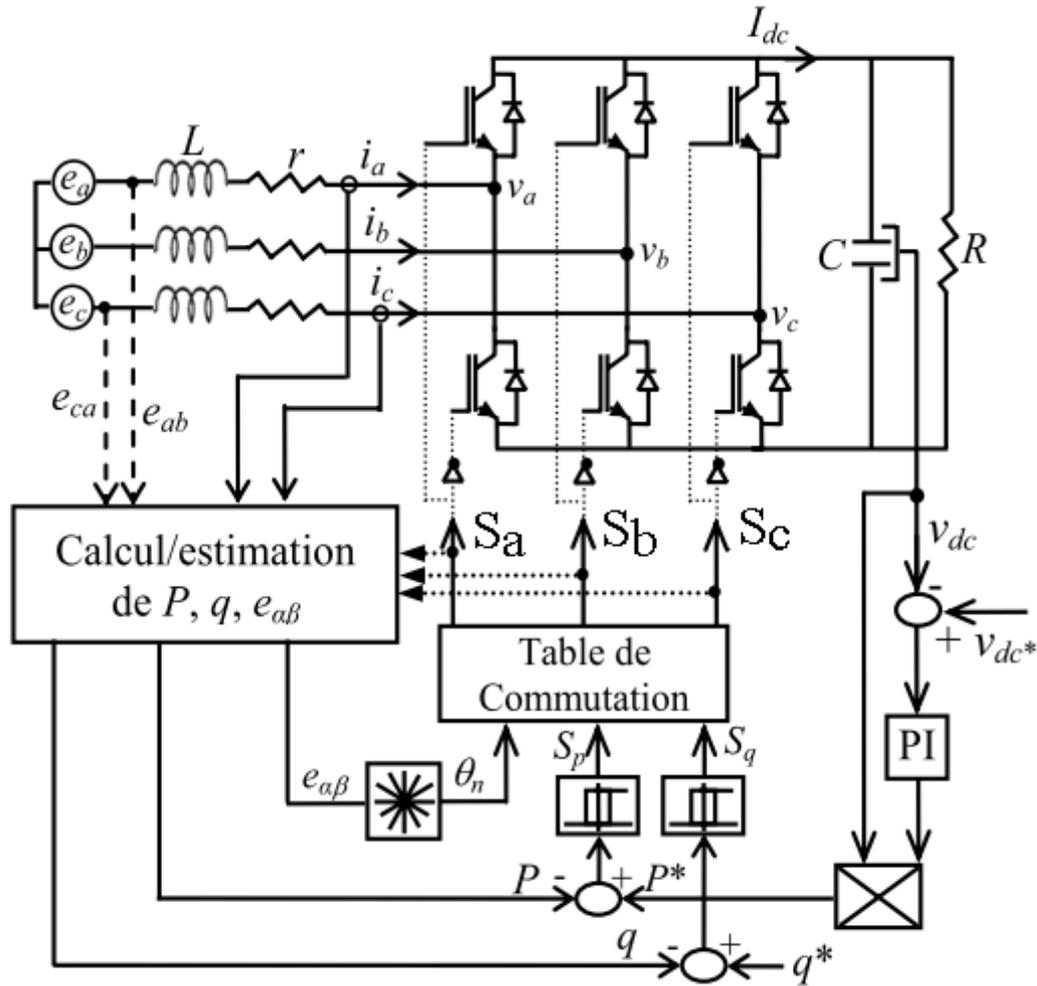


Figure III.1 Configuration Globale de la DPC du redresseur à MLI.

III.4 Estimation de la puissance instantanée

Pour étudier la stratégie de la commande directe de puissance, la théorie des puissances instantanées est utilisée pour calculer les valeurs instantanées des puissances active et réactive. Les valeurs instantanées des tensions et des courants triphasés sont respectivement : e_a, e_b, e_c et i_a, i_b, i_c . Après la transformation de Concordia, on obtient les tensions e_α, e_β et les courants i_α, i_β sous le système de coordonnées stationnaires biphasées $\alpha\beta$ [27].

La puissance active instantanée est définie par le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne. Alors que, la puissance réactive est définie par le produit vectoriel entre eux [32].

$$p = v_{(abc)} \cdot i_{(abc)} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \tag{III.1}$$

$$q = v_{(abc)} \wedge i_{(abc)} = v'_a i_a + v'_b i_b + v'_c i_c \tag{III.2}$$

D'où v'_a, v'_b, v'_c sont en arrière de 90° sur v_a, v_b, v_c respectivement

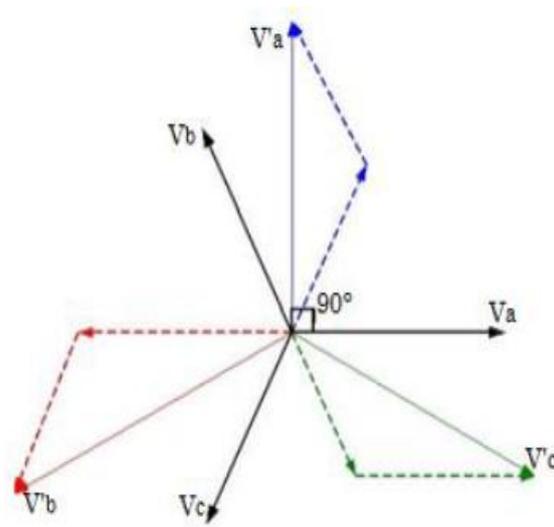


Figure III.2 Représentation vectorielle des vecteurs (v_a, v_b, v_c et v'_a, v'_b, v'_c).

La même équation peut être décrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \\ v'_a & v'_b & v'_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{III.3}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} v'_a \\ v'_b \\ v'_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} v_b - v_c \\ v_c - v_a \\ v_a - v_b \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} v_{bc} \\ v_{ca} \\ v_{ab} \end{bmatrix} \quad \text{III.4}$$

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

$$\bar{S} = P + jQ \quad \text{III.5}$$

$$\bar{S} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c + \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c) i_a + (e_c - e_a) i_b + (e_a - e_b) i_c] \quad \text{III.6}$$

Cependant, l'expression (III.6) exige la connaissance des tensions du réseau. De ce fait, il faut exprimer les puissances par d'autres expressions indépendantes des tensions du réseau.

Alors, les expressions qui donnent l'estimation de puissance active et réactive instantanées sans capteur de tensions sont comme suit :

$$\begin{cases} \hat{p} = L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + V_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \\ \hat{q} = \frac{1}{\sqrt{3}} [3L \left(\frac{di_a}{dt} i_b - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - V_{dc} (S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b))] \end{cases} \quad \text{III.7}$$

Les premières parties des deux expressions représentées précédemment présentent la puissance dans les inductances de ligne, notant ici que les résistances internes de ces inductances sont négligeables car la puissance active dissipée dans ces résistances est en fait beaucoup plus faible devant la puissance mise en jeu. Les autres parties représentent la puissance dans le convertisseur [5].

III.5 Estimation de la tension

Le secteur de la tension est nécessaire pour utiliser la table de commutation, donc la connaissance de la tension de ligne est essentielle [35].

Le secteur de travail de la tension de ligne est nécessaire, pour déterminer les ordres de commutation. De plus il est important d'estimer la tension de ligne correctement, même avec l'existence des harmoniques, ça donne un facteur de puissance élevé [12].

La chute de tension aux bornes de l'inductance peut être calculée en dérivant le courant.

Donc, la tension peut être calculée en additionnant la tension de référence à l'entrée du convertisseur avec la chute de tension déjà calculée.

En revanche, cette approche à un inconvénient qui est la dérivée du courant, où les bruits seront amplifiés. Pour éviter cet inconvénient une estimation de tension basée sur le calcul des puissances peut être appliquée [21].

L'expression suivante donne les courants de ligne i_a , i_b , i_c , dans les coordonnées stationnaires $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{III.8}$$

On peut écrire les expressions de puissance active et réactive comme suit :

$$\begin{aligned} \hat{p} &= \bar{e}_{abc} \cdot \bar{i}_{abc} = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \\ \hat{q} &= \bar{e}_{abc} \wedge \bar{i}_{abc} = e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta \end{aligned} \quad \text{III.9}$$

L'écriture matricielle des expressions (III.9) est :

$$\begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{III.10}$$

La tension peut être estimée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{(i_\alpha^2 + i_\beta^2)} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad \text{III.11}$$

La transformée inverse de Concordia de la tension de ligne s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_a \\ \hat{e}_b \\ \hat{e}_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} \quad \text{III.12}$$

III.6 Détermination de secteur

La phase du vecteur tension du réseau est convertie en signal numérisé γ_n (position angulaire) [27].

La connaissance du secteur de la tension estimée est importante pour déterminer les états de commutation optimale. A cet effet, le plan de travail (α, β) est divisé en six secteurs ou douze secteurs. Ces derniers étant déterminés par la relation suivante [32] :

$$\begin{cases} (2n - 3) \frac{\pi}{6} < \gamma_n < (2n - 1) \frac{\pi}{6} & n = 1, 2 \dots 6 \\ (n - 2) \frac{\pi}{6} < \gamma_n < (n - 1) \frac{\pi}{6} & n = 1, 2 \dots 12 \end{cases} \quad \text{III.13}$$

Où : n est le numéro du secteur

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

$$\hat{\gamma}_n = \text{Arctg}\left(\frac{\hat{e}_\beta}{\hat{e}_\alpha}\right) \quad \text{III.14}$$

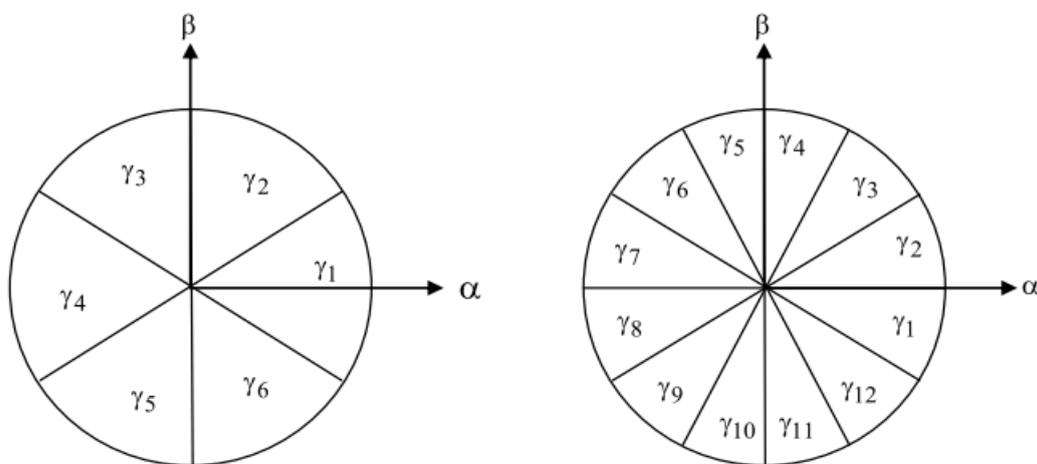


Figure III.3 Plan $\alpha\beta$ divisé pour détecter la phase du vecteur de tension [32].

Les secteurs sont utilisés pour optimiser les commutateurs de convertisseur en sélectionnant des vecteurs adjacents. Le plan $\alpha\beta$ est divisé en 12 secteurs pour plus de précision et aussi pour éviter les problèmes rencontrés aux frontières de chaque vecteur de contrôle [34].

III.7 Table de commutation

La table de commutation peut être considérée comme le cœur de la commande directe en puissance. Elle sélectionne un vecteur de tension du redresseur approprié pour permettre le déplacement des puissances active et réactive instantanées dans la direction désirée, en se basant aussi sur la position du vecteur de la tension de la source et des erreurs de puissance active et réactive [36].

Les signaux d'erreur numérisés et la position angulaire sont introduits dans une table de commutation dans laquelle sont mémorisés tous les états de commutation S_p et S_q 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 à MLI en particulier, sur la distorsion du courant harmonique, et sur la fréquence moyenne de commutation.

Erreurs des puissances		Critères de sélection des vecteurs de tension	Exemples d'application
$S_q \geq 0$	$S_p \geq 0$	Vecteurs de tension qui agissent comme un effet capacitif et une source de puissance	Choix v_1 ou v_6
	$S_p < 0$	Vecteurs de tension qui agissent comme un effet capacitif et une charge	Choix v_0, v_7 ou v_5
$S_q < 0$	$S_p \geq 0$	Vecteurs de tension qui agissent comme un effet capacitif et une source de puissance	Choix v_2
	$S_p < 0$	Vecteurs de tension qui agissent comme un effet capacitif et une charge	Choix v_0, v_7, v_3 ou v_4

Tableau III.1 Vecteurs de tension sélectionnée pour secteur.

