

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



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

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

SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

THEME

**AMELIORATION DE LA COMPENSATION
ACTIVE DU COURANT HARMONIQUE PAR LA
COMMANDE MLI VECTORIELLE**

Proposé et dirigé par:

- M. CHOUAF Fethi

Présenté par :

- HAMMAMID Chaouki

Année Universitaire : 2011 / 2012

N⁰ d'ordre : 036

REMERCIEMENT



Nous représentons nos profondes gratitudees à Dieu qui nous a aide à réaliser ce travail.

*Puis, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur **Mr. Fethi Chouaf** d'abord pour avoir proposé ce thème, ensuite pour son suivi continuuel tout au long de la réalisation de ce mémoire, et enfin pour ses conseils qu'il n'a pas cessé de nous offrir.*

Nous remercions tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail pour l'intérêt qu'ils l'ont porté. Mes remerciements vont également à tous mes enseignants de l'université de M'Sila pour leurs conseils et surtout leur compréhension.

Enfin, merci à nos amis qui ont partagé au quotidien nos espoirs et nos inquiétudes, qui nous ont reconforté dans les moments difficiles et avec qui nous avons partagé d'inoubliables instants de détente.

"Chaouki"





DEDICACE

Je dédie ce travail :

*A mon cher père qui n'a jamais cessé de m'aider
et me conseiller.*

*A ma chère mère qui me toujours encourage
pour suivre mes études.*

A mes sœurs et frères.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

A mon encadreur qui m'a beaucoup aidé.

"Chaouki"



Sommaire

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

CHAPITRE I : Introduction sur les harmoniques

I.1 Introduction	3
I.2 Définition des harmoniques	3
I.2.1 Le signal déformé	4
I.2.2 Expression de la grandeur déformée	5
I.2.3 Décomposition d'un signal déformé	5
I.2.4 Mode de représentation: Le spectre en fréquence	6
I.3 Origine des harmoniques	6
I.4 Les différents effets des harmoniques	7
I.4.1 Les effets instantanés	8
I.4.2 Les effets à long terme	8
I.5 Caractérisation des perturbations harmoniques	9
I.6 Solutions de dépollution harmoniques des réseaux électriques	11
I.6.1 Solutions traditionnelles	11
I.6.1.1 Compensation de la puissance réactive	11
I.6.1.2 Compensation des courants harmoniques	12
I.6.1.2.1. Filtrage passif	12
I.6.2 Solutions modernes.....	14
I.6.2.1 Filtres actifs	14
I.6.2.1.1 Structure générale d'un filtre actif	15
I.6.2.1.2 filtre actif parallèle (F.A.P)	15
I.6.2.1.3 Le filtre actif série (F.A.S)	16
I.6.2.1.4 Association d'un filtre actif série et parallèle	17
I.6.2.2 filtrage hybride	18
I.6.2.2.1 Association d'un filtre actif série avec un filtre passif parallèle	18
I.6.2.2.2 Association d'un filtre actif parallèle et un filtre passif	19
I.6.2.2.3 Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles	19
I.6.3 Comparaison générale entre le filtre passif, filtre actif	20
I.7 Conclusion	21

CHAPITRE II : Etude d'une charge non linéaire

II.1 Introduction	22
II.2 Le redressement non commandé(à diode)	22
II.2.1 Redresseur en monophasé	23
II.2.1.1 Les redresseurs monophasés simples alternances	23
II.2.1.2 Redresseurs monophasé bi alternance	24
II.2.2 Redresseur a diodes triphasées	26
II.2.2.1 Etude de la tension redressée	27
II.2.2.2 La valeur moyenne de tension redressée	29
II.2.2.3 Courant de redresseur	29
II.2.2.4 La valeur efficace de courant	29
II.3 Développement en série de Fourier (harmonique courant)	30
II.3.1 Le courant d'entrée du redresseur est donné par la relation suivante	32
II.3.2 La valeur efficace de courant d'entrée est	32
II.3.3 La valeur efficace de courant fondamental	32
II.3.4 La valeur efficace de courant harmoniques	33
II.4 Conclusion	33

