

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLÔME
MASTER EN GÉNIE ELECTRIQUE

SPECIALITE:
INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMÉCANIQUE

THÈME

Etude comparative des différentes méthodes de compensation active d'énergie électrique

Proposé et dirigé par :

➤ Mr. CHOUAF Fethi

Présenté par :

ABDELATIF M^{ed} elhadi

Année Universitaire : 2012 / 2013

N° d'ordre:046

Remerciements

Je rende mon profonde gratitude à Dieu le tout puissant qui je a aidé à réaliser ce travail.

.Ainsi, je tenue également à exprimer mon vif remerciement à mon encadreur

Mr:CHOUAFÉ.F pour avoir d'abord proposé ce thème, pour leur suivi continuel tout au long de la réalisation de ce mémoire et qui n'ont pas cessé de me donner leurs conseils.

Je remercie tous les membres du jury qui acceptent de juger mon travail et pour l'intérêt qu'ils l'ont porté.

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

Sommaire

Introduction Générale.....	1
Chapitre I : Problématiques des harmoniques	
I.1 Introduction.....	3
I.2. Les types des perturbations	3
I.2.1. Perturbation électrique	3
I.2.2. Perturbations harmoniques	3
I.2.2.1. Le signal déformé	4
I.2.2.2. Expression de la grandeur « déformé »	4
I.2.2.3. Rang de l'harmonique.....	5
I.2.2.4. Type des harmoniques	6
I.2.2.5. Caractérisation des perturbations harmoniques	6
I.2.3. Source des harmoniques	7
I.2.4. Les différents effets des harmoniques	8
I.2.4.1. Les effets instantanés	9
I.2.4.2. Les effets long terme	9
I.2.5. Solutions de dépollution du réseau électrique	10
I.2.5.1. Solutions traditionnelles	10
I.2.5.2. Solutions modernes.....	12
I.2.5.2.1. Filtrage Actif	12
I.2.5.2.1.1. Structure générale d'un filtre actif.....	12
I.2.5.2.1.2. Filtre actif parallèle (F.A.P).....	12
I.2.5.2.1.3. Filtre actif série(F.A.S).....	12
I.2.5.2.1.4. La combinaison parallèle- série actif(UPQC).....	12
I.2.5.3. Combinaison hybride active et passive.....	15
I.3. Conclusion	17
Chapitre II: Etude d'une charge non linéaire	
II.1. Introduction.....	18
II.2. Le redressement non commandé (à diode)	18
II.2.1. Redresseur en monophasé.....	18
II.2.1.1. Les redresseurs monophasés simples alternances.....	18
II.2.1.2. Redresseurs monophasé bi alternance	20
II.2.2. Redresseur à diodes triphasées	21

Sommaire

II.2.2.1.	Etude de la tension redressée	22
II.2.2.2.	La valeur moyenne de tension redressée	24
II.2.2.3.	Courant de redresseur	25
II.2.2.4.	La valeur efficace de courant.....	25
II.3.	Développement en série de Fourier (harmonique courant).....	26
II.3.1.	Le courant d'entrée du redresseur.....	27
II.3.2.	La valeur efficace de courant d'entrée.....	27
II.3.	La valeur efficace de courant fondamental	27
II.3.4.	La valeur efficace de courant harmoniques	28
II.2.	Conclusion	28

Chapitre III : Identification des courants harmonique

III.1.	Introduction	29
III.2.	Classification des méthodes d'identification.....	29
III.2.1.	Méthodes du domaine fréquentiel.....	29
III.2.2.	Méthodes du domaine temporel.....	29
III.2.2.1.	Comparaison entre les méthodes d'identification des courants harmoniques	30
III.3.	Généralités sur les puissances instantanées.....	31
III.3.1.	Le filtre multi-variable.....	31
III.3.2.	La méthode de puissances instantanées	33
III.3.3.	Séparation des puissances perturbatrices	35
III.3.4.	Calcul des courants perturbateurs	35
III.3.5.	Régulation de la tension continue V_{dc}	36
III.4.	Méthode du repère synchrone SRF « Synchrones Référence Frame ».....	38
III.4.1.	Boucle à verrouillage de phase	39
III.5.	Conclusion.....	40

Chapitre IV : Stratégies de commande du filtre actif

IV.1.	Introduction	41
IV.2.	Commande du filtre actif	41
IV.3.	Structure d'un filtre actif parallèle.....	42
IV.4.	Contrôle des courants du filtre actif	43
IV.4.1.	Commande des courants par hystérésis	43
IV.4.2.	Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	43
IV.5.	Commande par MLI vectorielle	45
IV.5.1.	Principe	45

IV.5.2.	Onduleur de tension triphasé	45
IV.5.2.1.	Etats de l'onduleur.....	47
IV.5.2.2.	Transformation de Clarke	49
IV.5.3.	Modulation du vecteur spaciale (SVM).....	50
IV.5.4.	Vecteur tension de sortie.....	51
IV.5.5.	Vecteur tension de référence.....	52
IV.5.5.1.	D'algorithme de modulation vectorielle	52
IV.5.5.1.a.	Modulation vectorielle à séquence alignée à droite (SVM1).....	52
IV.5.5.1.b.	Modulation vectorielle à séquence symétrique (SVM2)	52
IV.5.5.1.c.	Modulation vectorielle à séquence alternative du vecteur Zéro (SVM3)	52
IV.5.5.1.d.	Modulation vectorielle à séquence non commutée du courant le plus élevé (SVM4).....	52
IV.6.	Conclusion.....	60

Chapitre V : Résultats des simulations

V.1.	Introduction	61
V.2.	Schéma global de l'association réseau-charge-onduleur avant et après compensation.....	61
V.3.	Résultats de la simulation	62
V.3.1.	Stratégie de commande à hystérésis par la méthode de puissances instantanées.....	65
V.3.2.	Stratégie de commande à MLI par la méthode de puissances instantanées	66
V.3.3.	Stratégie de commande à MLI vectorielle par la méthode de puissances instantanées.....	67
V.3.4.	Stratégie de commande à hystérésis par la méthode (SRF).....	69
V.3.5.	Stratégie de commande à MLI par la méthode (SRF).....	70
V.3.6.	Stratégie de commande à MLI vectorielle par la méthode (SRF).....	72
V.4.	Interprétations des résultats	73
V.4.1.	Interprétations des résultats pour la méthode de puissances instantanées	73
V.4.2.	Interprétations des résultats pour la méthode (SRF).....	74
V.4.	Conclusion.....	74

Conclusion générale

Annexe

Bibliographie

Liste des Figures

Figure I.1 Image d'une onde déformée	4
Figure I.2 Représentation spectrale d'un signal périodique 50 Hz en série de Fourier.....	5
Figure I.3 Présentation spectrale d'un signal périodique.....	6
Figure I.4 Diagramme de Fresnel des puissances	7
Figure I.5 Filtre passif résonnant	11
Figure I.6 Filtre passif amorti	11
Figure I.7 Structure générale d'un filtre actif	12
Figure I.8 Représentation d'un filtre actif parallèle	13
Figure I.9 Représentation d'un filtre actif série	14
Figure I.10 Combinaison parallèle-série actifs (UPQC)	14
Figure I.11 La Structure de filtre hybride.....	15
Figure I.12 Filtre actif série et filtre passif parallèle	15
Figure I.13 Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle	16
Figure I.14 Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle	16
Figure II.1 Redresseur monophasé.....	19
Figure II.2 Signal d'un redresseur monophasé	19
Figure II.3 Redresseur de graetz a diode	20
Figure II.4 La tension ou borne de la charge	20
Figure II.5 Redresseur à point milieu	21
Figure II.6 Redresseur triphasé a diode	22
Figure II.7 Signal redresseur triphasé	25
Figure II.8 la Forme rectangulaire de courant d'entrée de pont a diodes	26
Figure III.1 Schéma de principe d'un FMV	32
Figure III.2 Tension avant le FMV	32
Figure III.3 Tension après le FMV	33
Figure III.4 Schéma représentant le principe de séparation des puissances ($Y = p$ ou q).....	35
Figure III.5 Boucle de régulation de la tension continue	37
Figure III.6 Schéma de principe de la méthode des puissances instantanées.....	37
Figure III.7 Schéma de principe dans le repère synchrone	39
Figure III.8 Diagramme de bloc d'une PLL.....	40
Figure IV.1 Convertisseur continu (DC)-alternatif (AC).....	41
Figure IV.2 Structure générale d'un filtre actif parallèle	42
Figure IV.3 Principe de la commande des courants par hystérésis	43
Figure IV.4 Principe de commande des courants par MLI	44
Figure IV.5 Répartition des commutations sur un bras d'un onduleur	44
Figure IV.6 schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension.....	46
Figure IV.7 Différentes configurations de l'onduleur en fonction de l'état des interrupteurs	48
Figure IV.8 Vecteurs tension d'état de l'onduleur.....	48
Figure IV.9 Les vecteurs de tension de sortie dans le plan (α, β)	50
Figure IV.10 Les tension composées et les vecteur de référence dans le domaine temporel	51
Figure IV.11 Production du vecteur de tension dans le secteur $n^{\circ}1$	53
Figure IV.12 Signaux des gachettes dans SVM1	56

Liste des Figures

Figure IV.13 Signaux des gachettes dans SVM2	56
Figure IV.14 Signaux des gachettes dans SVM3	57
Figure IV.15 Signaux des gachettes dans SVM4	57
Figure IV.16 Forme des fonctions logiques K_{ij} pour les six secteurs.....	58
Figure V.1 Schéma global de l'association réseau-charge-onduleur avant et après compensation	61
Figure V.2 Tension de charge et son spectre de fréquence	63
Figure V.3 Courant de charge et son spectre de fréquence	63
Figure V.4 Les courants de lignes de chaque phase et leurs spectres fréquentiels	65
Figure V.5 Les courants harmoniques de référence et leurs spectres	66
Figure V.6 Courants référence et injecté de la première phase pour la commande hystérésis	67
Figure V.7 Courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande hystérésis	68
Figure V.8 Courants référence et injecté de la première phase pour la commande MLI.....	69
Figure V.9 Courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande MLI ...	70
Figure V.10 Courants référence et injecté de la première phase pour la commande MLI vectorielle..	71
Figure V.11 Courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande MLI vect	72
Figure V.12 Génération des signaux sinus et cosinus	73
Figure V.13 Courants référence et injecté de la première phase pour la commande hystérésis	73
Figure V.14 Courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande hystérésis	74
Figure V.15 Courants référence et injecté de la première phase pour la commande MLI.....	75
Figure V.16 Courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande MLI .	76
Figure V.17 Courants référence et injecté de la première phase pour la commande MLI vectorielle..	77
Figure V.18 Courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande MLI vect	78

Liste des Tableaux

Tableau I.1 Principales charges polluantes	8
Tableau I.2 Principales charges polluantes	10
Tableau III.1 Comparaison entre les méthodes d'identification des harmoniques	30
Tableau IV.1 Calcul des vecteurs des tensions	50
Tableau IV.2 Représentation les rapports pour chaque secteur	50
Tableau IV.3 Durées de fermeture des interrupteurs par secteur	50

Liste des symboles et abréviations

A_0 : la composante continue.

n : un entier compris entre 1 et l'infini, il définit le rang de l'harmonique.

A_n : l'amplitude de l'harmonique de rang n .

ϕ_n : le déphasage relatif au fondamental de la composante harmonique de rang n .

f_n : fréquence de harmonique.

f_1 : fréquence fondamentale.

n : harmonique de rang.

y : signal déformé d'harmonique.

ω : pulsation électrique.

H_5, H_7 : harmonique de rang.

THD : taux de distorsion harmonique.

F : facteur de puissance.

I_{eff} : la valeur efficace de courant.

I_h : le courant harmonique.

I_{ch} : courant de charge.

I_s : courant de source.

D : puissance Déformante.

S : puissance apparente .

P : puissance active.

Q : puissance réactive.

f : la fréquence.

v_{a1}, v_{b2}, v_{c3} : les tensions simples du réseau triphasé de l'axe a b c.

v_α, v_β : la tension biphasée l'axe $\alpha \beta$.

U_{an}, U_{bn}, U_{cn} : les tensions de référence.

u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} : les tensions d'entrées de l'onduleur.

$P(t)$: la puissance réelle instantanée.

$P_0(t)$: la puissance homopolaire instantanée.

\bar{P} : une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.

\bar{q} : une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension.

\tilde{P} & \tilde{q} : des puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

$X_{\alpha\beta}$: Signaux d'entrée dans le repère stationnaire.

$\bar{X}_{\alpha\beta}$: Composantes fondamentales de $X_{\alpha\beta}$.

i_{la}, i_{lb}, i_{lc} : les courants du réseau électrique.

i_α, i_β : les courants du réseau électrique dans le repère stationnaire.

i_d, i_q : les courants du réseau électrique dans le repère synchrone.

$i^*_{f\alpha}, i^*_{f\beta}$: les courants de référence du réseau électrique dans le repère stationnaire.

Liste des symboles et abréviations

i^*_{fd}, i^*_{fq} : les courants de référence du réseau électrique dans le repère synchrone.

K_{pdc}, K_{idc} : les constantes du régulateur PI de la de la tension continue.

ξ : coefficient d'amortissement du système.

ω_c : pulsation de coupure du régulateur de la de la tension continue.

Abréviations

MLI : modulation de largeur d'impulsion.

SVM : modulation du vecteur spatiale.

PLL: (En anglais: Phase locked loop).

THD:(En anglais: Total harmonic distortion).

UPQC:(En anglais: Unified power quality conditioner).

F.P.B: Filtre passe-bas.

F.A.P: Filtre actif parallèle.

F.A.S : Filtre actif série.

PI : Régulateur proportionnel intégral.

Introduction Générale

Aujourd'hui, la situation au niveau des réseaux d'énergie électrique est devenue très préoccupante, la qualité du courant dans les installations électriques se dégrade incontestablement. Elle devient donc une préoccupation importante pour les distributeurs de cette énergie et pour leurs clients. Cette dégradation découle directement de la prolifération des charges qui consomment un courant non sinusoïdal, appelées « charges non linéaires ». Ce type de charge est utilisé pour assurer la conversion, la variation et la régulation du courant électrique dans les installations commerciales, industrielles et résidentielles [15].

L'énergie électrique est généralement distribuée sous la forme de trois tensions constituant un système sinusoïdal triphasé, un des paramètres de ce système est la forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde.

Parmi les solutions adoptées, l'efficacité des filtres passifs se limite à la connaissance préalable de la charge polluante imposant la distorsion du courant.

Mais aujourd'hui, les récents progrès en matière de technologie de l'électronique de puissance apportent une capacité sans précédent de compensation et de correction de la distorsion harmonique générée par les charges non linéaires en utilisant un compensateur actif parallèle, permettant de dépolluer les réseaux électriques.

Le principe de compensation est basé sur l'injection en permanence, au point de connexion (filtre actif parallèle - réseau), des courants qui correspondent à tout moment aux composantes harmoniques des courants absorbés par la charge, de cette manière, le courant fourni par la source d'énergie reste sinusoïdal.

Ce dispositif facile à mettre en œuvre, et peut être installé en n'importe quel point d'un réseau notamment de basse tension, pour compenser la puissance absorbée par une ou plusieurs charges non linéaires, évitant ainsi la circulation des courants harmoniques dans tout le réseau.

Ce mémoire comporte cinq chapitres :

Dans le premier, on présentera des notions générales sur les harmoniques, leurs sources, leur effet et les méthodes classiques et modernes pour les compenser.

Le deuxième chapitre présentera des notions générales sur une charge non linéaire, qui consiste d'un redresseur à diodes (non commandé).

Le troisième chapitre présentera la définition des perturbations dans le réseau électrique, les principales charges émettrices des courants harmoniques, ainsi que les solutions traditionnelles et modernes proposées pour la mitigation de ces courants harmoniques. Ensuite, on présentera quelque méthode existante pour l'identification des composantes harmoniques du courant pollué. Il s'agit une méthode d'identification des courants harmoniques basée sur l'utilisation des puissances actives et réactives instantanées et celles basées sur la transformation des courants pollués dans le repère synchrone de Park.

Le quatrième chapitre illustrera le principe du filtrage actif parallèle et les stratégies de commande, à savoir la commande à hystérésis et à MLI, et technique de commande MLI vectorielle.

Et finalement le cinquième chapitre présentera les résultats de simulation et leur interprétation.

Chapitre I : Problématiques des harmoniques

I.1 Introduction

Comme tout générateur d'énergie électrique, un réseau de puissance fournit de l'énergie aux appareils utilisateurs par l'intermédiaire des tensions qu'il maintient à leurs bornes. Il apparaît évident que la qualité de cette énergie dépend de celle de la tension au point de livraison, Cette tension subit généralement beaucoup de perturbations de deux origines distinctes :

- Les perturbations de tension causées par le passage dans les réseaux électriques, des courants perturbateurs comme les courants harmoniques, déséquilibrés et réactifs.
- Les perturbations de tension causées par des tensions perturbatrices comme les tensions harmoniques, déséquilibrées et les creux de tension [1].

Dans ce chapitre, nous étudierons un rappel sur les harmoniques, ainsi nous détaillerons les origines, les effets, et finalement nous allons décrire les différentes méthodes de filtrage des harmoniques dans le réseau.

I.2. Les types des perturbations

I.2.1. Perturbation électrique

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

- La fréquence.
- L'amplitude des tensions.
- La forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde.
- La symétrie du système triphasé (égalité des amplitudes et des déphasages entre les phases)

La qualité de la tension 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 un ou plusieurs des quatre paramètres précédente [2].

I.2.2. Perturbations harmoniques

La forme de l'onde, de courant ou de tension, relevée dans les réseaux industriels s'éloigne de plus en plus souvent de la forme sinusoïdale pour prendre des allures très diverses. La non linéarité des récepteurs va générer un courant dit " déformé ".

I.2.2.1. Le signal déformé

Le signal déformé peut se décomposer en une somme d'ondes sinusoïdales et d'une composante continue éventuelle (théorème de Fourier). On distingue le fondamental (composante sinusoïdale de fréquence égale à celle du signal) des harmoniques (composantes de fréquence multiple de celle du signal) [3].

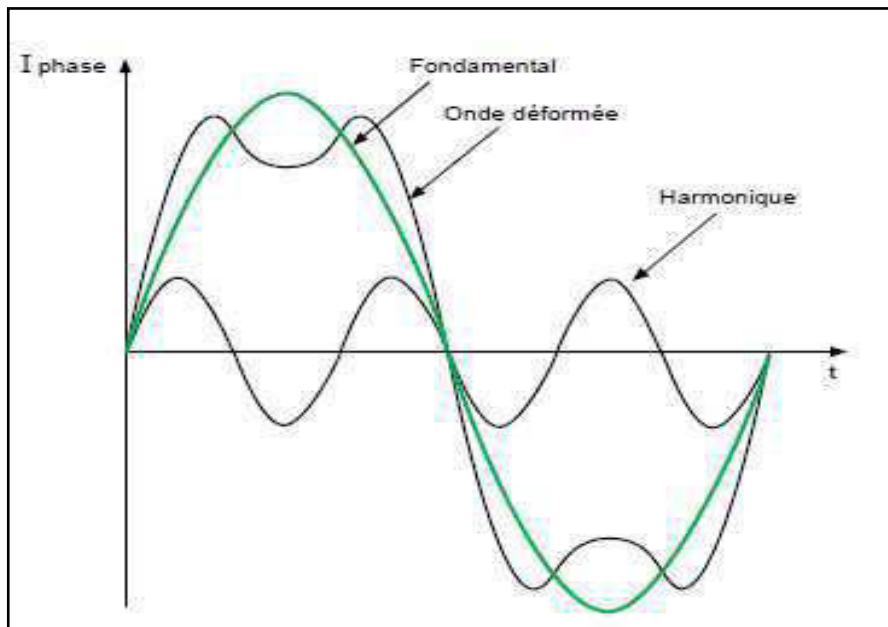


Figure I.1 image d'une onde déformée

I.2.2.2. Expression de la grandeur « déformé »

Soit un signal y écrit sous la forme $y = A_0 + \sum A_n \cdot \cos(n\omega t - \phi_n)$

A_0 : est la composante continue.

n : est un entier compris entre 1 et l'infini, il définit le rang de l'harmonique.

Si $n = 1$: l'harmonique est appelé fondamental.

A_n : est l'amplitude de l'harmonique de rang n .

ϕ_n : est le déphasage relatif au fondamental de la composante harmonique de rang n .

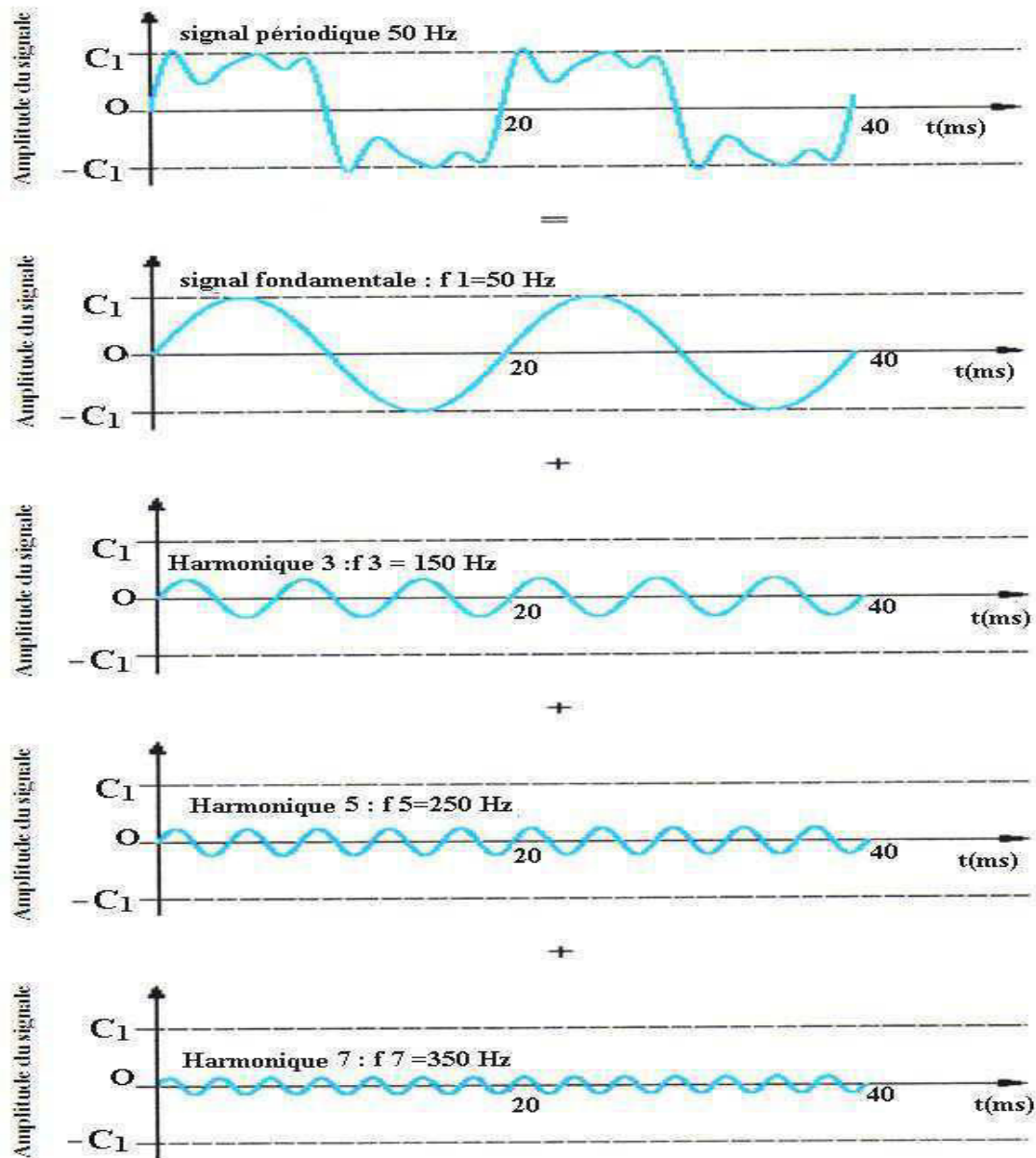


Figure I.2 représente la décomposition d'un signal périodique 50 Hz en série de Fourier [14].

I.2.2.3. Rang de l'harmonique

On définit le rang harmonique comme le rapport de sa fréquence f_n à celle du fondamental (généralement la fréquence industrielle, 50 ou 60 Hz) [4] :

$$n = \frac{f_n}{f_1} \quad (\text{I.1})$$

I.2.2.4. Type des harmoniques

Inter harmoniques : sont des signaux de fréquence non multiple de la fréquence fondamentale.

Infra harmoniques: ce sont des composantes qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental. [5]

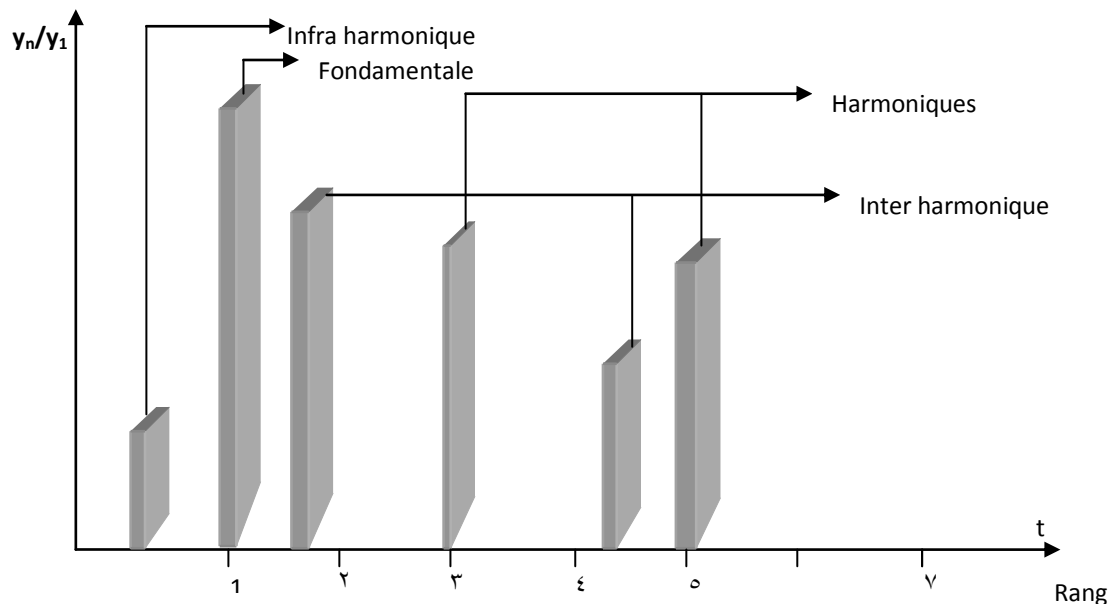


Figure I.3 présentation spectrale d'un signal périodique

I.2.2.5. Caractérisation des perturbations harmoniques

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

- **Le taux de distorsion harmoniques**

La perturbation harmonique est caractérisée par le taux de distorsion harmonique (THD) défini en tension ou en courant.

$$\text{THD \%} = 100 \times \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} x_h^2(t)}}{x_{\text{fondamentale}}} \quad (\text{I.2})$$

x_h : la composante harmonique de rang h

$x_{\text{fondamentale}}$: la composante fondamentale

- **Le facteur de puissance**

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties « active P , réactive Q et déformante D » Son expression est donnée par l'équation suivante :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{I.3})$$

Pour faire intervenir la participation des harmoniques dans la puissance apparente, nous définissons la puissance déformante D :

$$D = 3V_1 \sqrt{\sum_{h1}^{\infty} I_h^2} \quad (\text{I.4})$$

la valeur efficace (RMS ou eff) :

$$I_{eff} = \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} I_n^2(t)} \quad (\text{I.5})$$

Et le facteur de puissance par :

$$F = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{I.6})$$

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

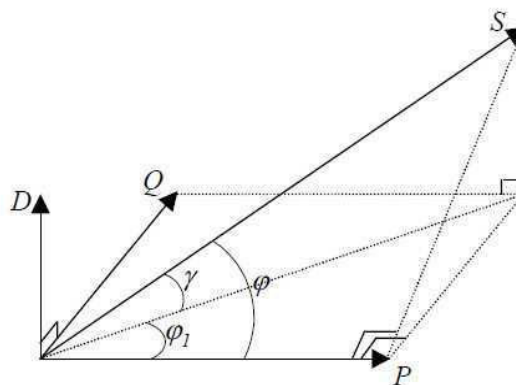


Figure I.4 Diagramme de Fresnel des puissances

I.2.3. Source des harmoniques

La cause principale de l'existence des harmoniques de tension est l'injection des courants non sinusoïdaux par des charges dites non linéaires, ainsi les charges déséquilibrées branchées au réseau. Le tableau (I.1) montre quelques sources des harmoniques [6].

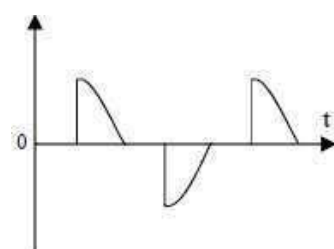
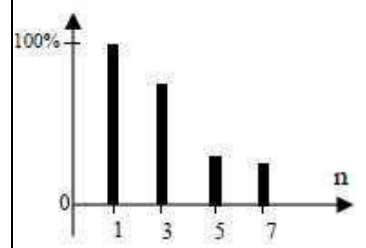
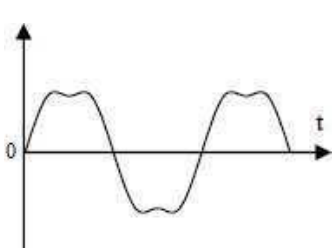
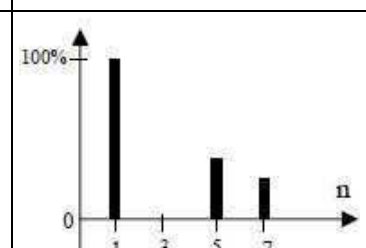
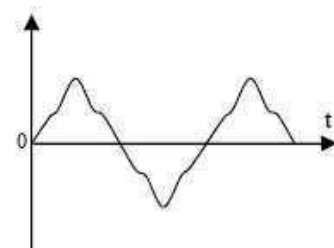
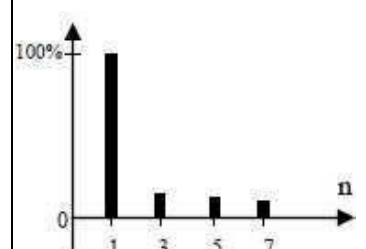
Type de charge	Appareils concernés	Courant absorbé	Spectre harmonique Correspondant
- Gradateurs monophasé (commande par angle de phase).	- Régulation de puissance de fours à résistances, - Modulation de puissance des lampes halogènes.		
- Redresseur triphasé à thyristors.	- Variateur de vitesse des moteurs à courant continu et des moteurs synchrones.		
- Moteur asynchrone.	- Machines-outils, - Appareils électroménagers, - Ascenseurs.		

Tableau I.1 principales charges polluantes

I.2.4. Les différents effets des harmoniques

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, de forme 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 type : les effets instantanés et les effets à terme [4].

I.2.4.1. Les effets instantanés

Ce sont les effets immédiats sur le bon fonctionnement d'un équipement. Par exemple, dans le cas des appareils électroniques, il peut s'agir d'une altération de l'image pour les écrans de télévision ou une altération du son s'il s'agit d'une chaîne HI-FI ou d'un téléphone. La précision des appareils de mesure est également affectée par la présence d'harmoniques [8].

I.2.4.2. Les effets à long terme

En prendre comme un exemple en explique : l'échauffement des câbles et des équipements les pertes des câbles traversés par des courants harmoniques sont majorées, entraînant une élévation de température. Parmi les causes de pertes supplémentaires, l'élévation de la résistance apparente de l'âme avec la fréquence.

Le tableau ci-dessous résume l'ensemble des matérielle électrique perturbés par la pollution harmonique [3][5] .

Nature du matériel électrique	Effet de la «pollution harmonique »
Machines tournantes Moteurs triphasés, alternateurs	Echauffements supplémentaires (effet Joule) dans les enroulements statoriques. Couples oscillatoires. Augmentation du bruit
Transformateurs	Pertes supplémentaires dans le fer (par courants de Foucault) et dans les enroulements (par effet Joule). Risque de saturation en présence d'harmoniques pairs.
Câbles	Augmentation des pertes surtout dans le câble de neutre où s'ajoutent les harmoniques de rang 3 et multiples de 3. Pertes diélectriques supplémentaires.
Electronique de puissance (ponts redresseurs à thyristor, transistors, etc.)	Troubles fonctionnels liés la forme d'onde (commutation, synchronisation).
Condensateurs de puissance	Pertes diélectriques supplémentaires aboutissants à un vieillissement prématuré des condensateurs
Lampes à décharge	Risque de vacillement
Dispositifs de protection (Fusibles. Disjoncteurs magnétothermiques...)	Fonctionnement intempestif

Ordinateur	Dysfonctionnement lié aux couples pulsatoires des moteurs d'entraînement des supports magnétiques
compteur d'énergie	Erreurs de mesure
Téléviseurs	Déformation d'image

Tableau I.2 résume l'ensemble des matérielle électrique perturbés par la pollution harmonique

I.2.5. Solutions de dépollution du réseau électrique

Afin de compenser toutes les perturbations, deux méthodes de solution de dépollution, traditionnelle et moderne sont présentés. Le filtrage est une méthode de réduction des missions harmoniques au sein d'un site industriel, où la distorsion harmonique a graduellement augmenté ou comme solution globale pour un nouveau site, donc le filtre est un absorbeur de courants harmoniques [9].