En utilisant cette table de commutation ; les états de commutations optimales du convertisseur peuvent être sélectionnés de manière unique à chaque instant spécifique selon la combinaison des signaux d'entrée numérisés [37].

S _p	S _q	Y ₁	Y ₂	Y ₃	Y ₄	Y ₅	Y ₆	Y ₇	Y ₈	Y ₉	Y ₁₀	Y ₁₁	Y ₁₂
1	0	v ₆ (101)	v ₇ (111)	v ₁ (100)	v ₀ (000)	v ₂ (110)	v ₇ (111)	v ₃ (010)	v ₀ (000)	v ₄ (011)	v ₇ (111)	v ₅ (001)	v ₀ (000)
	1	v ₂ (110)	v ₇ (111)	v ₃ (010)	v ₀ (000)	v ₄ (011)	v ₇ (111)	v ₅ (001)	v ₀ (000)	v ₆ (101)	v ₇ (111)	v ₁ (100)	v ₀ (000)
0	0	v ₆ (101)	v ₁ (100)	v ₁ (100)	v ₂ (110)	v ₂ (110)	v ₃ (010)	v ₃ (010)	v ₄ (011)	v ₄ (011)	v ₅ (001)	v ₅ (001)	v ₆ (101)
	1	v ₁ (100)	v ₂ (110)	v ₂ (110)	v ₃ (010)	v ₃ (010)	v ₄ (011)	v ₄ (011)	v ₅ (001)	v ₅ (001)	v ₆ (101)	v ₆ (101)	v ₁ (100)

Tableau III.2 Table de commutation pour douze secteurs.

S _p	S _q	Y ₁	Y ₂	Y ₃	Y ₄	Y ₅	Y ₆
1	0	v ₆ (101)	v ₁ (100)	v ₂ (110)	v ₃ (010)	v ₄ (011)	v ₅ (001)
	1	v ₀ (000)	v ₇ (111)	v ₀ (000)	v ₇ (111)	v ₀ (000)	v ₇ (111)
0	0	v ₆ (101)	v ₁ (100)	v ₂ (110)	v ₃ (010)	v ₄ (011)	v ₅ (001)
	1	v ₁ (100)	v ₂ (110)	v ₃ (010)	v ₄ (011)	v ₅ (001)	v ₆ (101)

Tableau III.3 Table de commutation pour six secteurs.

Si l'erreur de puissance est $S_q \geq 0$ et $S_p \geq 0$, les vecteurs de tension qui doivent être sélectionnés sont des vecteurs de tension qui agissent comme un effet capacitif et une source de puissance comme v_1 ou v_6 . Si $S_q \geq 0$ et $S_p < 0$, les vecteurs de tension qui doivent être sélectionnés sont des vecteurs de tension qui agissent comme un effet capacitif et une charge comme v_0 , v_7 ou v_5 . Le contrôle de puissance réactive instantanée a une priorité plus élevée que le contrôle de puissance active. Le même raisonnement est utilisé pour la sélection des vecteurs de la tension pour les autres secteurs, ce qui donne la table de commutation présentée par le tableau [38].

III.7.1 Caractéristiques de la table de commutation

Les caractéristiques générales de la table de commutation [39] :

- Les vecteurs zéros diminuent la fréquence de commutation mais créent des courts-circuits entre les phases.
- Les vecteurs zéros v_0 (000) et v_1 (111) doivent être choisis de manière appropriée.
- Une table de commutation avec un bloc PLL comme détecteur de secteurs garantit une approche très stable et sans perturbations, même avec des tensions de lignes déformées et déséquilibrées.

- Douze secteurs donnent une meilleure sélection du vecteur de tension.

III.8 Régulateur à hystérésis

La simplicité de mise en œuvre de cet outil de contrôle est également un élément important dans le choix du comparateur à deux niveaux. De plus, les considérations énergétiques sur le convertisseur imposent un nombre limité d'interrupteurs. Cependant, pour une même largeur de commande d'hystérésis, le comparateur à deux niveaux nécessite un nombre d'interrupteurs inférieur.

Les largeurs de la bande d'hystérésis influencent les performances du redresseur en particulier, la distorsion de l'harmonique courant et la fréquence moyenne de commutation.

Le régulateur proposé dans DPC est un régulateur à deux niveaux de puissances active et réactive. La sortie des régulateurs à hystérésis donnée par les variables booléennes S_p et S_q , indique les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs de puissance selon la logique suivante [35][34] :

$$S_p \begin{cases} 1 & \text{pour } \hat{p} < \hat{p}_{ref} - H_p \\ 0 & \text{pour } \hat{p} > \hat{p}_{ref} + H_p \end{cases} \quad \text{et} \quad S_q \begin{cases} 1 & \text{pour } \hat{q} < \hat{q}_{ref} - H_q \\ 0 & \text{pour } \hat{q} > \hat{q}_{ref} + H_q \end{cases} \quad \text{III.15}$$

Où : H_p et H_q sont les écarts des régulateurs à d'hystérésis à deux niveaux.

III.9 Régulation de la tension continue

Le rôle de la boucle de régulation de la tension de bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante en présence de variation du courant de charge. En effet, elle est destinée à compenser toute perturbation, provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. La régulation de V_{dc} est obtenue en ajustant l'amplitude des références des courants prélevés pour contrôler le transit de puissance active entre le réseau et le bus continu [36].

La figure (III.4) représente le schéma de la boucle de régulation de la tension du bus continu. Cette boucle possède comme entrée, la tension de référence V_{dc}^* , et comme sortie la tension mesurée V_{dc} et le régulateur de type PI permet de garantir une erreur nulle, entre la tension de référence V_{dc}^* et la tension mesurée V_{dc} .

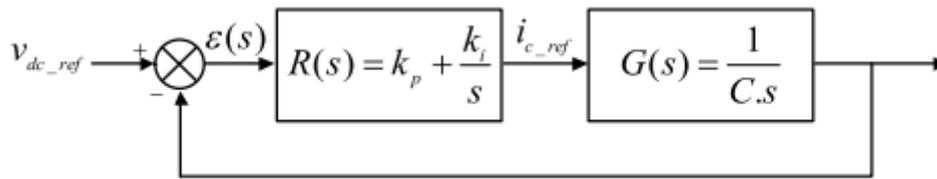


Figure III.4 Schéma de la régulation de la tension du bus continu.

Ce régulateur possède l'avantage de ne pas introduire de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée tout en garantissant une erreur statique nulle [40].

III.9.1 Synthèse de régulateur

Nous avons procédé par la méthode d'imposition des pôles pour la synthèse des paramètres k_p et k_i du régulateur. Cette méthode a l'avantage d'être simple à mettre en œuvre sur une fonction de transfert de deuxième ordre [40].

L'équation de départ est :

$$\left\{ \left[(V_{dc}^* - V_{dc}) \frac{k_i}{s} - V_{dc} \right] K_p \right\} \frac{1}{Cs} = V_{dc} \quad \text{III.16}$$

Suite au calcul on obtient :

$$V_{dc} = \frac{\frac{k_i k_p}{C}}{s^2 + \frac{k_p}{C}s + \frac{k_i k_p}{C}} V_{dc}^* \quad \text{III.17}$$

D'où, la fonction de transfert V_{dc} / V_{dc}^* est la suivante :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\frac{k_i k_p}{C}}{s^2 + \frac{k_p}{C}s + \frac{k_i k_p}{C}} \quad \text{III.18}$$

Le dénominateur de la fonction de transfert est un polynôme de 2^{ème} degré. Il faut deux pôles pour annuler tout écart statique dû à la perturbation. Par le choix des k_p et k_i on place ces racines, les pôles de la fonction de transfert. On choisit deux racines complexes conjuguées. La partie imaginaire des pôles complexes est égale à celle réelle pour obtenir un bon amortissement.

En asservissement, on obtient les paramètres suivants du correcteur, en fonction des pôles choisis :

$$\begin{cases} k_p = 2C\sigma \\ k_i = \sigma \end{cases} \quad \text{III.19}$$

Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence figure (III.5).

$$P_{ref} = V_{dc_ref} \cdot I_{dc_ref}$$

III.20

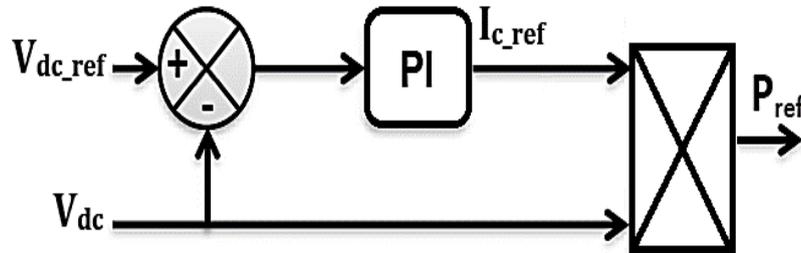


Figure III. 5 Calcul de la puissance de référence.

III.10 Simulation de la DPC d'un redresseur à MLI

- Paramètres de la simulation :

e_a, e_b, e_c	230 v
f	50Hz
r	0.25 Ω
L	0.01 mH
R_{ch}	100 Ω
C	0.003 μF
k_p	0.1
k_i	1
V_{dc}^*	600 v

Tableau III.4 Paramètre de la simulation.

III.10.1 Variation de tension

Dans ce test de simulation, la référence de la tension du bus continu est diminuée de 600 à 500V à l'instant $t=0.8s$. Ce test est effectué pour un réglage classique basé sur la commande DPC. Les formes d'ondes obtenues sont illustrées sur les figures suivantes :

III.10.1.1 Résultats de simulation

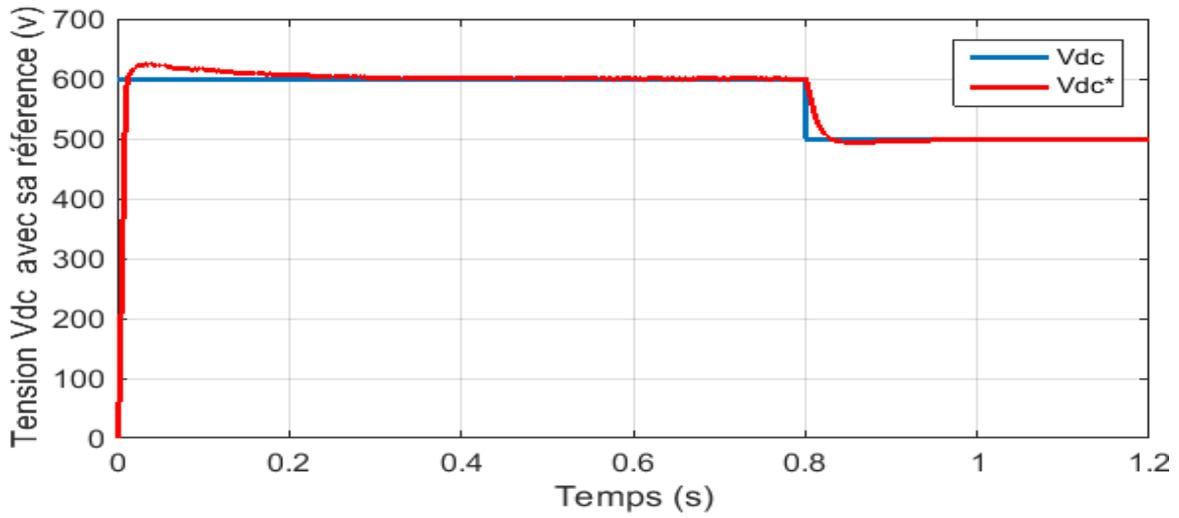


Figure III.6 L'allure de tension de sortie V_{dc} avec sa référence.

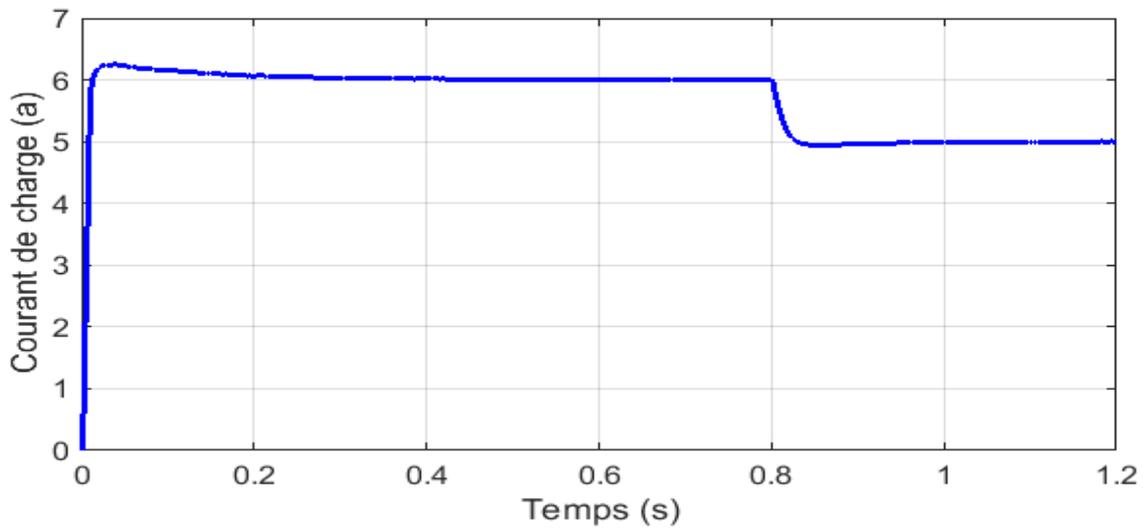


Figure III.7 L'allure de courant de charge.