CHAPITRE III : Identification des courants harmonique

III.1 Introduction	34
III.2 Principe du filtrage actif parallèle	34
III.3 Stratégie de l'identification	35
III.4 Classification des méthodes d'identification	36
III.4.1 Méthodes du domaine fréquentiel	36
III.4.2 Méthodes du domaine temporel	36
III.4.3. Comparaison entre les méthodes d'identification des courants harmoniques.....	37
III.5 Méthode des puissances instantanées.....	38
III.5.1 Séparation des puissances perturbatrices	40
III.5.2 Calcul des courants perturbateurs	40
III.6 Algorithme d'identification	41
III.7. Conclusion	42

CHAPITRE IV : Stratégies de commande du filtre actif

IV.1 Introduction.....	43
IV.2 Commande du filtre actif	43
IV.2.1 Définition d'un onduleur	43
IV.2.2 Propriété de l'onduleur	44
IV.3 Contrôle des courants du filtre actif	44
IV.3.1 Commande par hystérésis	45
IV.3.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion(MLI)	45
IV.4 Commande MLI vectorielle	46
IV.4.1 Onduleur de tension triphasé	46
IV.4.2 Fonctions de commutation	47
IV.4.3 Etats de l'onduleur	48
IV.4.4 Tensions de sortie de l'onduleur.....	48
IV.4.5 Schéma de modulation vectorielle	50
IV.4.5.1 Modulation vectorielle à séquence alignée à droite (SVM1)	51
IV.4.5.2 Modulation vectorielle à séquence symétrique (SVM2)	51
IV.4.5.3 Modulation vectorielle à séquence alternative du vecteur Zéro(SVM3)	52
IV.4.5.4 Modulation vectorielle à séquence non commutée du courant le plus élevé (SVM)	52
IV.4.6 Transformation de clarke	53
IV.4.7 Le vecteur de tension désirée	54
IV.4.8 Calcule des temps de commutation	55
IV.4.9 Régulation de la tension continue	60
IV.4.9.1 Régulateur proportionnel	60
III.5 Conclusion	62

CHAPITRE V : Simulation

V.1 Introduction	63
V.2 Simulation	63
V.3 Paramètres du réseau	64
V.4 Paramètres de la charge polluante	65
V.5 Paramètre du filtre actif.....	65

V.6 Résultat de Simulation	65
V.6.1 Les courant de charges	65
V.6.2 Identification de courant harmonique.....	68
V.6.3 Résultats de la simulation par commande MLI vectorielle	71
III.7 Conclusion	75
Conclusion générale	76

LISTE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

A_0 : est la composante continue.

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

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 .

f_n : fréquence de harmonique (HZ)

f_1 : fréquence fondamentale (HZ)

n : harmonique de rang

y : signal déformé de harmonique

ω : Pulsation électrique (rad/s)

H_5, H_7 : Harmonique de rang

THD : taux de distorsion harmonique

F_{dis} : Le facteur de distorsion

I_{c1} : La valeur efficace du courant fondamental de charge.

I_c : La valeur efficace du courant de charge.

F : facteur de puissance

FAP : Filtre actif parallèle.

FAS : Filtre actif série.

i_f : Les courants d'harmoniques à injectés. (A)

V_{dc} : Tension aux bornes de la capacité (V).

U_{ch} : La tension de la charge du redresseur ou la tension redressée.

I_{ch} : Le courant de la charge du redresseur ou le courant de sortie.

\bar{U}_d : La valeur moyenne de tension redressée

U_d : Tension redressée (V)

I_{eff} : la valeur efficace de courant (A)

I_h : le Courant harmonique (A)

I_s : courant de source (A)

V_S : tension simple de la source (V)

D : puissance Déformante

S : puissance apparente (VA)

P : puissance active (W)

Q : Puissance réactive (VAR).

PD3: Parallèle double trois.

$V_{D1, \dots, 6}$: Les tensions aux bornes des diodes. (V)

$I_{D1, \dots, 6}$: Les courants des diodes. (A)

f : La fréquence

V_a, V_b, V_c : Les tensions simples du réseau triphasé

V_α, V_β : le tension biphasé l'axe $\alpha \beta$

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

$P_{\alpha\beta}$: Puissance instantanée active selon l'axe (α, β).

$P_{\alpha\beta q}$: Puissance instantanée réactive selon l'axe (α, β).

\bar{p} : Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant (W).

\bar{q} : Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant (VAR).