On distingue les techniques suivantes:

- a) les filtres passifs.
- b) les filtres actifs.
- c) les filtres hybrides.

I.2.5.1. Solutions traditionnelles

A fin de dépolluer les réseaux électriques, plusieurs solutions ont été proposées , dont le but est de limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques [2].

- L'augmentation de la puissance de court circuit du réseau et l'utilisation des convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique.
- L'utilisation de dispositif du filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produits par les charges non-linéaires.
- Les filtres passifs: cette solution de dépollution consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs du filtrage les plus répondus, On distinguera deux types de filtres assurant la limitation des tensions harmoniques :
 - filtre passif résonnant.
 - filtre passif amortie ou passe-haut.

➤ **Filtre résonant :**

Le filtre résonnant est un filtre très sélectif. Il peut se connecter en parallèle avec d'autres filtres résonnants.

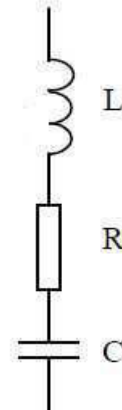


Figure I.5 Filtre passif résonnant

➤ **Filtre amorti :**

Le filtre passe-haut compense les harmoniques supérieurs ou égaux à sa fréquence propre. Il peut se connecter en parallèle avec d'autres filtres résonnants.

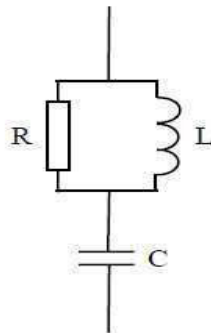


Figure I.6 Filtre passif amorti

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 [10].

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

- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge.
- Equipements volumineux.
- Problème de résonance avec l'impédance du réseau [2] [10].

I.2.5.2. 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.

Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées [12].

I.2.5.2.1. Filtrage Actif

Le filtrage actif constitue aujourd'hui une solution plus sophistiquée que le filtrage passif, bénéficiant des technologies les plus performantes et constamment améliorée par les constructeurs. Le principe de fonctionnement du filtre actif réside dans le fait que celui-ci produit des courants qui s'opposent aux courants harmoniques créés par les charges non linéaires, tendant ainsi à rétablir un courant appelé du réseau quasi sinusoïdal.

Ces filtres actifs sont encore appelés compensateurs actifs.

Ils sont utilisés en parallèle ou en série d'une installation nécessitant un traitement harmonique. Dans ce qui suit, nous donnons les structures les plus utilisés dans la littérature, à savoir les filtres parallèle série, combiné parallèle-série et les structures hybrides actifs -passifs. [11].

I.2.5.2.1.1. Structure générale d'un filtre actif

Un filtre actif est composé de quatre parties comme le montre la figure (I.7). La partie puissance est constituée d'un circuit de stockage d'énergie, d'un onduleur destiné à répartir le courant dans les différentes phases et un filtre d'entrée destiné à réaliser l'interface entre le réseau et l'onduleur. la partie contrôle tien compte du circuit de stockage d'énergie, du filtre d'entrée et des harmonique sur le réseau est permet d'actionner le circuit onduleur [14].

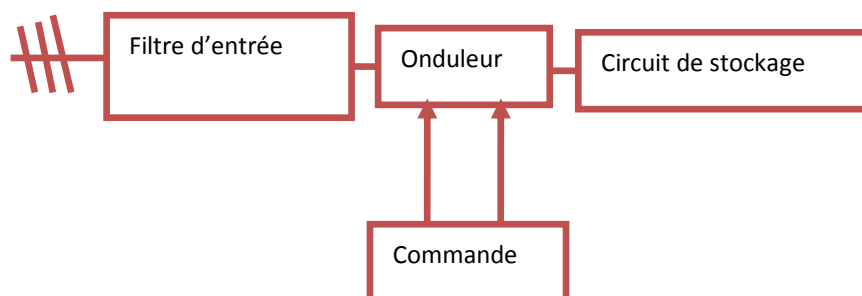


Figure I.7 structure générale d'un filtre actif

I.2.5.2.1.2. Filtre actif parallèle (F.A.P)

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau figure (I-8) 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 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 [10].

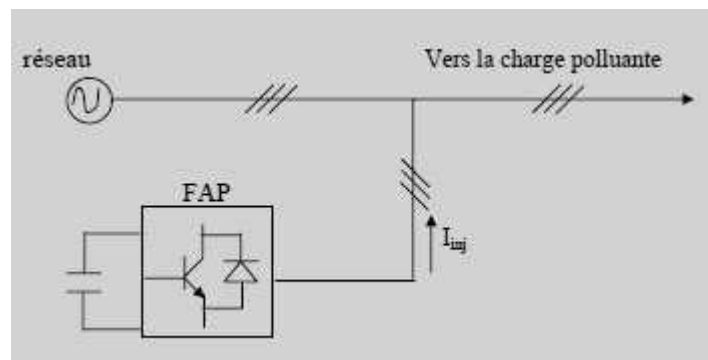


Figure I.8 Représentation d'un filtre actif parallèle

On suppose que le courant de la charge est la somme du courant fondamental et le courant harmonique qui sera, seulement, composé par le fondamental du courant de la charge [14].

$$I_{ch} = I_s + I_h \quad (I.10)$$

Le filtre actif parallèle peut en même temps compenser le courant réactif mais avec un dimensionnement plus important. Il peut être utilisé suivant deux modes de fonctionnement [20]:

➤ **Filtre dédié**

Si les harmoniques à filtrer sont connus à priori, la commande du filtre actif est dédiée. L'exemple type est la suppression des premiers harmoniques du courant absorbé par un redresseur alimentant une charge fortement inductive. Dans ce cas, les harmoniques peuvent être approximativement estimés à partir de l'amplitude et la phase du courant fondamental.

➤ **Filtre adaptatif :**

Ce filtre est capable d'identifier par lui-même les harmoniques et de s'adapter automatiquement à leurs éventuelles harmoniques en opposition de phase. Cette nouvelle solution plus performante est en cours d'étude et dans certains cas, au stade industriel grâce notamment à l'apport de l'évolution des techniques de commande et de mise en oeuvre des semi-conducteurs de puissance.

I.2.5.2.1.3. Filtre actif série (FAS) :

Le filtre actif série (FAS) est placé en série entre la source et la charge non linéaire pour forcer le courant de la source à être sinusoïdal. Cette approche est basée sur le principe d'isoler les harmoniques par le contrôle de la tension de sortie du FAS. En d'autres mots, le FAS présente une impédance élevée au courant harmonique, ce qui isole ces courants les empêchant ainsi d'aller vers la source ou vers la charge. Il se comporte donc, comme une source de tension contrôlable.

Le FAS est surtout utilisé pour filtrer les harmoniques générés par les charges de tensions harmoniques [8].

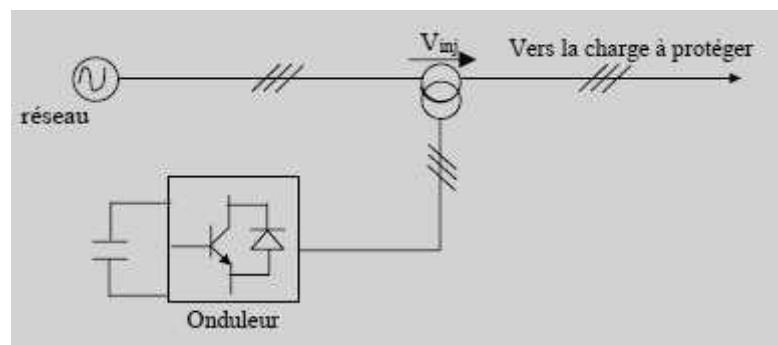


Figure I.9 Représentation d'un filtre actif série

I.2.5.2.1.4. La combinaison parallèle-série actif (UPQC)

Cette combinaison parallèle-série actifs, aussi appelée Unified Power Quality Conditioner (UPQC), résulte de l'association des deux filtres actifs parallèle et série, comme le montre la figure (I.10). Profitant des avantages des deux filtres actifs, l'UPQC assure un courant et une tension sinusoïdaux du réseau électrique à partir d'un courant et d'une tension perturbés de celui-ci [11].

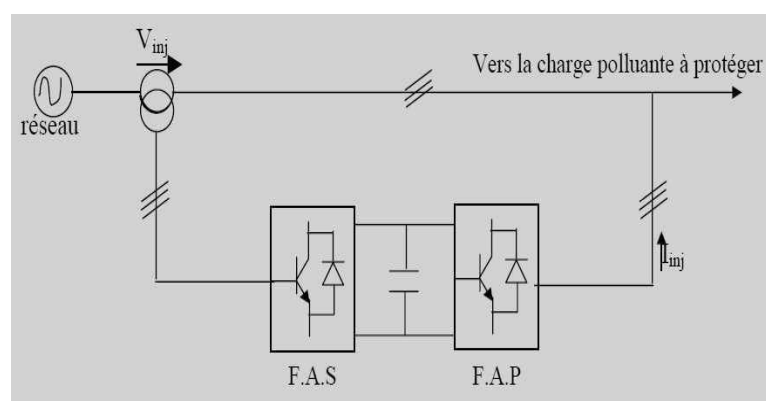


Figure I.10 Combinaison parallèle-série actifs (UPQC)

I.2.5.3. Combinaison hybride active et passive

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs peut être une solution. Dans ce cas, les filtres passifs ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérants permettant de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations.

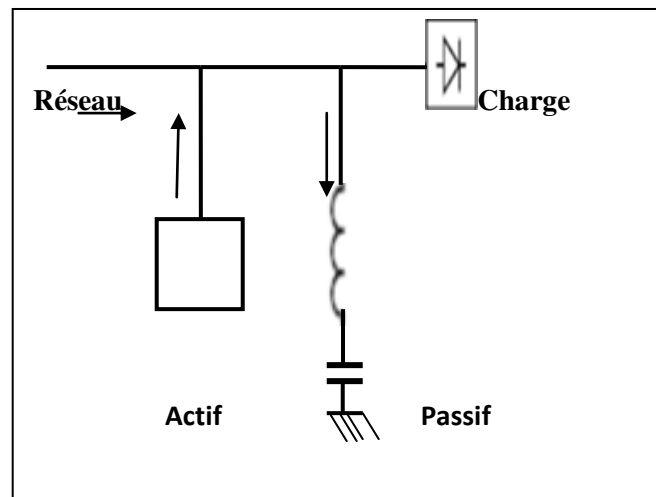


Figure I.11 la structure de filtre hybride

Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature [10], les plus étudiées étant :

- ✚ Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles :

Taux plus réduit du filtre actif destiné seulement à améliorer les caractéristiques de compensation du filtre passif, aucun risque de circulation d'harmoniques dans le filtre actif [13].

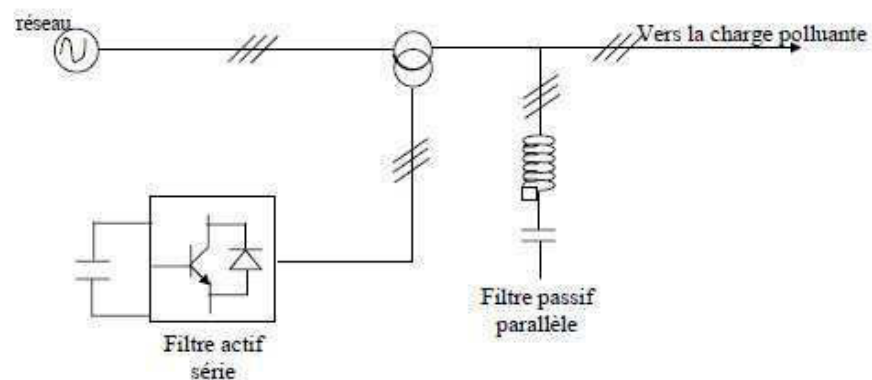


Figure I.12 Filtre actif série et filtre passif parallèle

- ✚ Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles :

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en figure(I.13) est la même que la précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible [10], de plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge.

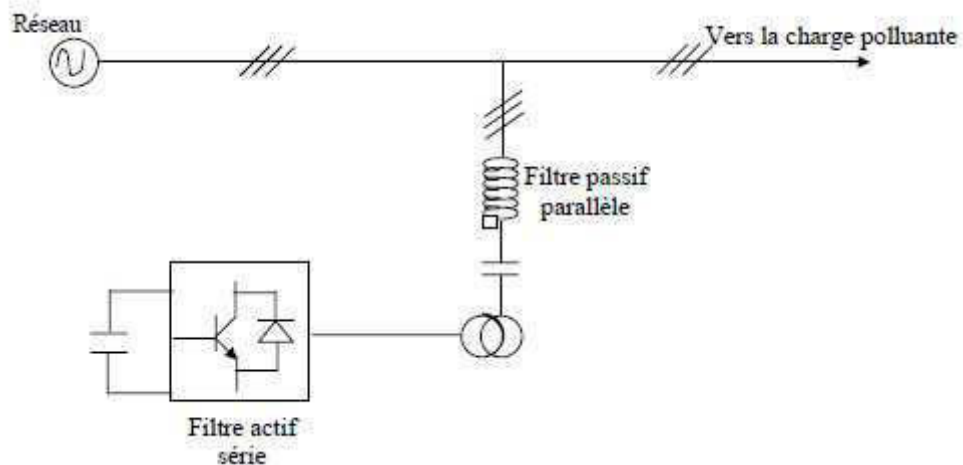


Figure I.13 Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle

- ✚ Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle:

Dans cette topologie, le filtre passif parallèle (FPP) est davantage approprié pour la compensation d'harmoniques de faible rang (5^{ème} et 7^{ème} rangs par exemple). Pour ce qui est du FAP, il est davantage approprié pour la compensation des harmoniques de rang élevé, Donc, lors de la conception de ce type de filtre, il est important de bien faire le partage de compensation entre les deux filtres. En outre, le FAP peut être utilisé pour éliminer la résonance entre l'impédance de source et le FPP. Le FAP agit dans ce cas comme une résistance variable qui amortit les harmoniques [8].

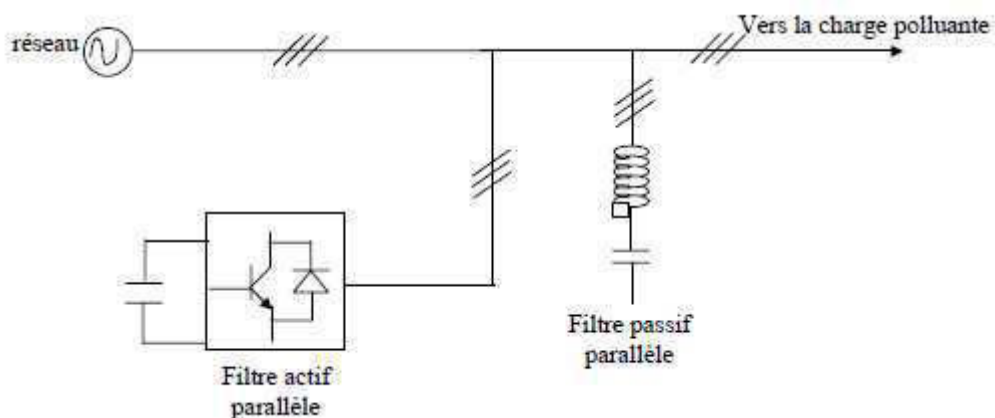


Figure I.14 Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

I.3. Conclusion

Les charges dites non-linéaire, engendrent dans le réseau de distribution, des courants non-sinusoïdaux provoquant des perturbations envahissant ce dernier. Ces perturbations se répercutent sur la qualité de l'énergie électrique et sur le bon fonctionnement des installations.

On a présenté les moyens actuels et à venir pour les réduire. Les solutions existantes, notamment les techniques de filtrage et compensation à base d'éléments passifs présentent de nombreuses contraintes. La solution la plus intéressante est l'utilisation du filtrage actif.

Dans le chapitre suivant, nous passons à l'étude d'une charge non linéaire.

Chapitre II: Etude d'une charge non linéaire

II.1. Introduction

Dans ce chapitre nous passons à l'étude d'une charge non linéaire, qui consiste d'un redresseur à diodes (non commandé).

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative continu (AC/DC), ils sont alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie. .

On utilise des redresseurs chaque fois qu'on a besoin des sources continues sachant que l'énergie électrique est disponible en alternative. Les redresseurs ont un très vaste domaine d'application mais malheureusement leur inconvénient major est l'envoi au réseau des courants non sinusoïdaux riche en harmonique. Dans cette partie de chapitre on va étudier le redresseur hexaphasé non commandé (structure pont) comme une charge polluante qui perturbe le réseau électrique [15].

II.2. Le redressement non commandé (à diode)

La diode est une composante électronique qui modélisée par un interrupteur qui est fermé quand le potentiel de l'anode (zone P) est supérieur au potentiel de la cathode (zone N) et qui est ouvert dans le cas contraire, donc la diode ne laisse passer le courant que dans un seul sens. Cette caractéristique est largement exploitée dans les circuits de redressement, pour but d'obtenir un courant continu à partir d'une tension alternative, et ainsi ces dispositifs ne permettent pas de régler la valeur de la tension de sortie (redresseur non commandé). [16]

Les circuits de redressement (monophasé ou triphasé) qu'on peut classer en deux grandes catégories:

- **Les redresseurs simples alternances**

Dans le sens direct, ils admettent les tensions positives, et annulent les tensions négatives.

- **Les redresseurs doubles alternances**

Dans le sens direct, ils admettent les tensions positives, et transformer les tensions négatives en tensions positives.

II.2.1. Redresseur en monophasé

II.2.1.1. Les redresseurs monophasés simples alternances

Si une diode est placée en série dans un circuit soumis à une tension alternative Figure (II.1), le courant ne passera que pendant l'une des deux alternances donc il sera redressé.

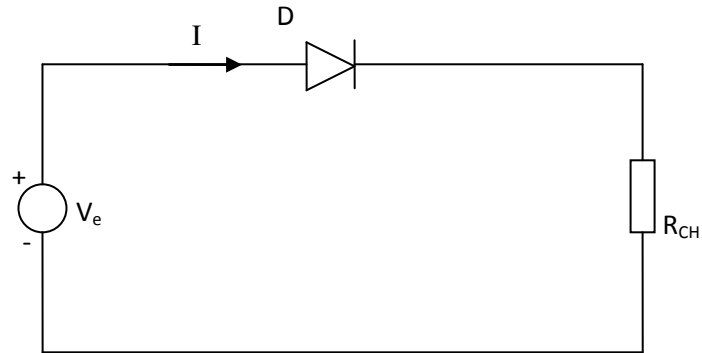


Figure II.1 Redresseur monophasé

Courbes obtenues

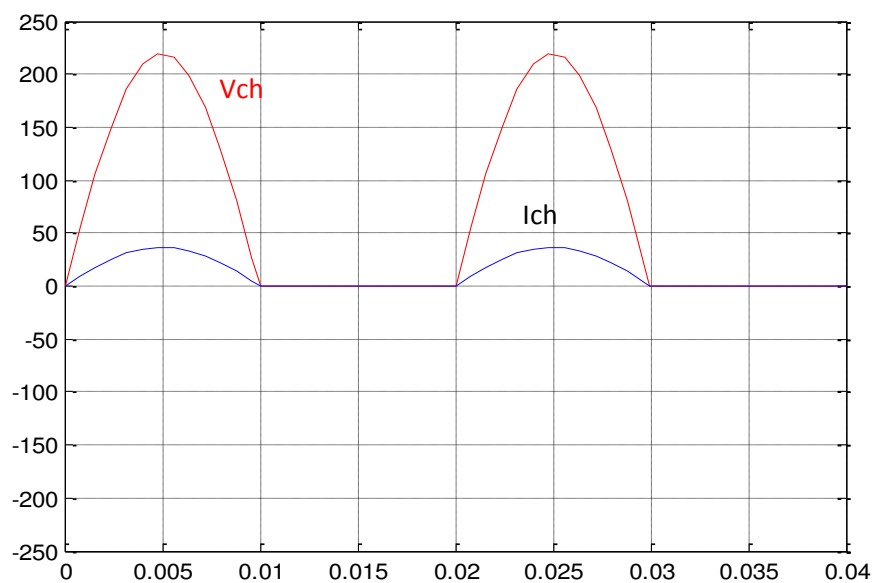


Figure II.2 signal d'un redresseur monophasé

Grandeurs caractéristiques

$$V_{S \max} = V_{e \max} - V_d \quad (\text{II.1})$$

$$V_{S \text{ eff}} = \frac{V_{e \text{ eff}}}{2} \quad (\text{II.2})$$

$$V_{s \text{ moy}} = \frac{V_{e \max}}{\pi} \quad (\text{II.3})$$

II.2.1.2. Redresseurs monophasé bi alternance

Il existe deux montages de bases:

La structure à pont de graetz et la structure à point milieu, dont les courbes caractéristiques apparaissent ci dessous.

- **Le premier montage pont de « GRAETZ »**

La tension redressée mono alternance est moins efficace que la tension alternative, puisque le courant ne circule que pendant la moitié du temps.

En utilisant 4 diodes habilement connectées, on peut redresser les 2 alternances et augmenter ainsi l'efficacité.

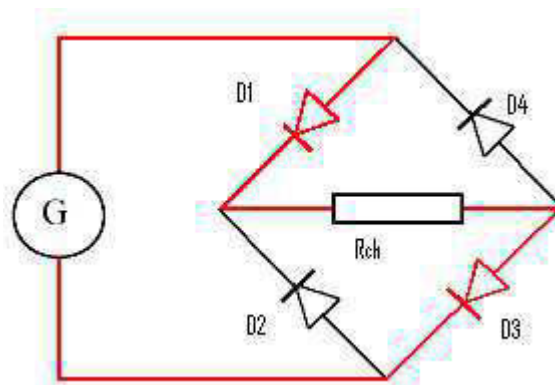


Figure II.3 Redresseur de Graetz a diode

Courbes obtenues

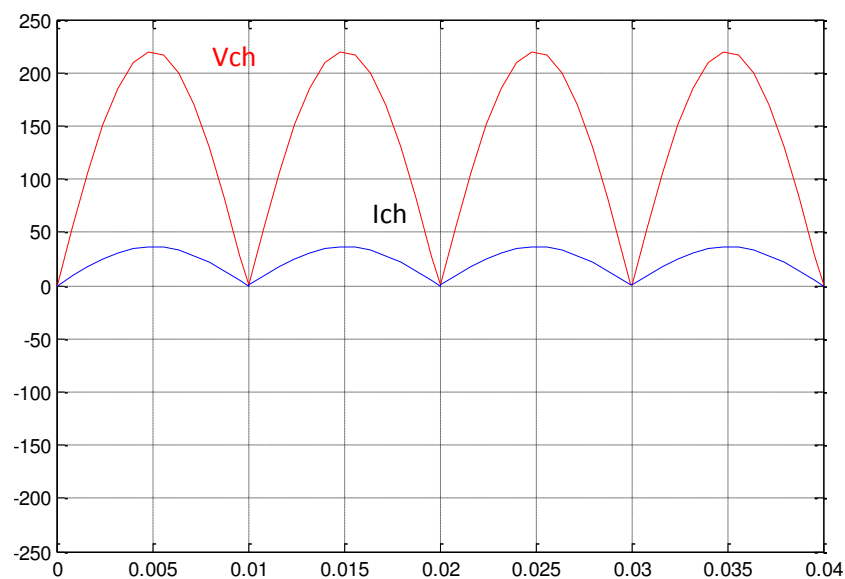


Figure II.4 La tension ou borne de la charge

Grandeurs caractéristiques

$$V_{S \max} = V_{e \max} - 2 V_d \quad (\text{II.4})$$

$$V_{S \min} = 0 \text{ V}$$

$$V_{S \text{ eff}} \approx \frac{V_{e \max}}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.5})$$

$$V_{S \text{ moy}} = 2 \times \frac{V_{e \max}}{\pi} \quad (\text{II.6})$$

- **Deuxième type Redresseur à point milieu**

A partir du réseau monophasé, grâce un transformateur a point milieu, on obtient deux tensions V_e et V_e^- égales mais déphasé de π Figure (II.5).

Redresseurs à point milieu; Les résultats et courbes obtenus sont strictement identiques au montage précédent.

$$V_e = V_m \sin(\omega t)$$

$$V_e^- = -V_e$$

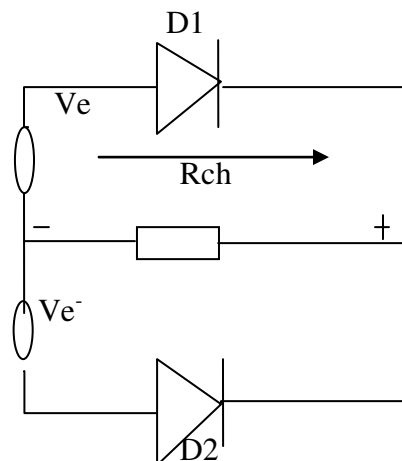


Figure II.5 Redresseur à point milieu

II.2.2. Redresseur à diodes triphasées

Nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées, schématisé par la Figure (II.6).

Les tensions simples des réseaux triphasés équilibrés directs sont :

$$\begin{cases} V_1 = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_2 = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

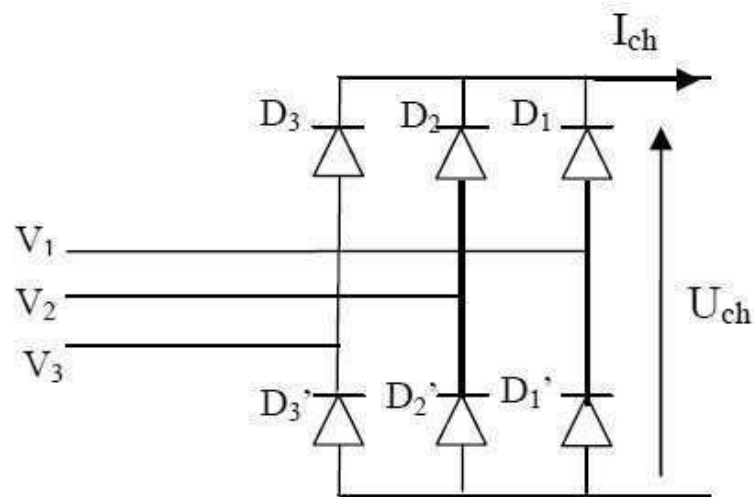


Figure II.6 Redresseur triphasé à diode

II.2.2.1. Etude de la tension redressée

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D_2' et D_3' conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 , ou encore :

$$V_1 = \text{Max}(V_j); j = 1,2,3. \quad (\text{II.8})$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \text{Max}(V_j); i = 1,2,3; j = 1,2,3. \quad (\text{II.9})$$

$$D_i' \text{ Conduit si } V_i' = \text{Min}(V_j); i = 1,2,3; j = 1,2,3. \quad (\text{II.10})$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est :

$$U_d = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j); j = 1,2,3. \quad (\text{II.11})$$

► Pour $0 < \theta < \pi/6$ on a $V_3 > V_1 > V_2$

V_3 Plus positive $\Rightarrow VD_3 > 0 \Rightarrow D_3$ passant

$$\Rightarrow Ud^+ = V_3$$

V_2 Plus négative $\Rightarrow VD_2' > 0 \Rightarrow D_2'$ passant

$$\Rightarrow Ud^- = V_2$$

$$\text{Donc} \quad Ud = \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi) \quad (\text{II.12})$$

$$Ud = Ud^+ - Ud^- = V_3 - V_2 = U_{32}$$

► Pour $\pi/6 < \theta < \pi/2$ on a $V_1 > V_3 > V_2$

V_1 Plus positive $\Rightarrow D_1$ conduit $\Rightarrow Ud^+ = V_1$

V_2 Plus négative $\Rightarrow D_2'$ conduit $Ud^- = V_2$

$$\text{Donc} \quad Ud = \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi) \quad (\text{II.13})$$

$$Ud = Ud^+ - Ud^- = V_1 - V_2 = U_{12}$$

► Pour $\pi/2 < \theta < 5\pi/6$ $V_1 > V_2 > V_3$

$$Ud^+ = V_1$$

$$Ud^- = V_3$$

$$\text{Donc} \quad Ud = \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi) \quad (\text{II.14})$$

$$Ud = Ud^+ - Ud^- = V_1 - V_3$$

$$Ud = \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi) = U_{13}$$

► Pour $5\pi/6 < \theta < 7\pi/6$ $V_2 > V_1 > V_3$

$$Ud^+ = V_2$$

$$Ud^- = V_3$$

$$\text{Donc} \quad Ud = \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi) \quad (\text{II.15})$$

$$Ud = \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi)$$

$$Ud = Ud^+ - Ud^- = V_2 - V_3 = U_{23}$$

► Pour $7\pi/6 < \theta < 9\pi/6$ $V_2 > V_3 > V_1$

V_2 plus positif $\Rightarrow D_2$ Conduit $\Rightarrow Ud^+ = V_2$

V_1 plus négatif $\Rightarrow D_1'$ Conduit $\Rightarrow Ud^- = V_1$

$$U_d = U_d^+ - U_d^- = V_2 - V_1 = U_{21} \quad (\text{II.16})$$

► Pour $9\pi/6 < \theta < 11\pi/6$ $V_3 > V_2 > V_1$

$$U_d^+ = V_3$$

$$U_d^- = V_1$$

$$\text{Donc } U_d = U_d^+ - U_d^- = V_3 - V_1 = U_{31} \quad (\text{II.17})$$

► Pour $11\pi/6 < \theta < 13\pi/6$ $V_3 > V_1 > V_2$

$$V_3 \text{ plus positive} \Rightarrow D_3 \text{ conduit} \Rightarrow U_d^+ = V_3$$

$$V_2 \text{ plus négatif} \Rightarrow D_2' \text{ conduit} \Rightarrow U_d^- = V_2$$

$$\begin{aligned} \text{Donc } U_d &= \text{Max}(V_i) - \text{Min}(V_i) \\ U_d &= U_d^+ - U_d^- = V_3 - V_2 = U_{32} \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

► La tension redressée

$$U_d = \begin{cases} U_{12} \text{ pour } \theta \left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2} \right] \\ U_{13} \text{ pour } \theta \left[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6} \right] \\ U_{23} \text{ pour } \theta \left[\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6} \right] \\ U_{21} \text{ pour } \theta \left[\frac{7\pi}{6}, \frac{9\pi}{6} \right] \\ U_{31} \text{ pour } \theta \left[\frac{9\pi}{6}, \frac{11\pi}{6} \right] \\ U_{32} \text{ pour } \theta \left[\frac{11\pi}{6}, \frac{13\pi}{6} \right] \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

II.2.2.2. La valeur moyenne de tension redressée

$$\overline{U_d} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/6}^{\pi/2} U_{12}(\theta) d\theta = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} (V_1 - V_2) d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (\text{II.20})$$

$$\text{Pour } q \text{ phases : } \overline{U_d} = \frac{2q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q} \quad (\text{II.21})$$

II.2.2.3. Courant de redresseur

Chaque enroulement secondaire est connecté à deux diodes D_i, D_i' ($i=1, 2, 3$) Il est parcouru par I_{ch} pendant l'intervalle (T/q) ou la diode de premier groupe débite, et par $(-I_{ch})$ pendant l'intervalle de durée (T/q) ou c'est celle du second groupe qui conduit. Ainsi par exemple pour la première phase on donne

$$I_{S1} = + I_{ch}, \text{ quand } D_1 \text{ conduit.}$$

$$I_{S1} = - I_{ch}, \text{ quand } D_1' \text{ conduit.}$$

$$I_{S1} = 0, \text{ quand } D_1, D_1' \text{ ne conduisent.}$$

q : nombre des phases.