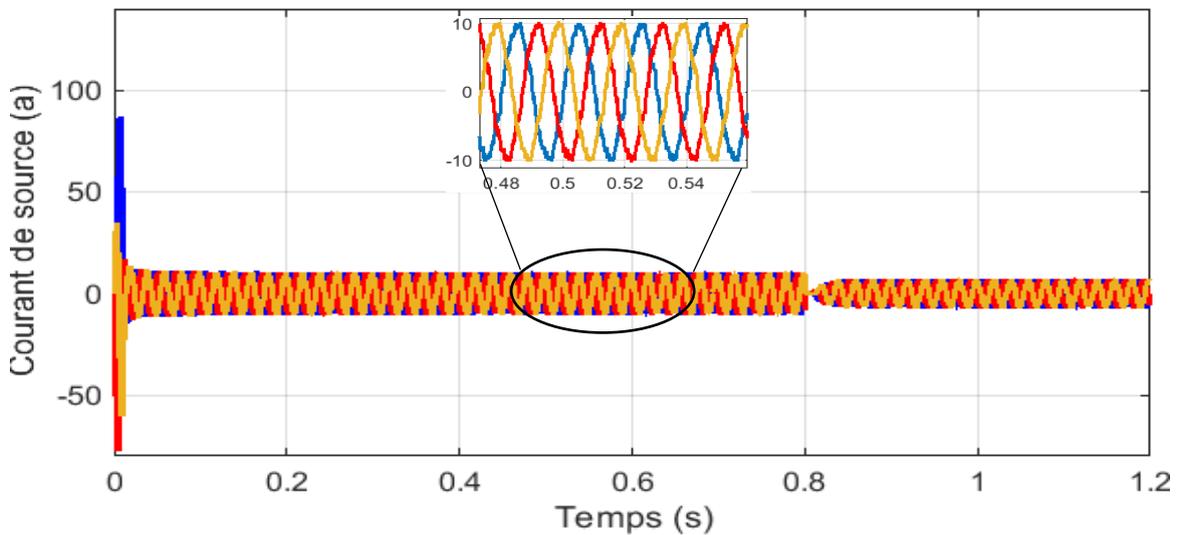


Figure III.8 L'allure de courant de source.

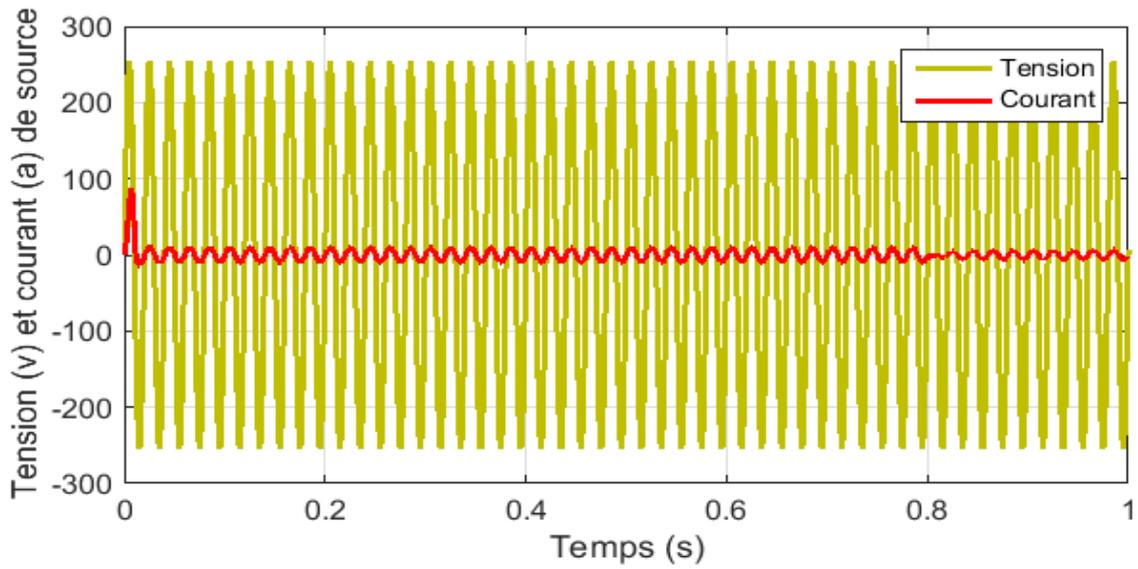


Figure III.9 L'allure de tension et courant de source d'une seule phase.

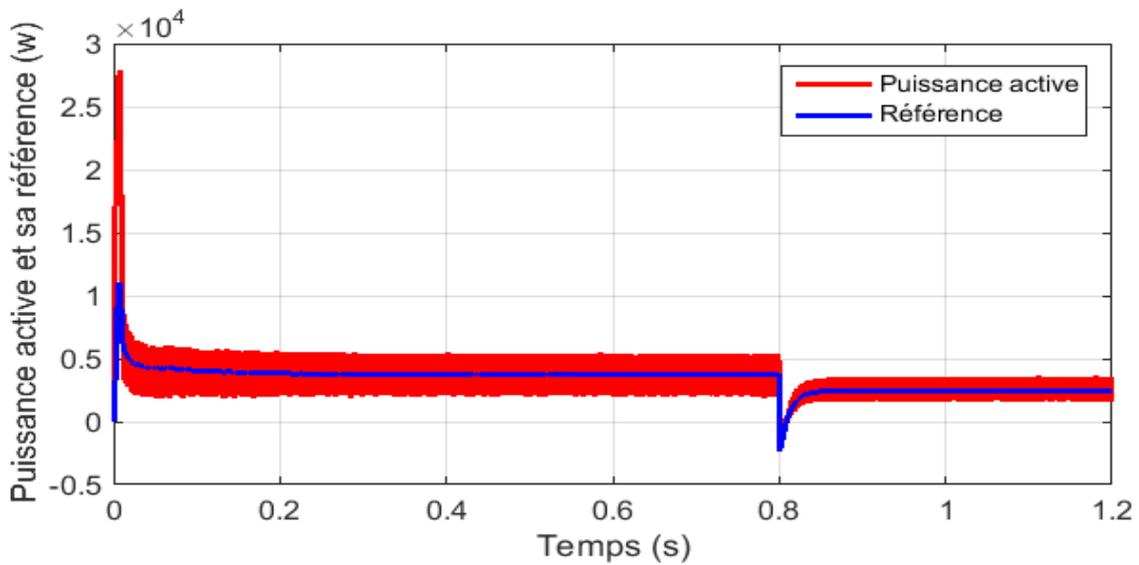


Figure III.10 L'allure de puissance active estimée et sa référence.

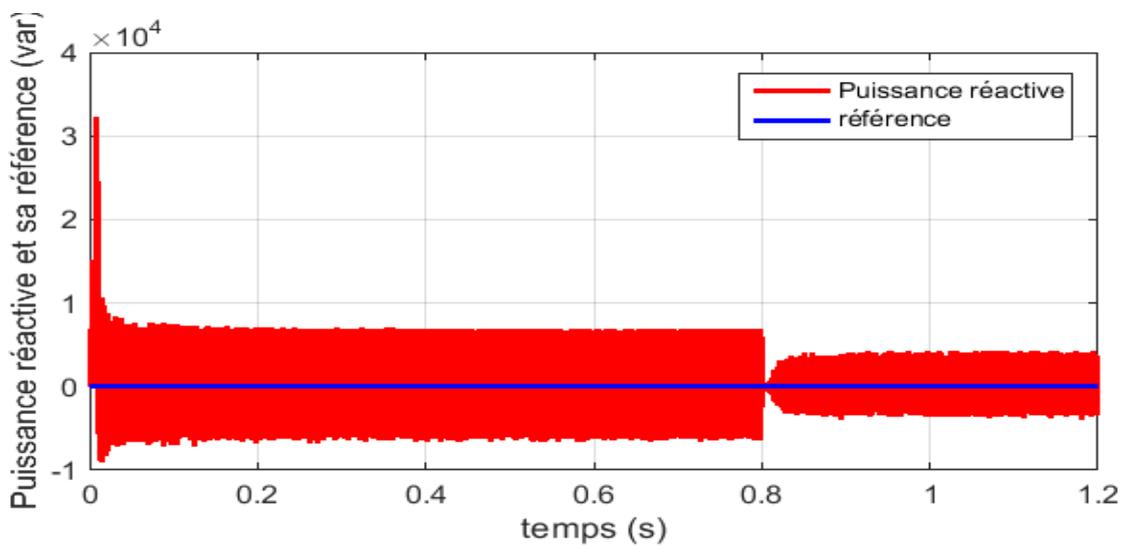


Figure III.11 L'allure de puissance réactive estimée.

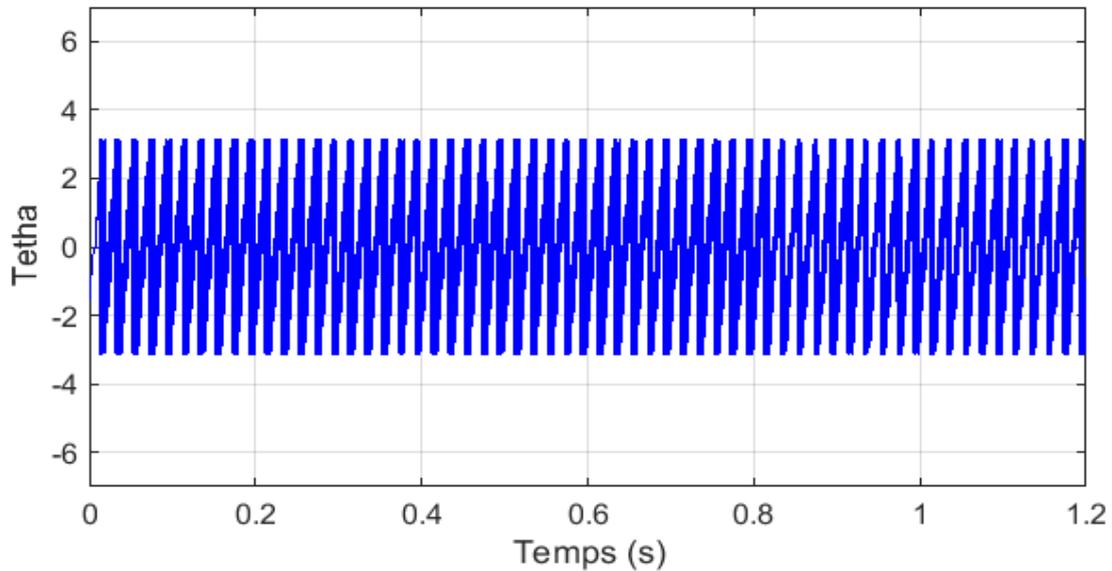


Figure III.12 L'allure de l'angle thêta.