\tilde{p}, \tilde{q} : Puissance alternatives liées à la somme des composantes harmoniques du courant.

SRF: Algorithme du Repère de Référence Synchronisé.

SDA: Algorithme de la détection synchronisée.

SGF: La méthode sinusoidale Généralisée de Fryze.

FBD: Algorithme Fryze-Bucholz Depenbanck.

F.P.B: Filtre passe-bas.

F.P.H: Filtre passe-haut.

PLL: Phase locked loop.

$U_{an, bn, cn}$: Les tensions de référence

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

MLI: Modulation de largeur d'impulsion

SVM: Modulation du vecteur spaciale

U_C : La tension continue du redresseur

L : Inductance (H).

C : Capacité (F).

R : Résistance (Ω).

TCD: Transformation de Concordia Directe

R_C : Résistance du réseau coté charge

L_C : inductance du réseau coté charge

R_d : Résistance de la charge

L_d : Inductance de la charge

V_{Fa}^* : Tension de référence pour le filtre

LISTE DES FIGURES

Fig. I.1. image d'une onde déformée	4
Fig. I.2. Représente la décomposition d'un signal périodique	5
Fig. I.3. Représentation spectrale d'un signal périodique.....	6
Fig. I.4. Schéma d'un filtre résonant	13
Fig. I.5. Schéma d'un filtre amorti	13
Fig. I.6. Schéma de principe d'un filtre actif	14
Fig. I.7. structure générale d'un filtre actif	15
Fig. I.8. Filtre actif parallèle.....	15
Fig. I.9. Filtre actif série.....	17
Fig. I.10. Conditionneur universel de la qualité d'onde	17
Fig. I.11. présente la structure de filtre hybride	18
Fig. I.12. Filtre actif série et filtre passif parallèle	19
Fig. I.13. Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle	19
Fig. I.14. Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle	20
Fig. II.1. Redresseur monophasé	23
Fig. II.2. signal d'un redresseur monophasé	23
Fig. II.3. Redresseur de Graetz a diode	24
Fig. II.4. La tension ou borne de la charge	25
Fig. II.5. Redresseur à point milieu.....	26
Fig. II.6. Redresseur triphasé a diode	26
Fig. II.7. signal redresseur triphasé	30
Fig. II.8. La forme rectangulaire de courant d'entrée de pont a diodes	30
Fig. III.1. Schéma illustrative du principe de filtre actif parallèle	35
Fig. III.2. Diagramme de transformation du référentiel $a-b-c$ au référentiel $\alpha-\beta$	38
Fig. III.3. Schéma représentant le principe de séparation des puissances ($x= p$ ou q)	40
Fig. III.4. Diagramme de blocs de génération des courants harmoniques de référence selon la théorie pq	42
Fig. IV.1. Schéma de principe de l'onduleur	44
Fig. IV.2. Principe de commande des courants par hystérésis	45
Fig. IV.3. Principe de commande des courants par MLI	46
Fig. IV.4. Schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension	47
Fig. IV.5. Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux	47
Fig. IV.6. Les huit états de l'onduleur à deux niveaux	48
Fig. IV.7. Signaux de gâchette à SVM1	51
Fig. IV.8. Signaux des gâchettes dans SVM2.....	52
Fig. IV.9. Signaux des gâchettes dans SVM3	52
Fig. IV.10. Signaux des gâchettes dans SVM4	53
Fig. IV.11. (a): Rotation du vecteur de reference dans l'hexagone de tension	55