II.2.2.4. La valeur efficace de courant

$$I_{S1} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(I_{ch}^2 2 \frac{T}{q} \right)} \quad (\text{II.22})$$

$$I_{S1} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{q}} \quad (\text{II.23})$$

Courbes obtenues

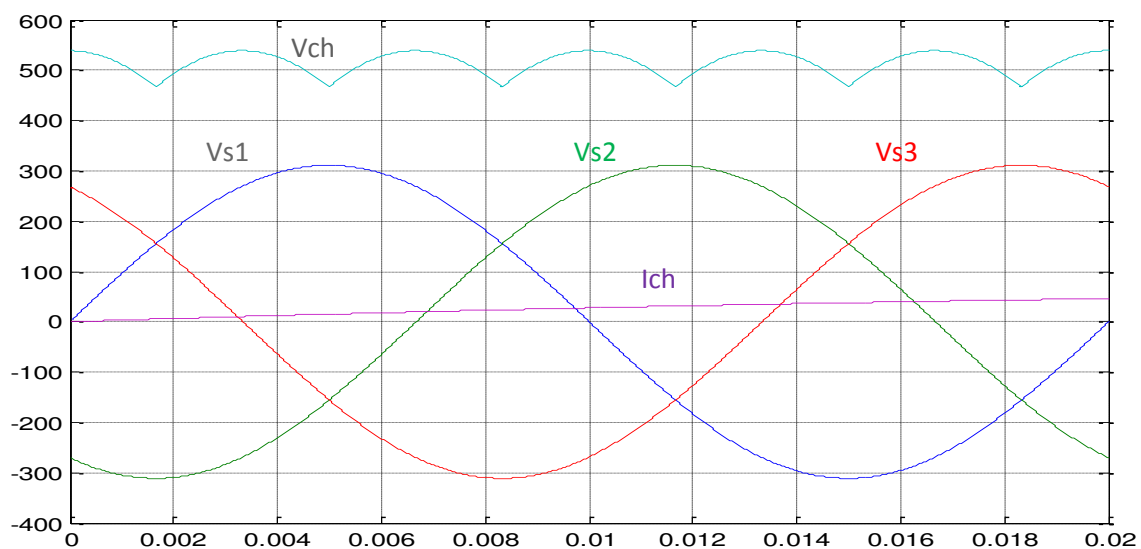


Figure II.8 signal redresseur triphasé

II.3. Développement en série de Fourier (harmonique courant)

Un réseau alimentant un montage redresseur fournit à celui-ci courant presque rectangulaire.

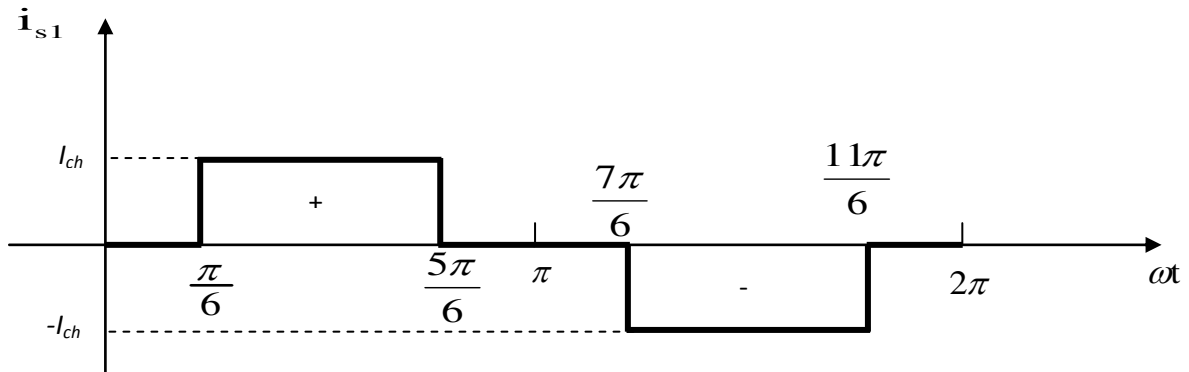


Figure II.9 La forme rectangulaire de courant d'entrée de pont à diodes

On peut appliquer le théorème de fourier :

$$I_a(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{n=\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (\text{II.24})$$

$$a_0 = \frac{1}{2T} \int_0^T I_a(t) dt \quad (\text{II.25})$$

$$a_n = \frac{1}{2T} \int_0^T I_a(t) \cos(n\omega t) dt \quad (\text{II.26})$$

$$b_n = \frac{1}{2T} \int_0^T I_a(t) \sin(n\omega t) dt \quad (\text{II.27})$$

$I_a(t)$ est impaire donc $a_0 = a_n = 0$ puisque ;

$$a_0 = \frac{1}{2T} \int_0^T I_a(t) dt = \frac{1}{2T} \left(\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d dt + \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} -I_d dt \right) = \frac{I_d}{12T} (5\pi - \pi - 11\pi + 7\pi) = 0 \quad (\text{II.28})$$

$$a_n = \frac{I_d}{2T} \left(\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \cos(n\omega t) dt - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} \cos(n\omega t) dt \right) = 0 \quad (\text{II.29})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{II.30})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d \sin(n\omega t) d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} (-I_d) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{II.31})$$

Après le calcul on trouve :

$$b_n = \frac{2I_d}{n\pi} (1 - (-1)^n) \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \quad (\text{II.32})$$

$$b_n = \begin{cases} 0 & \text{Si } n \text{ pair} \\ \left(\frac{4I_d}{n\pi}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) & \text{Si } n \text{ impair} \\ 0 & \text{Si } n \text{ multiple de } 3 \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Donc:

$$n = 1, [5,7], [11,13], [17,19], [23,25], \dots, [6k-1, 6k+17], \text{ et } k = 1, 2, 3, \dots$$

Alors:

$$i_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \quad (\text{II.34})$$

$$i_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4I_d}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin(n\omega t) \quad (\text{II.35})$$

$$i_a(t) = \frac{4I_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin(n\omega t) \quad (\text{II.36})$$

II.3.1. Le courant d'entrée du redresseur est donné par la relation suivante

$$i_{s1}(t) = 2I_d \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin(n\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5n\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7n\omega t) + \frac{1}{11} \sin(11n\omega t) + \frac{1}{13} \sin(13n\omega t) \dots \right] \quad (\text{II.37})$$

II.3.2. La valeur efficace de courant d'entrée

$$I_{\text{eff}} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{II.38})$$

II.3.3. La valeur efficace de courant fondamental

$$I_{\text{cef}} = 2I_d \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sin(n\omega t) \quad (\text{II.39})$$

$$I_{\text{cef}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\int_0^{2\pi} \left(2I_d \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sin(\omega t) \right)^2 d\omega t} \quad (\text{II.40})$$

$$\boxed{I_{\text{cef}} = I_d \frac{\sqrt{6}}{\pi}} \quad (\text{II.41})$$

II.3.4. La valeur efficace de courant harmoniques

$$I_{\text{heff}} = I_{\text{cef}} - I_{\text{leef}} \quad (\text{II.42})$$

$$I_{\text{heff}} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} - I_d \frac{\sqrt{6}}{\pi} \quad (\text{II.43})$$

$$I_{\text{heff}} = 0.03I_d \cdot [15]$$

II.4. Conclusion

Après l'étude de la charge non linéaire (redresseur) du côté tension et courant dont les équations trouvées montrent la forme du courant injecté dans le réseau, et suivant la forme on constate qu'il est riche d'harmoniques, on passe au troisième chapitre pour présenter et étudier les méthodes d'identifications du courant harmonique

Chapitre III : Identification des courants harmonique

III.1. Introduction

Les méthodes d'identifications déterminent les perturbations qui agissent sur le courant, laquelle identification servira à générer les références nécessaires aux régulateurs. Les perturbations les plus fréquentes affectant les courants dans un système triphasé sont les déséquilibres et la distorsion de la forme d'onde. Une boucle externe d'identification des perturbations du courant est utilisée. La sortie de cette boucle est l'entrée de la boucle interne de contrôle (référence de courant ou de puissance).

Dans la littérature on trouve plusieurs méthodes qui décrivent différents algorithmes d'identification possibles. Plusieurs auteurs présentent une comparaison entre différentes méthodes en insistant sur les points forts et faibles de chaque méthode [11].

Ces méthodes se classifient dans deux groupes selon le domaine temporel ou fréquentiel de l'outil mathématique développé [21].

III.2. Classification des méthodes d'identification

La qualité du filtrage réside dans l'efficacité de la méthode utilisée pour l'identification des courants harmoniques. Les méthodes d'identification sont classées en deux groupes : « méthodes du domaine fréquentiel et méthode du domaine temporel ».

III.2.1. Méthodes du domaine fréquentiel

La première utilise la transformée de Fourier rapide dans le domaine fréquentiel, pour extraire les harmoniques du courant. Cette méthode est bien adaptée aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Elle donne aussi l'avantage de sélectionner les harmoniques individuellement et de ne choisir de compenser que les plus prépondérants. Il est à noter que cette méthode nécessite une grande puissance de calcul afin de réaliser, en temps réel, toutes les transformations nécessaires pour extraire les harmoniques [10].

Les inconvénients les plus importants de ces méthodes sont les résultats moyens en régime transitoire et un volume de calcul et une allocation de mémoire très considérables [11].

III.2.2. Méthodes du domaine temporel

Les méthodes du domaine temporel permettent une réponse plus rapide et requièrent moins d'opérations que les méthodes précédentes. Le principe de ce type de méthodes est séparation du fondamental ou de certains harmoniques par filtrage. Les méthodes les plus importantes sont [13]:

- La théorie P-Q de la puissance instantanée,
- Algorithme du Repère de Référence Synchronisé (SRF),
- Algorithme de la détection synchronisée (SDA),
- Algorithme Fryze-Bucholz Depenbanck (FBD),
- La méthode sinusoïdale Généralisée de Fryze (SGF),
- La méthode basée sur le courant actif,
- La méthode tri-monophasée,
- La méthode basée sur la régulation de la tension continue.

III.2.2.1. Comparaison entre les méthodes d'identification des courants harmoniques

La méthode de la théorie (P-Q) a l'avantage d'être assez simple pour la mettre en application sous forme analogique puisqu'elle a besoin seulement des opérations de multiplication et de filtrage simple.

L'inconvénient le plus évident de la méthode (P-Q) est qu'elle s'exécute mal dans des conditions non équilibrées de tension d'alimentation, parce que l'algorithme suppose que les tensions d'alimentation sont sinusoïdales et équilibrées.

Un avantage de la méthode SRF est qu'elle s'exécute bien avec n'importe quelle forme d'onde du courant. Un inconvénient est que l'algorithme est assez complexe et exige un circuit PLL pour fonctionner correctement.

Dans la méthode SDA, l'exécution est bonne pour les conditions de la tension d'alimentation en cas de déséquilibre. Un inconvénient de cette méthode est qu'elle suppose que les courants dans chaque phase sont égaux, ou la charge est équilibrée.

La méthode	Analogique	Numérique	Avantages	Inconvénient
Théorie P-Q	Oui	Oui	Simple	Bonne pour des tensions sinusoïdales uniquement.
SRF	Non	Oui	Utilisé pour une source déséquilibré avec/sans distorsion	Exige un circuit PLL.
SDA	Oui	Oui	Utilisé pour une source déséquilibré.	Suppose que les courants dans les phases sont équilibrés.
SGF	Non	Oui	Utilisé pour une source déséquilibré avec/sans distorsion	Exige un circuit PLL.

Tableau III.1 Comparaison entre les méthodes d'identification des harmoniques.

Les performances de la méthode basée sur le principe du courant actif et la méthode des puissances instantanées sont parfaitement identiques, car ces deux méthodes sont en effet deux implantations différentes d'un même algorithme.

Les trois méthodes (courant actif, P-Q, et tri-monophasé) permettent la compensation des harmoniques et/ou du fondamental réactif, mais la méthode basé sur la régulation de la tension continu n'est envisageable que dans le cas où le filtrage compense automatiquement les courants harmoniques et le fondamental actif.

Du point de vue implantation, la méthode basée sur le courant actif est complexe. L'algorithme d'identification des méthodes régulation de la tension continu, tri-monophasé et P-Q est plus simple que la méthode basée sur le courant actif [14].

D'après ces comparaisons (Tableau II.1) on va opter à l'utilisation deux méthodes, P-Q et SRF pour l'identification des courants harmoniques pour la commande du filtre actif.

III.3. Généralités sur les puissances instantanées

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties « active (**P**), réactive (**Q**) et déformante (**D**) » comme le montre la relation (III.1).

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{III.1})$$

L'entrée de l'identificateur n'est pas équilibrée, dans le cas où la tension du réseau est polluée, un système à base de PLL est ajouté après la mesure des tensions au point de connexion du filtre actif. Une autre solution efficace de ce problème peut être l'insertion d'un filtre appelé filtre multi-variables (FMV) après la mesure ou l'estimation de ces tensions.

III.3.1. Le filtre multi-variable

Le filtre multi-variable est très important pour construire une méthode d'extraction insensible dans le cas de déséquilibre de tension d'alimentation, soit pour le calcul des puissances instantanées, ou pour l'utilisation d'un circuit à PLL [2].

Les expressions des composantes fondamentales sont données par :

$$\bar{X}_\alpha(S) = \frac{K}{S} [X_\alpha(S) - \bar{X}_\alpha(S)] - \frac{\omega}{S} \bar{X}_\beta(S) \quad (\text{III.2})$$

$$\bar{X}_\beta(S) = \frac{K}{S} [X_\beta(S) - \bar{X}_\beta(S)] + \frac{\omega}{S} \bar{X}_\alpha(S) \quad (\text{III.3})$$

Où :

$X_{\alpha\beta}$: Signaux d'entrée dans le repère stationnaire.

$\bar{X}_{\alpha\beta}$: Composantes fondamentales de $X_{\alpha\beta}$.

$\omega = 2\pi f_s$: Pulsation fondamentale du réseau ;

k : Constante à fixer.

Le schéma de ce filtre est représenté par la figure (III.1) :

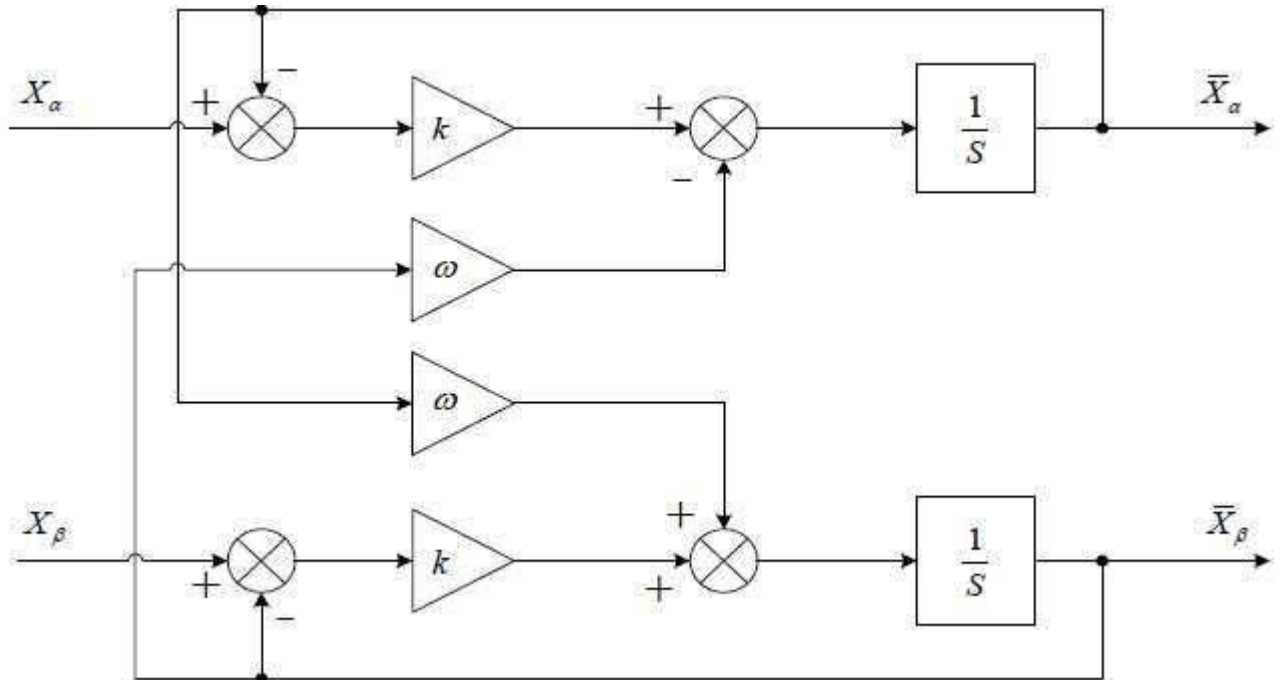


Figure III.1 Schéma de principe d'un FMV

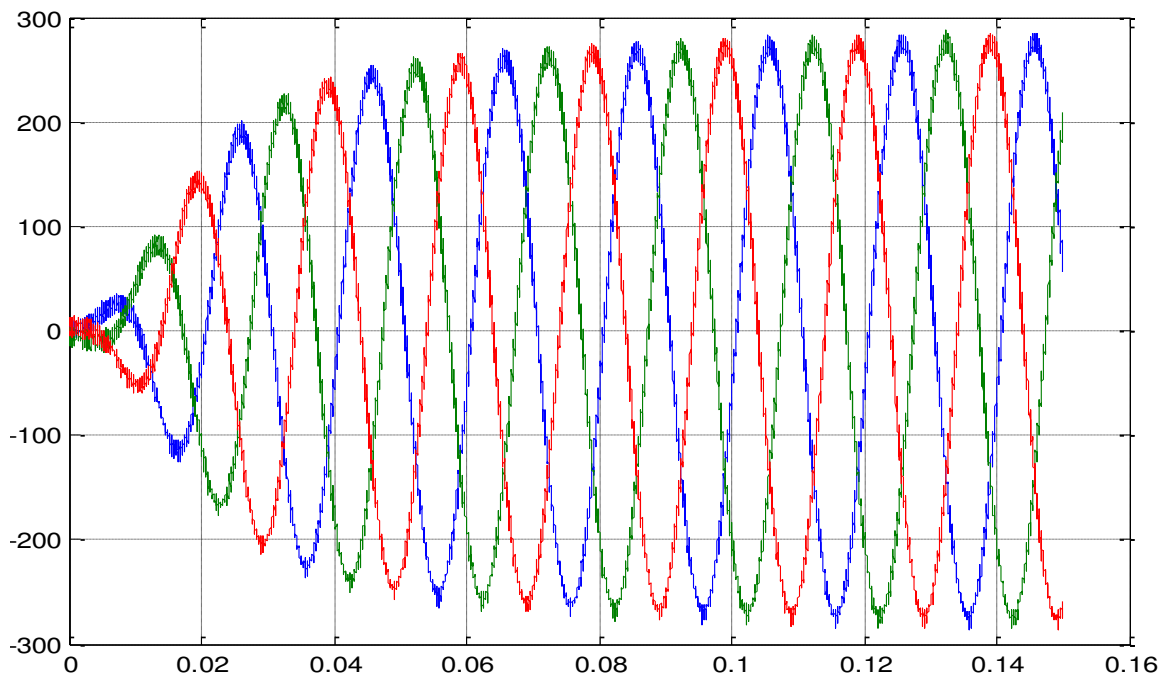


Figure III.2 Tension avant le FMV

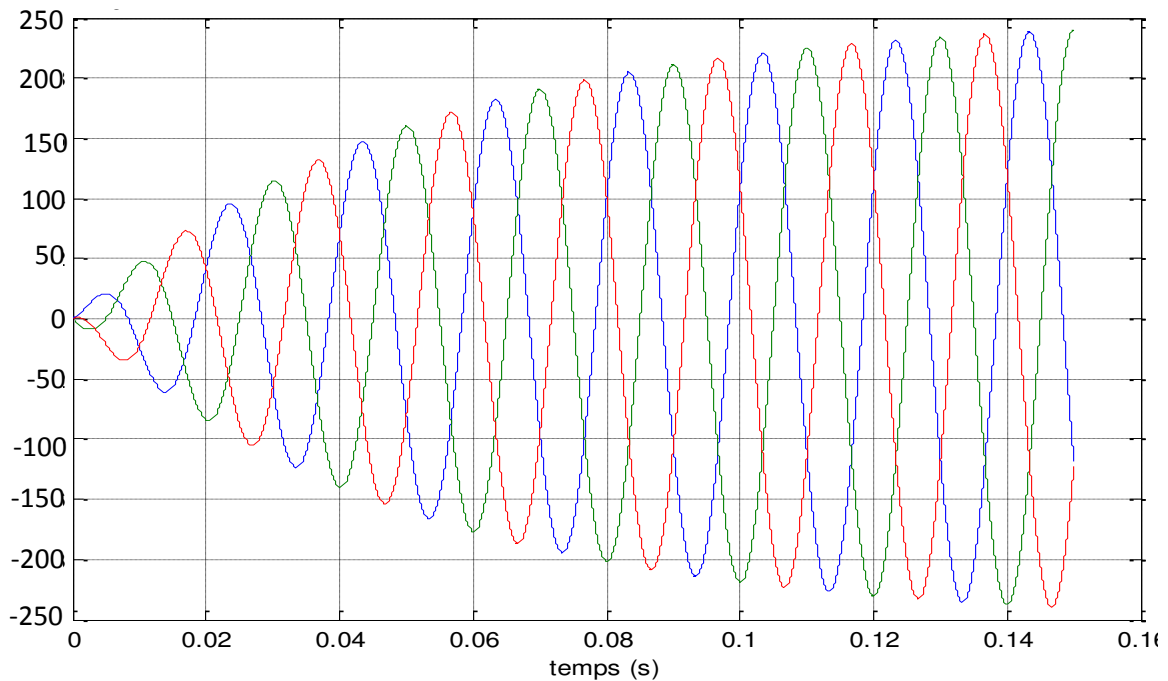


Figure III.3 Tension après le FMV

III.3.2. La méthode de puissances instantanées

Cette méthode exploite la transformation des paramètres du système dans le repère triphasé abc en biphasé dans le repère stationnaire $\alpha\beta$, pour obtenir les puissances réelles et imaginaires. Notons par (V_α, V_β) et (I_α, I_β) les composantes orthogonales du repère α - β associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle (V_s) et aux courants absorbés par les charges polluantes (I_s). La transformation α - β -0 triphasée permet d'écrire la relation des tensions suivante [15].

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_\alpha \\ \hat{V}_\beta \\ \hat{V}_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{a1} \\ \hat{V}_{b2} \\ \hat{V}_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Et la relation des courants ci-dessous

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \\ \hat{i}_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{1a} \\ \hat{i}_{1b} \\ \hat{i}_{1c} \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Les composantes avec l'indice (0) représentent les séquences homopolaires du système triphasé du courant et de tension.

La puissance active instantanée, notée $P(t)$, est définie par la relation suivante

$$\begin{cases} P(t) = \hat{V}_{a1} I_{a1} + \hat{V}_{b2} I_{b2} + \hat{V}_{c3} I_{c3} = P(t) + P_0(t) \\ P(t) = \hat{V}_{\alpha} I_{\alpha} + \hat{V}_{\beta} I_{\beta} \\ P_0(t) = \hat{V}_0 I_0 \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

$P(t)$: la puissance réelle instantanée.

$P_0(t)$: la puissance homopolaire instantanée.

L'avantage de la transformation α - β -0 est la séparation des séquences homopolaires du système triphasé de courant ou de tension. De la même manière, la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire sous la forme suivant [10] :

$$q(t) = 1\sqrt{3} [(\hat{V}_{a1} - \hat{V}_{b2})I_{1c} + (\hat{V}_{b2} - \hat{V}_{c3})I_{1a} + (\hat{V}_{c3} - \hat{V}_{a1})I_{1b}] = \hat{V}_{\alpha} I_{\beta} - \hat{V}_{\beta} I_{\alpha} \quad (\text{III.7})$$

La puissance q a une signification plus large que la puissance réactive habituelle. En effet, contrairement à la puissance réactive, qui ne considère que la fréquence fondamentale, la puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de tension. C'est pourquoi on lui donne une autre dénomination (puissance imaginaire) avec comme unité le volt-ampère imaginaire (VAI).

A partir des relations (III.6) et (III.7), nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V}_{\alpha} & \hat{V}_{\beta} \\ -\hat{V}_{\beta} & \hat{V}_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Dans le cas général, chacune des puissances p et q comporte une partie continue et une partie alternative, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

- \bar{P} Une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.
- \bar{q} Une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension.
- \tilde{P} et \tilde{q} des puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

III.3.3. Séparation des puissances perturbatrices

Après avoir identifié les pulsations des puissances instantanées, le filtre de puissance chargé d'isoler les puissances active et réactive conventionnelles peut être dimensionné. Pour avoir la composante alternative, on utilise un filtre passe haut.

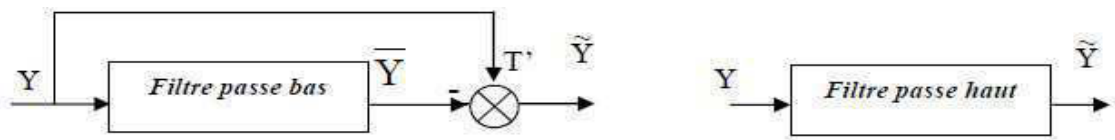


Figure III.4 Schéma représentant le principe de séparation des puissances ($Y = p$ ou q)

III.3.4. Calcul des courants perturbateurs

En inversant la relation (II.8), nous pouvons recalculer les courants dans le repère (α - β) comme le montre l'équation (II.10).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\hat{V}_\alpha^2 + \hat{V}_\beta^2} \begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha & -\hat{v}_\beta \\ \hat{v}_\beta & \hat{v}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

En considérant les équations (III.9) et (III.10), nous pouvons séparer le courant dans le repère (α - β) en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Ceci conduit à [10]:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha & -\hat{v}_\beta \\ \hat{v}_\beta & \hat{v}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha & -\hat{v}_\beta \\ \hat{v}_\beta & \hat{v}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix}}_{\text{courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha & -\hat{v}_\beta \\ \hat{v}_\beta & \hat{v}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{courants harmoniques}} \quad (III.11)$$

Avec $\Delta = \hat{V}_\alpha^2 + \hat{V}_\beta^2$, supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique.

Cette expression montre donc que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère (α - β) revient à séparer des termes continus des puissances réelle et imaginaire

On appliquant la transformation inverse de Concordia on trouve les courants produits par charge non linéaire comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{fa}^* \\ \dot{\mathbf{i}}_{fb}^* \\ \dot{\mathbf{i}}_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{f\alpha}^* \\ \dot{\mathbf{i}}_{f\beta}^* \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

On trouve la relation globale des courants harmoniques :

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{fa}^* \\ \dot{\mathbf{i}}_{fb}^* \\ \dot{\mathbf{i}}_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{\hat{V}_\alpha^2 + \hat{V}_\beta^2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_\alpha & -\hat{V}_\beta \\ \hat{V}_\beta & \hat{V}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

III.3.5. Régulation de la tension continue V_{dc}

La tension continue V_{dc} aux bornes du condensateur de stockage, doit être maintenue constante la cause de variation de cette tension est l'échange de puissance active avec le réseau. Les fluctuations de cette tension doivent être faibles d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs constituant les interrupteurs, et d'autre part pour ne pas dégrader les performances du filtre actif. Afin d'assurer le rôle de source de tension continue, une régulation de cette tension est nécessaire. Pour assurer la régulation de la tension continue, on peut utiliser un régulateur PI. Si on néglige les pertes au niveau de l'onduleur et dans le filtre de sortie. La relation entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes peut s'écrire sous la forme suivante [21]:

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (\text{III.14})$$

La tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$V_{dc}^2 = \frac{2P_{dc}(S)}{C_{dc}S} \quad (\text{III.15})$$

A partir de la relation (III.15), et en tenant compte du régulateur (PI), la boucle de régulation de tension continue peut être représentée par la figure (III.3). Le choix des paramètres K_{pdc} et K_{idc} aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire la dynamique du filtre actif.

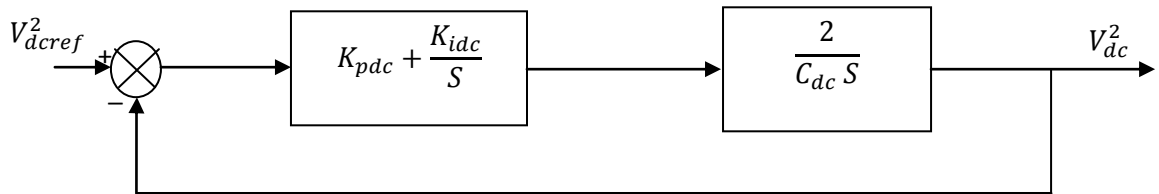


Figure III.5 Boucle de régulation de la tension continue

A partir de la figure (III.3), la fonction de transfert représentant la régulation en boucle fermée de la tension continue est donnée par :

$$F(s) = \frac{1 + \frac{K_{pdc}}{K_{idc}}s}{s^2 + \frac{K_{pdc}}{C_{dc}}s + 2\frac{K_{idc}}{C_{dc}}} \tag{III.16}$$

Comparant cette équation avec la forme générale d'une fonction de transfert de deuxième ordre, On trouve :

$$K_{idc} = \frac{1}{2} C_{dc} \omega_c^2, \quad \omega_c = 2\pi f_c, \quad K_{pdc} = \xi \sqrt{2C_{dc}K_{idc}}$$

ξ : coefficient d'amortissement du système.

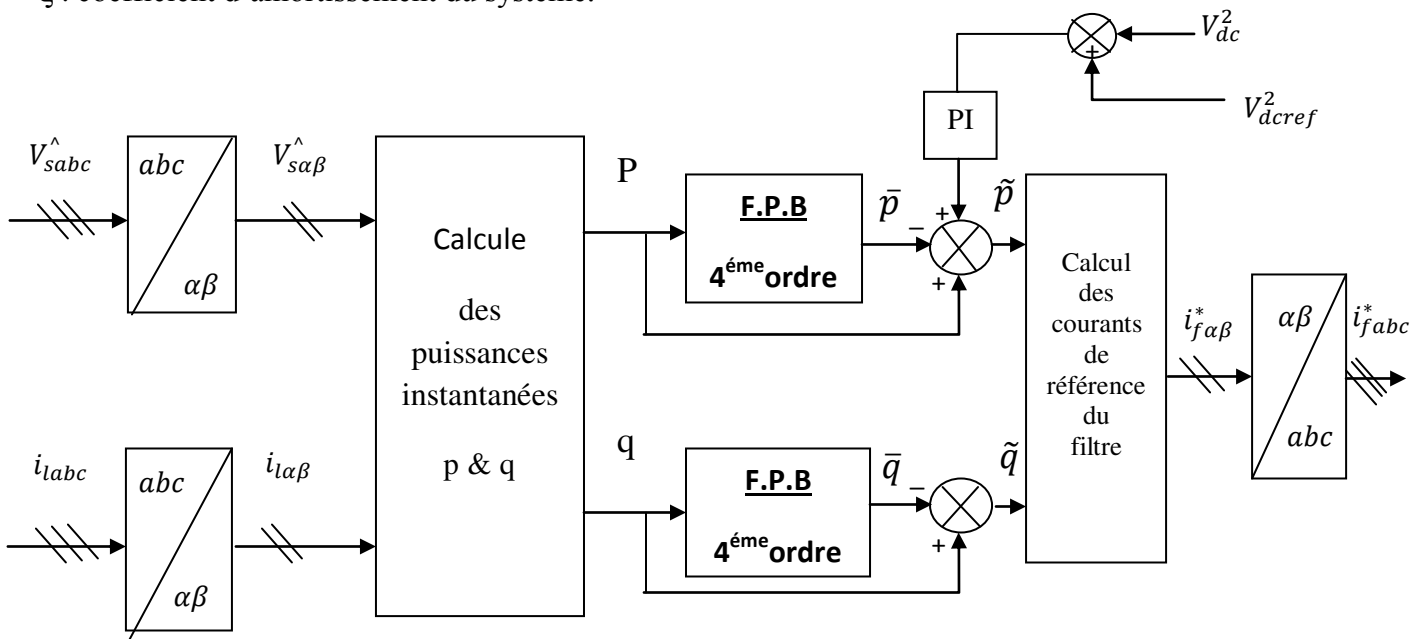


Figure III.6 Schéma de principe de la méthode des puissances instantanées

III.4. Méthode du repère synchrone SRF « Synchrones Référence Frame »

Cette méthode, introduite par, exploite également la transformation de Concordia mais appliquée uniquement aux courants de ligne de la charge, i_{la}, i_{lb}, i_{lc} . Ensuite, une seconde transformation est opérée pour passer des courants de ligne en d-q, ce qui permet de transformer la composante fondamentale du courant en une composante continue et les composantes harmoniques du courant en des composantes alternatives, cela nous permet d'éliminer à l'aide d'un simple filtre passe bas, la composante continue du courant, l'avantage majeur de cette méthode par rapport à la précédente réside dans le fait que les éventuelles tentions harmoniques n'ont plus d'influence sur les courants identifiés et par conséquent le filtrage sera meilleur, son principe est énoncé ci-après[21].

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

Soient les courants de ligne d'un système triphasé sans composante homopolaire, la transformation de concordai permet de ramener ce système triphasé équilibré à un système diphasé, précédemment par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & -\cos(\theta) \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

Comme pour la théorie de la puissance réactive instantanée, les termes d et q sont constitués d'une composante DC et d'un multiple de composantes AC, tels que [13]:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

Avec :

\bar{i}_d et \bar{i}_q : Les composantes continues de i_d et i_q .

\tilde{i}_d et \tilde{i}_q : Les composantes alternatives de i_d et i_q .