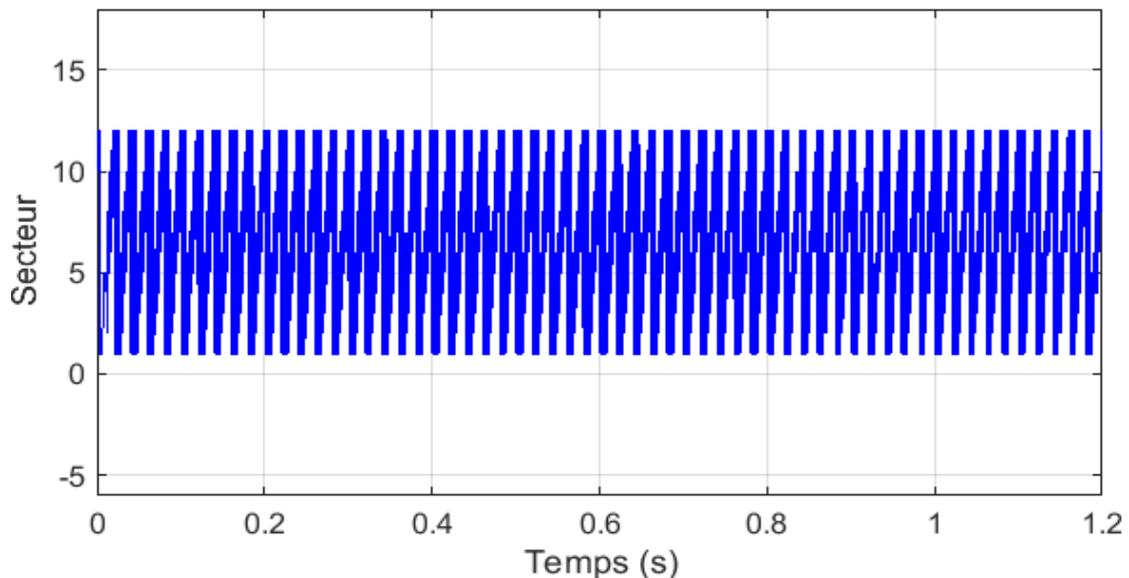


Figure III.13 L'allure de secteur.

III.10.1.2 Interprétation des résultats de simulation

D'après la figure(III.6) la tension de bus continu V_{dc} effectue un très léger dépassement avant de se stabiliser vers la valeur de référence V_{dc}^* elle suit parfaitement sa référence après un court temps de réponse ($t=0.3s$) et elle présente des faibles ondulations on peut les considérées négligeables, le changement de tension de référence $V_{dc}^* = 500v$ à l'instant $t=0.8$ s permet de régler la tension de bus continu qui a été rattrapée par l'effet du régulateur PI vers cette nouvelle valeur.

La figure (III.7) montre que la forme de courant de charge est la même que la forme que tension de bus continu V_{dc} mais avec une valeur inférieure $I_{ch}=6A$ car la tension de référence

diminue donc le courant suit sa tension, les puissance estimées actives est réactives suivent toujours leurs références, la puissance réactive a toujours tend vers le zéro parce qu'on a une charge résistive qui assure un facteur de puissance unitaire ce qui est confirmé par la figure (III.9) où le courant de source est en phase avec sa tension (déphasage nul).

III.10.2 Variation de charge

Dans cet essai, la tension de référence V_{dc} est fixé à 600V, avec une variation de la charge de $R=100\Omega$ à $R=300\Omega$ à l'instant $t=0.8s$.

III.10.2.1 Résultats de simulation

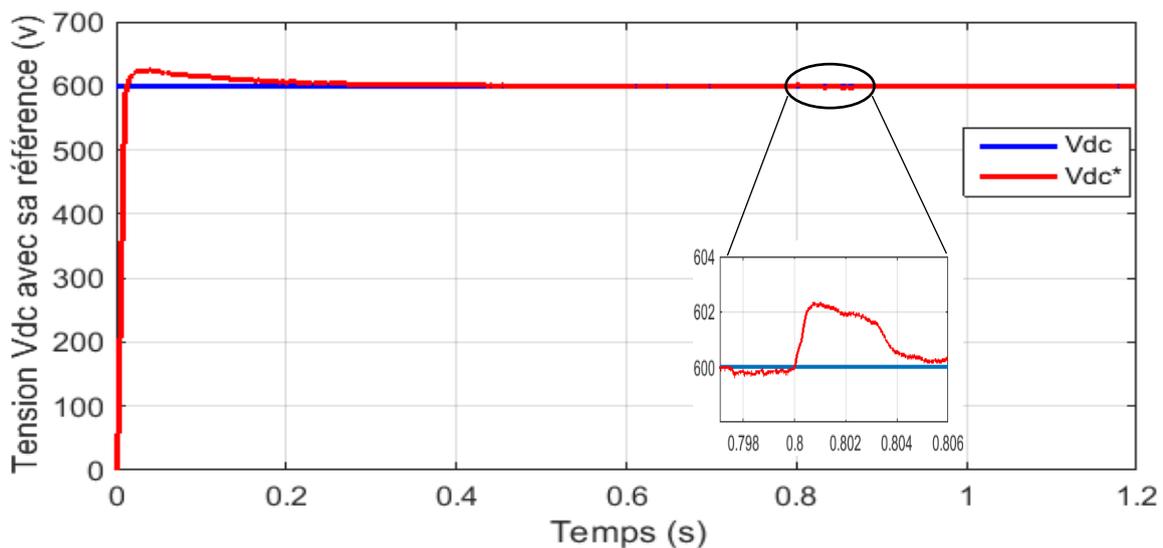


Figure III.14 L'allure de tension de sortie V_{dc} avec sa référence.

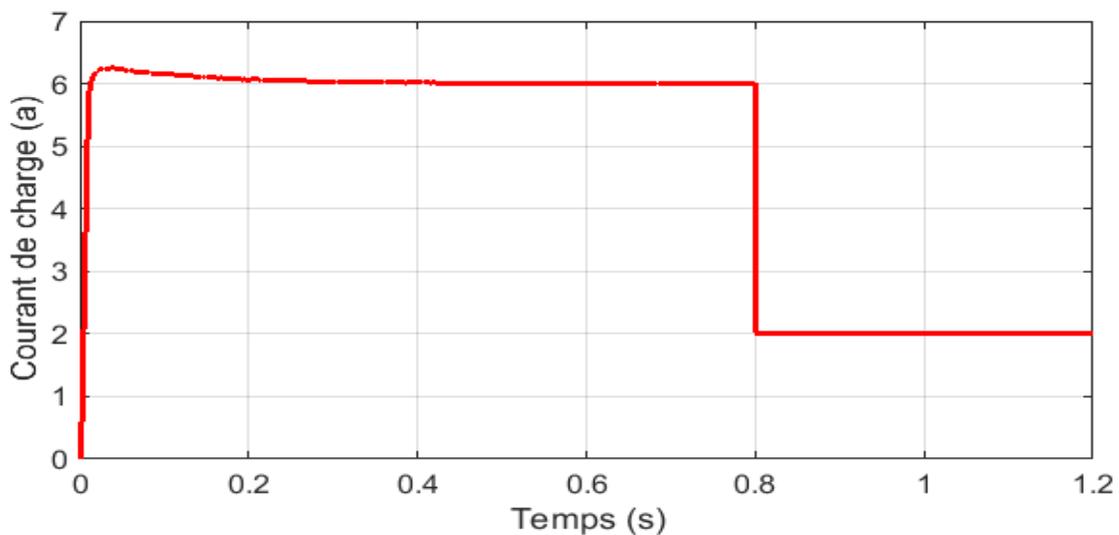


Figure III.15 L'allure de courant de charge.

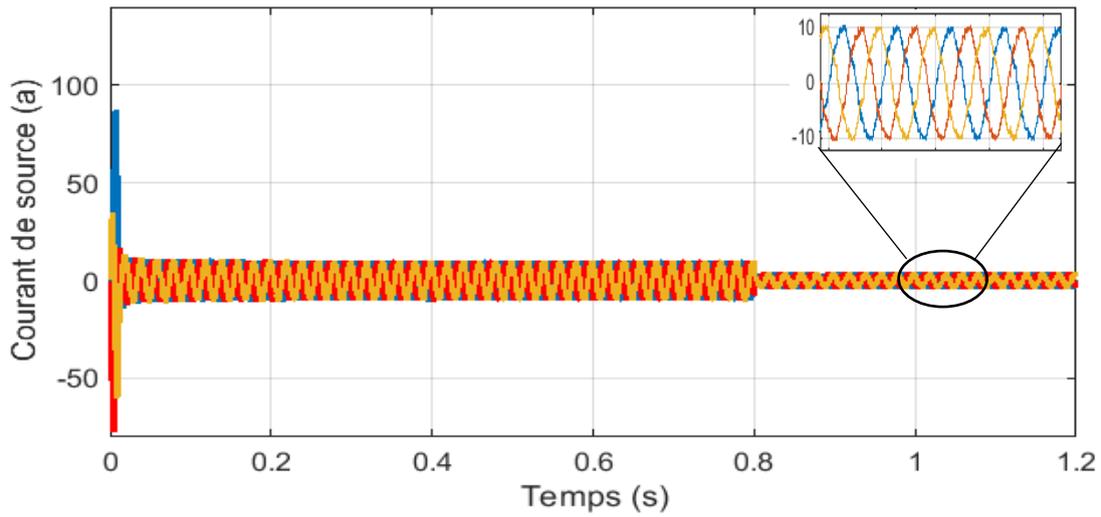


Figure III.16 L'allure de courant de source.

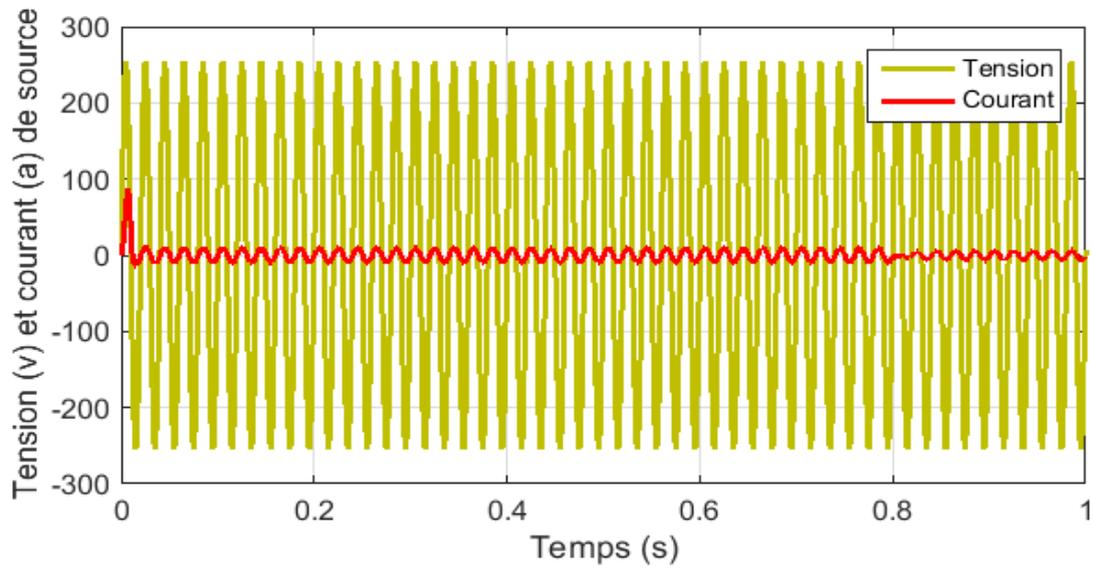


Figure III.17 L'allure de tension et courant de source d'une seule phase.

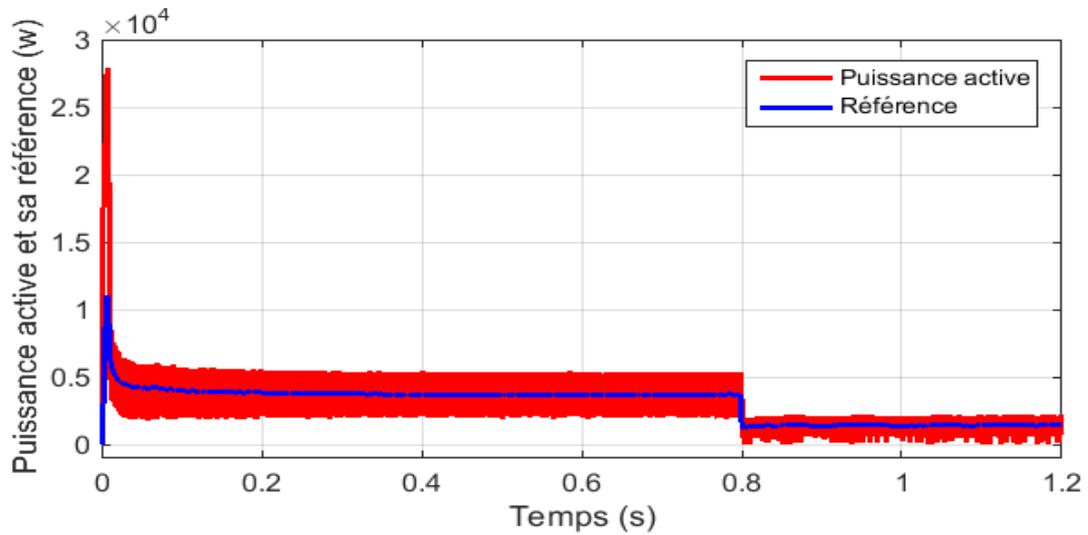


Figure III.18 L'allure de puissance active estimée et sa référence.