Fig. IV.11. (b): Cas de la secteur 1.....	55
Fig. IV.11. (c): Cas de la secteur 2.....	55
Fig. IV.12. Impulsions de la secteur 1	57
Fig. IV.13. Impulsions de la secteur 2	57
Fig. IV.14. Impulsions de la secteur 3	59
Fig. IV.15. Impulsions de la secteur 4.....	59
Fig. IV.16. Impulsions de la secteur 5	60
Fig. IV.17. Impulsions de la secteur 6	60
Fig. IV.18. Schéma fonctionnel de la régulation de V_{dc} avec le régulateur proportionnel	61
Fig. V.1. Schéma globale d'un filtre actif parallèle	64
Fig. V.2. Tension de charge et son spectre de fréquence	65
Fig. V.3. Courant de charge et son spectre de fréquence.	66
Fig. V.4. Le courant de ligne $I_{C1}(A)$	66
Fig. V.5. Le spectre de courant de ligne $I_{C1}(A)$	67
Fig. V.6. Le courant de ligne et leur spectre fréquentiel $I_{C2}(A)$	67
Fig. V.7. Le courant de ligne et leur spectre fréquentiel $I_{C3}(A)$	68
Fig. V.8. Les courants harmoniques de référence	69
Fig. V.9. Les spectres des courants harmoniques de référence	70
Fig. V.10. Les courants injectés par l'onduleur I_{inj1} , I_{inj2} et I_{inj3}	71
Fig. V.11. Les spectres des courants injectés par l'onduleur I_{inj1} , I_{inj2} et I_{inj3}	72
Fig. V.12. Courant de source I_{s1} , I_{s2} , I_{s3} après filtrage.....	73
Fig. V.13. Spectre fréquentiel pour le courant de source I_{s1} , I_{s2} , I_{s3} après filtrage	74

LISTE DES TABLEAUX

Tableau. I.1. Représente du rang et fréquence de harmonique	4
Tableau. I.2. Exemples de charges polluantes	7
Tableau. I.3. effets harmoniques surs quelques matériels	9
Tableau. I.4. Comparaison entre le filtre actif et le filtre passif.....	20
Tableau. III.1. Comparaison entre les méthodes d'identification des harmoniques	37
Tableau. IV.1. Calcul des vecteurs de tensions.....	54
Tableau. IV.2. Calcul des temps de commutation des secteurs 3 et 4	58
Tableau. IV.3. Calcul des temps de commutation des secteurs 5 et 6	59

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, ils adoptent donc, les uns comme les autres, les limites proposées par la normalisation. 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.

Parmi les solutions adoptées, on trouve l'utilisation des filtres passifs, cependant l'efficacité de ces derniers 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, leurs effets et les méthodes classiques et modernes pour les compenser.

Dans le deuxième chapitre nous étudierons une charge non linéaire (un pont redresseur à diodes), celle-ci consiste à mettre Etude de la tension redressé, le courant d'entrée et le développement en série de Fourier.

Le troisième chapitre étudie une méthode d'identification des courants harmoniques basée sur l'utilisation des puissances actives et réactives instantanées.

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

Dans le dernier chapitre de la thèse, Nous allons faire une simulation du filtre avec logiciel MATLAB pour visualiser les différents paramètres du filtre actif commandé par la MLI vectorielle.

Chapitre I. Introduction sur les 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[1] :

- 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.

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 Définition des 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 " déformer ".

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).

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) [20] :

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

Exemple: Un fondamental de 50 Hz

Rang de Harmonique	Fréquence de Harmonique
Harmonique 2	100 HZ
Harmonique 3	150 HZ
Harmonique 4	200 HZ
Harmonique 5	250 HZ

Tableau. I.1.Représentation d'un rang et fréquence d'harmonique

I.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) [19].