Les courants de référence sont exprimés par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

Après le choix des paramètres de commande, la transformation inverse de Concordia permet de remonter aux courants de référence :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{fa}^* \\ \mathbf{i}_{fb}^* \\ \mathbf{i}_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{f\alpha}^* \\ \mathbf{i}_{f\beta}^* \end{bmatrix} \quad (III.21)$$

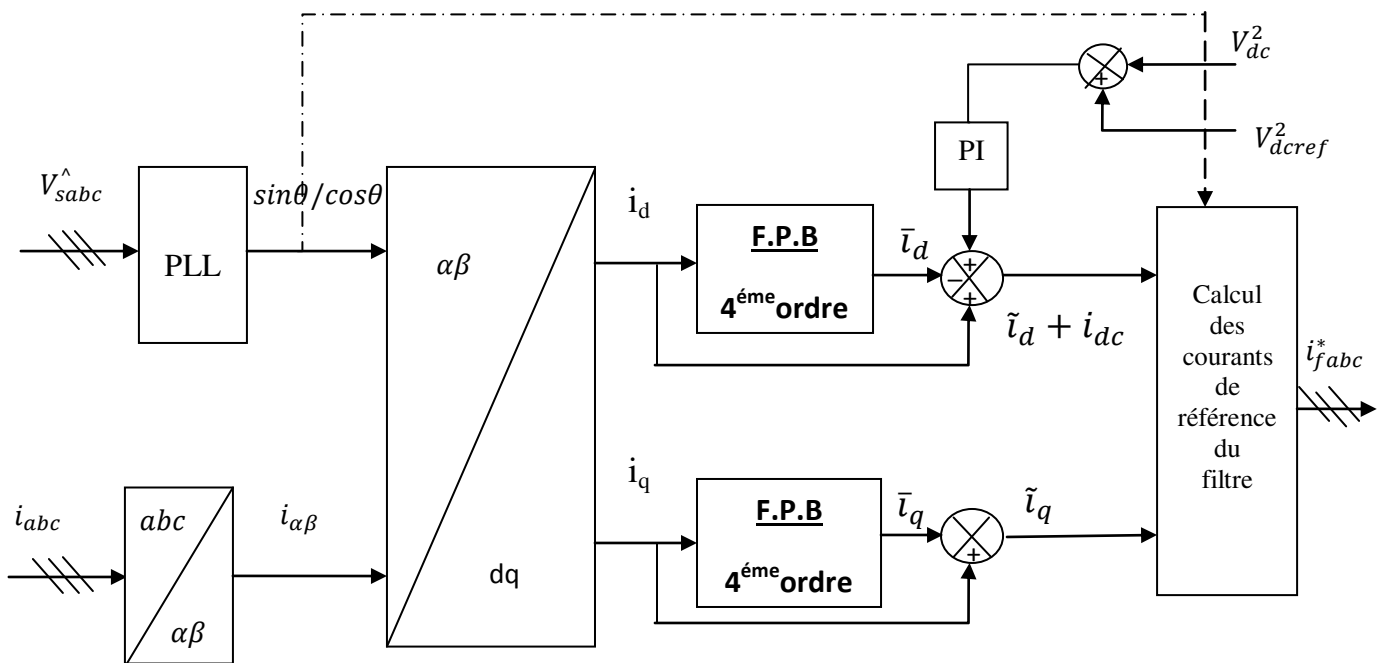


Figure III.7 Schéma de principe dans le repère synchrone

III.4.1. Boucle à verrouillage de phase

Le circuit d'estimation de phase (**Phase Locked Loop** : P.L.L) maintenant est couramment utilisé. Il sert essentiellement à estimer et filtrer la phase et l'amplitude instantanées du phaseur équivalent d'un système triphasé. La PLL réalise la suivie de phase de la composante directe de la tension du réseau, V_d , afin d'éliminer la composante en quadrature, V_q , ce qui se produit lorsque la phase estimée, θ , est égale à la phase du réseau[15]. La forme de base de la P.L.L est présentée sur la figure (III.8), contenant un détecteur de phase (la transformée de coordonnées), un filtre passe bas (le correcteur) et un oscillateur (l'intégrateur) [21].

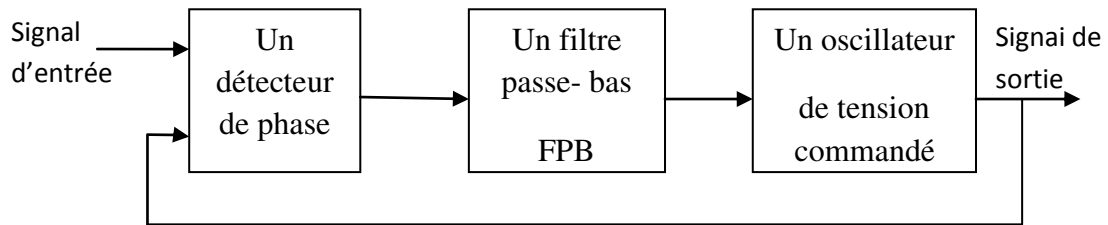


Figure III.8 Diagramme de blocs d'une PLL.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a d'abord étudié les classifications des méthodes d'identification des courants harmoniques, méthodes du domaine fréquentiel, méthodes du domaine temporel et la comparaison entre les méthodes d'identification des courants harmoniques.

Dans ce chapitre également, on a utilisées pour l'identification des courants harmoniques deux méthodes:

- Méthode des puissances active et réactive instantanées (P, Q)
- Méthode du repère synchrone SRF

Dans le chapitre suivant, on passe aux différentes stratégies de commande du filtre actif par l'onduleur triphasé

Chapitre IV : Stratégies de commande du filtre actif

IV.1. Introduction

Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants ou des tensions perturbés de référence, à travers les ordres de commande appliqués aux drivers interrupteurs de puissance, Les trois principales familles de commande des convertisseurs statiques sont :

- La commande par hystérésis,
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- La commande MLI vectorielle.

Ces études ont montrées également que les onduleurs triphasés offrent une grande amélioration sur la qualité des tensions de sortie.

Dans ce chapitre, on étudiera l'onduleur de tension triphasé et les stratégies de commandes et technique de commande vectorielle [14].

IV.2. Commande du filtre actif

Les performances du filtre actif et notamment la diminution du THD du courant de source sont certes liées aux performances de la génération des références de courants harmoniques, mais dépendent également de la stratégie de commande de l'onduleur de tension (poursuite des références de courant). Deux stratégies de commande de l'onduleur de tension du filtre actif sont couramment mises en œuvre, à savoir:

- **Méthode directe (dite aussi en boucle ouverte)**

Cette méthode est basée sur la mesure du courant de la charge polluante puis, de l'extraction des composantes harmoniques de ce courant.

- **Méthode indirecte (dite en boucle fermée)**

Cette méthode consiste à mesurer les courants du côté source, et d'imposer la forme sinusoïdale sur ces courants [2].

Les onduleurs c'est un convertisseur statique, qui permet des échanges d'énergie entre une entrée continue et une sortie alternative.

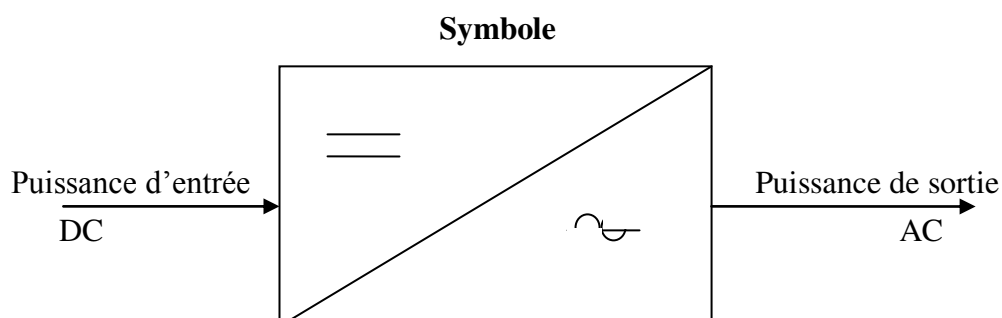


Figure IV.1 Convertisseur continu (DC)-alternatif (AC)

Si la source continue est une source de tension, l'onduleur est appelé onduleur de tension, Si c'est une source de courant, on parle de commutateur de courant.

IV.3. Structure d'un filtre actif parallèle

La structure générale du filtre actif parallèle, est présentée dans la figure (III-2) sous la forme de Deux blocs la partie puissance et la partie contrôle-commande.

- **La partie puissance est constituée**
 - D'un onduleur à base d'interrupteurs de puissance, commandables à l'amorçage et au blocage (GTO, IGBT, etc....) avec des diodes en antiparallèle.
 - D'un circuit de stockage d'énergie.
 - D'un filtre de sortie.
- **La partie contrôle-commande**
 - La méthode d'identification des courants perturbés
 - La régulation de la tension continue appliquée aux sur le réseau à partir de l'onduleur de tension.
 - La régulation du courant injecté
 - La commande de l'onduleur de tension [15].

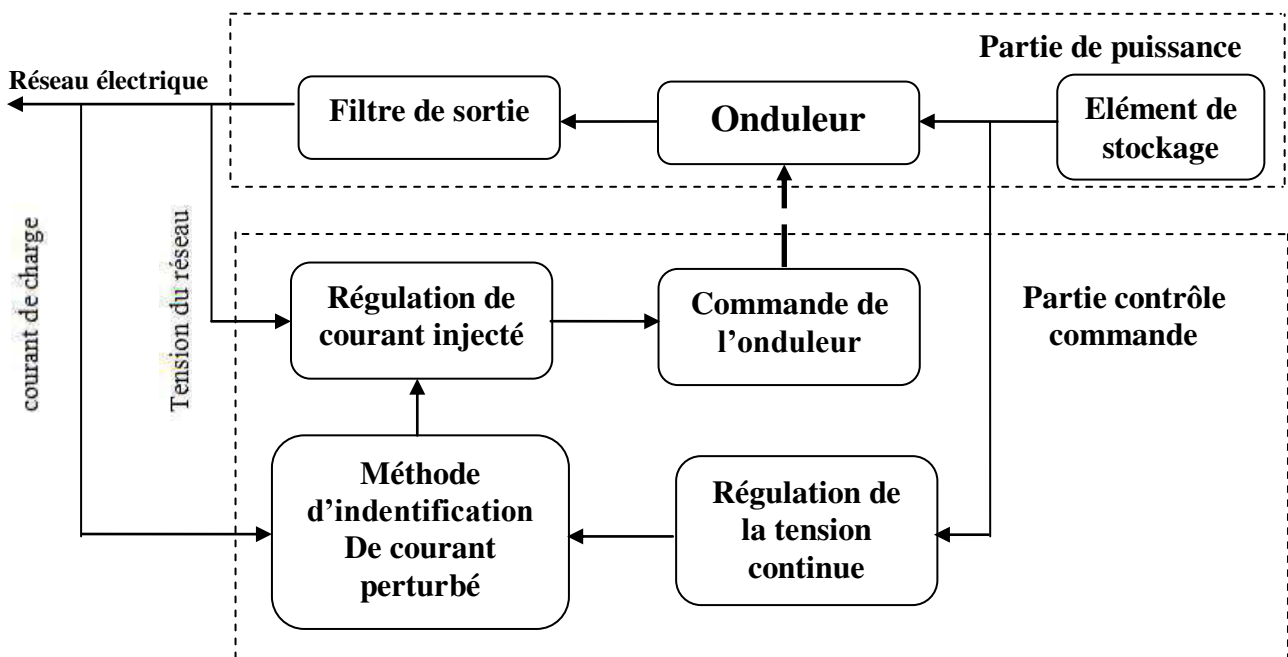


Figure IV.2 Structure générale d'un filtre actif parallèle

IV.4. Contrôle des courants du filtre actif

Pour maintenir le courant à la sortie du filtre actif autour de sa référence calculée au chapitre précédent, deux techniques de commande peuvent être utilisées :

- la commande par hystérésis.
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- La commande par MLI vectorielle

L'objectif de la commande, que se soit à MLI, MLI vectorielle ou par hystérésis, est de générer les ordres d'ouverture/fermeture des interrupteurs de manière à ce que le courant du filtre actif soit le plus proche de sa référence [11].

IV.4.1. Commande des courants par hystérésis

Cette commande est très adaptée pour les organes ayant une action à deux positions comme c'est le cas ici, l'IGBT peut être soit ouvert ou bloqué, cette commande consiste à changer la polarisation de la tension de sortie de l'onduleur de telle sorte à maintenir le courant dans une bande centrée autour de la référence, la dimension de ce filtre se résume à fixer la largeur de cette bande. Une règle pratique consiste à la prendre à 5% du courant nominal. Cependant elle ne garantit pas d'une manière systématique le respect de la fréquence de commutation maximale des semi-conducteurs [11].

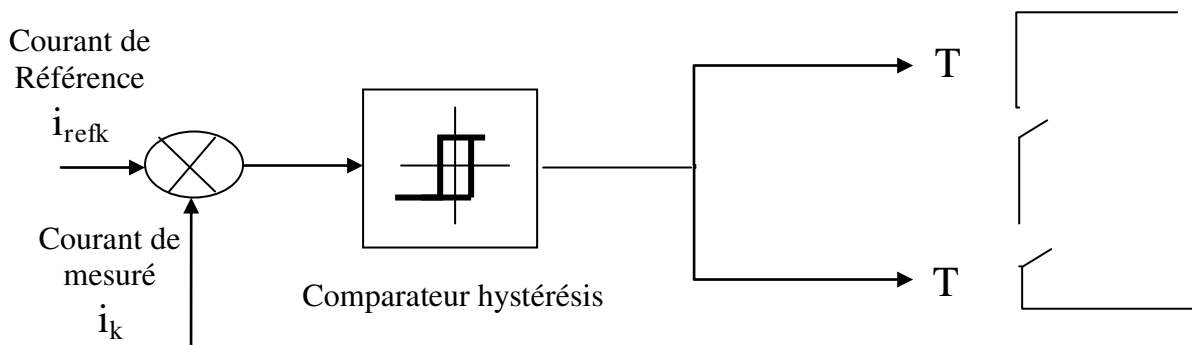


Figure IV.3 Principe de la commande des courants par hystérésis

Malgré sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients à savoir :

- La fréquence de commutation est variable.
- La somme des trois courants n'est pas forcément nulle, ce qui crée un déséquilibre des courants qui dépend de la bande d'hystérésis [19].

IV.4.2. Commande par modulation de largeur d’impulsion (MLI)

Afin de contourner les problèmes précédents, nous introduirons une deuxième famille de commande de l’onduleur :

la commande par modulation de largeur d’impulsion (MLI). La technique de commande par MLI résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l’onduleur.

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d’impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel, dite MLI intersective. Cette technique de commande met en œuvre d’abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l’onduleur (modulatrice) à partir de l’écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l’ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe est donné par la figure (IV.4)[11].

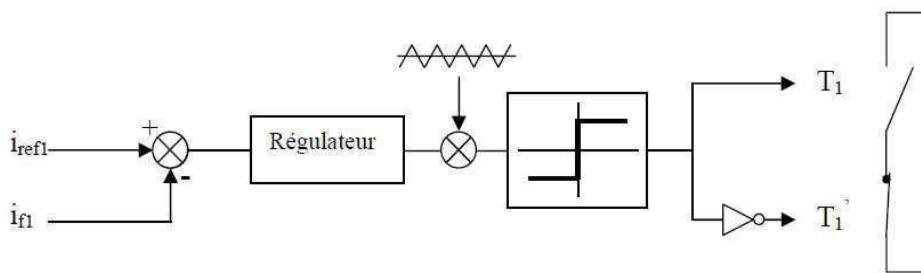


Figure IV.4 Principe de commande des courants par MLI

Les signaux logiques C qui en résultent donnent l’ordre de commutation des interrupteurs du filtre figure(IV.5) :

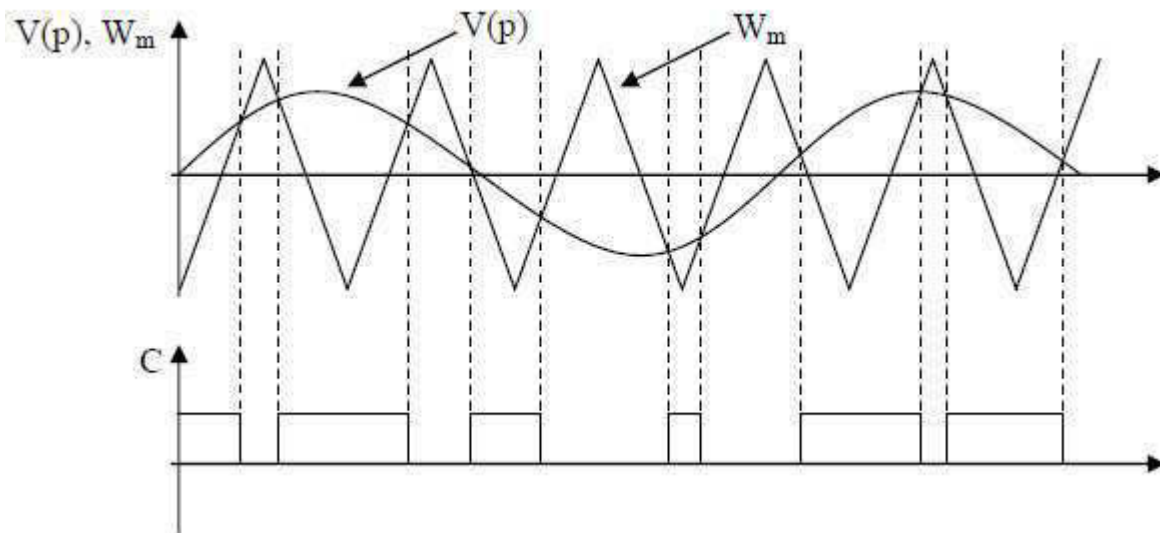


Figure IV.5 Répartition des commutations sur un bras d’onduleur.

Cette -MLI- sert à remédier ces problèmes et elle a les avantages suivantes :

- 1)- Variation de la fréquence de la tension de sortie.
- 2)- Elimination de certaines harmoniques de tension.
- 3)- Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées [14].

IV.5. Commande par MLI vectorielle

La méthode MLI vectorielle est largement utilisée dans la commande des onduleurs, elle peut augmenter la valeur maximale de la tension de sortie de l'onduleur avec un taux de distorsion harmonique réduit par rapport à ceux obtenus par la méthode MLI sinusoïdale. Il y a plusieurs algorithmes utilisant la MLI vectorielle pour commander l'onduleur ou le redresseur. Le but de toutes les stratégies de modulation est de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, et d'assurer une commande précise [2].

IV.5.1. Principe

Les tensions de référence sont la tension simple désirée. Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- le signal de référence est échantillonné à intervalles réguliers T .
- pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- tous les interrupteurs d'un même demi-point ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période (pour une MLI discontinue, l'état d'un des interrupteurs de chaque demi-point reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques) [14.16].

IV.5.2. Onduleur de tension triphasé

La structure générale d'un onduleur de tension deux niveaux est représentée Figure (IV.6). L'onduleur triphasé de tension deux niveaux est constitué de deux interrupteurs par bras. Ces derniers ont la particularité d'être bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils peuvent être soit des MOSFET pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des IGBT pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des GTO pour les très grandes puissances et fréquences faibles.

Pour assurer la circulation du courant dans les deux sens, l'interrupteur doit être placé en antiparallèle avec une diode [13].

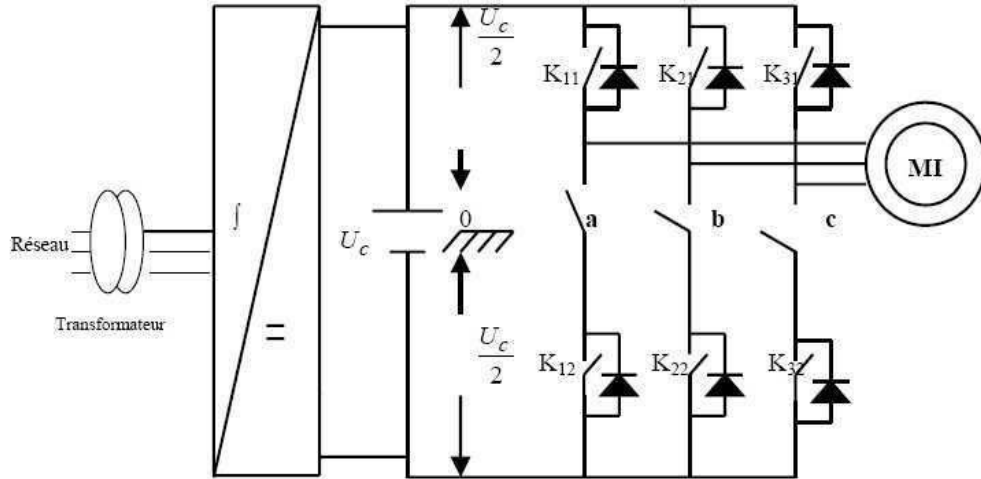


Figure IV.6 schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension

Les tensions de référence sont les tensions simples désirées U_{an} ; U_{bn} ; U_{cn} référencées par rapport au point neutre.

L'état des interrupteur, supposés parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i= a, b, c$) :

- $S_i = 1$ le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0$ le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases u_1, u_2 et u_3 en fonction des signaux de commande S_i :

$$U_{ina, b, c} = S_i U_c - U_c/2. \tag{IV.1}$$

Les trois tensions composées, u_{ab}, u_{bc} et u_{ca} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif « 0 ».

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{a0} + u_{0b} = u_{a0} - u_{b0} \\ u_{bc} = u_{b0} + u_{0c} = u_{b0} - u_{c0} \\ u_{ca} = u_{c0} + u_{0a} = u_{c0} - u_{a0} \end{cases} \tag{IV.2}$$

Soit « n » le point neutre du côté la charge, alors on a :

$$\begin{cases} u_{a0} = u_{an} + u_{n0} \\ u_{b0} = u_{bn} + u_{n0} \\ u_{c0} = u_{cn} + u_{n0} \end{cases} \tag{IV.3}$$

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte :

$$\mathbf{u}_{an} + \mathbf{u}_{bn} + \mathbf{u}_{cn} = \mathbf{0} \quad (\text{IV.4})$$

La substitution de (IV.2) dans (IV.1) nous donne :

$$\mathbf{u}_{n0} = \frac{1}{3}(\mathbf{u}_{a0} + \mathbf{u}_{b0} + \mathbf{u}_{c0}) \quad (\text{IV.5})$$

En remplace (IV.4) dans (IV.2) on obtient :

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{an} = \frac{2}{3}\mathbf{u}_{a0} - \frac{1}{3}\mathbf{u}_{b0} - \frac{1}{3}\mathbf{u}_{c0} \\ \mathbf{u}_{bn} = -\frac{1}{3}\mathbf{u}_{a0} + \frac{2}{3}\mathbf{u}_{b0} - \frac{1}{3}\mathbf{u}_{c0} \\ \mathbf{u}_{cn} = -\frac{1}{3}\mathbf{u}_{a0} - \frac{1}{3}\mathbf{u}_{b0} + \frac{2}{3}\mathbf{u}_{c0} \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (S_1, S_2, S_3) permettent de générer huit vecteurs de tensions dont deux correspondent au vecteur nul.

Avec les tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_{an} \\ \mathbf{u}_{bn} \\ \mathbf{u}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{U}_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

Avec u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} les tensions d'entrées de l'onduleur, et si u_{an}, u_{bn}, u_{cn} sont les tensions de sortie de l'onduleur, par conséquent l'onduleur est modélisé par la matrice de transfert T donnée par :

$$\mathbf{T} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

IV.5.2.1. Etats de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède $2^3 = 8$ états: PPP, PPN, PNN, PNP, NNN, NNP, NPP et NPN. Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état P ou état N). Par exemple, l'état PNN indique que le premier bras est à l'état P ($v_{10} = E$), le deuxième est à l'état N ($v_{20} = 0$) et le troisième est à l'état N ($v_{30}=0$).

La configuration de l'onduleur pour chacune de ces états est représentée à la figure (IV.7) [17].

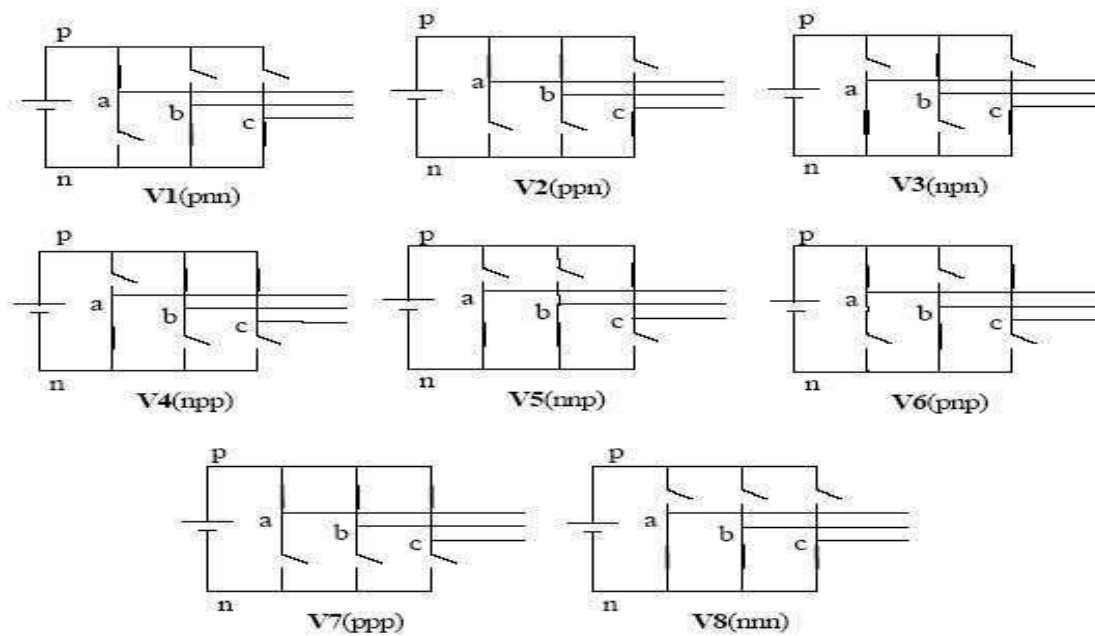


Figure IV.7 Différentes configurations de l'onduleur en fonction de l'état des interrupteurs

Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de $(\pi/3)$ formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur.

Par exemple, le vecteur v_x est lié à la séquence (PNN) ce qui correspond à la situation où les interrupteurs K_{11} , K_{22} et K_{23} sont fermés [14].

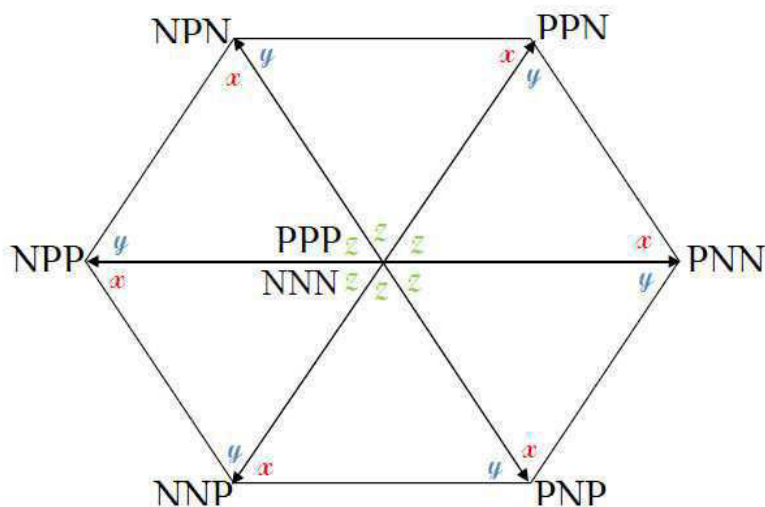


Figure IV.8 Vecteurs tension d'état de l'onduleur

IV.5.2.2. Transformation de Clarke

La transformation de Clarke consiste à substituer aux trois variables réelles u_{an} , u_{bn} , u_{cn} leur composante U_α , U_β , U_0 , ces composante sont donnés par:

$$\begin{pmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{pmatrix} \tag{IV.9}$$

La transformation donne:

$$\begin{aligned} U_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(U_{an} - \frac{1}{2}U_{bn} - \frac{1}{2}U_{cn} \right) \\ U_{s\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}U_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}U_{cn} \right) \end{aligned} \tag{IV.10}$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tensions $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$, correspondantes Le tableau (IV.1) indique pour chacun de ses états les valeurs des tensions U_{an} , U_{bn} , U_{cn} , de leur composantes de Clarke $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ et indice des vecteurs V représentatif de cet état.

K_1 1	K_1 2	K_1 3	U_{a0}	U_{b0}	U_{c0}	U_{an}	U_{bn}	U_{cn}	$U_{s\alpha}$	$U_{s\beta}$	Nom du vecteur
0	0	0	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	0	0	0	0	0	V0
1	0	0	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{2U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_c$	0	V1
1	1	0	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{2U_c}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_c$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_c$	V2

0	1	0	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{3}$	$\frac{2U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_c$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_c$	v3
0	1	1	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{2U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_c$	0	v4
0	0	1	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$\frac{2U_c}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_c$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_c$	v5
1	0	1	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{3}$	$-\frac{2U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_c$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_c$	v6
1	1	1	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	0	0	0	0	0	v7

Tableau IV.1 Calcul des vecteurs de tensions

IV.5.3. Modulation du vecteur spatiale (SVM)

Les trois tensions désirées de phase à la sortie de l'onduleur ont put être représentées par un vecteur équivalent V_{ref} tournant dans la direction inverse des aiguilles d'une horloge figure (IV.9). L'amplitude de ce vecteur est liée à l'amplitude de la tension de sortie figure (IV.10) et le temps que prend le vecteur pour accomplir une révolution est identiques à la période du fondamentale de la tension de sortie [18].

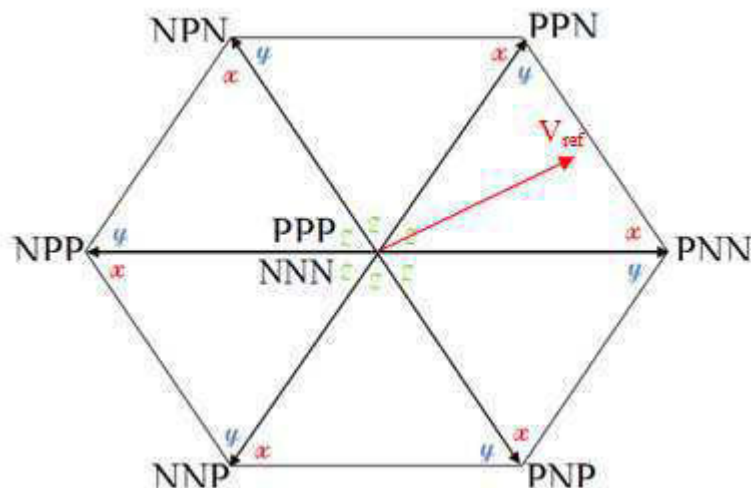


Figure IV.9 Les vecteurs de tension de sortie dans le plan (α, β)

Considérons la situation quand le vecteur de tension composé (tension entre phases) V_{ref} désiré à la sortie de l'onduleur est dans le secteur 1 comme illustré dans la figure (IV.10).

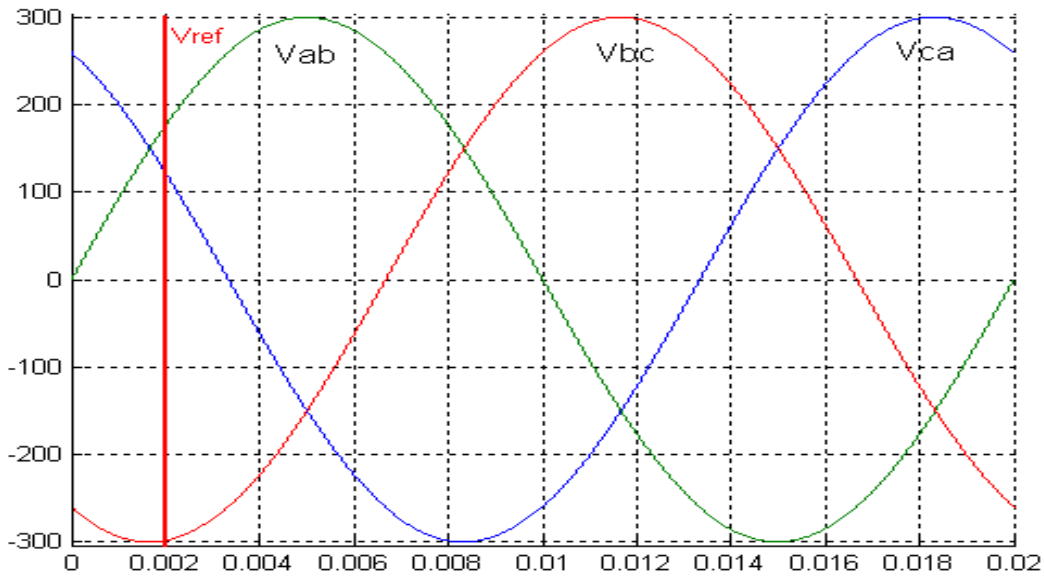


Figure IV.10 Les tensions composées et le vecteur de référence dans le domaine temporel

IV.5.4. Vecteur tension de sortie

On définit le vecteur tension de sortie v_s par [22]:

$$v_s = u_{a0} \cdot e^{j0} + u_{b0} \cdot e^{-j2\pi/3} + u_{c0} \cdot e^{j2\pi/3} \tag{IV.11}$$

On effectue le passage du plan triphasé au plan biphasé $\alpha\text{-}\beta$:

$$\begin{pmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{a0} \\ u_{b0} \\ u_{c0} \end{pmatrix} \tag{IV.12}$$

Ce vecteur prend huit positions discrètes dans le plan $\alpha\text{-}\beta$. Ces positions correspondent aux huit états de l'onduleur: six positions à tensions non nulles égales à $\sqrt{\frac{2}{3}} U_c$, correspondantes aux états PNN, PPN, NPN, NPP, NNP et PNP, et deux positions à tensions nulles correspondantes aux états PPP et NNN. Les positions du vecteur v_s dans le plan $\alpha\text{-}\beta$ sont représentées sur la Figure (IV.9).