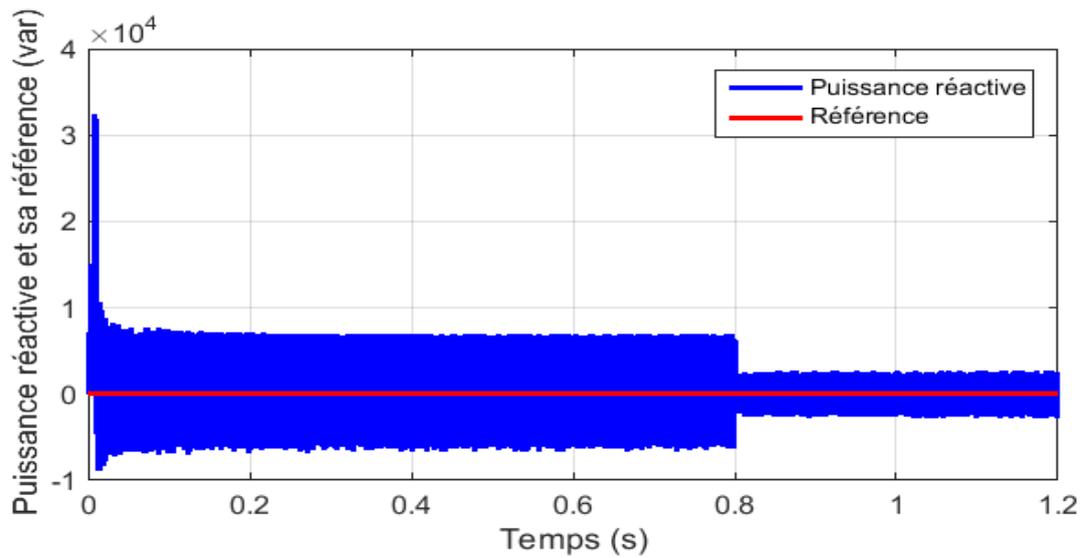


Figure III.19 L'allure de puissance réactive estimée et sa référence.

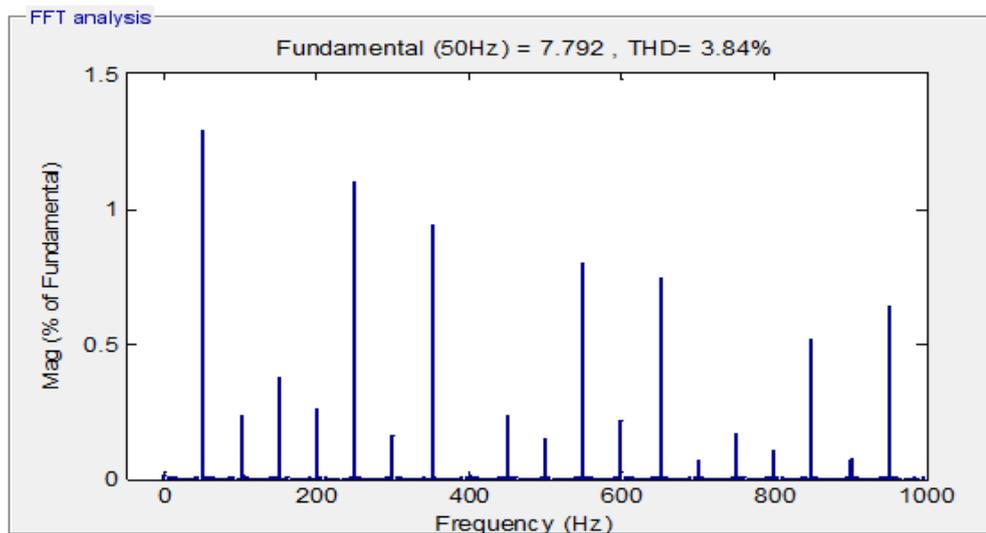


Figure III.20 Taux de distorsion harmonique.

III.10.2.2 Interprétation des résultats de simulation

La variation de charge entraîne un changement dans le courant, en remarquant à l'instant de variation $t=0.8s$ que le courant diminue de $I_{ch}=6a$ à $I_{ch}=2a$ selon la figure (III.15), Le même effet apparaît sur le courant de source d'après la figure (III.16). La figure (III.14) montre que la tension de bus continu V_{dc} a augmenté de faible valeur à l'instant $t=0.8s$ pour une courte période (0.04secondes) mais le régulateur PI a obligé cette tension à se stabilise rapidement vers sa référence.

Pour la puissance active estimée, elle suit la forme de courant de charge d'après la figure (III.18), par contre la puissance réactive estimée suit sa référence qui est le zéro selon la figure

(III.19 parce que la charge reste toujours résistive, donc le déphasage =0 et le facteur de puissance est unitaire.

La figure (III.20) montre que la valeur de THD est égale à 3.84% (faible valeur), ce qui confirme que le redresseur à MLI est une solution efficace pour réduire les perturbations harmoniques dans le réseau électrique.

III.11 Etude comparative

La technique de contrôle	Avantages	Inconvénients
Le contrôle de courant à hystérésis HCC	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Elle fonctionne en tout ou rien. ✓ La robustesse. ✓ Facile à mettre en œuvre. ✓ Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique. ✓ Une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Fréquence de commutation est fortement irrégulière et incontrôlable ✓ Elle génère un spectre d'harmoniques étendu. ✓ Ça coûte cher (nécessite plusieurs capteurs)
La commande directe de puissance DPC	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Pas de bloc (PWM) séparé. ✓ Pas de boucle de régulation de courant. ✓ Aucune transformation de coordonnées. ✓ Bonne dynamique. ✓ Algorithme simple. ✓ Contrôle découplé de la puissance active et réactive. ✓ Variables instantanées avec toutes les harmoniques composantes estimés (Améliorer le facteur de puissance et efficacité). 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ L'estimation de la puissance et de la tension doit être évitée au moment de la commutation. ✓ Microprocesseur rapide et convertisseur (AC/DC) requis

Tableau III.5 Comparaison entre la commande HCC et la commande DPC

En plus de ce qui a été mentionné dans le tableau (III.5) nous ajoutons un autre un indicateur de la qualité de la forme d'onde de courant pour quantifier l'émission de pollution harmonique d'un récepteur, c'est le taux de distorsion du courant THD_i dans chaque technique de commande [33] :

- ✓ Le contrôle de courant par hystérésis (HCC), $THD_i = 5.56\%$
- ✓ La commande directe de puissance (DPC), $THD_i = 3.84\%$

Ce que l'on peut déduire du tableau (III.3) et les résultats des simulations pour les deux techniques, c'est que la commande directe de puissance (DPC) donne de meilleurs résultats que la commande par hystérésis (HCC), notamment en réduisant le taux de distorsion d'harmoniques (THD) dans le courant source.

III.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu la commande directe de puissance (DPC), nous avons expliqué le principe et les différentes étapes de la modélisation de commande DPC.

Cette technique est basée sur l'estimation des puissances instantanées à chaque état de commutation du redresseur, et ne nécessite aucun capteur de tension alternative pour connaître la position de la tension de ligne.

Les résultats de simulation présentent 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.

Donc le contrôle direct de puissance représente une solution très intéressante et moderne au traitement du problème des harmoniques à la source.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire a porté essentiellement sur le cadre des recherches des solutions qui permettent l'amélioration de la qualité d'énergie électrique plus particulièrement de dépollution harmonique du réseau électrique. Il est consacré à la réduction de l'injection de courants harmoniques dans le réseau. Cette pollution est, dans beaucoup de cas, causée par des éléments d'électronique de puissance, plus exactement les convertisseurs statiques. En effet, ces convertisseurs font partie des charges non linéaires qui affectent la forme d'onde des courants de ligne, c'est ce qui cause un taux d'harmonique (THD) dépasse grandement les limites contractuelles en vigueur. Nous nous sommes intéressés aux principes de fonctionnement et de contrôle d'un convertisseur AC/DC contrôlé par deux techniques de commande différentes. La stratégie de commande à hystérésis, la stratégie de Commande Directe de Puissance DPC pour 12 secteurs.

La première partie de ce travail, a été dirigée à l'étude bibliographique concernant le problème des harmoniques et des perturbations affectant la tension du réseau et dégradant ainsi la qualité de l'énergie électrique. En outre, nous avons présenté les différentes solutions, traditionnelles et modernes, de réduction des harmoniques.

La deuxième partie de ce travail est commencée par l'étude de la structure et la modélisation du redresseur à MLI avec son principe et les techniques de commande de ce redresseur. Après nous avons choisi de faire une étude détaillée sur la modélisation et la simulation de la commande d'un redresseur de courant par hystérésis, en présentant les détails de chaque partie constituant ces commandes, cette technique consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence et fait une partie des commandes non linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien. Elle est bien connue et présente de gros avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et limite automatiquement le courant dans une bande comme il est montré dans les résultats de simulation avec le logiciel MATLAB (SIMULINK).

La troisième partie de ce travail, porte principalement sur l'étude de la commande directe de puissance (DPC), la structure de cette technique de contrôle repose sur l'estimation de la tension de ligne sans capteurs de tension, elle est basée sur le contrôle direct des puissances active et réactive instantanées. Le principe du DPC consiste à sélectionner une séquence des

ordres de commutation des semi-conducteurs constituant le redresseur à MLI, à partir d'une table de commutation adoptée apportant une solution très intéressante au traitement du problème des harmoniques de la source. Avec cette commande on peut contrôler l'échange d'énergie entre le redresseur et le réseau électrique donc on peut travailler avec un facteur de puissance unitaire en imposant la puissance réactive à une valeur nulle. Les résultats de simulation présentent une réponse transitoire rapide et un haut comportement statique avec amélioration importante dans la forme des courants et la qualité de la tension continue de sortie. L'analyse spectrale du courant de ligne montre que tous les harmoniques de rang faible sont bien atténués ce qui donne un THD moins de 4 %. Après avoir obtenu les résultats de simulation des deux types de contrôle nous avons extrait une étude comparative entre ces deux types de contrôle qui montre un certain nombre des avantages et des inconvénients pour ces deux types de commandes.

Pour la continuité de la recherche, les futurs travaux pourraient être orientés vers un domaine de recherche plus vaste, parmi nos perspectives :

- L'implémentation des commandes présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats théoriques.
- Etude de la commande directe de puissance appliquée pour un redresseur multiniveaux, de niveaux supérieurs tels que cinq niveaux
- Etude des performances de la commande directe de puissance pour un réseau électrique déséquilibré.
- L'application d'autres approches de commande puisque le modèle réel du convertisseur est non linéaire, telles que : la DPC prédictive...etc.
- Améliorer la technique de commande présentée (DPC), en fixant la fréquence de commutation par l'application de la DPC_SVM, DPC par les techniques de l'intelligence artificielle, la DPC floue ou encore la DPC neuronale.
- Application de la technique de commande directe de puissance pour l'étage (redresseur à MLI- Onduleur à MLI) pour le pilotage d'une Machine synchrone à aimant permanent dans un système de conversion d'énergie éolienne.