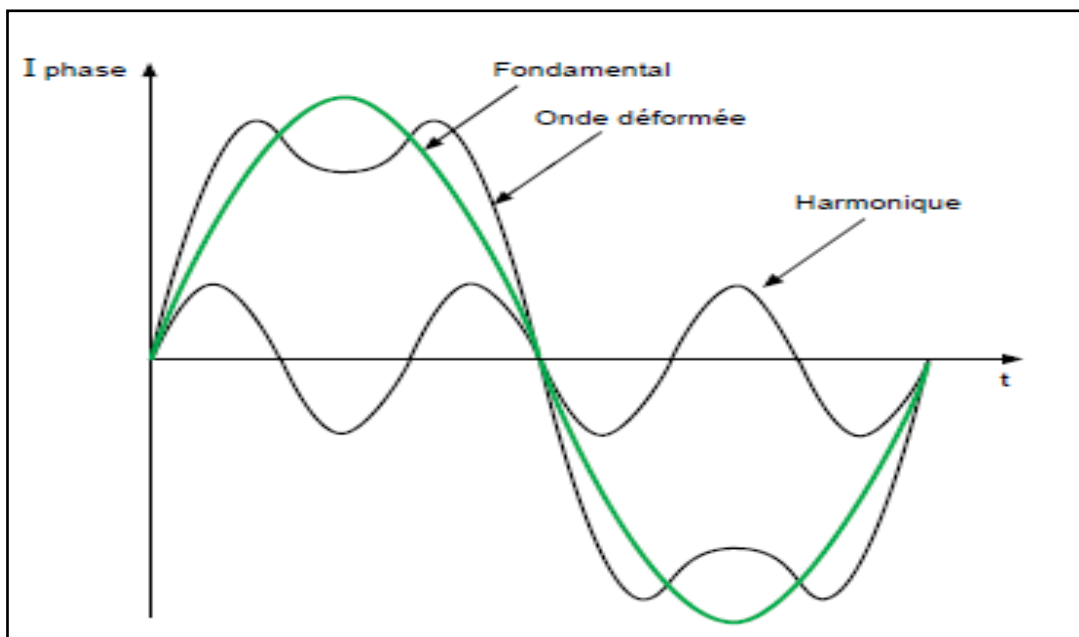


Fig. I.1.image d'une onde déformée [20]

- Un signal sinusoïdal à la fréquence fondamentale, courbe fondamentale.
- Des signaux sinusoïdaux dont les fréquences sont des multiples entiers du fondamental, Les harmoniques.
- Une éventuelle composante continue.

I.2.2 Expression de la grandeur déformée

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

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 .

I.2.3 Décomposition d'un signal déformé

Un signal périodique se compose d'un signal de fréquence (f), et de forme quelconque, peut se décomposer en une Somme des signaux sinusoïdaux comprenant **Figure (I.2)**.