Les six positions à tensions non nulles divisent le plan $\alpha\text{-}\beta$ en six secteurs triangulaires égaux de largeur 60° [22].

IV.5.5. Vecteur tension de référence

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions triphasées par rapport au neutre de la charge U_{an} , U_{bn} et U_{cn} aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales. Pour atteindre cet objectif, à partir des tensions de référence, on définit la vectrice tension de référence par l'équation suivante:

$$v_{ref} = u_{an} \cdot e^{j0} + u_{bn} \cdot e^{-j2\pi/3} + u_{cn} \cdot e^{j2\pi/3} \quad (IV.13)$$

Dans le repère $\alpha\text{-}\beta$, le vecteur v_{ref} s'écrit:

$$\begin{aligned} v_{ref} &= v_{\alpha} + jv_{\beta} \\ &= m \cdot v_{max} \cdot e^{j\alpha} \end{aligned}$$

v_{α}, v_{β} : Composantes du vecteur v_{ref} dans le plan $\alpha\text{-}\beta$.

m : Taux de modulation ($0 \leq m \leq 1$).

α : Position angulaire du vecteur v_{ref} .

Pour éviter les harmoniques de tension résultantes de la forme non circulaire de cet hexagone, on impose au vecteur v_{ref} de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone, comme indiqué sur la figure (IV.11).

Ainsi, le module maximal admissible du vecteur v_{ref} est [22] :

$$v_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} u_c \quad (IV.14)$$

Ce vecteur peut être synthétisé par le (MLI) des deux vecteurs adjacents v_x (pnn) et de v_y (ppn), le rapport cyclique de chacun étant T_x et T_y respectivement, et le vecteur v_z (ppp) ou (nnn) du rapport cyclique T_z .

$$v_{ref} = T_x v_x + T_y v_y + T_z v_z \quad (IV.15)$$

$$T_1 + T_2 + T_0 = T_s$$

Avec :

α : position angulaire du vecteur v_{ref} à l'intérieur du secteur: $\alpha \in [\pi/3]$.

$T_x = T_1/T_s$, $T_y = T_2/T_s$, $T_z = T_0/T_s$;

T_s : période d'échantillonnage de l'onduleur;

T_1, T_2, T_0 : durées d'application des vecteurs v_x , v_y et v_z respectivement à la sortie de l'onduleur.

On a:

$$T_1 + T_2 + T_0 = T_s \text{ et } T_x + T_y + T_z = 1 \tag{IV.16}$$

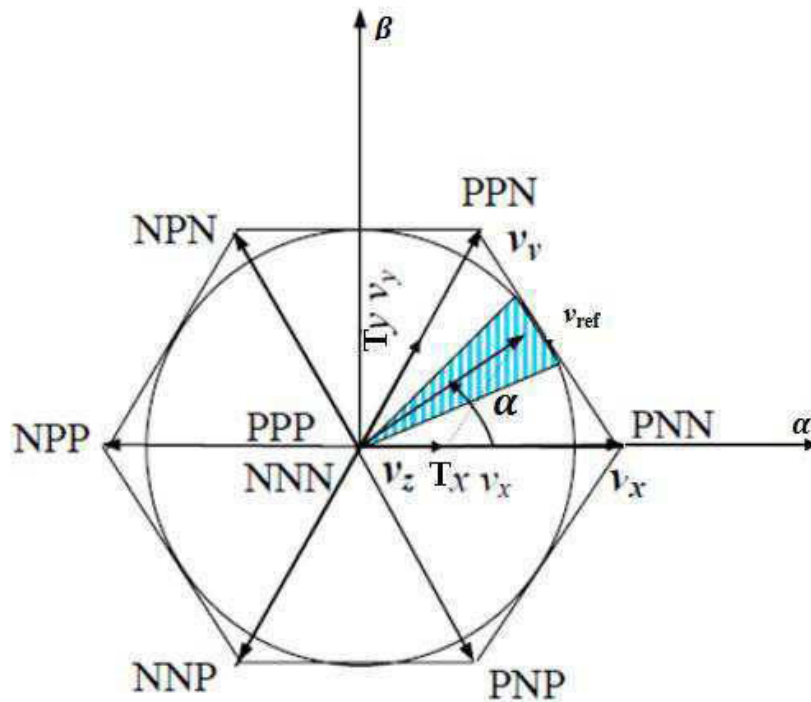


Figure IV.11 production du vecteur de tension dans le secteur n°1

Maintenant, déduire les rapports dans le premier secteur (S =1) T_x , T_y et T_z .le vecteur v_x est celui généré par l'état PNN, le vecteur v_y est celui généré par l'état PPN le vecteur v_z est celui généré par l'état PPP ou l'état NNN comme montre dans la figure (IV.11).

On décompose l'équation (IV.15) suivant les deux axes α - et β ce qui donne les deux équations suivantes:

$$\frac{\sqrt{3}}{2} m \cdot \cos \alpha = T_x + \frac{1}{2} T_y \tag{IV.17}$$

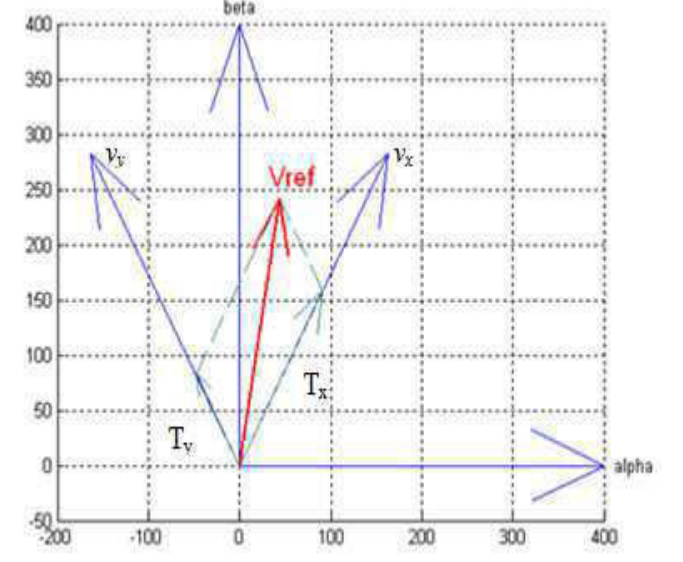
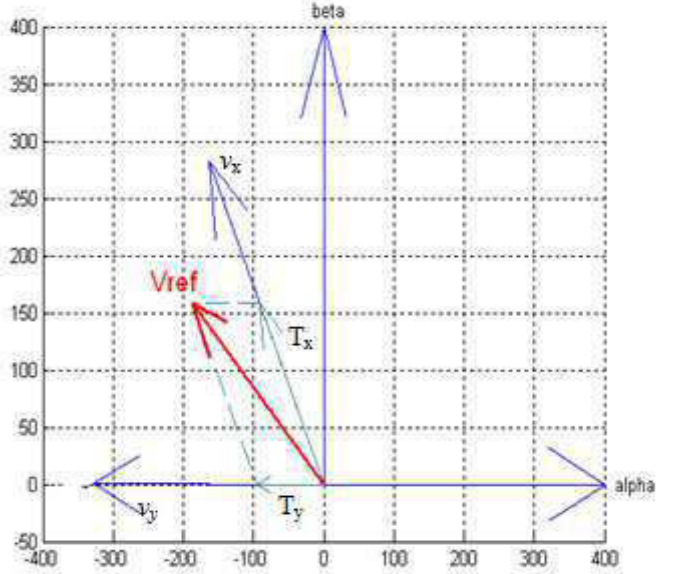
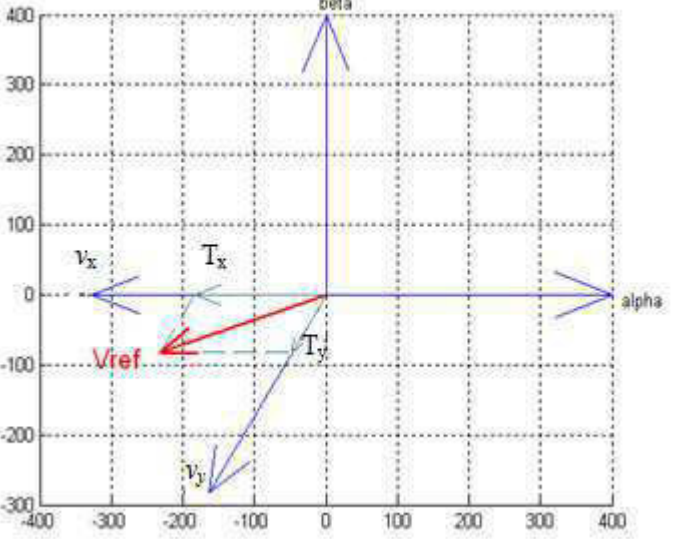
$$\frac{\sqrt{3}}{2} m \cdot \sin \alpha = \frac{\sqrt{3}}{2} T_y$$

La résolution du système des équations (I.16) et (I.17) permet de déterminer T_x , T_y et :

$$\begin{aligned} T_x &= m \cdot \sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right) \\ T_y &= m \cdot \sin \alpha \\ T_z &= 1 - T_x - T_y \end{aligned} \tag{IV.18}$$

L'équation (IV.18) s'applique à tous les secteurs composant le diagramme vectoriel.

Tableau IV.2 représentation les rapports pour chaque secteur.

	<p style="text-align: center;">Secteur 2</p> $Tx = m \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \alpha\right)$ $Ty = m \cdot \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right)$
	<p style="text-align: center;">Secteur 3</p> $Tx = m \cdot \sin(\pi - \alpha)$ $Ty = m \cdot \sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)$
	<p style="text-align: center;">Secteur 4</p> $Tx = m \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{3} - \alpha\right)$ $Ty = m \cdot \sin(\alpha - \pi)$

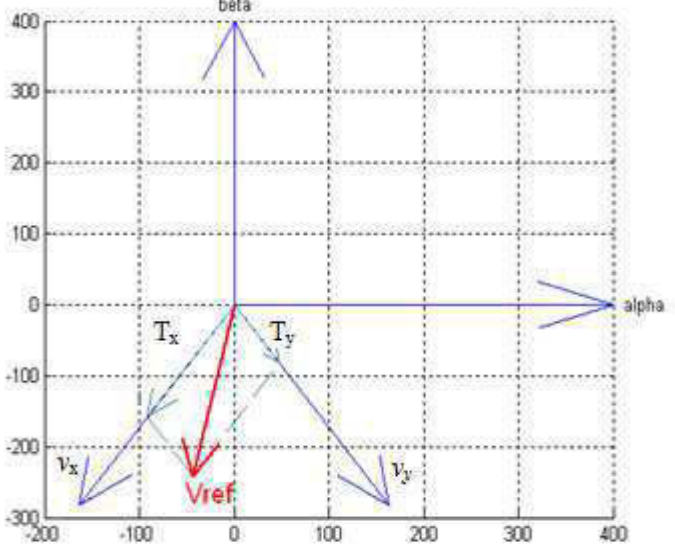
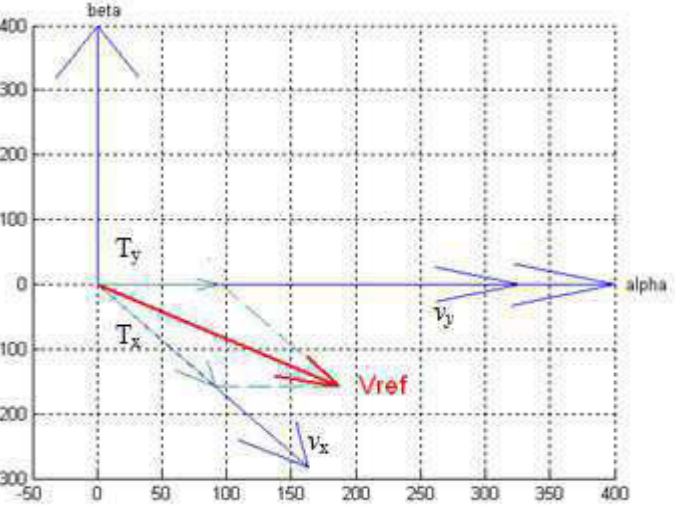
	<p style="text-align: center;">Secteur 5</p> $Tx = m \cdot \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \alpha\right)$ $Ty = m \cdot \sin\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right)$
	<p style="text-align: center;">Secteur 6</p> $Tx = m \cdot \sin(2\pi - \alpha)$ $Ty = m \cdot \sin\left(\alpha - \frac{5\pi}{3}\right)$

Tableau IV.2 représentation les rapports pour chaque secteur.

IV.5.5.1. d’algorithme de modulation vectorielle

Il existe quatre types d’algorithme de modulation vectorielle :

- 1) Séquence bien alignée (the righth aligned sequence : SVM1).
- 2) Séquence symétrique (the symmetric sequence : SVM2).
- 3) Séquence alternative du vecteur zéro : SVM3).
- 4) Séquence non commutée du courant le plus élevé (the highest current not switched sequence : SVM4).
- 5) Tous les schémas de modulation vectorielle présentés ici assument l’exécution numérique et, par conséquent, le prélèvement régulier, c’est-à-dire tous les rapports cycliques pré-calculés au début du cycle de commutation, basé sur la valeur du vecteur de référence de la tension au même instant.

IV.5.5.1.a. Modulation vectorielle à séquence alignée à droite (SVM1)

Une simple procédure pour synthétiser le vecteur de la tension de sortie est à la mise en fonction de tous les commutateurs inférieurs (ou supérieurs) au début du cycle de commutation et alors pour les arrêter séquentiellement de sorte que le vecteur v_z soit divisé entre (nnn) et (ppp) également. Cet arrangement de commutation est montré sur la figure (IV.12) pendant deux périodes de commutation successive. Les signaux dans la figure représentent les signaux de gâchette du bras supérieur de l'onduleur. Le schéma à trois commutateurs en marche et trois en arrêt dans un cycle de commutation [18].

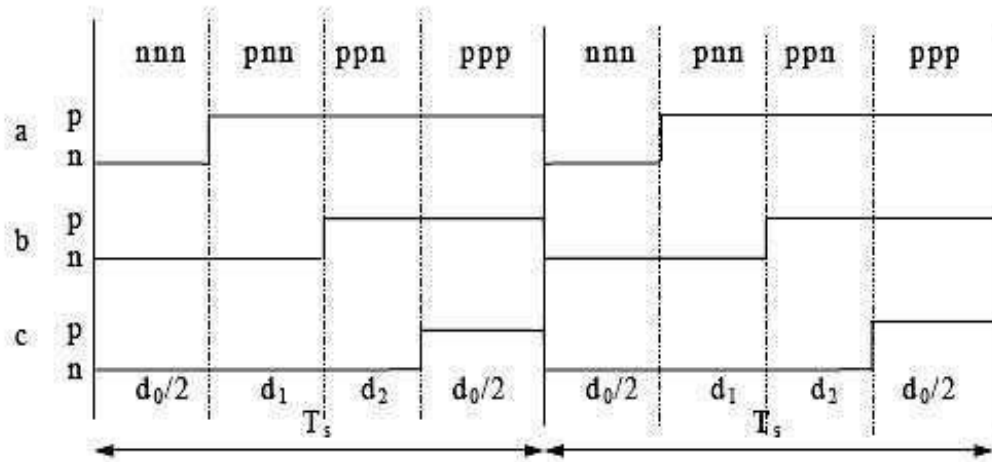


Figure IV.12 Signaux de gâchette dans SVM1

IV.5.5.1.b. Modulation vectorielle à séquence symétrique (SVM2)

Le nombre de commutation dans une période simple est six. Puisque cet arrangement a le même nombre de commutations que SVM1, avec les trois commutateurs en marche et trois en arrêt, leurs pertes de commutation soient semblables [18].

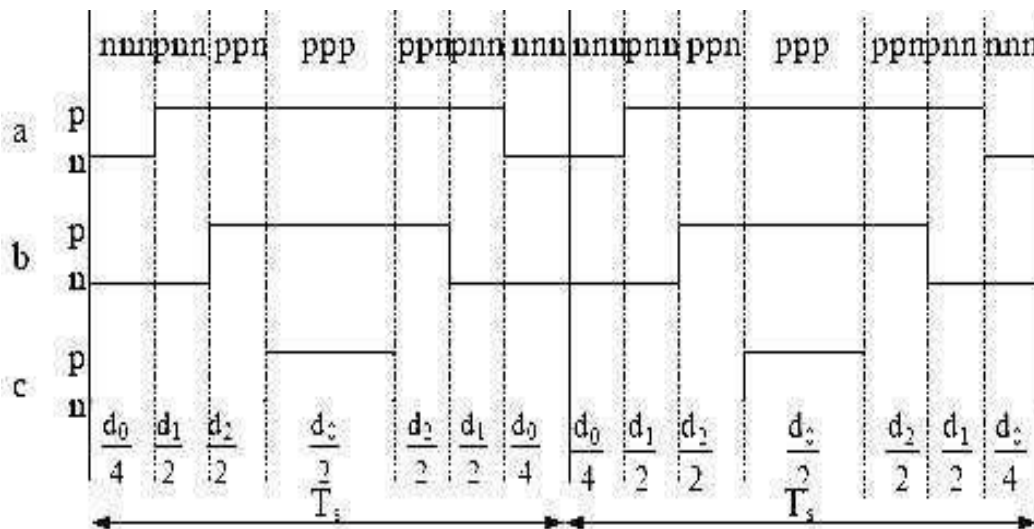


Figure IV.13 Signaux des gâchettes dans SVM2

IV.5.5.1.c. Modulation vectorielle à séquence alternative du vecteur Zéro (SVM3)

Dans ce schéma, les vecteur v_z (nnn) et (ppp) sont employés alternativement dans les cycles adjacents de sorte que la fréquence de commutation soit divisée en deux, comme illustré sur la figure(IV.14) [18].

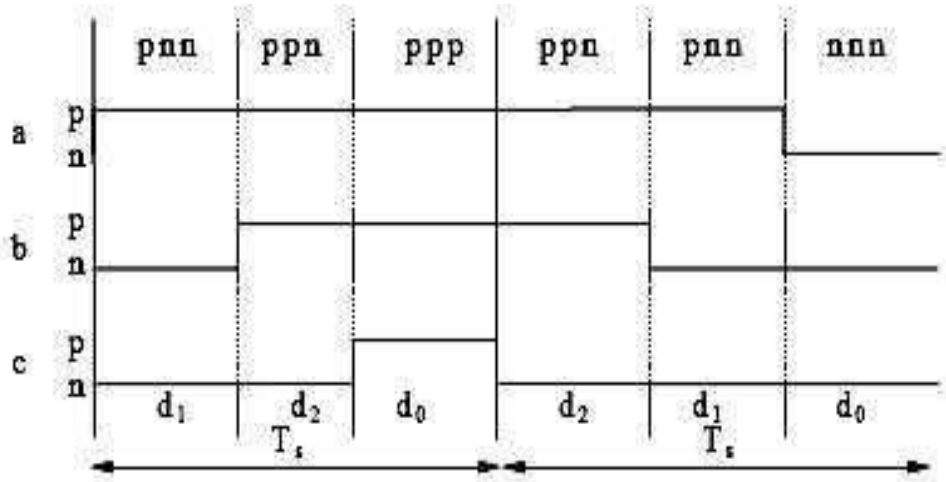


Figure IV.14 Signaux des gâchettes dans SVM3

IV.5.5.1.d. Modulation vectorielle à séquence non commutée du courant le plus élevé (SVM4)

Cet arrangement est basé sur l'effet que les pertes de commutation sont d'une façon serait avantageux d'éviter la commutation du bras de l'onduleur portant le courant instantané le plus élevé. C'est possible dans la plupart des cas, parce que tous les vecteurs d'état de commutation adjacent diffèrent selon l'état des commutateurs dans un seul bras. Par conséquent, en utilisant un seul vecteur v_z (nnn) ou (ppp) dans un secteur donné, avec un des bras ne doit pas être commuté, comme montré sur la figure (IV.15) [18].

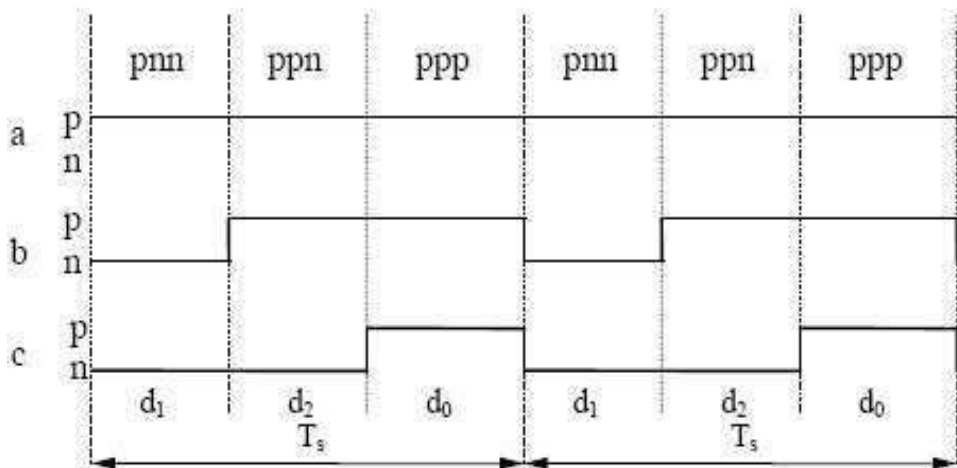


Figure IV.15 Signaux des gâchettes dans SVM4

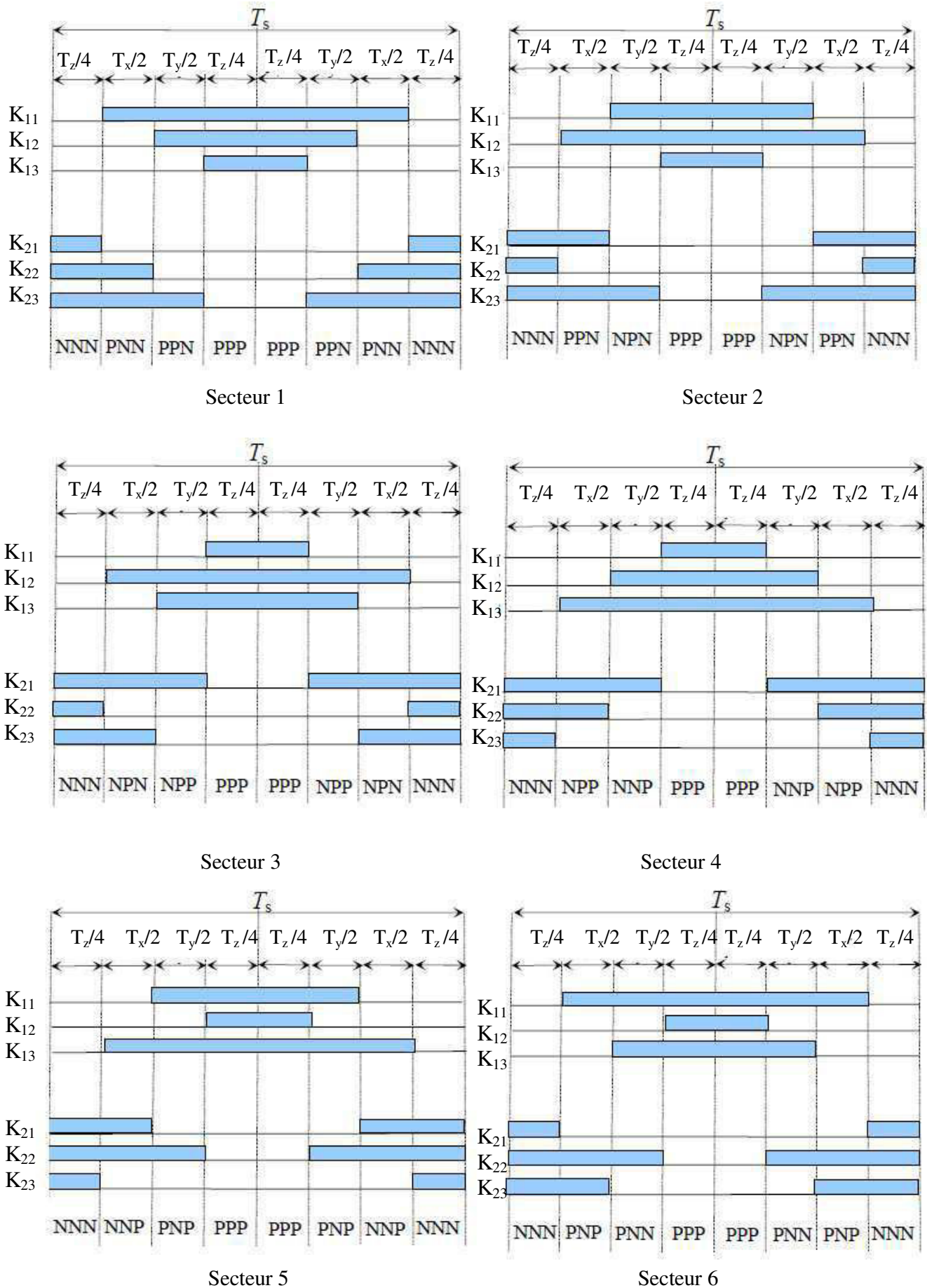


Figure IV.16 Forme des fonctions logiques K_{ij} pour les six secteurs

A partir de la figure (IV.16), On déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_s , dans chacun des six secteurs.

Ces durées sont résumées dans le tableau suivant :

Secteur	Commutateur supérieur (K_{11}, K_{12}, K_{13})	Commutateur inférieur (K_{21}, K_{22}, K_{23})
1	$K_{11} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{12} = T_y + T_z / 2$ $K_{13} = T_z / 2$	$K_{21} = T_z / 2$ $K_{22} = T_x + T_z / 2$ $K_{23} = T_x + T_y + T_z / 2$
2	$K_{11} = T_x + T_z / 2$ $K_{12} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{13} = T_z / 2$	$K_{21} = T_y + T_z / 2$ $K_{22} = T_z / 2$ $K_{23} = T_x + T_y + T_z / 2$
3	$K_{11} = T_z / 2$ $K_{12} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{13} = T_y + T_z / 2$	$K_{21} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{22} = T_z / 2$ $K_{23} = T_x + T_z / 2$
4	$K_{11} = T_z / 2$ $K_{12} = T_x + T_z / 2$ $K_{13} = T_x + T_y + T_z / 2$	$K_{21} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{22} = T_y + T_z / 2$ $K_{23} = T_z / 2$
5	$K_{11} = T_y + T_z / 2$ $K_{12} = T_z / 2$ $K_{13} = T_x + T_y + T_z / 2$	$K_{21} = T_x + T_z / 2$ $K_{22} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{23} = T_z / 2$
6	$K_{11} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{12} = T_z / 2$ $K_{13} = T_x + T_z / 2$	$K_{21} = T_z / 2$ $K_{22} = T_x + T_y + T_z / 2$ $K_{23} = T_y + T_z / 2$

Tableau IV.3 Durées de fermeture des interrupteurs par secteur

IV.6. Conclusion

Dans ce chapitre, j'ai étudié des différentes stratégies de commande du filtre actif par l'onduleur triphasé en pont complet à savoir la stratégie hystérésis, MLI sinusoidale et MLI vectorielle.

Dans ce chapitre également, j'ai expliqué le principe de MLI vectorielle et la modalisation vectorielle d'un onduleur à deux niveaux et calcule des différentes rapports cycliques de chaque bras de l'onduleur durant une période de modulation, et cela pour tous les secteurs parcourus par le vecteur tension.

Chapitre V : Résultats des simulations

V.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les résultats de simulation des différentes stratégies de commande. On va l'appliquer pour compenser les courants harmoniques.

V.2. Schéma global de l'association réseau-charge-onduleur avant et après compensation

Le fonctionnement global du système filtre actif parallèle appliqué pour la compensation des courants harmoniques générés par une charge non linéaire qui est dans notre cas un redresseur hexaphasé non commandé est donné par la figure (V.1) [15].