Annexe

Annexe 1 : Démonstration des équations des puissances estimées

Démontrons l'équation (III.7) :

$$q = q_1 + q_c \quad 1$$

Tel que :

q : la puissance réactive totale du réseau

q_1 : la puissance réactive aux bornes de la bobine

q_c : la puissance réactive à l'entrée du redresseur

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

Donc :

$$q_1 = u_1 \cdot i \quad 2$$

Tel que : u_1 la tension aux bornes des inductances, i le courant de ligne.

$$u_1 = \begin{bmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \\ u_{1c} \end{bmatrix}, i = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad 3$$

Ce qui donne :

$$q_1 = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ u_{1a} & u_{1b} & u_{1c} \\ i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \quad 4$$

Et donc :

$$q_1 = \vec{i}(u_{1b} \cdot i_c - u_{1c} \cdot i_b) - \vec{j}(u_{1a} \cdot i_c - u_{1c} \cdot i_a) + \vec{k}(u_{1a} \cdot i_b - u_{1b} \cdot i_a) \quad 5$$

Puisque le système est équilibré :

$$u_{1b} = -u_{1a} - u_{1c} \quad 6$$

$$i_b = -i_a - i_c \quad 7$$

En remplaçant (7) dans (6), on aura :

$$q_1 = (u_{1a} \cdot i_c - u_{1c} \cdot i_a)(-\vec{i} + \vec{j} - \vec{k}) \quad 8$$

Donc le module de q_1 est :

$$q_1 = \sqrt{3}(u_{1a} \cdot i_c - u_{1c} \cdot i_a) \quad 9$$

Puisque :

$$\begin{cases} U_{1a} = L \frac{di_a}{dt} \\ U_{1c} = L \frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad 10$$

Donc :

$$q_1 = \sqrt{3} L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) \quad 11$$

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

$$q_c = u_c \cdot i \quad 12$$

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

Avec :

$$u_c = \begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix}, i = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad 13$$

Ce qui donne :

$$q_1 = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ u_{ca} & u_{cb} & u_{cc} \\ i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \quad 14$$

Donc :

$$q_1 = \vec{i}(u_{cb} \cdot i_c - u_{cc} \cdot i_b) - \vec{j}(u_{ca} \cdot i_c - u_{cc} \cdot i_a) - \vec{k}(u_{ca} \cdot i_b - u_{cb} \cdot i_a) \quad 15$$

Puisque le système est équilibré :

$$u_{cb} = -u_{ca} - u_{cc} \quad 16$$

$$i_b = -i_a - i_c \quad 17$$

L'équation (II.17) remplacée dans (II.16) donne :

$$q_c = (u_{ca} \cdot i_c - u_{cc} \cdot i_a)(-\vec{i} + \vec{j} - \vec{k}) \quad 18$$

Donc le module de q_c sera :

$$q_1 = \sqrt{3}(u_{ca} \cdot i_c - u_{cc} \cdot i_a) \quad 19$$

D'après la matrice de conversion :

$$\begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad 20$$

On aura :

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

Donc :

$$q_c = \frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} [S_a(2i_c + i_a) + S_b(i_a - i_c) + S_c(-2i_a - i_c)] \quad 22$$

L'équilibre en courant nous permet d'écrire :

$$q_c = -\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} [S_a(i_b - i_c) + S_b(i_c - i_a) + S_c(i_a - i_b)] \quad 23$$

Donc la puissance réactive totale :

$$\hat{q} = \frac{1}{\sqrt{3}} [3L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - V_{dc} (S_a(i_b - i_c) + S_b(i_c - i_a) + S_c(i_a - i_b))] \quad 24$$

Démontrons l'équation (III.3) :

$$p = p_1 + p_c \quad 25$$

Tel que :

p : la puissance active totale du réseau.

p_1 : la puissance active des inductances.

p_c : la puissance active à l'entrée du redresseur.

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

$$p_1 = u_1 \cdot i \quad 26$$

Donc on aura :

$$p_1 = (u_{1a} \cdot i_a + u_{1b} \cdot i_b + u_{1c} \cdot i_c) \quad 27$$

Ce qui donne :

$$p_1 = L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) \quad 28$$

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

$$p_c = V_{dc} \cdot I_{rd} \quad 29$$

Avec :

$$I_{rd} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad 30$$

Donc :

$$p_c = V_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad 31$$

Alors :

$$\hat{p} = L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + V_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad 32$$