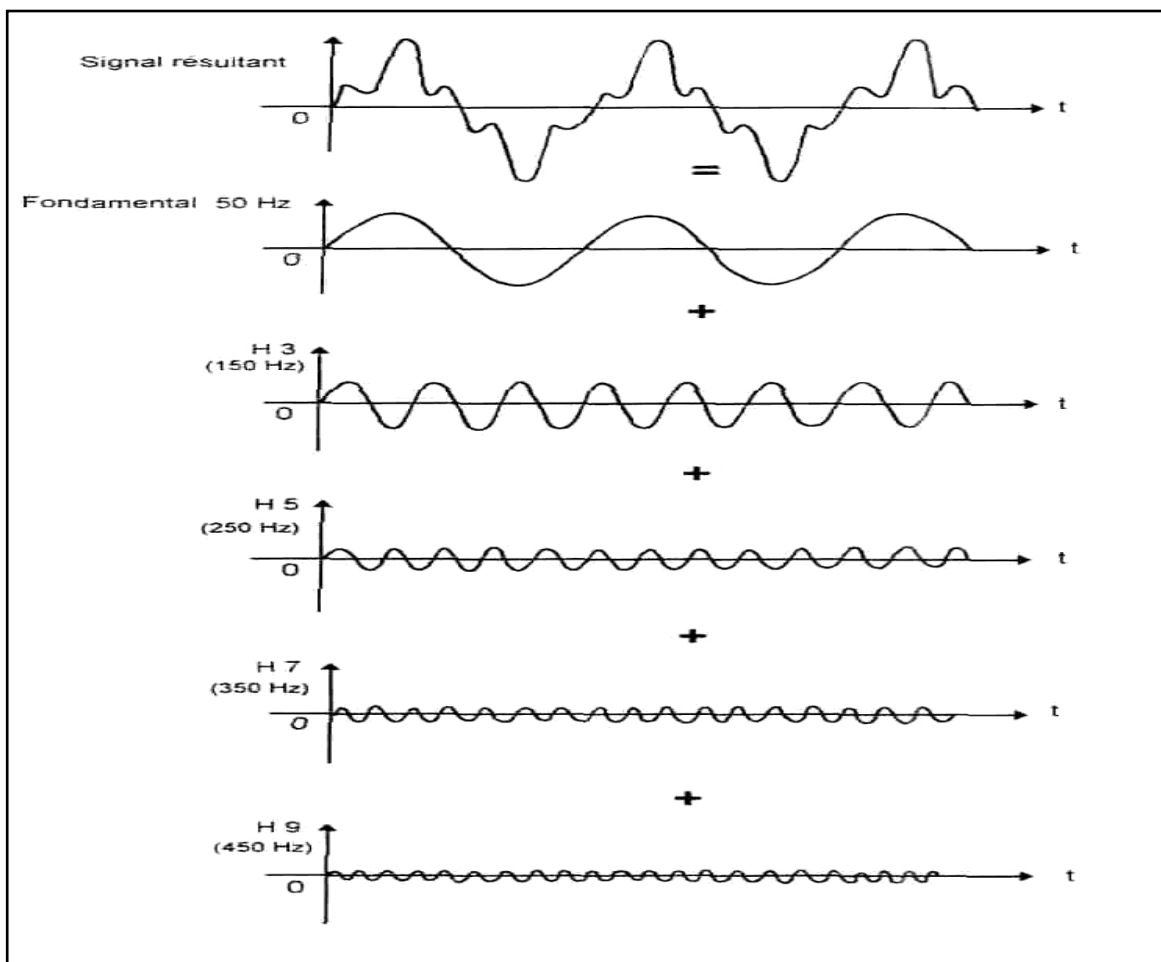


Fig. I.2. Représente la décomposition d'un signal périodique [19]

I.2.4 Mode de représentation: Le spectre en fréquence

Une représentation essentielle pour les harmoniques c'est le spectre en fréquence. Il s'agit d'un moyen graphique très pratique pour apprécier les harmoniques en présence. Le spectre est un histogramme fournissant l'amplitude de chaque harmonique en fonction de son rang.

Ce mode de représentation est également appelé analyse spectrale. L'examen du spectre permet d'apprécier à la fois quels sont les harmoniques en présence et leur importance respective [28].

La figure (I.3) représente le spectre du signal:

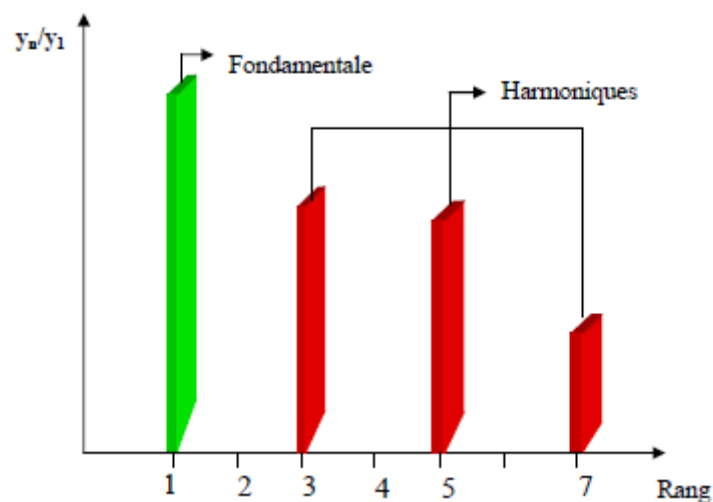


Fig. I.3.Représentation spectrale d'un signal périodique[16]

I.3 Origine des harmoniques

La multiplication des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques, a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires qui absorbent des courant riches en harmoniques [24].

Les récepteurs ou charges non linéaires absorbent des courants riches en harmoniques. Ces principaux récepteurs sont [21] :

- Chargeurs de batterie.
- Variateurs de vitesse pour les moteurs asynchrone et moteurs à courant continu.
- Démarreurs électroniques.
- Redresseurs, Chargeurs d'onduleurs.
- Four à arc, four à induction.

- Appareils domestiques : téléviseurs, magnétoscopes, lampes à décharge.
- Gradateurs de lumière, de chauffage.
- Micro-informatique : alimentation à découpage (PC, modems, imprimantes,...)
- Inductances saturables.

Le tableau (I.1) montre quelques exemples de charges non linéaires fréquemment utiliser dans le réseau électrique [22][2].