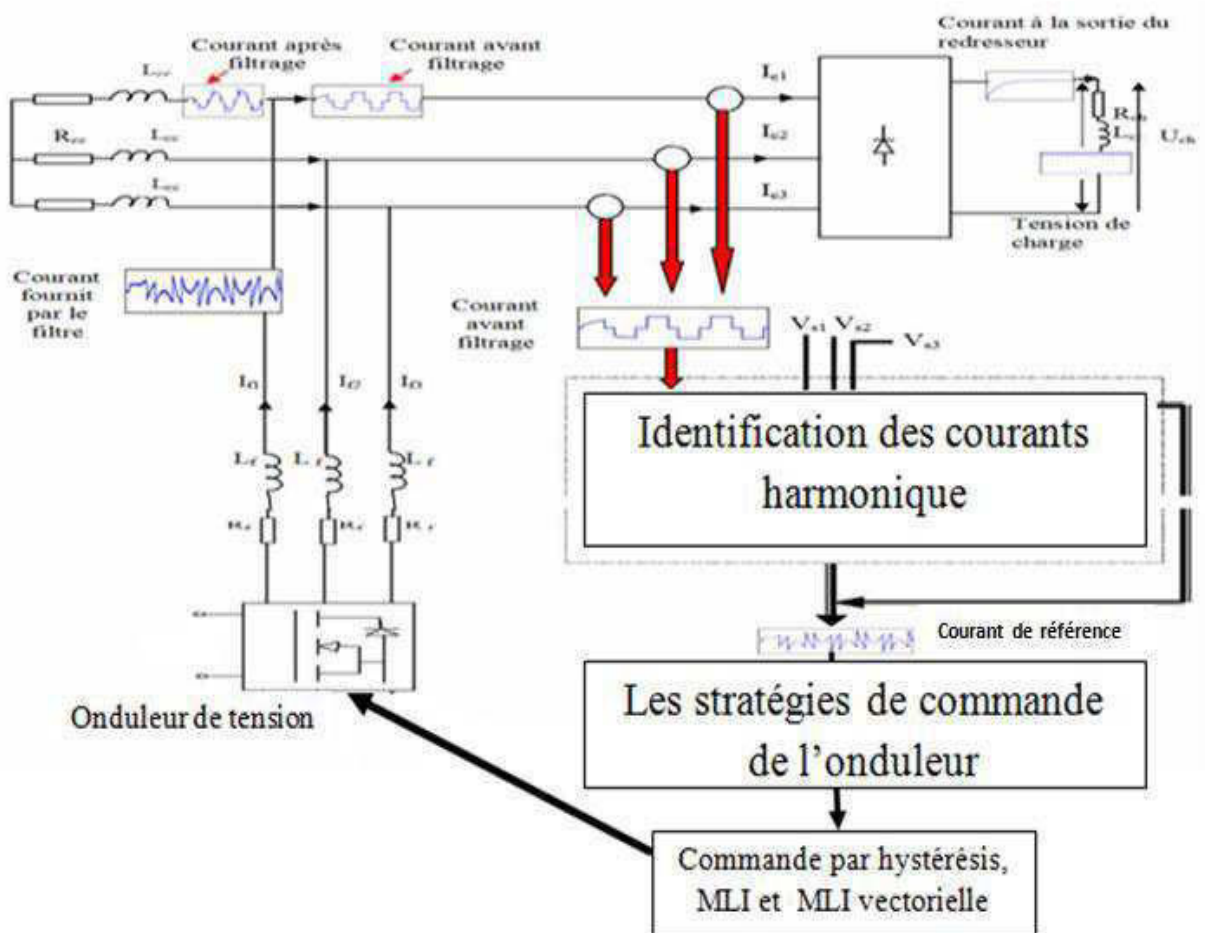


Figure V.1 Schéma global de l'association réseau-charge-onduleur avant et après compensation

V.2.1. Paramètres utilisés pour la simulation

- **Paramètres de la source:**

$$R_{cc}=1.59.10^{-6} \Omega$$

$$L_{cc}=45.56.10^{-6}H$$

- **Paramètres du filtre actif:**

$$R_f=0.43.10^{-3} \Omega$$

$$L_f=9.10^{-5}H$$

- **Paramètres de la charge polluante :**

$$R_{ch}=0.79\Omega$$

$$R_l=2.73.10^{-3}\Omega$$

$$L_{ch}=2.6.10^{-6} H$$

$$L_l=23.19.10^{-6} H$$

V.3. Résultats de la simulation

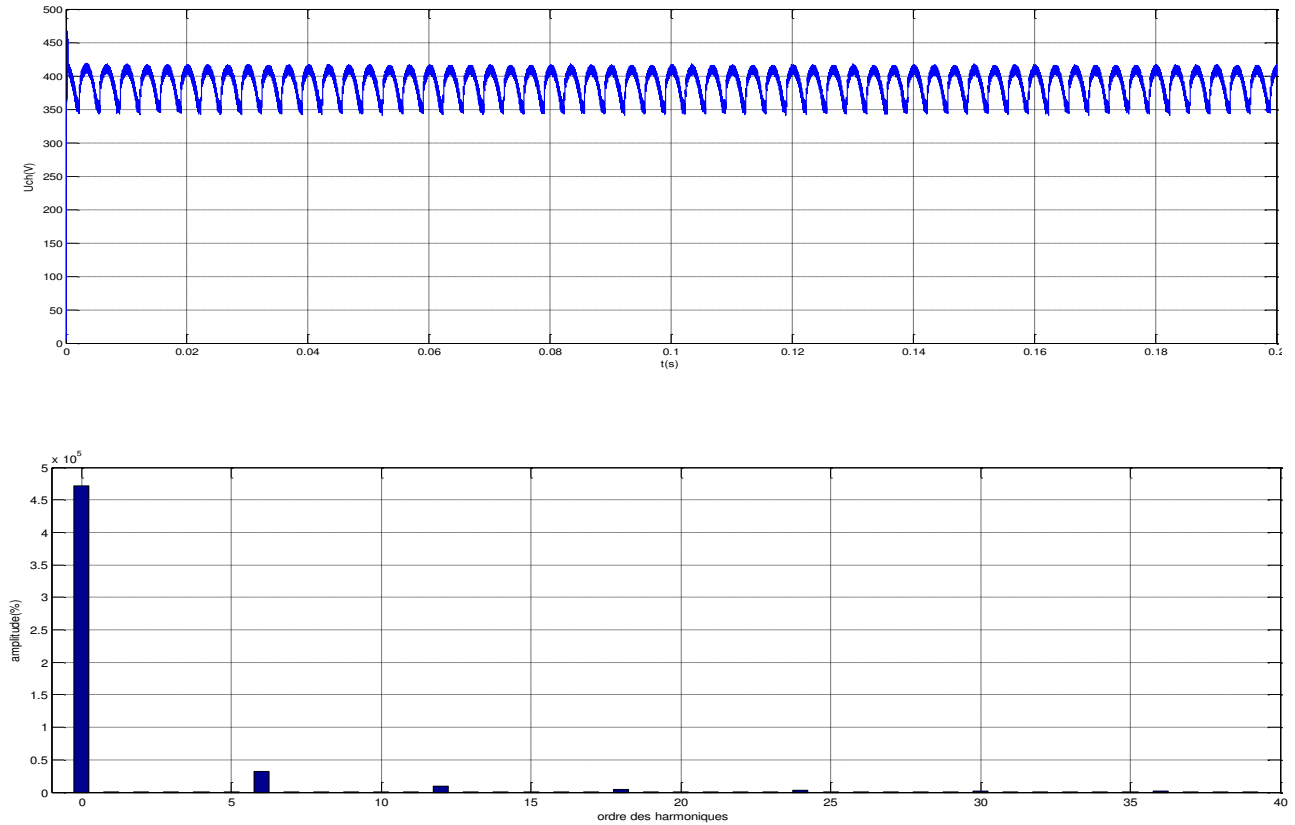


Figure V.2 Tension de charge et son spectre de fréquence

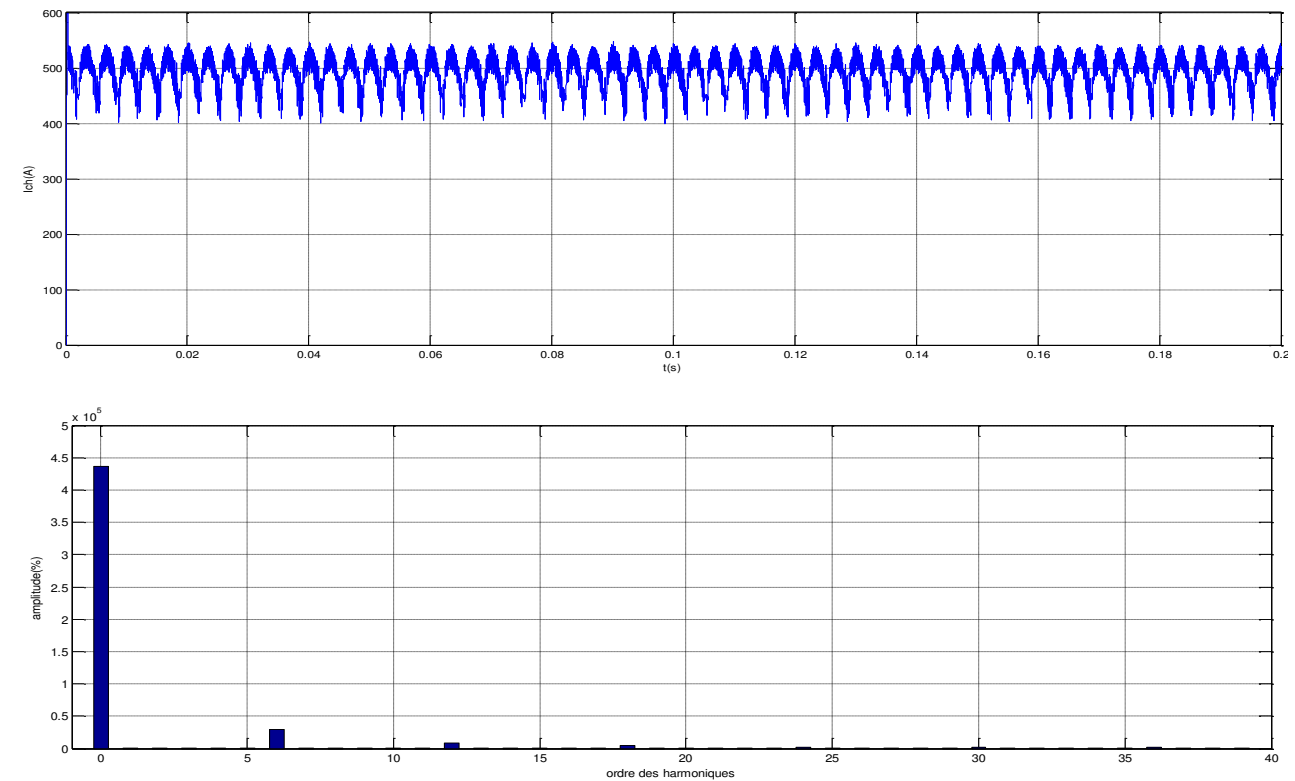
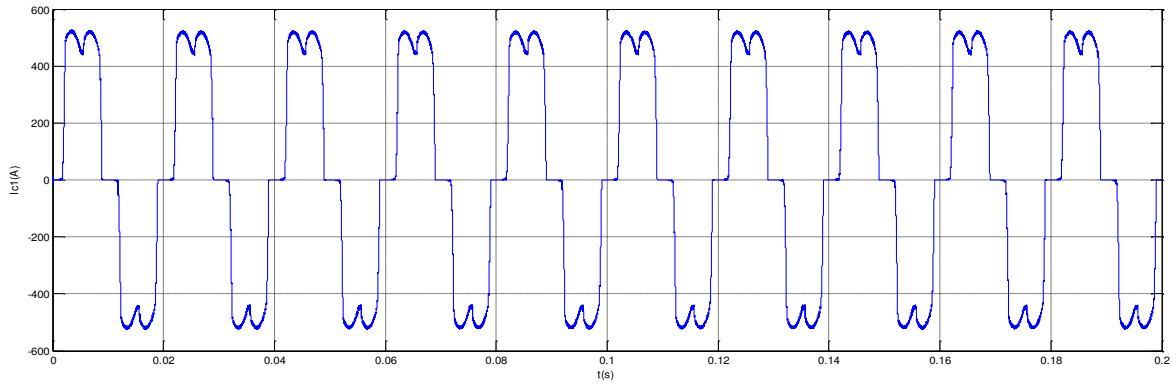
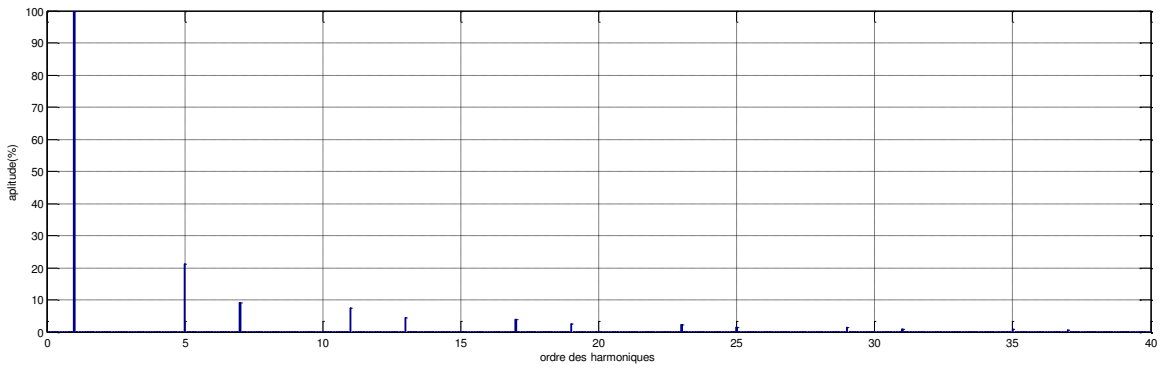


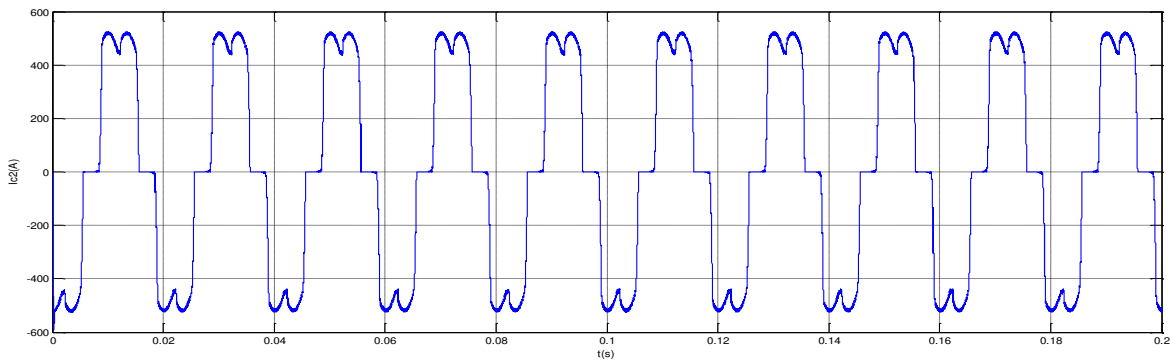
Figure V.3 Courant de charge et son spectre de fréquence.



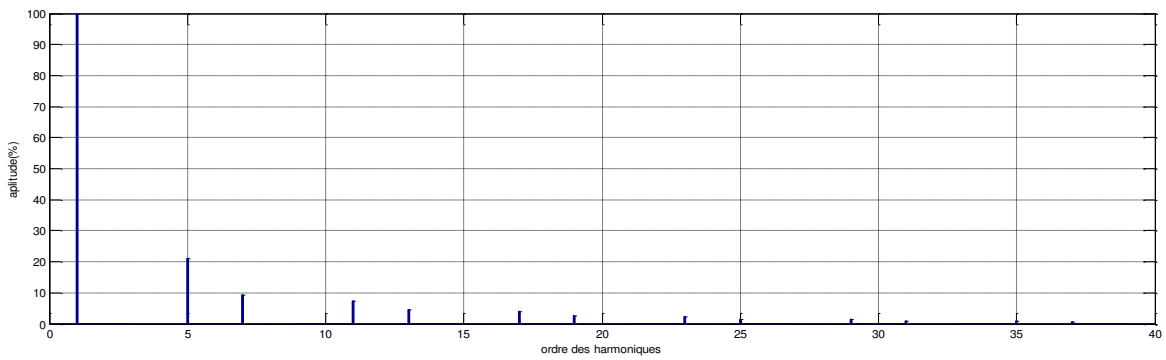
-a-



-b-



-c-



-d-

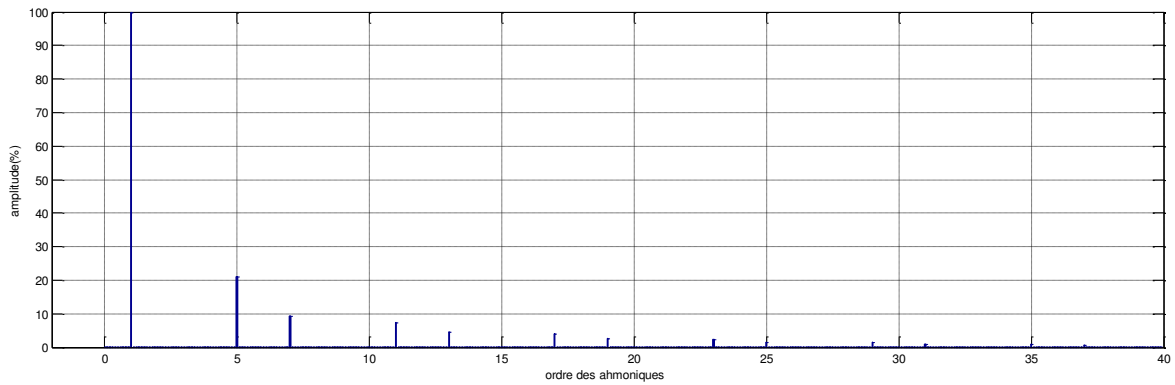
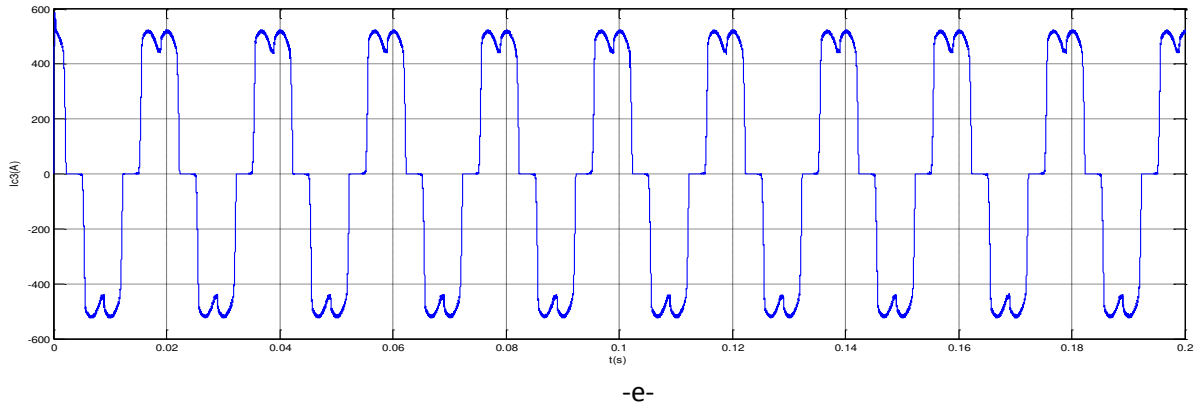
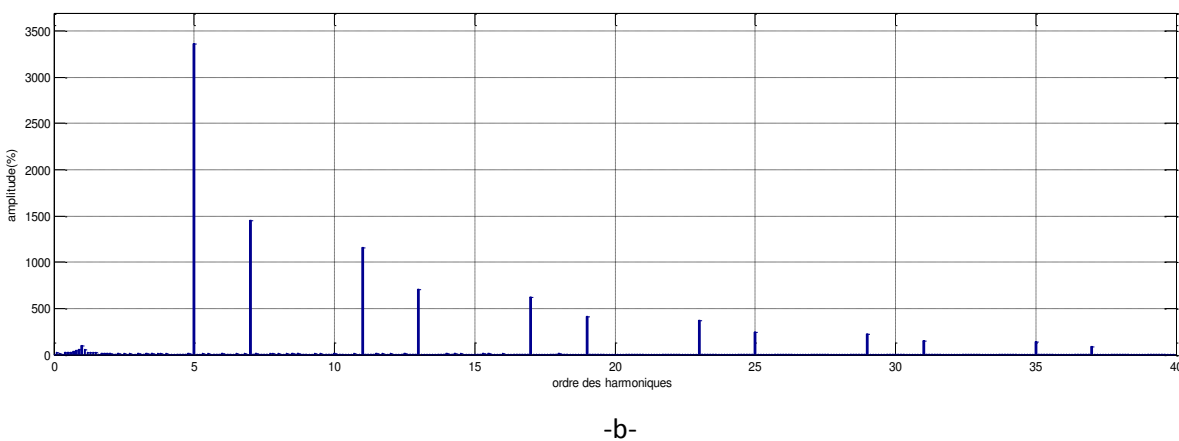
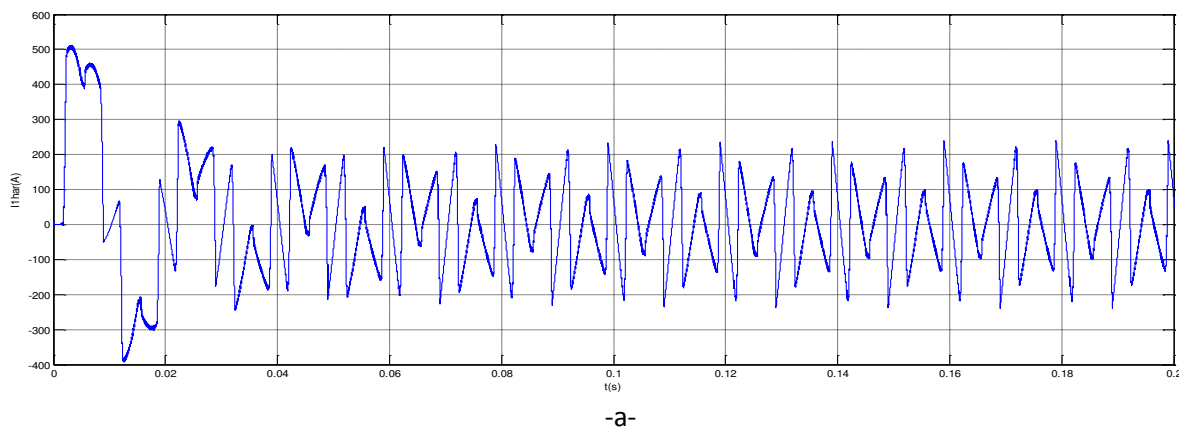
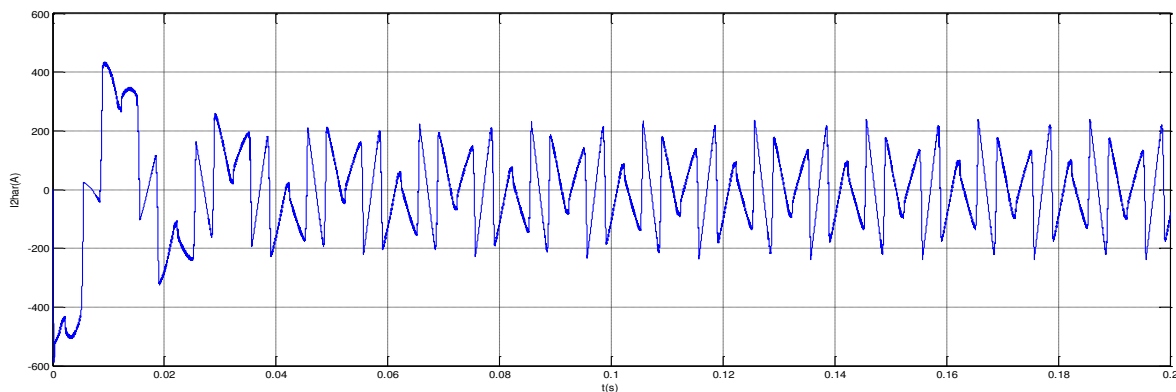
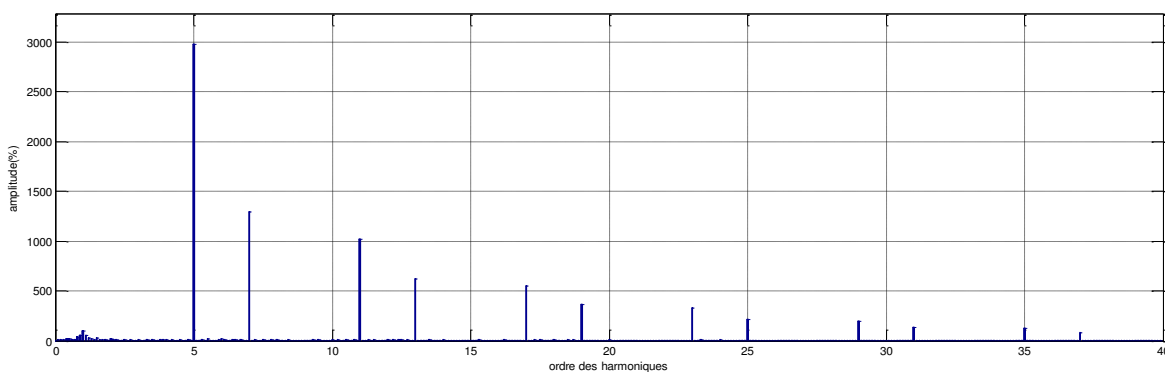


Figure V.4 (a-c-e) Les courants de lignes de chaque phase respectivement et (b-d-f) leurs spectres fréquentiels

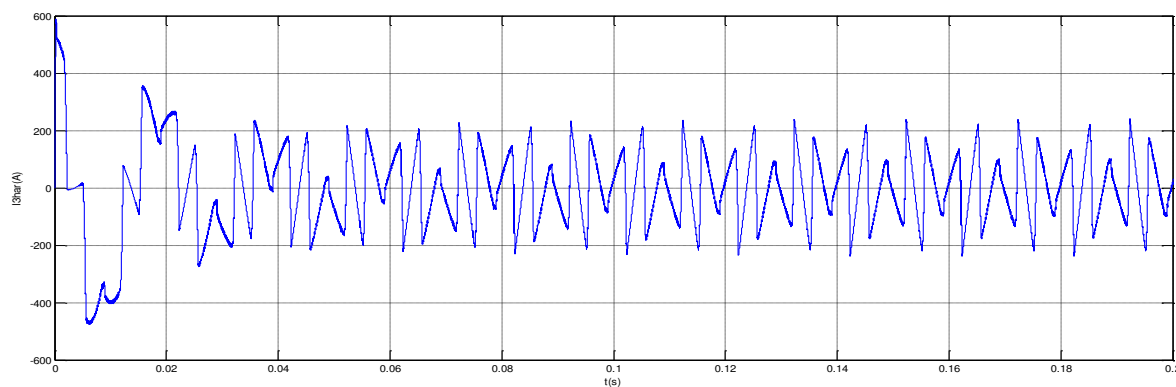




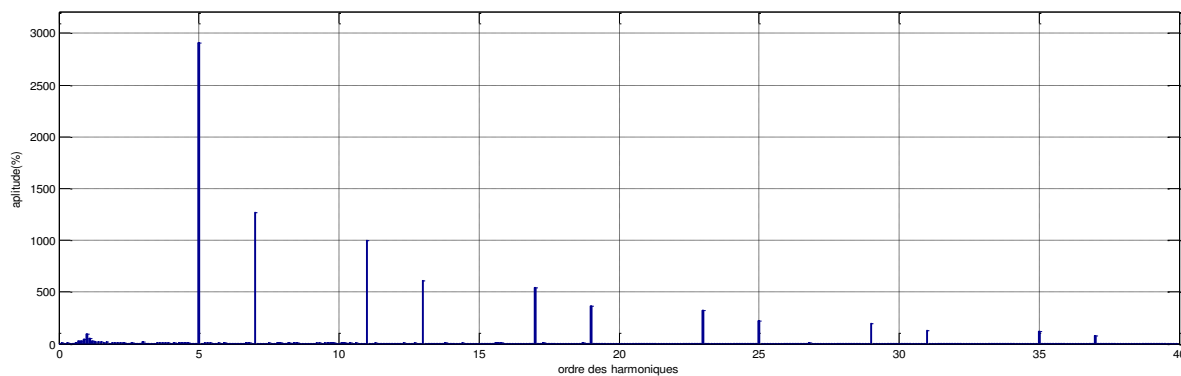
-c-



-d-



-e-



-f-

Figure V.5 (a-c-e) Les courants harmoniques de référence respectivement et (b-d-f) leurs spectres

V.3.1. Stratégie de commande à hystérésis par la méthode de puissances instantanées

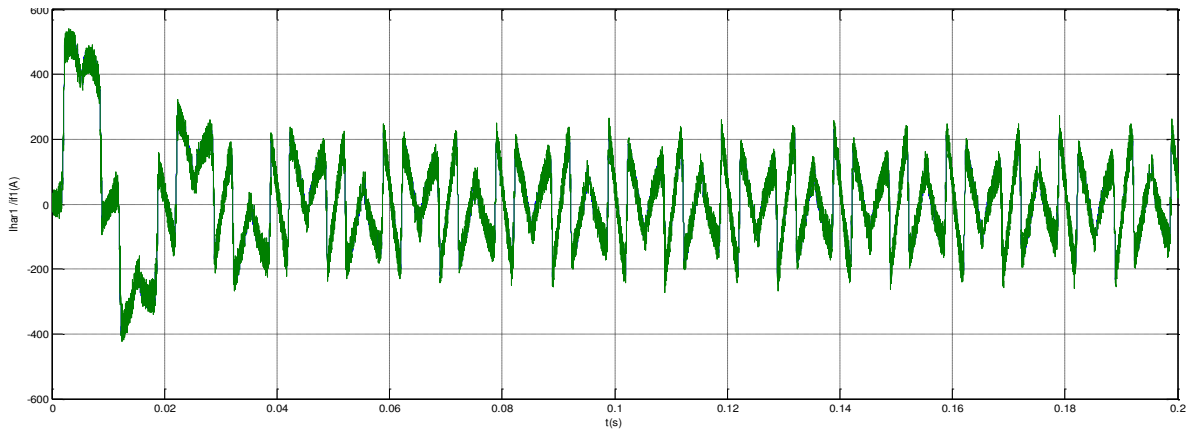
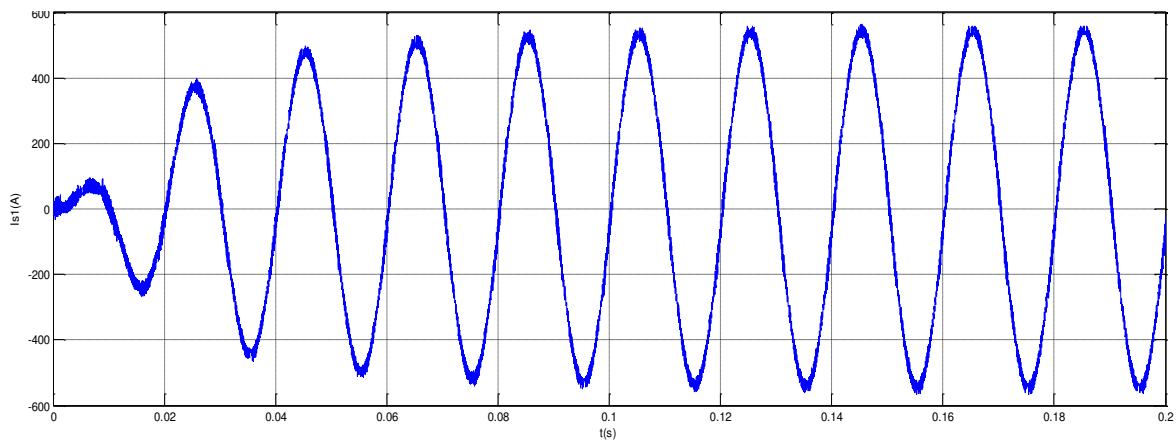
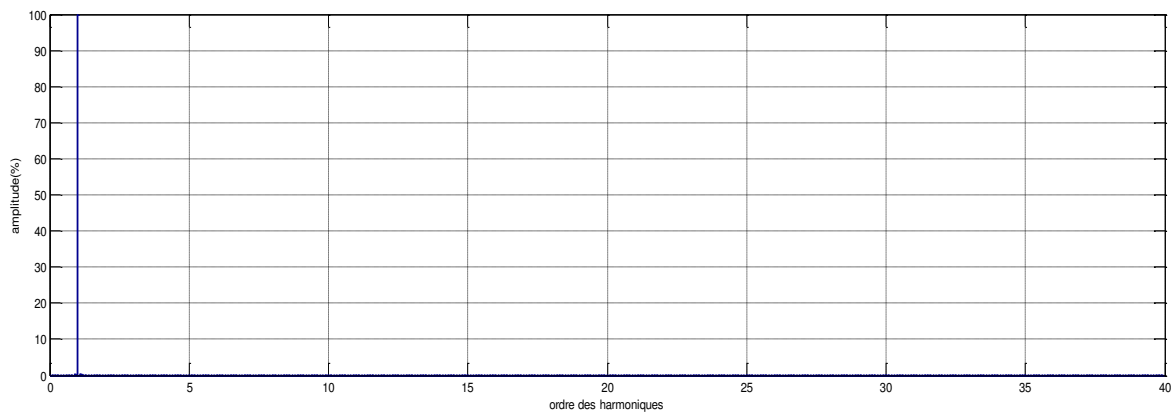


Figure V.6 Courants référence et injecté de la première phase pour la commande hystérésis