Annexe 2 : Simulation sous Simulink/Matlab

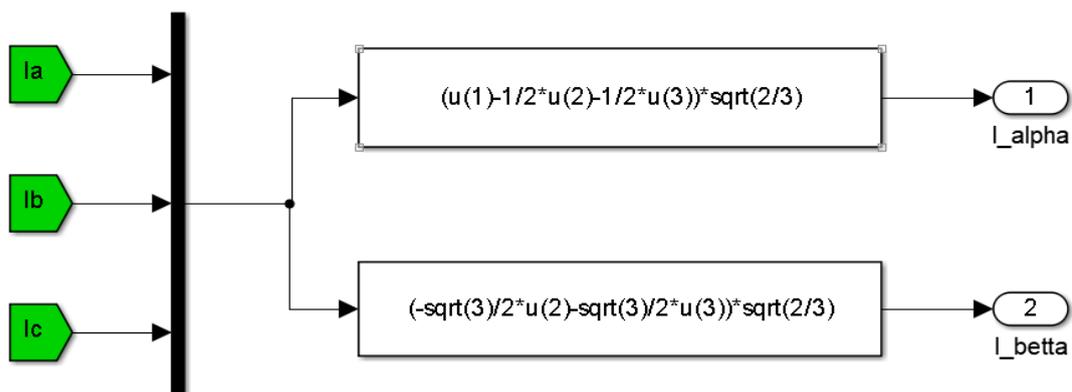


Figure1 Transformé de Concordia

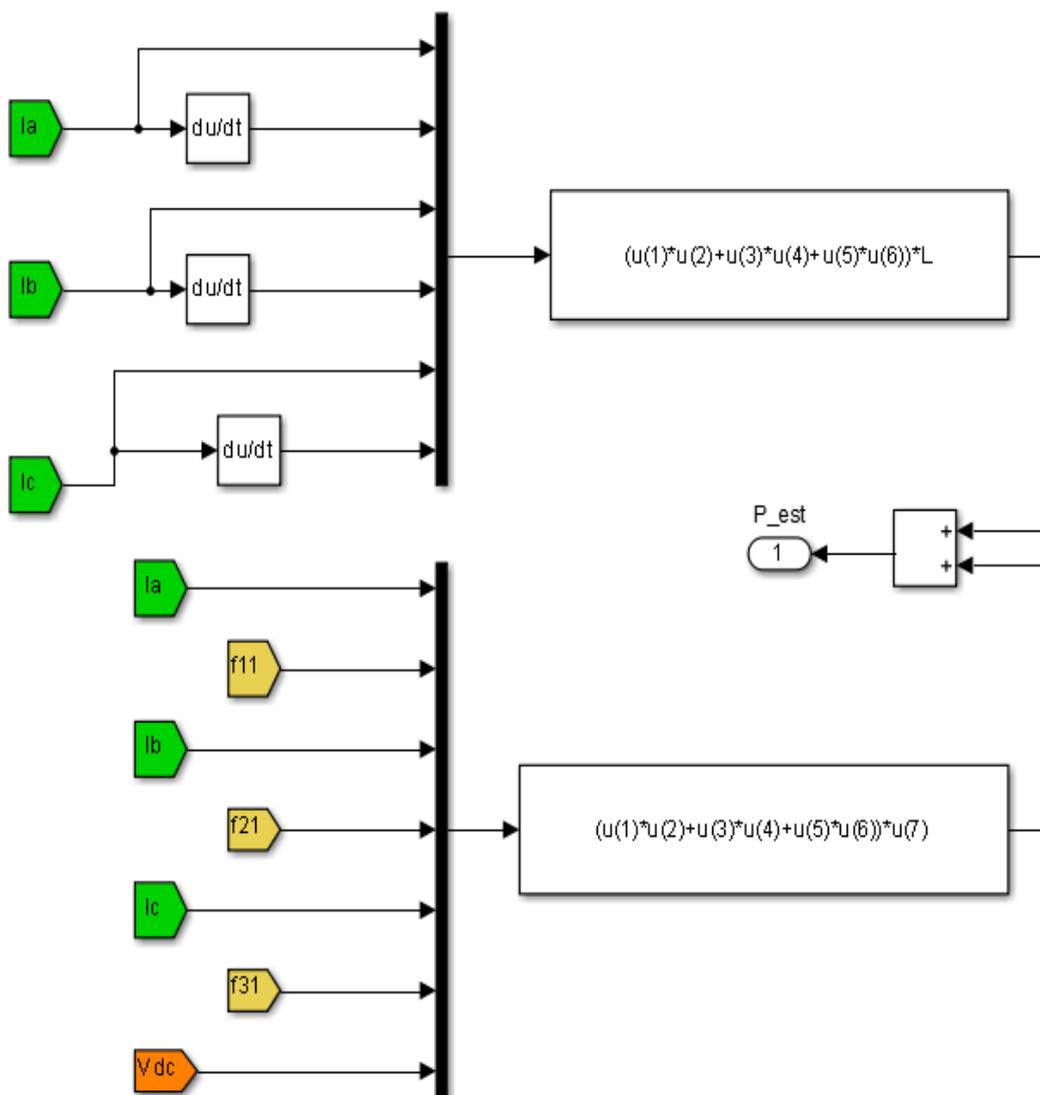


Figure2 Puissance active estimée

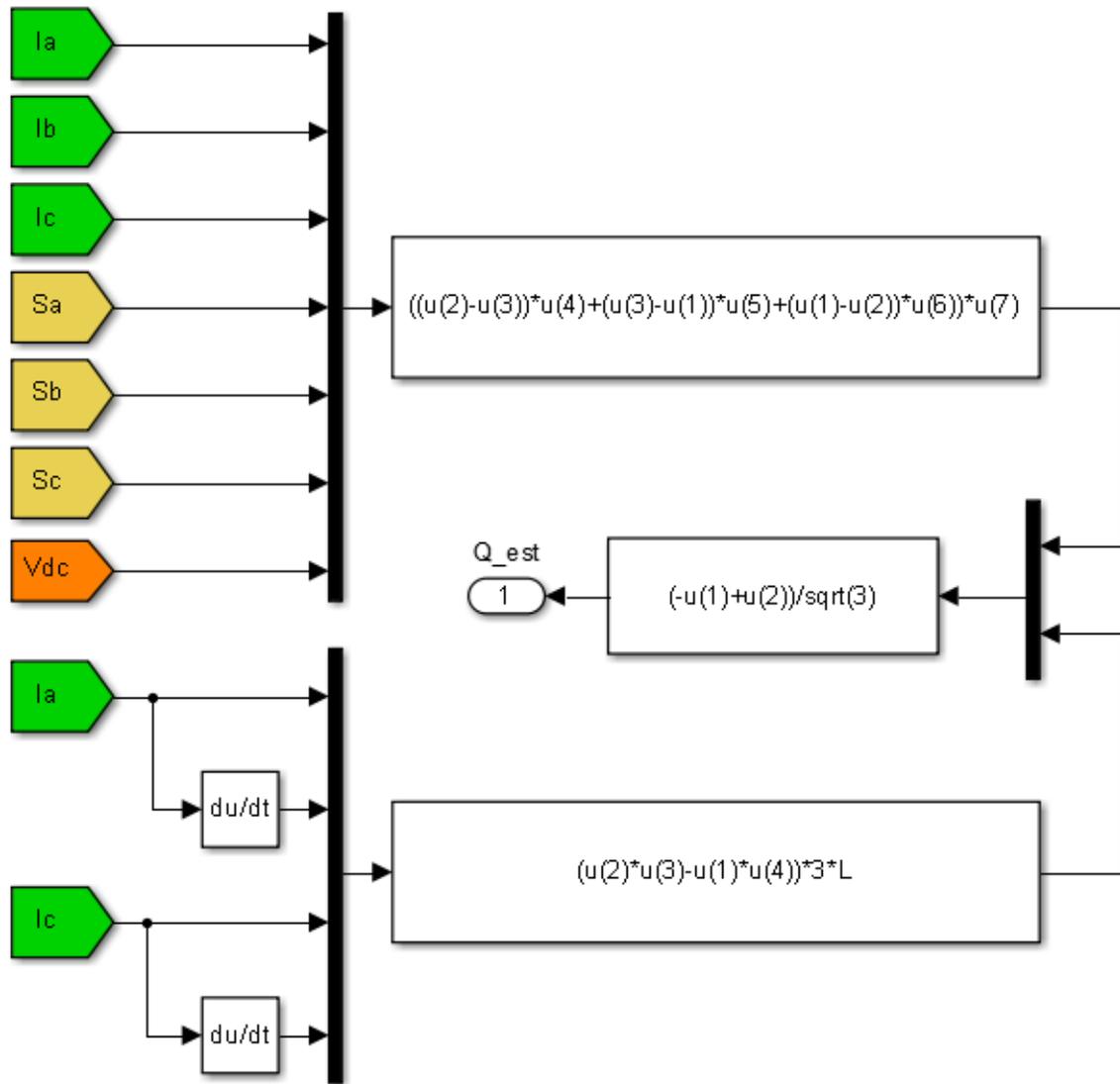


Figure3 Puissance réactive estimée

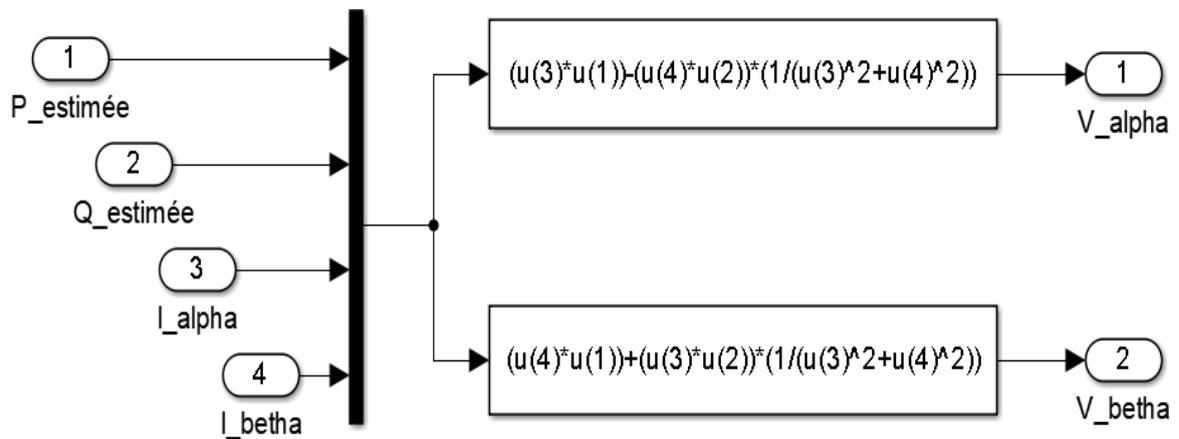


Figure4 Tensions estimées

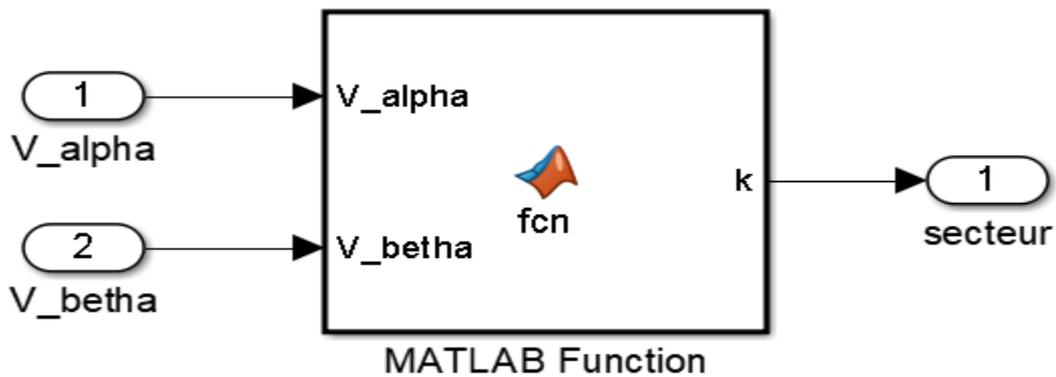


Figure5 Détermination du secteur

- **Scripte Matlab**

```
function k = fcn(V_alpha,V_beta)
k=0;
tk=atan(V_beta/V_alpha);
%pi=180;
if (tk>=0)  &&  (tk<pi/6) % 0<=tk<30
    k=2 ;
end
if (tk>=pi/6)  &&  (tk<pi/3) % 30<=tk<60
    k=3 ;
end
if (tk>=pi/3)  &&  (tk<pi/2) % 60<=tk<90
    k=4 ;
end
if (tk>=pi/2)  &&  (tk<2*pi/3) % 90<=tk<120
    k=5 ;
end
if (tk>=2*pi/3)  &&  (tk<5*pi/6) % 120<=tk<150
    k=6 ;
end
if (tk>=5*pi/6)  &&  (tk<pi) % 150<=tk<180
    k=7 ;
end
if (tk>=pi)  &&  (tk<-5*pi/6) % 180<=tk<-150
    k=8 ;
end
if (tk>=-5*pi/6)  &&  (tk<-2*pi/3) % -150<=tk<-120
    k=9 ;
end
if (tk>=-2*pi/3)  &&  (tk<-pi/2) % -120<=tk<-90
    k=10 ;
end
if (tk>=-pi/2)  &&  (tk<-pi/3) % -90<=tk<-60
    k=11 ;
end
if (tk>=-pi/3)  &&  (tk<-pi/6) % -60<=tk<-30
    k=12 ;
end
if (tk>=-pi/6)  &&  (tk<0) % -30<=tk<0
    k=1 ;
end
```

end

- **Table de commutation**

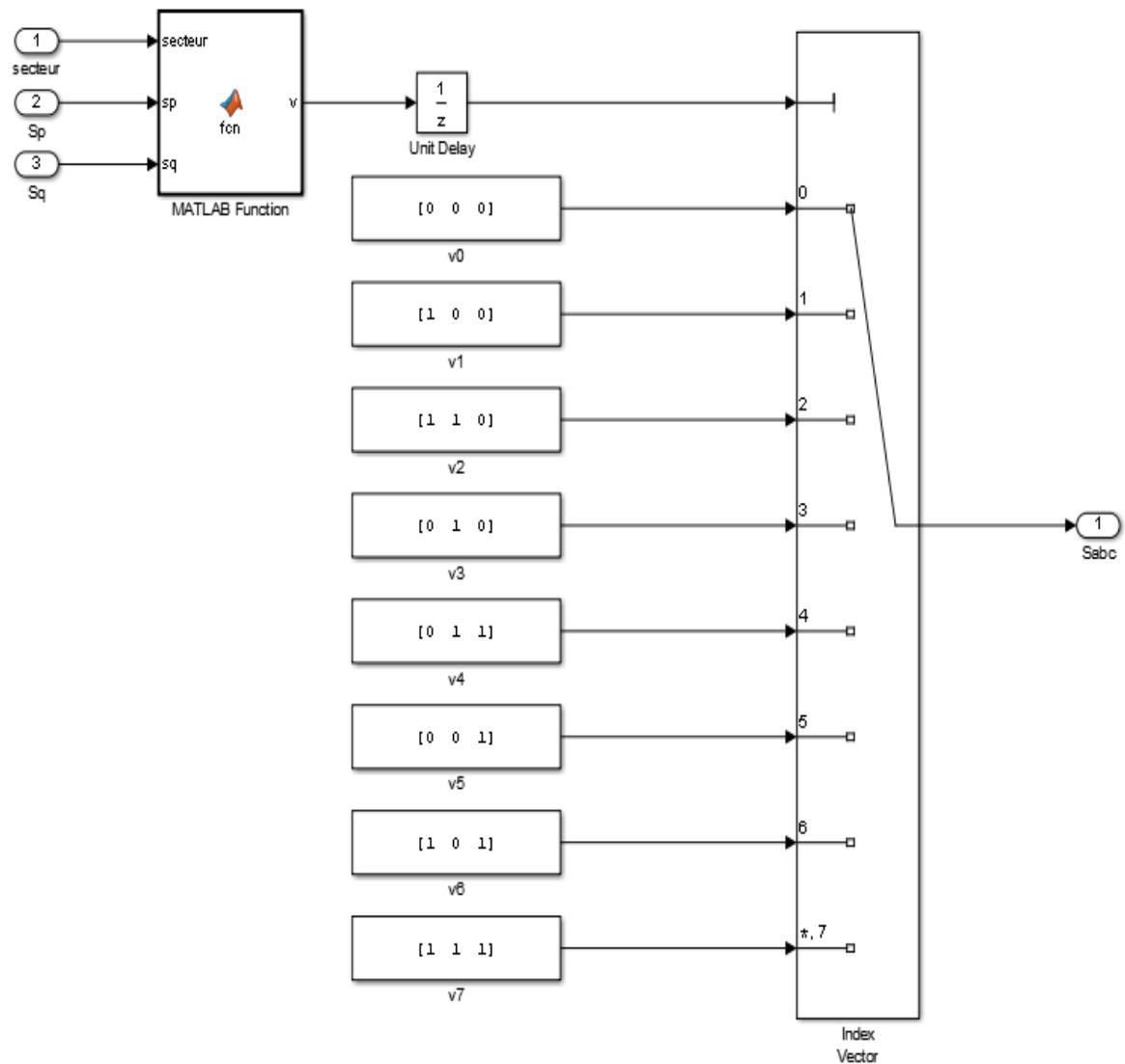


Figure6 table de commutation

- **Scripte Matlab**

```
function v = fcn(secteur,sp,sq)
v=0;
%secteur 1
if (secteur ==1) && (sp==1) && (sq==0)
v=6
end
if (secteur ==1) && (sp==1) && (sq==1)
v=7
end
if (secteur ==1) && (sp==0) && (sq==0)
v=6
end
if (secteur ==1) && (sp==0) && (sq==1)
```

```
v=1
end
%secteur 2
if (secteur ==2) && (sp==1) && (sq==0)
v=7
end
if (secteur ==2) && (sp==1) && (sq==1)
v=7
end
if (secteur ==2) && (sp==0) && (sq==0)
v=1
end
if (secteur ==2) && (sp==0) && (sq==1)
v=2
end
%secteur 3
if (secteur ==3) && (sp==1) && (sq==0)
v=1
end
if (secteur ==3) && (sp==1) && (sq==1)
v=0
end
if (secteur ==3) && (sp==0) && (sq==0)
v=1
end
if (secteur ==3) && (sp==0) && (sq==1)
v=2
end
%secteur 4
if (secteur ==4) && (sp==1) && (sq==0)
v=0
end
if (secteur ==4) && (sp==1) && (sq==1)
v=0
end
if (secteur ==4) && (sp==0) && (sq==0)
v=2
end
if (secteur ==4) && (sp==0) && (sq==1)
v=3
end
%secteur 5
if (secteur ==5) && (sp==1) && (sq==0)
v=2
end
if (secteur ==5) && (sp==1) && (sq==1)
v=7
end
if (secteur ==5) && (sp==0) && (sq==0)
v=2
end
if (secteur ==5) && (sp==0) && (sq==1)
v=3
end
%secteur 6
if (secteur ==6) && (sp==1) && (sq==0)
```

```
v=7
end
if (secteur ==6) && (sp==1) && (sq==1)
v=7
end
if (secteur ==6) && (sp==0) && (sq==0)
v=3
end
if (secteur ==6) && (sp==0) && (sq==1)
v=4
end
%secteur 7
if (secteur ==7) && (sp==1) && (sq==0)
v=3
end
if (secteur ==7) && (sp==1) && (sq==1)
v=0
end
if (secteur ==7) && (sp==0) && (sq==0)
v=3
end
if (secteur ==7) && (sp==0) && (sq==1)
v=4
end
%secteur 8
if (secteur ==8) && (sp==1) && (sq==0)
v=0
end
if (secteur ==8) && (sp==1) && (sq==1)
v=0
end
if (secteur ==8) && (sp==0) && (sq==0)
v=4
end
if (secteur ==8) && (sp==0) && (sq==1)
v=5
end
%secteur 9
if (secteur ==9) && (sp==1) && (sq==0)
v=4
end
if (secteur ==9) && (sp==1) && (sq==1)
v=7
end
if (secteur ==9) && (sp==0) && (sq==0)
v=4
end
if (secteur ==9) && (sp==0) && (sq==1)
v=5
end
%secteur 10
if (secteur ==10) && (sp==1) && (sq==0)
v=7
end
if (secteur ==10) && (sp==1) && (sq==1)
v=7
```

```
end
if (secteur ==10) && (sp==0) && (sq==0)
v=5
end
if (secteur ==10) && (sp==0) && (sq==1)
v=6
end
%secteur 11
if (secteur ==11) && (sp==1) && (sq==0)
v=5
end
if (secteur ==11) && (sp==1) && (sq==1)
v=0
end
if (secteur ==11) && (sp==0) && (sq==0)
v=5
end
if (secteur ==11) && (sp==0) && (sq==1)
v=6
end
%secteur 12
if (secteur ==12) && (sp==1) && (sq==0)
v=0
end
if (secteur ==12) && (sp==1) && (sq==1)
v=0
end
if (secteur ==12) && (sp==0) && (sq==0)
v=6
end
if (secteur ==12) && (sp==0) && (sq==1)
v=1
end
end
```