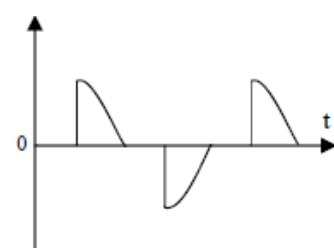
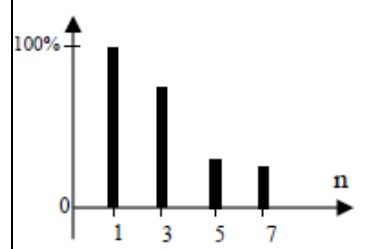
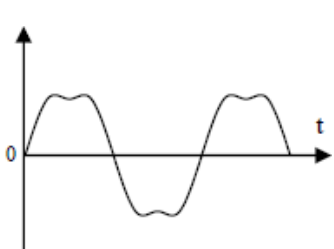
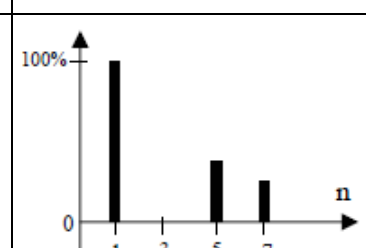
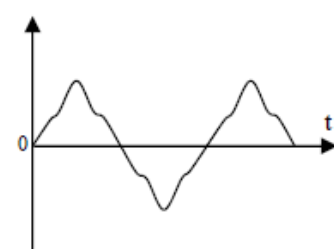
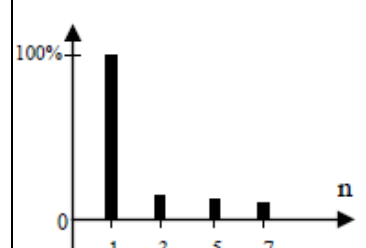
Type de charge	Appareils concernés	Courant absorbé	Spectre harmonique Correspondant
- Gradateurs monophasé (commande par angle de phase).	- Régulation de puissance de fours à résistances, - Modulation de puissance des lampes halogènes.		
- Redresseur triphasé à thyristors.	- Variateur de vitesse des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

Tableau. I.2.Exemples de charges polluantes

I.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 [21].

I.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 d'un téléphone. La précision des appareils de mesure est également affectée par la présence d'harmoniques [23].

I.4.2 Les effets à long terme

- Une surcharge en courant provoque des échauffements supplémentaires donc un vieillissement prématuré des équipements.
- Echauffement des sources: transformateurs, alternateurs (par augmentation des pertes Joule, des pertes fer.....).
- Fatigue mécanique (couples pulsatoires dans les machines asynchrones.....).
- Echauffement des récepteurs: des conducteurs de phases et du neutre par augmentation des pertes Joule et diélectriques.
- Destruction de matériels (condensateurs, disjoncteurs...).
- Rayonnement électromagnétique perturbant les écrans (micro-ordinateurs, appareils de laboratoire.....).

Le tableau ci-dessous résume l'ensemble des matérielle électrique perturbés par la pollution harmonique [19][7].

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 aboutissant 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.3.Effets harmoniques surs quelques matériels

I.5 Caractérisation des perturbations harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour caractériser la distorsion en régime de forme. Le taux global de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive [6].

- **Le taux de distorsion harmoniques**

Étude se limite au cas où la source de tension est sinusoïdale et où le courant absorbé par la charge est entaché de composantes harmoniques. Dans ces conditions, le taux global de distorsion harmonique est bien adapté pour quantifier le degré de pollution harmonique sur les

réseaux électriques. Le THD s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformé. Il est donné par l'expression suivante

$$THD(\%) = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n I_{ci}^2}{I_{c1}^2}} \quad (I.2)$$

Avec I_{c1} la valeur efficace du courant fondamental et I_{ci} les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant.

- **Le facteur de distorsion**

Le facteur de distorsion noté F_{dis} donné par l'équation (I.2) nous renseigne sur la puissance déformante engendrée par les harmoniques, voir l'équation (I.3).

$$F_{dis} = I_{c1} / I_c \quad (I.3)$$

I_{c1} : La valeur efficace du courant fondamental de charge.

I_c : La valeur efficace du courant de charge.

Le facteur de distorsion F_{dis} vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît [22].

- **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 :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (I.4)$$

La puissance réactive Q est associée au courant fondamental. La puissance déformante D est due aux harmoniques de courant avec :

$$D = 3E \sqrt{I_c^2 - I_{c1}^2} \quad (I.5)$$

Où I_c est la valeur efficace du courant de la charge. Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance FP est égal au quotient de la puissance active P par la puissance apparente S :

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

Le facteur de puissance sera toujours inférieur à 1, en posant:

$$p = V_{eff} I_{1,eff} \cos(\varphi) \quad (\text{I.7})$$

On aura

$$FP = I_{c1} / I_c \cos \varphi \quad (\text{I.8})$$

I.6 Solutions de dépollution harmoniques des réseaux électriques

On peut regrouper les solutions visant à réduire les perturbations harmoniques en deux groupes : les solutions traditionnelles et les solutions modernes. et 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 [24].