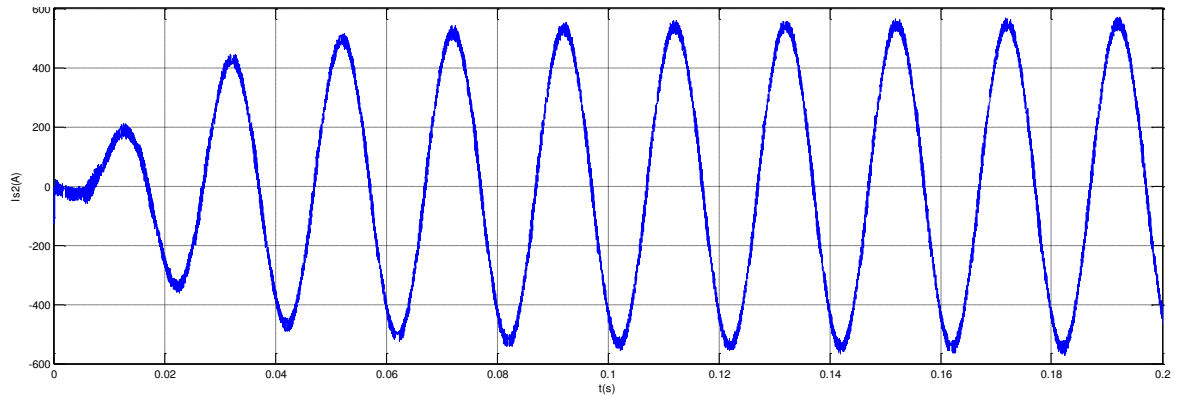
THD = 1.76%



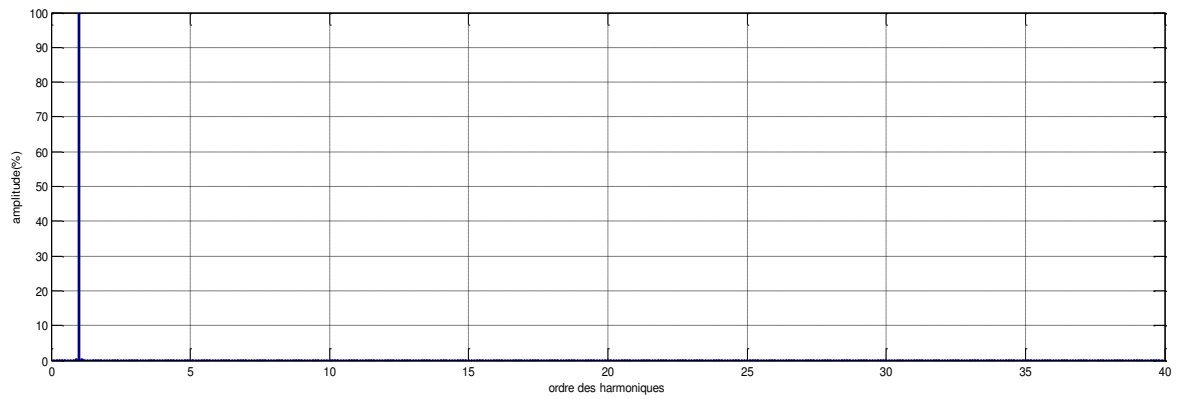
-a-



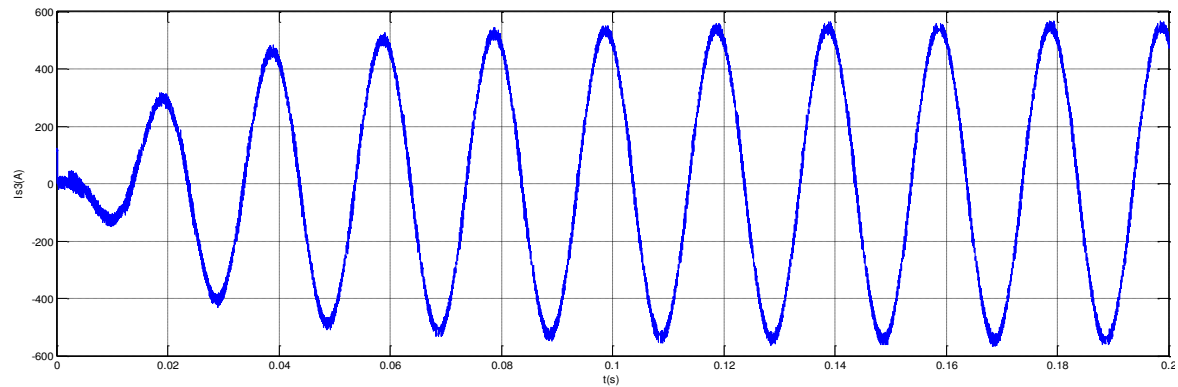
-b-



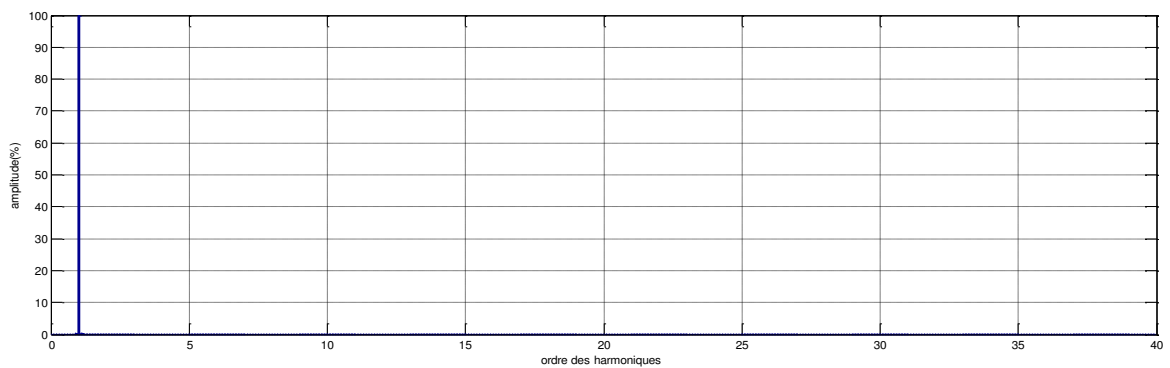
-c-



-d-



-e-



-f-

Figure V.7 (a-c-e) Les courants de source après filtrage respectivement et (b-d-f) leurs spectres fréquentiels pour la commande hystérésis

V.3.2. Stratégie de commande à MLI par la méthode de puissances instantanées

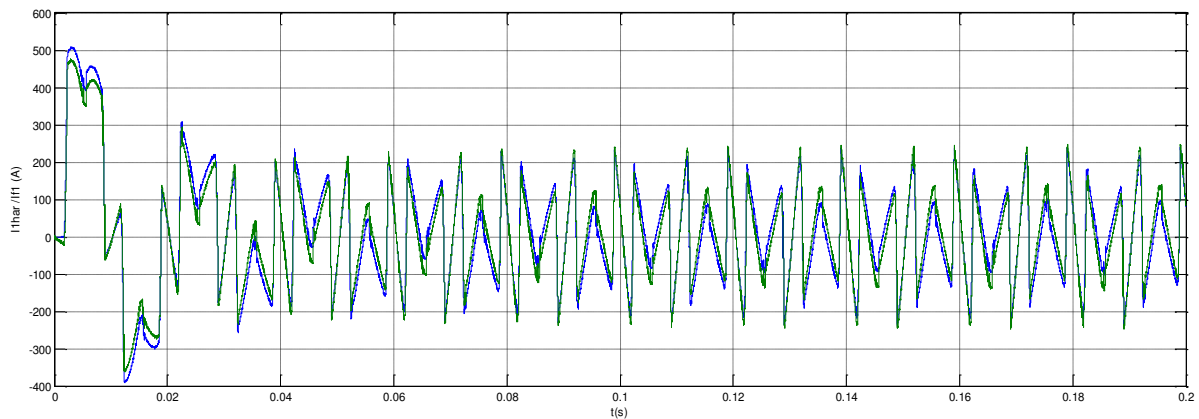
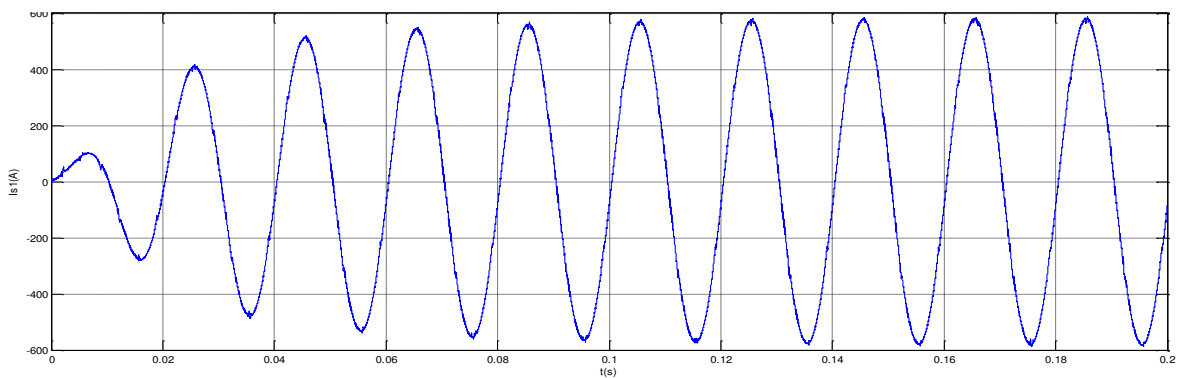
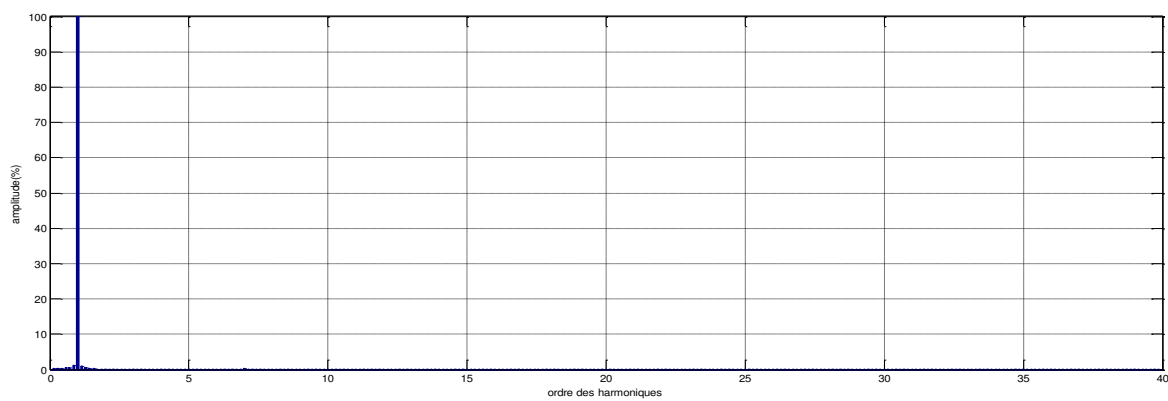


Figure V.8 Courants de référence et injecté de la première phase pour la commande MLI

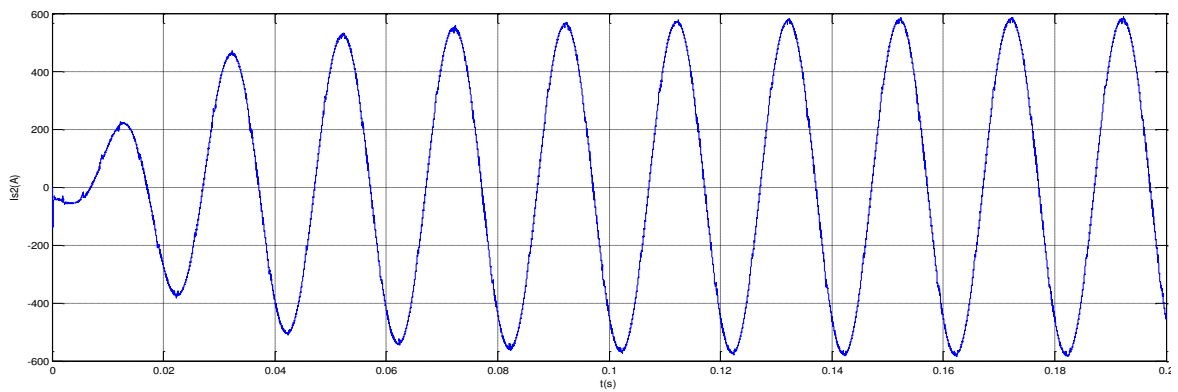
THD = 1.25%



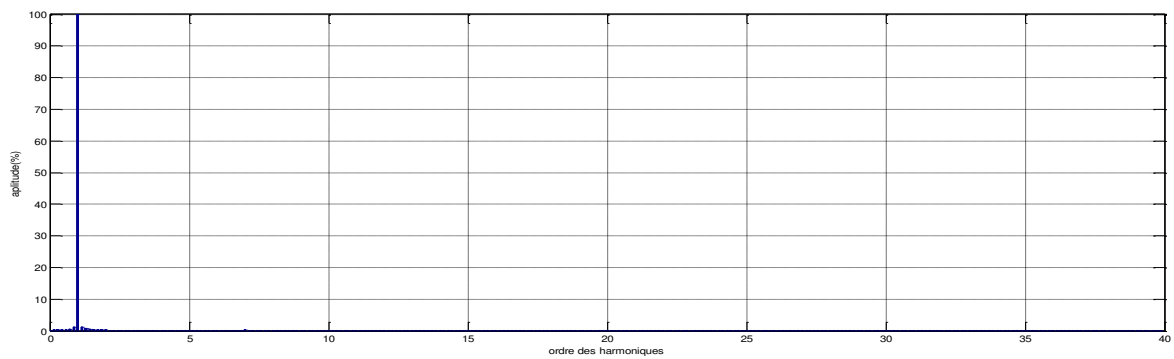
-a-



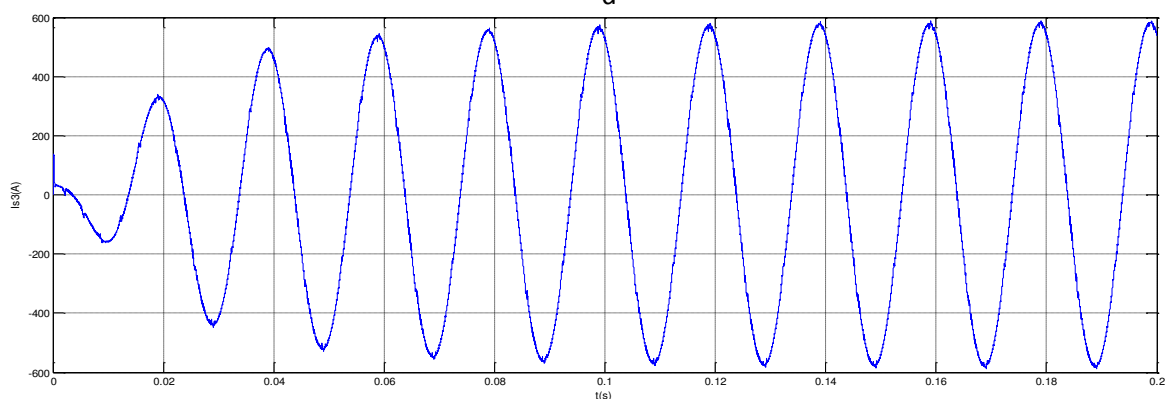
-b-



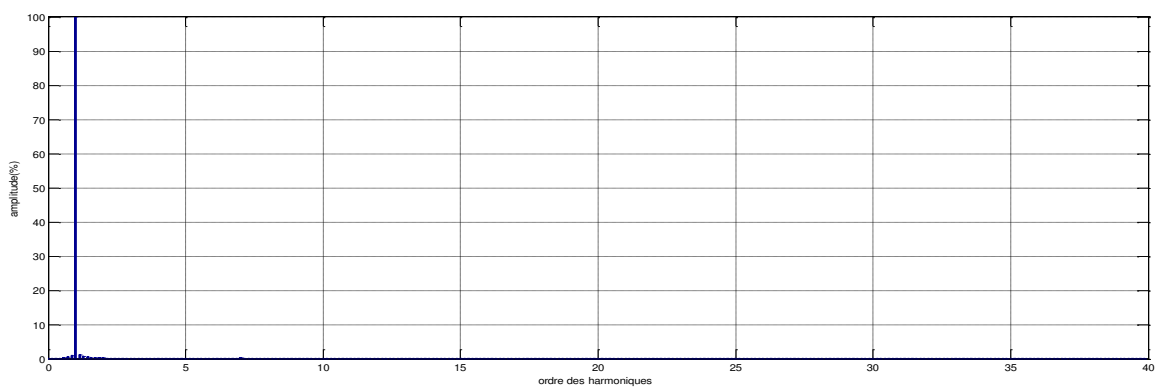
-c-



-d-



-e-



-f-

Figure V.9 (a-c-e) Les courants de source après filtrage respectivement et (b-d-f) leurs spectres fréquentiels pour la commande MLI

V.3.3. Stratégie de commande à MLI vectorielle par la méthode de puissances instantanées

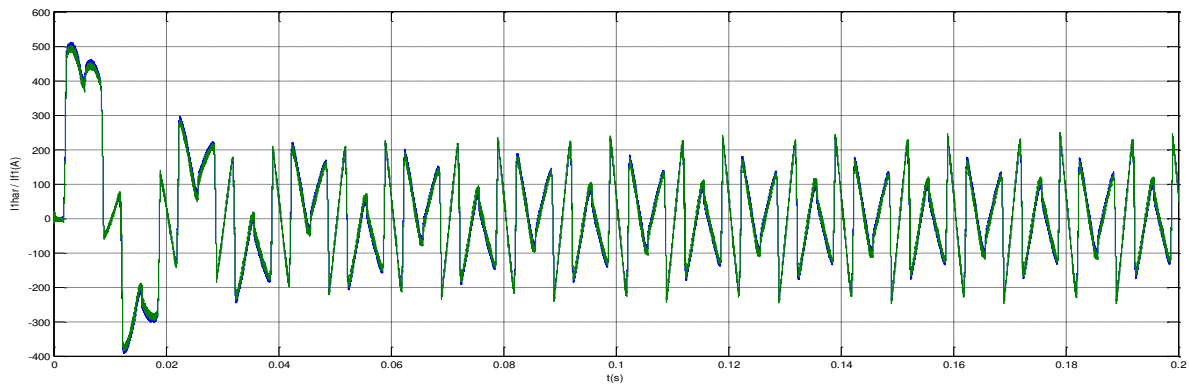
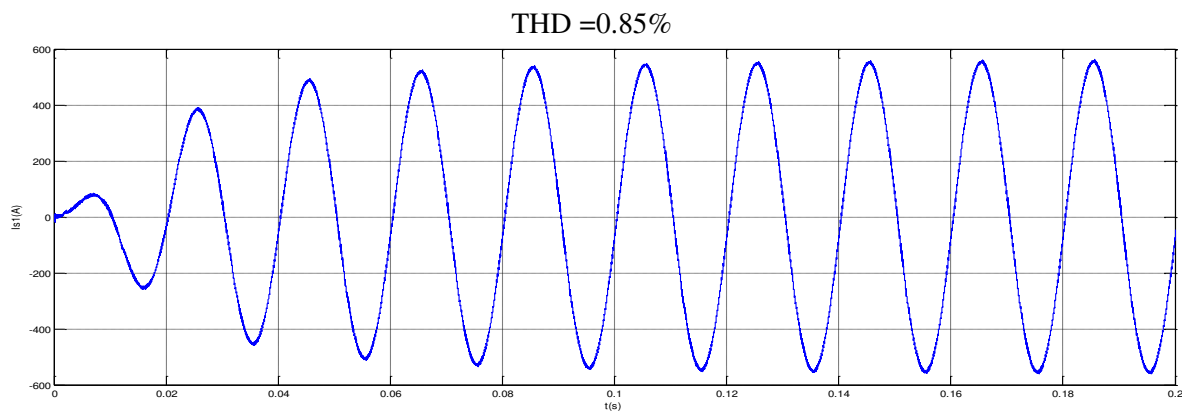
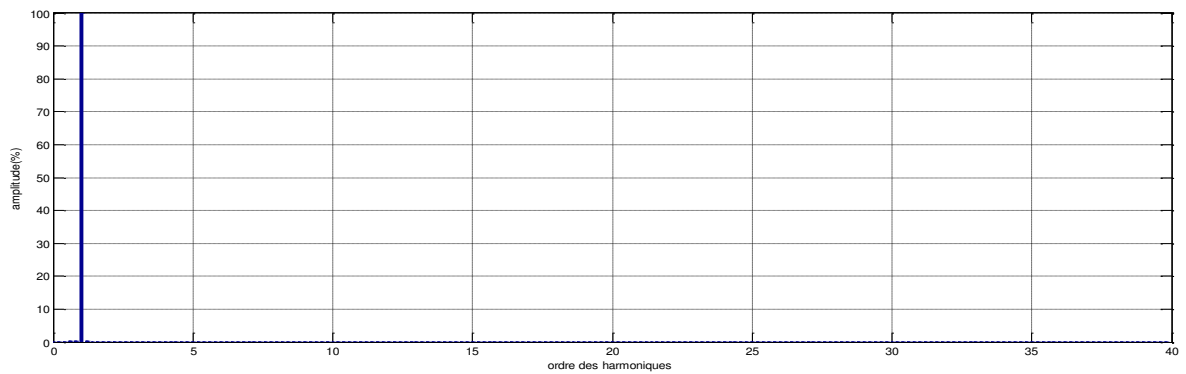


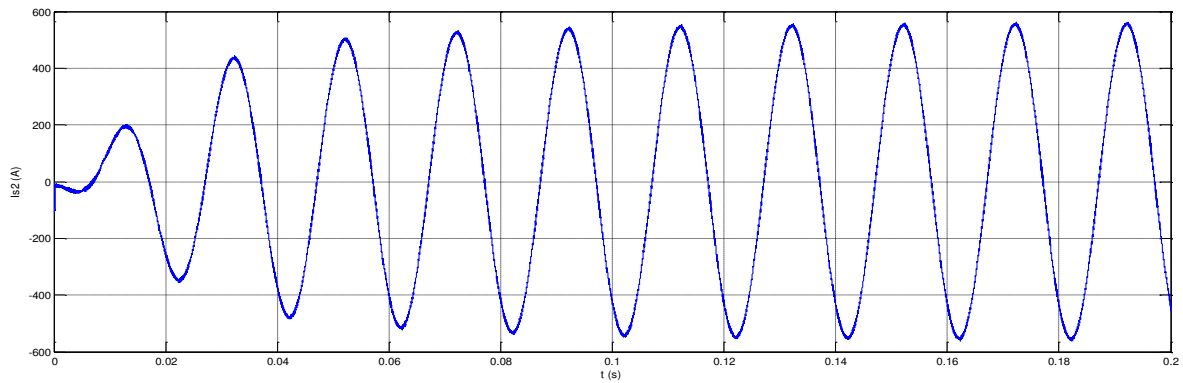
Figure V.10 Courants référence et injecté de la première phase pour la commande MLI vectorielle



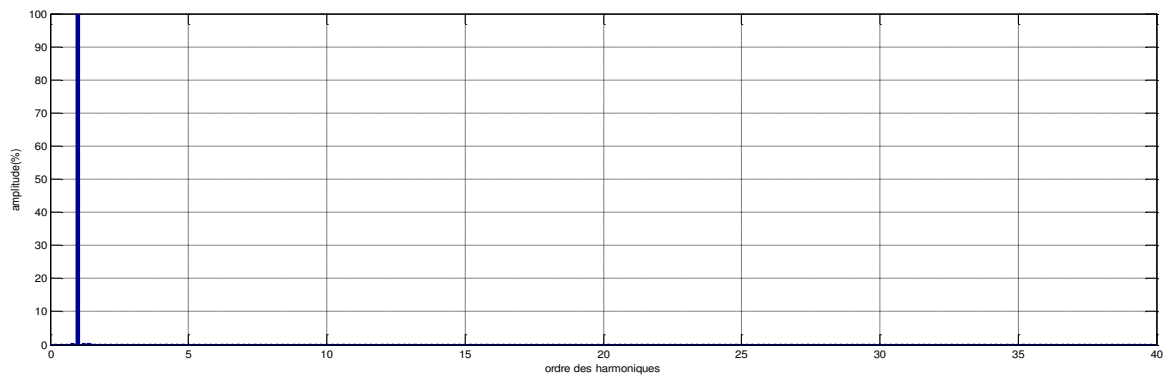
-a-



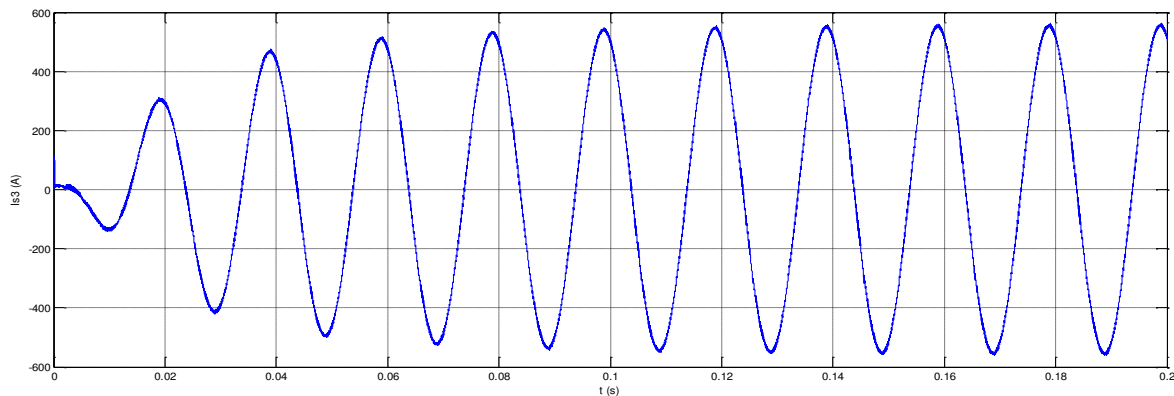
-b-



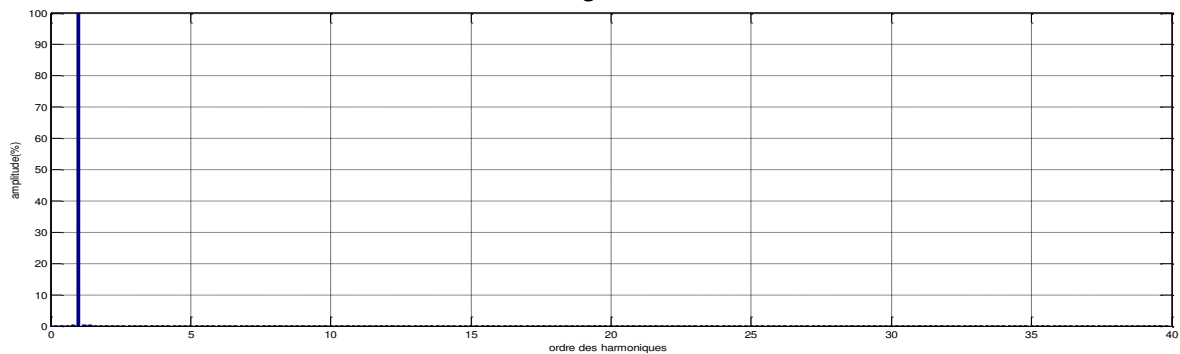
-c-



-d-



-e-



-f-

Figure V.11 (a-c-e) les courants de source après filtrage respectivement et (b-d-f) leurs spectres fréquentiels pour la commande MLI vectorielle

V.3.4. Stratégie de commande à hystérésis par la méthode (SRF)

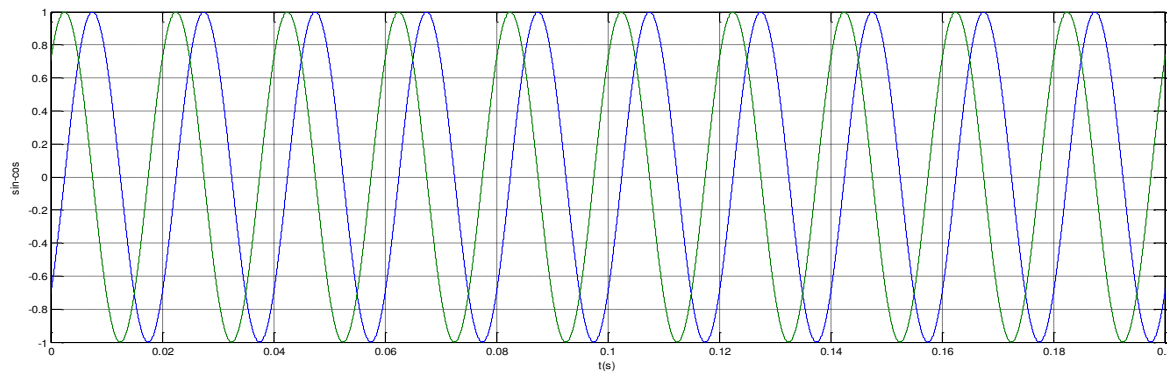


Figure V.12 Génération des signaux sinus et cosinus

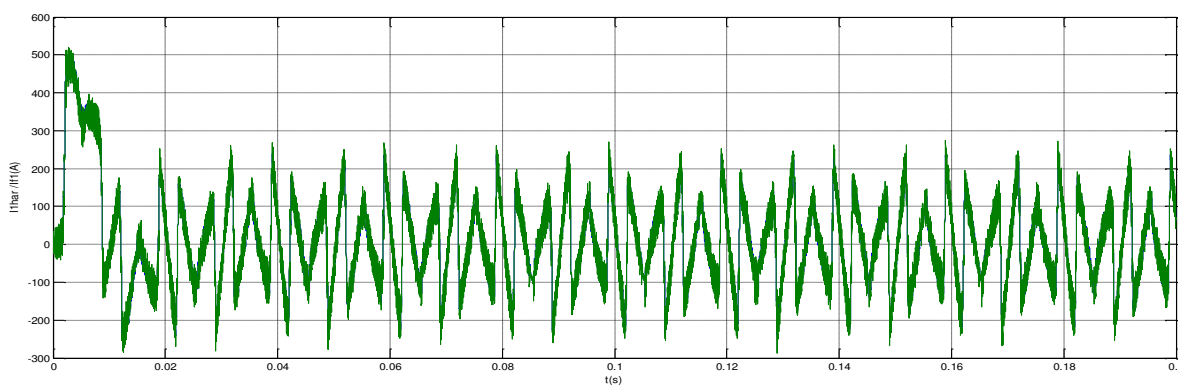
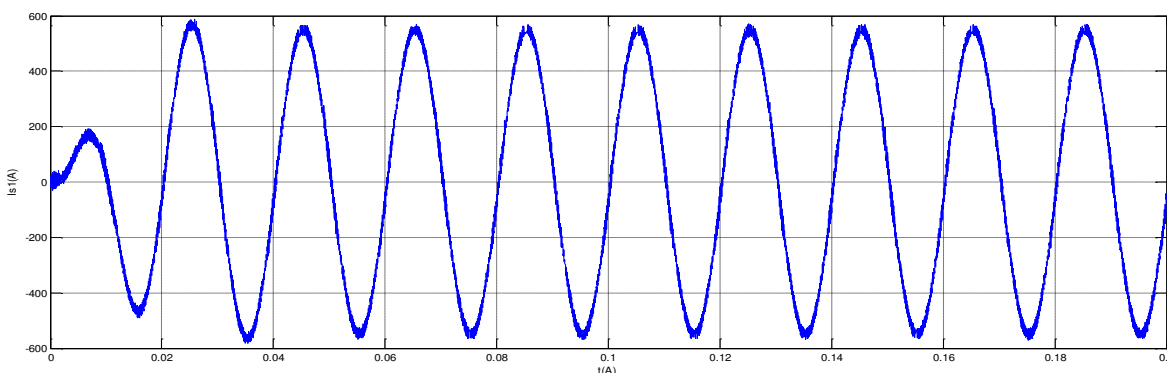
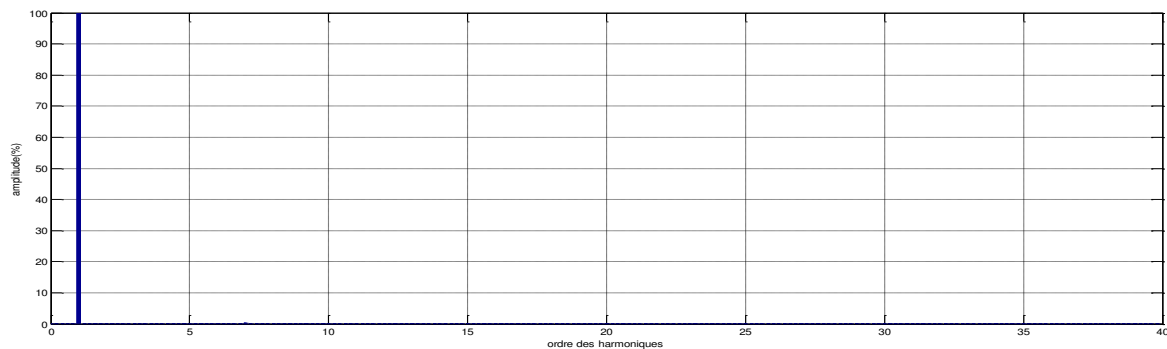


Figure V.13 Courants référence et injecté de la première phase pour la commande hystérésis