- Schéma globale

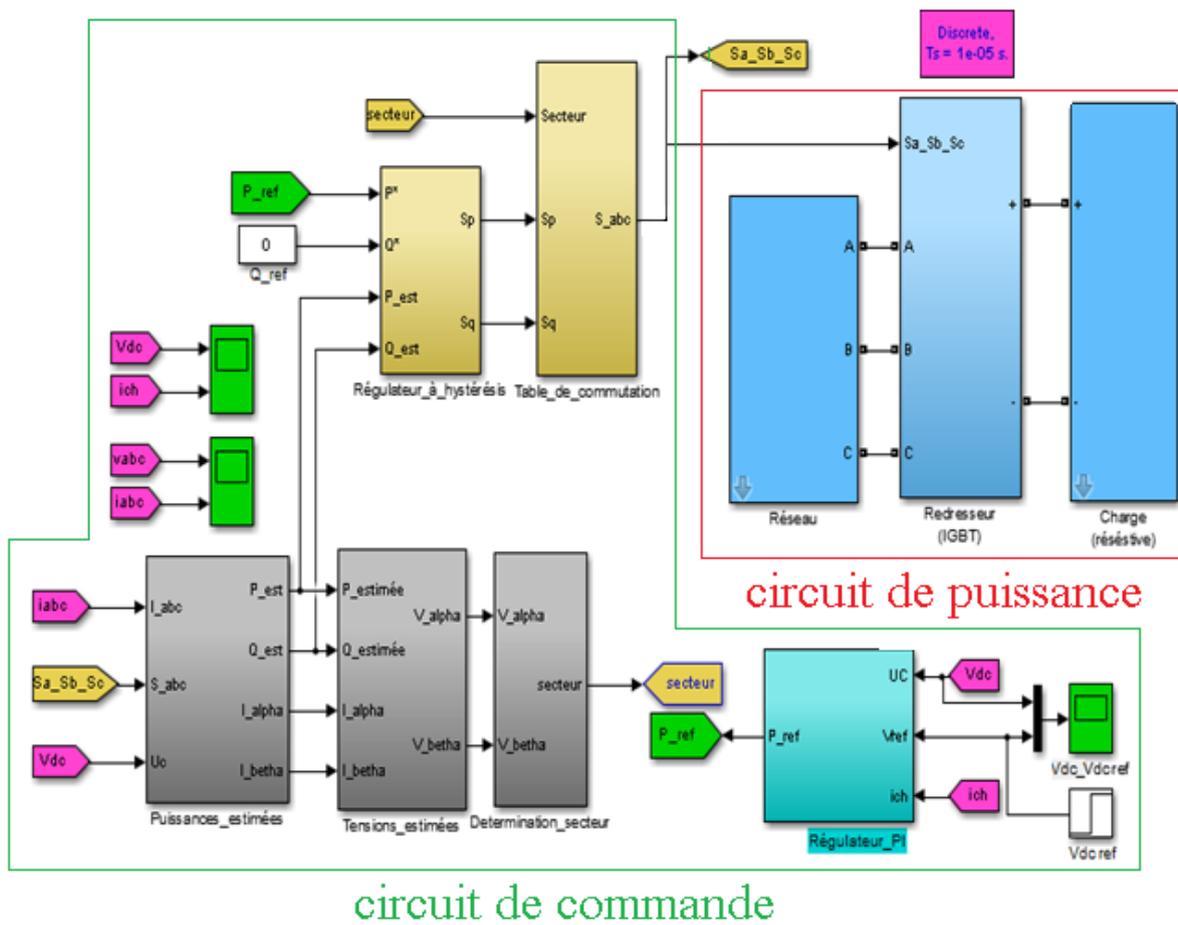


Figure7 Schéma Global de la commande DPC sous Simulink/Matlab

Références bibliographiques

- [1] **R. Kifouche Rezki**, « Identification des harmoniques et génération du courant de référence "application au convertisseur statique ». Mémoire de Magister, Université M'HAMED BOUGUARRA BOUMERDES, 2005.
- [2] **A. Lahmar**, « Filtrage et qualité d'énergie », mémoire de master, UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR- ANNABA ,2017.
- [3] **A. OMEIRI**, « Simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des harmoniques de courant ». Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba, 2007.
- [4] **L. Zellouma**, « Filtrage actif parallèle des harmoniques du courant générés par un pont redresseur triphasé non commandé. ». Mémoire de Magister, Université d'Annaba, 2006.
- [5] **D. OULD ABDESLAM**, « Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension », Thèse de doctorat de l'Université de Haute-Alsace 08 décembre 2005.
- [6] **O. BEN MOUSSA, A. YAHIA**, « Commande AW-FOPID appliquée à une source d'énergie renouvelable interconnectée à un filtre actif de puissance », Mémoire de Master, Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj, 2021.
- [7] <https://blog.materielectrique.com/harmoniques-reseau-electrique> , Les harmoniques : à l'origine des perturbations sur le réseau électrique, 26 FÉVRIER 2017.
- [8] **R. MEDJBER**, « Influence des harmoniques sur la commande des moteurs asynchrones. », Mémoire de Master, Université SAAD DAHLAB de BLIDA, 2016.
- [9] https://fr.electrical-installation.org/frwiki/Spectre_en_fr%C3%A9quence , Schneider Electric, 20 mai 2020.
- [10] **A. DAHMANE & KH. BOUGUERRA**, « Etude et Commande d'un Convertisseur Statique AC/DC à Prélèvement Sinusoïdal », Mémoire de Master, Université MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2019.
- [11] **O. Moussa**, « Etude des harmoniques et techniques de commandes du filtre actif », Mémoire de Magister, Université de Batna 2.
- [12] **K. YAHIA CHERIF & R. BEDJIH**, « Commande floue d'un redresseur mli triphasé », Mémoire de Master, Université de BEJAIA, 2020.
- [13] **COLLOMBET.C, M. LUPIN.J & SCHONEK.J**, « Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement ». Cahier Technique Schneider Electric N°152.
- [14] **H. LAMARA & A.S. GUED**, « Commande Directe de Puissance (DPC) d'un Redresseur Triphasé à MLI. », Mémoire de Master, Université de Ghardaïa, 2019.

- [15] **S. ARROUR & A. AZROU**, « Étude et analyse des performances d'une commande directe en puissance basée table de commutation d'un redresseur à MLI triphasé. », Mémoire de Master, Université de BEJAIA, 2016.
- [16] **MAVOUNGOU**, « Harmoniques et qualité de l'énergie électrique. », Mémoire de Master, Université de Guelma, 2013.
- [17] **A. BOUAFIA**, « Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : application aux redresseurs à MLI. », thèse de doctorat, Université FERHAT ABBAS - SETIF, 2010.
- [18] **H.E. AHMED SALAH & A. DEHDA**, « Commande d'un redresseur MLI. », mémoire de Master, Université de Biskra, 2020.
- [19] **S. Abdelhafid** « Elaboration de différentes stratégies de commande de filtres actifs pour réseaux industriels » thèse de doctorat, Université de Sidi bel abbes, 2012.
- [20] **M.A.E. Alali**, « Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension », thèse de doctorat, Université Louis Pasteur – Strasbourg, 2002.
- [21] **H. MEGHERBI & S. HAMRI Sofiane**, « Etude et modélisation des convertisseurs statiques destinés à améliorer la qualité de l'énergie électrique », Mémoire de Master, Université Dr. Tahar Molay de Saïda, Juin 2016.
- [22] **A. Hamou Salah**, « Etude d'un redresseur en pont triphasé à MLI » Mémoire de Master, Université de Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi, juin 2016.
- [23] **A. Boulahia**, « Etude des convertisseurs statiques destinés à la qualité d'énergie électrique » thèse de Magistère, Université de Constantine, Avril 2009.
- [24] **Guy Séguier**, « Electronique de puissance ; les fonctions de base et leurs principales application » 7^{ème} édition, Dunod 1999.
- [25] **A.M. Muftah**, « Structures et stratégie de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales » Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Mai 2008.
- [26] **A. Saidi, T. Rachedi**, « Contrôle direct de puissance d'un redresseur triphasé à MLI », Mémoire de MASTER PROFESSIONNEL, UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU, 2016.
- [27] **N. Adjimi, W. Belaidi**, « Modélisation et commande d'un onduleur MLI », Mémoire de Master, Université Larbi Ben M'hidi Oum El-Bouaghi, 2009
- [28] **M. Rezzig, L. Laïb**, « Amélioration de la qualité d'énergie par filtrage actif utilisant la commande DPC » Mémoire de Master Académique, Université MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2021.

- [29] **A. CHAIBOU.AOUTA, M. CHEOU MAMADOU**, « Etude et Réalisation de la Commande du Filtre Actif Hybride Shunt Monophasé » Mémoire de Master, Université ABDOU MOUMOUNI DE NIAMEY, 2014.
- [30] **N. belhaouchet**, « Fonctionnement à la fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancé, application amélioration de la qualité de l'énergie » Thèse de Doctorat ; Université Ferhat Abbas, Sétif, Juillet 2011.
- [31] **K. Chebabi**, « Etude d'une loi de commande En Courant par hystérésis à bande Adaptative pour un onduleur de tension », Mémoire de Master, Université Mohamed Khider de Biskra, 2019.
- [32] **T. Takahashi, T. Noguchi**, « A new quick-response and high-efficiency control strategy of induction motor », IEEE Trans. On Industry Applications, vol. I5-22, no.5, pp. 820-827, Sep./Oct. 1986.
- [33] **Ghouzil A. et al.**, « Etude comparative entre la commande DPC, DPC-HYN et DPC-RNA de la GSAP » Journal of Advanced Research in Science and Technology, 2018, 5(2), 735-753.
- [34] **Y. BOUBIDI**, « Contrôle Direct de Puissance d'un Redresseur MLI Triphasé » Mémoire de Master, Université L'arbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi, 2021.
- [35] **F. Ouafia, A. Abbou**, « A Direct Power Control of the PWM Rectifier for SEIG Feeding Resistive Load in Wind Energy Systems » 5th international conference on renewable Energies for developing countries (REDEC), Rabat, Morocco 2020.
- [36] **B.S. Keddari, Y. Kot**, « Modélisation et Simulation D'un Convertisseur AC/DC triphasé » Mémoire de Master académique, Université d'EL-Oued, 2014.
- [37] **M.B. Bechiri, A. Berrouba, A. Hamrouni**, « Commande directe de puissance prédictive du redresseur triphasé » Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, Université d'El Oued, 2020.
- [38] **S. OUCHEN**, « Contribution à la Commande Directe de Puissance Dédiée au Filtrage Actif, Associé à une Source Photovoltaïque » Thèse de Doctorat LMD, Université Mohamed Khider – Biskra, 2017.
- [39] **I. BOUZEGAG, F. SALHI**, « Contrôle Direct de puissance applique au Filtre Actif Parallèle » Mémoire de Master, Université d'EL-Oued, 2014.
- [40] **M.I. Belambri**, « Modélisation et Commande des Convertisseurs AC-DC » Mémoire de Master, Université LARBI BEN M'HIDI OUM EL BOUAGHI, 2012.

Résumé

L'énergie électrique est généralement fournie sous forme de tension sinusoïdale parfaite, mais de nos jours, en raison de la prévalence de la connexion au réseau de charges non linéaires, la situation est devenue préoccupante car ces charges génèrent des harmoniques. Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier les perturbations harmoniques et à les éliminer du réseau électrique en s'appuyant sur le redresseur à MLI, qui est une solution de compensation harmonique moderne et approuvée. La première application dans ce travail était de contrôler le courant de retard du taux PWM, cette méthode est classique et présente de multiples inconvénients. Afin d'améliorer les performances de ce débit, une méthode moderne a été appliquée qui est le contrôle direct de la puissance. Pour chaque commande déclarée, la validation des résultats a été réalisée par simulation à l'aide du logiciel Simulink/MATLAB.

Mots-clés : qualité de l'énergie, les harmoniques, convertisseur AC /DC, redresseur à MLI, la commande par hystérésis (HCC), la commande directe de puissance (DPC).

Abstract

Electrical power is normally supplied as a perfectly sinusoidal voltage, but nowadays, due to the proliferation of grid connection of non-linear loads, the situation has become worrying because these loads generate harmonics, therefore the quality of energy is continuously degrading. The work presented in this memory consists of the study of harmonic disturbances and the depollution of the electrical network based on a PWM rectifier, which is a modern solution adopted for the compensation of harmonics. The first application in this work was the current hysteresis control for the PWM rectifier, this method is classic. In order to improve the performance of this rectifier, a modern method has been applied which is direct power control. For each control mentioned, a validation of the results by simulation with the Simulink/MATLAB software was carried out.

Keywords: power quality, harmonics, AC/DC converter, PWM rectifier, hysteresis control (HCC), direct power control (DPC).

ملخص

يتم توفير الطاقة الكهربائية عادةً كجهد جيبي ولكن بسبب انتشار اتصال الشبكة للأحمال غير الخطية أصبح الموقف مقلقاً للغاية لأن هذه الأحمال تشوه الجهد وتولد التوافقيات. يتكون العمل المقدم في هذه الرسالة من دراسة الاضطرابات التوافقية وإزالتها من الشبكة الكهربائية بالاعتماد على مقوم PWM وهو حل حديث معتمد لتعويض التوافقيات. كان أول تطبيق في هذا العمل هو التحكم في التخلف الحالي لمعدل PWM، وهذه الطريقة لها عيوب متعددة. من أجل تحسين أداء هذا المعدل، تم تطبيق طريقة حديثة وهي التحكم المباشر في الطاقة لكل طلب مذکور، تم إجراء التحقق من صحة النتائج عن طريق المحاكاة باستخدام برنامج Simulink / MATLAB.

الكلمات المفتاحية: جودة الطاقة، التوافقيات، محول التيار المتردد / التيار الثابت، مقوم PWM، التحكم في التباطؤ، التحكم المباشر في الطاقة.