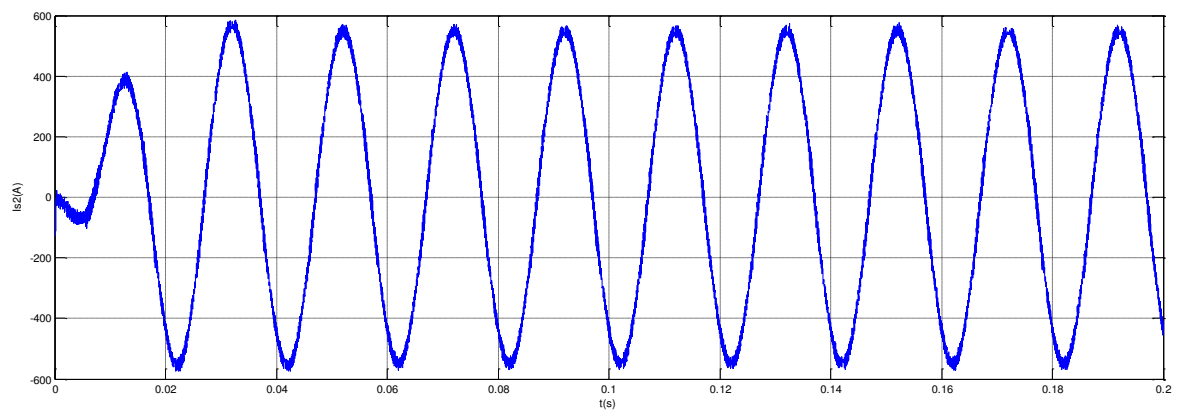
THD = 1.65%



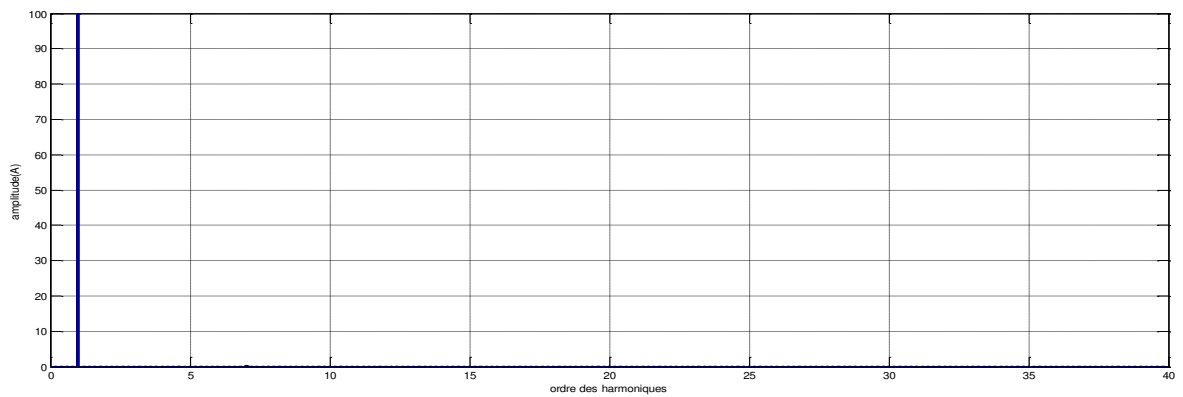
-a-



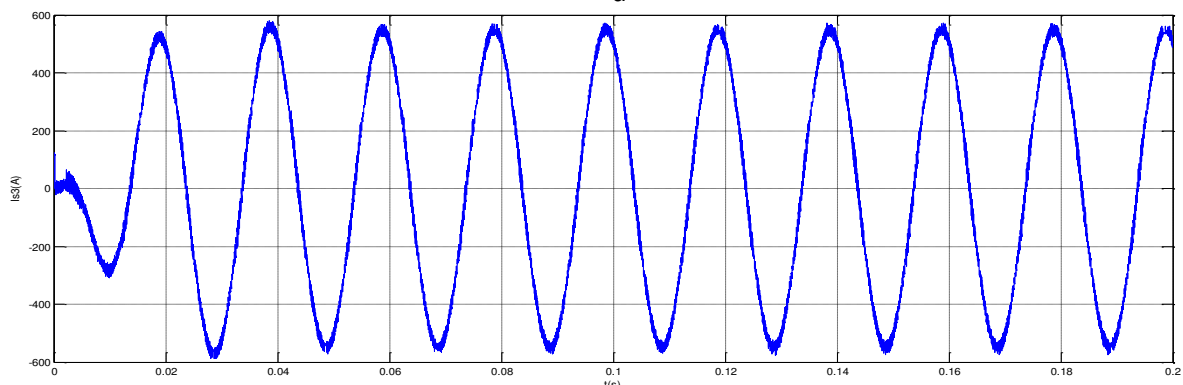
-b-



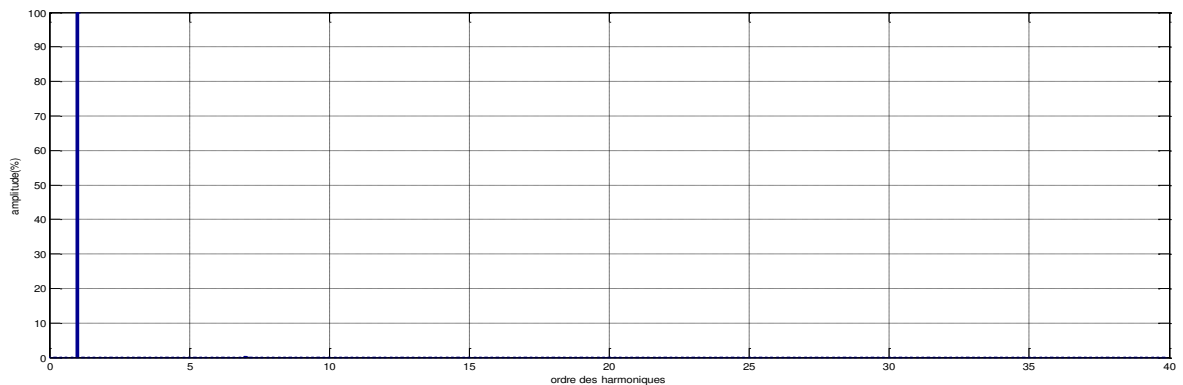
-c-



-d-



-e-



-f-

Figure V.14 (a-c-e) Les courants de source après filtrage respectivement et (b-d-f) leurs spectres fréquentiels pour la commande hystérésis

V.3.5. Stratégie de commande à MLI par la méthode (SRF)

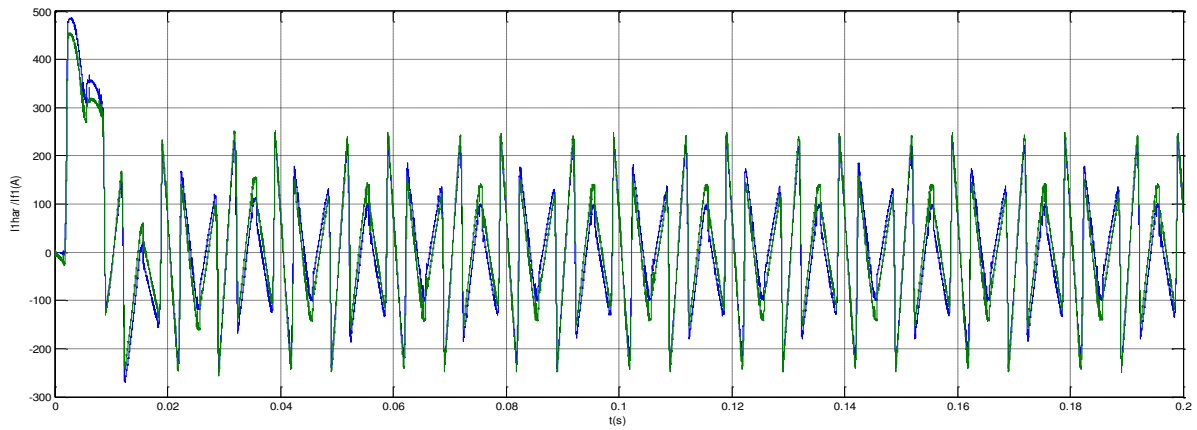
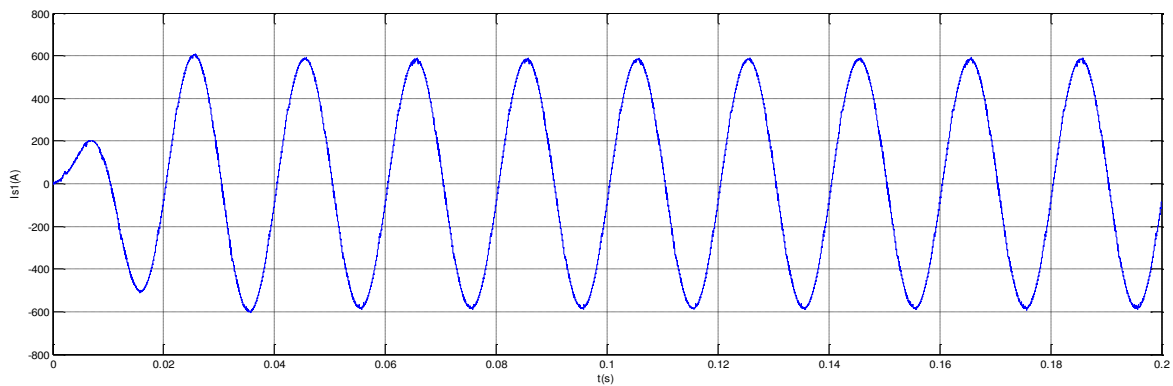
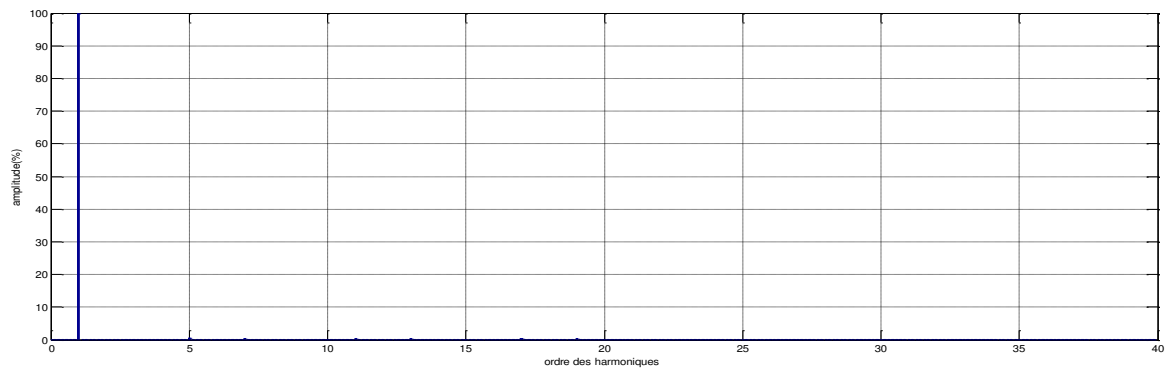


Figure V.15 Courants référence et injecté de la première phase pour la commande MLI

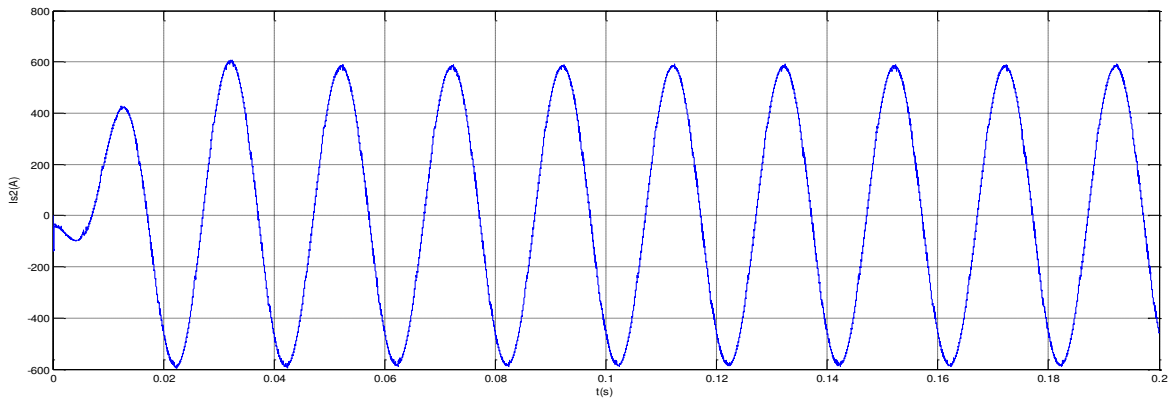
THD = 1.01%



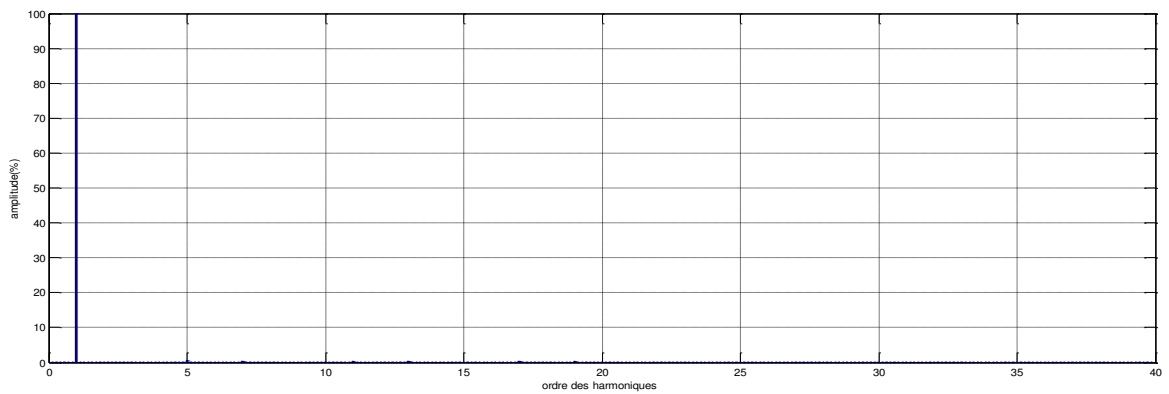
-a-



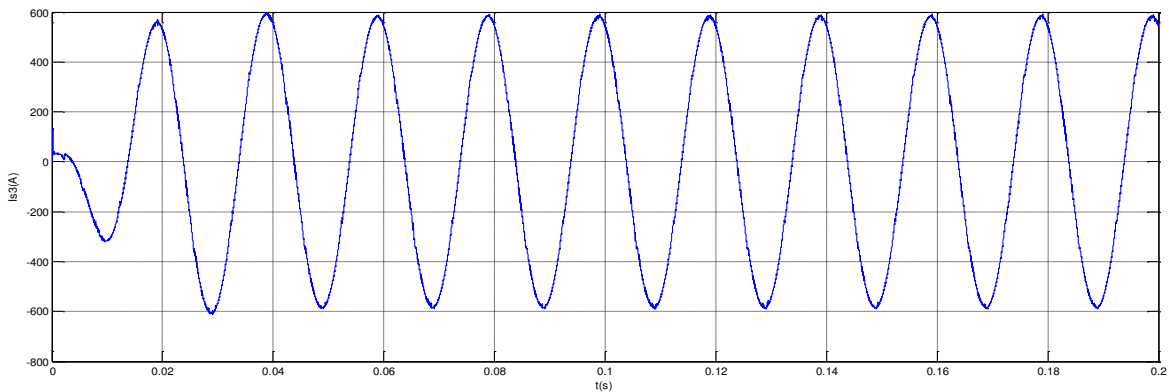
-b-



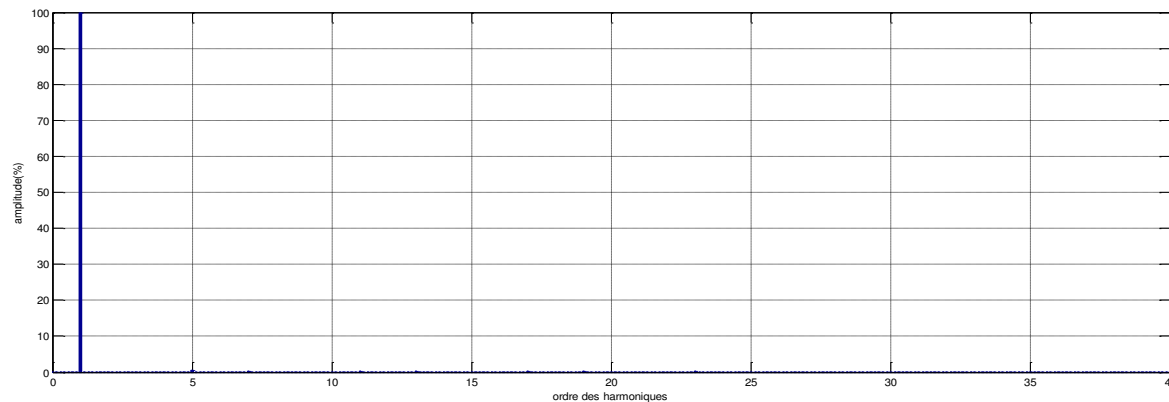
-c-



-d-



-e-



-f-

Figure V.16 (a-c-e) Les courants de source après filtrage respectivement et (b-d-f) leurs spectres fréquentiels pour la commande MLI

V.3.6. Stratégie de commande à MLI vectorielle par la méthode (SRF)

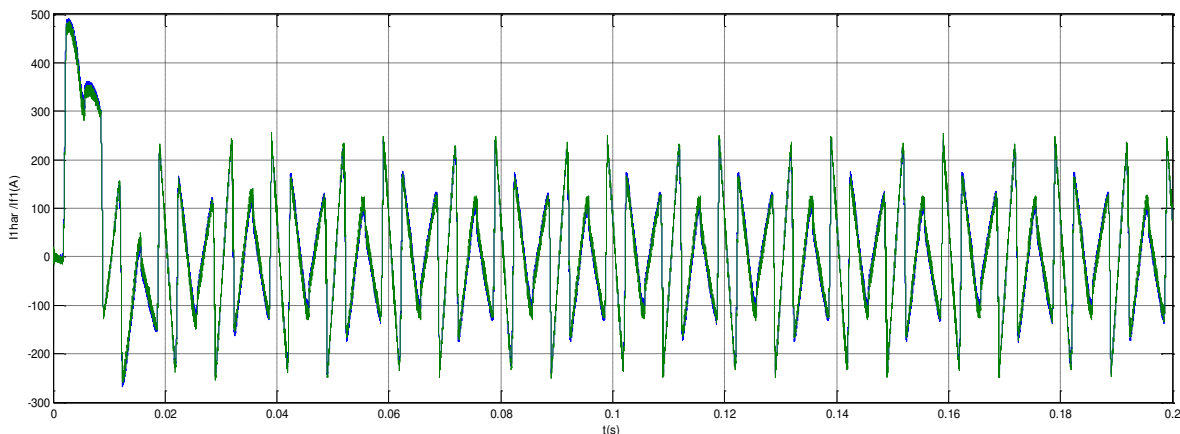
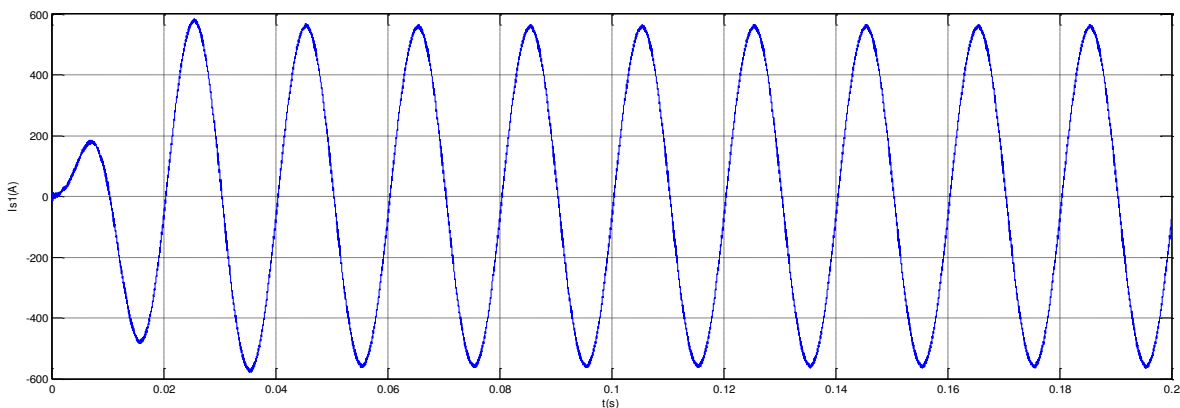
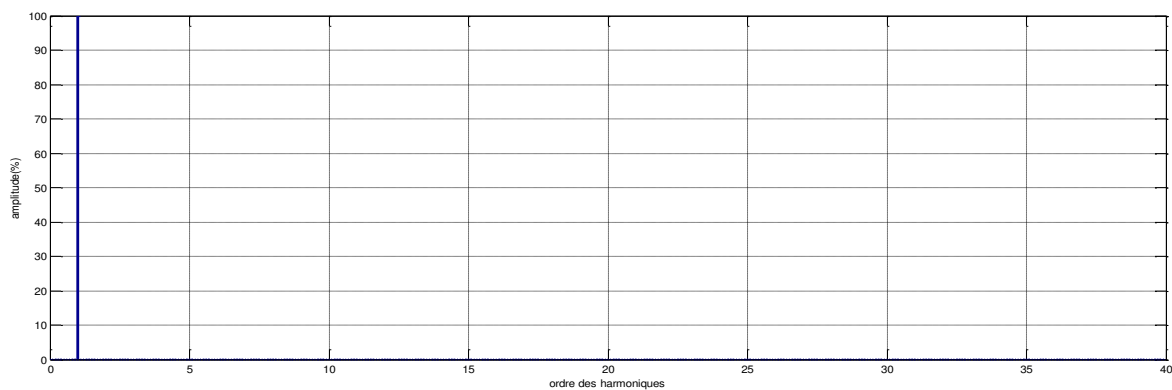


Figure V.17 Courants référence et injecté de la première phase pour la commande MLI vectorielle

THD = 0.78%



-a-



-b-

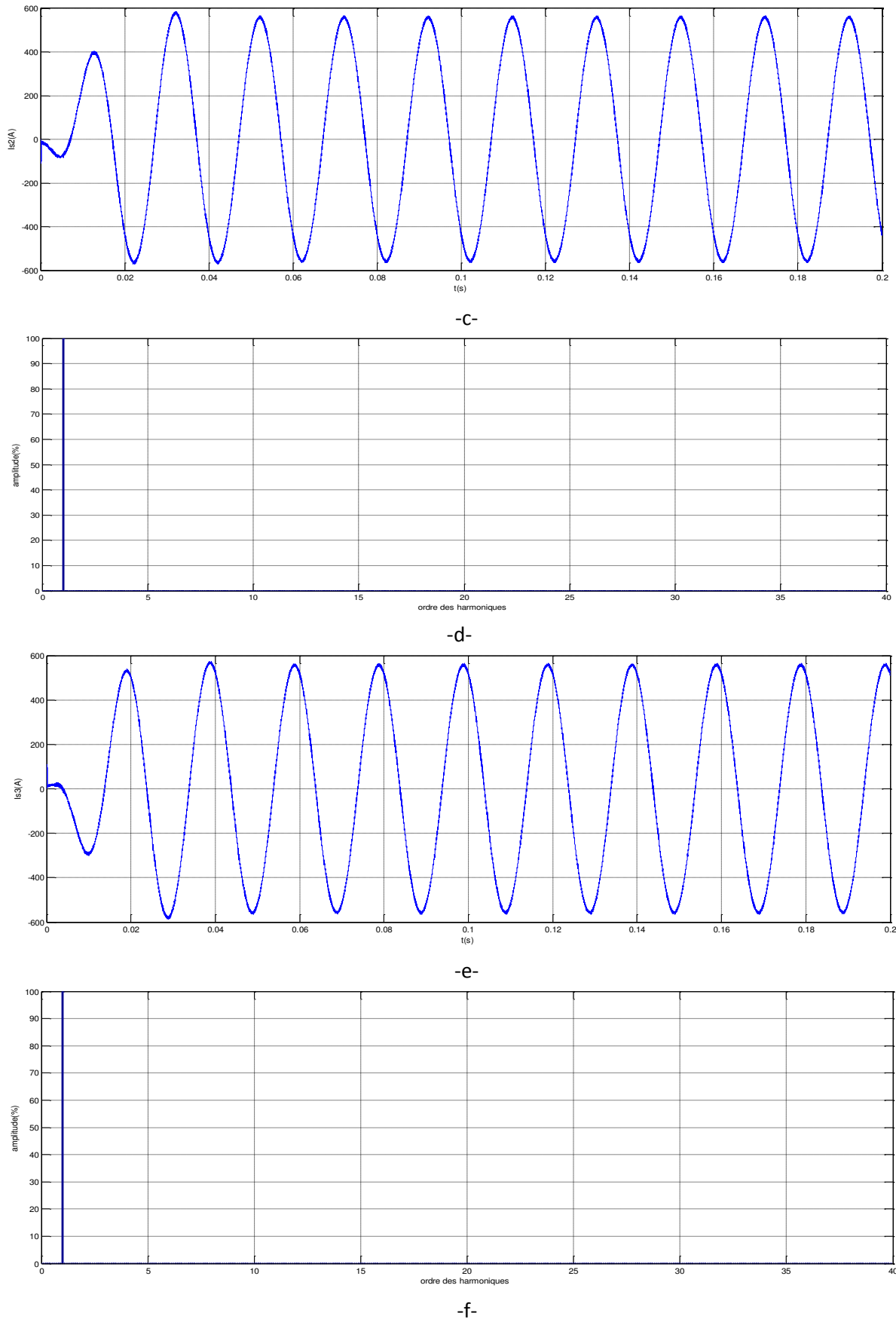


Figure V.18 (a-c-e) Les courants de source après filtrage et(b-d-f) leurs spectres fréquentiels pour la commande MLI vectorielle

V.4. Interprétation des résultats

V.4.1. Interprétation des résultats de la méthode de puissances instantanées

Les figures (V.2.3) montrent respectivement les tensions de charge et courant de charge et leur spectre de fréquence

La figure (V.4) illustre les courants de lignes et leur spectre fréquentiel, on note dans cette dernière que c'est les courants de lignes ont une forme rectangulaire ceci est due à la charge non linéaire et leur spectre fréquentiel des courants de ligne présente la présence de plusieurs harmoniques tel que sont $THDI = 25.75\%$

La figure (V.5) montre Les courants harmoniques de référence et leurs spectres, où le spectre fréquentiel des courants identifiés coïncide avec le spectre des courants de lignes sauf la présence d'une composante fondamentale dans ce dernier. .

Les figures (V.6.8.10) montrent respectivement le Courant de références et injectés pour la première phase pour la commande hystérésis, MLI et MLI vectorielle ce qui traduit que si notre onduleur puisse injecter un courant qui suit sa référence, on aura un Courant de source sinusoïdale.

La figure (V.7) montre les courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande hystérésis, on remarque une amélioration de la qualité des courants et réduction du $THD = 1.76\%$.

La figure (V.9) montre les courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande MLI, on remarque une amélioration de la qualité des courants et réduction du $THD = 1.25\%$.

La figure (V.11) montre les courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande MLI vectorielle, on remarque une amélioration de la qualité des courants et réduction du $THD = 0.85\%$.

V.4.2. Interprétation des résultats pour la méthode (SRF)

La figure (V.12) montre que Génération des signaux sinus et cosinus a partir de cette figure, on peut observer que la P.L.L, est capable de générer des bons signaux sinus et cosinus.

Les figures (V.13.15.17) montrent respectivement le Courant de références et injectés pour la première phase par la commande hystérésis, MLI et MLI vectorielle ce qui traduit que si notre onduleur puisse injecter un courant qui suit sa référence, on aura un Courant de source sinusoïdale.

La figure (V.14) montre les courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande hystérésis, on remarque une amélioration de la qualité des courants et réduction du THD = 1.65%

La figure (V.16) montre les courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande MLI, on remarque une amélioration de la qualité des courants et réduction du THD =1.01%.

La figure (V.18) montre les courants de source après filtrage et leurs spectres fréquentiels pour la commande MLI vectorielle, on remarque une amélioration de la qualité des courants et réduction du THD =0.78%

V.5.2. Conclusion

J'ai présenté dans ce chapitre le schéma global de l'association réseau-Onduleur-Charge avant et après compensation, ainsi que les résultats de simulation et les interprétations obtenues avec les différentes stratégies de commande de l'onduleur à savoir la commande à hystérésis , la commande MLI et la commande MLI vectorielle avec deux méthodes d'identification la méthode de puissances instantanées et la méthode SRF. On constate que dans les trois cas de commande les courants de lignes délivrés par la source sont sinusoïdaux avec quelques petites composantes à hautes fréquences.

On note que la commande MLI vectorielle permet de maîtrisé la fréquence de hachage mieux par rapport a l'autre méthode respectivement « MLI, hystérésis ».

Conclusion générale

La consommation de l'énergie électrique est très réponde en courant continu, pour cela les redresseurs sont les plus utilisés. Mais le besoin croissant enduit automatiquement une multiplication de ces équipements, qui, à leurs tours provoquent des perturbations, de plus en plus présentes sur le réseau. Cependant, la pollution des réseaux est d'autant plus importante que le nombre de ces convertisseurs élevé. Ces convertisseurs provoquent une dégradation du facteur de puissance du réseau et génèrent des courants très riches en harmoniques.

Une des solutions les plus efficaces pour corriger ces inconvénients est l'utilisation d'un onduleur triphasé ayant pour but, de dépolluer le réseau et de compenser l'énergie réactive. Ce qui nous permettons d'avoir un réseau plus stable avec un facteur de puissance unitaire.

Dans un premier temps nous avons présenté et définir, les harmoniques, l'origine, et des effets néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements, et pour sa, nous avons présenté et définir, la plupart des méthodes de filtrage des harmoniques.

Nous sommes ensuite passés à étudié les classifications des méthodes d'identification des courants harmoniques, méthodes du domaine fréquentiel, méthodes du domaine temporel et la comparaison entre les méthodes d'identification des courants harmoniques. On a utilisées pour l'identification des courants harmoniques deux méthodes, méthode des puissances active et réactive instantanées (P, Q) et méthode du repère synchrone SRF

Nous sommes ensuite passés à étudier les stratégies de commande du filtre actif par commande d'onduleur triphasé pour fournir le courant nécessaire injecté dans le réseau électrique afin d'éliminer le courant harmonique, on utiliser trois méthode pour cette commande hystérisé, MLI, MLI vectorielle et on constaté d'après les valeur de THD que la méthode MLI vectorielles est mieux que les deux autre méthodes,

En espérant que les prochaines travaux améliorent la qualité du cet mémoire soit coté méthodes d'extensification, soit coté régulation, soit coté commandes du filtre afin du réduire la THD Dans le réseau électrique.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Bouguerra Samir & Bourenane Ibrahim, « Filtrage actif parallèle des réseaux électrique avec compensation de l'énergie réactive » mémoire d'ingénieur. Université de M'sila, 2006-2007
- [2] Kamil Mohammed & Nouiri Salih, « Commandes non linéaires d'un filtre actif parallèle » mémoire d'ingénieur d'état. Université de M'sila, 2009-2010
- [3] site internet www.Google.com
-Institut Schneider formation / MDG9A152I/05-99
-Lycée edouard Belin 70000 BTS Electrotechnique
- [4] C. Collombet & J.M. Lupin & J. Schonek, « Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement », Cahier technique n° 152, édition septembre 1999.
- [5] Boudache Abdelkrim & Galoul Fayçal, « ETUDE PAR SIMULATION D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE », mémoire d'ingénieur, Université de Msila, 2006.
- [6] Ghennam Tarek, « Etude et réalisation d'un compensateur actif de puissance commandé par DSP ». mémoire de magister. Ecole militaire polytechnique, 2004.
- [8] Steeve Beaulieu, « Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques En vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique », mémoire d'ingénieur, Université du Québec à Chicoutimi, 2007.
- [9] Zebiri Malek & Rahali Antar, « Compensation des Harmonique par Filtre Hybride », mémoire d'ingénieur, Université de Msila, 2006.
- [10] Mohamed Alaa Eddin Alali, « Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension (Automatisation des systèmes de puissance électrique) », Thèse de Doctorat de l'université Louis Pasteur-Strasbourg, 2002.
- [11] Mr. Tadjer Sid-Ahmed, « Etude d'un système de compensation d'harmonique en utilisant un générateur photovoltaïque " GPV " », mémoire de Magister, Université M'Hamed Bougara de Boumerdes, 2008.
- [12] Aboubou A & Zouzou S.E, « Contribution à la compensation de la pollution harmonique en utilisant un filtre actif parallèle commande par logique floue », N°03, pp. 59-63, Janvier 2003.

Bibliographie

- [13] Melle Hind Djeghloud, « FILTRAGE ACTIF DE PUISSANCE », Thèse de Doctorat, Université de Constantine ,2007.
- [14] Hammamid Chaouki, «Amélioration de la compensation active du courant harmonique par la commande MLI vectorielle», mémoire de master. Université de M'sila, 2011/2012
- [15] Badache Zohir & Saci Abdeslam, «Etude et simulation d'un filtre actif parallèle en utilisant un onduleur a trois niveaux a structure npc pour la compensation des courants harmoniques», mémoire d'ingénieur d'état. Université de M'sila, 2005-2006
- [16] Brahim Mohamed El Amine & Babah Azmi, « commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimentant un moteur à cage », mémoire d'ingénieur, Université de Msila, 2008.
- [17] Djaafer Lalili, « MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux .Application à la Conduite de la Machine Asynchrone. », mémoire de Magister, Université de Jijel, 2009.
- [18] Bezzalla Amel & Mohamdi Souad, «Commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimentant une machine à cage (Etude comparative entre la modulation à séquence alignée a droite et celle à séquence symétrique) », mémoire d'ingénieur, Université de Msila, 2009.
- [19] Hanane Kouara, « Application d'un filtre actif série au contrôle de la tension d'un réseau basse tension », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2006.
- [20] STEEVE BEAULIEU, «Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques En vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique », mémoire d'ingénieur, Université du Québec à Chicoutimi, 2007.
- [21] Chebabhi Bahie & Boudraf Mustapha, «Modélisation et commande des différentes topologies des filtres actifs parallèles », mémoire d'ingénieur d'état. Université de M'sila, 2010-2011.
- [22] Attar Samah&Djegham Khaled, « Commande par mli vectorielle d'un onduleur a trois niveaux alimentant un moteur à cage) », mémoire d'ingénieur d'état, Université de Msila, 2010.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASSTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE:

INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Proposé et dirigé par : Mr.CHOUAF Fathi

Présenté par : ABDELATIF M^{ed} elhadi

Thème :

**Etude comparative des différentes méthodes de compensation
active d'énergie électrique**

Résumé :

Ce travail sert à étudier la comparaison entre les différentes méthodes de compensation actif d'énergie électrique, afin d'améliorer de la compensation active de courant harmonique, générer par une charge polluante dans le réseau électrique (redresseur),

Dans cette recherche nous exposons le problème des perturbations dans les installations électrique, qui découle directement de la multiplication des charges, pour le résoudre, nous avons utilisé le filtre actif, qui injecte des courants harmoniques, Nous mettrons en évidence des stratégies de commande d'un filtre actif (hystérésis, MLI, MLI vectorielle). Ainsi qu'on exposera une solution efficace pour la dépollution des charges produites dans les réseaux.

Mots Clés :

Compensation active – Courant harmonique - Filtre actif - Charge polluante - Commande de filtre actif
- Commande MLI

N^o D'ordre : 046