On distingue les techniques suivantes:

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

I.6.1 Solutions traditionnelles

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation [21].

I.6.1.1 Compensation de la puissance réactive

La puissance réactive est majoritairement consommée par les moteurs asynchrones et plus récemment par des dispositifs à base d'électronique de puissance. Différentes méthodes de compensation sont utilisées pour relever le facteur de puissance. La plus simple consiste à placer des batteries de condensateurs en parallèle avec le réseau. L'inconvénient de cette method reside dans le fait que la puissance réactive fournie par les condensateurs est constante et qu'elle ne s'adapte pas à l'évolution du besoin [2] [22].

I.6.1.2 Compensation des courants harmoniques

Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques [1] [21] :

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

I.6.1.2.1. Filtrage passif

Le filtrage passif se fait par la mise en parallèle avec l'impédance du réseau d'un circuit de très faible impédance devant l'impédance du réseau à la fréquence de l'harmonique que l'on veut éliminer, le courant choisit le chemin le moins résistant et de ce fait l'harmonique pour le quel le filtre a été dimensionné, sera dévié à travers ce dernier. Le facteur de qualité, le rapport de la résistance ou de la capacitance résonante par rapport à la résistance du filtre, que détermine la précision de l'accorde doit être assez élevé, supérieur à 50, toutefois la bande passante étant inversement proportionnel au facteur de qualité, de forte valeur de ce dernier peut être gênante dans le cas d'un filtre même légèrement désaccordé [2] .

Des filtres passifs dit amortis peuvent aussi être aussi utilisés. Ils sont conçus de telle sorte à filtrer une plage de fréquence, ils sont généralement utilisés avec un faible facteur de résonance car pour ce genre de filtres, ce facteur de qualité est défini comme le rapport de la résistance sur la réactance.

On distinguera deux types de filtres assurant la limitation des tensions harmoniques :

- Le filtre résonant (ou filtre de type shunt).
- Le filtre amorti.

a) Filtre résonant

Le filtre résonant (ou filtre shunt) est composé d'une inductance L en série avec un condensateur C .

Les valeurs d'inductance L et de capacité C sont calculées à la fréquence de résonance correspondant à la fréquence de l'harmonique à éliminer. Lorsque l'on souhaite réaliser le filtrage d'un signal déformé entaché par plusieurs courants harmoniques, il est nécessaire de prévoir un ensemble de filtres où chacun d'entre eux agit sur le rang harmonique à éliminer (Figure I.4).

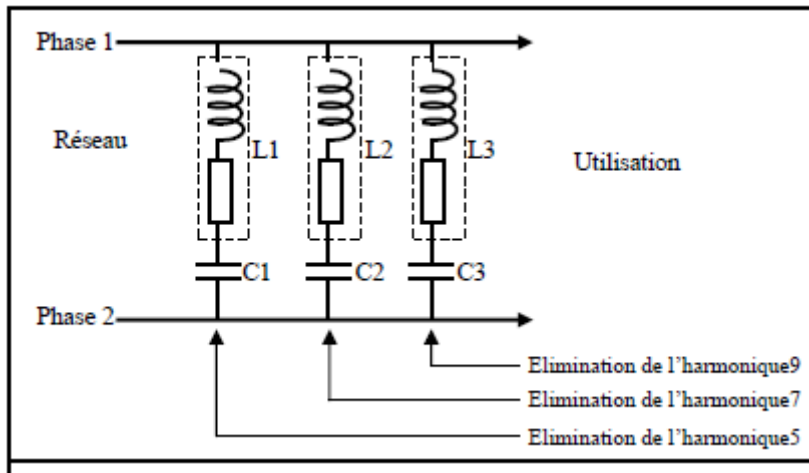


Fig. I.4.Schéma d'un filtre résonant [2]

b) Filtre amorti

Le filtre amorti est constitué d'une structure identique au filtre résonant, avec en supplément, une résistance R branchée en parallèle sur l'inductance (Figure I.5).

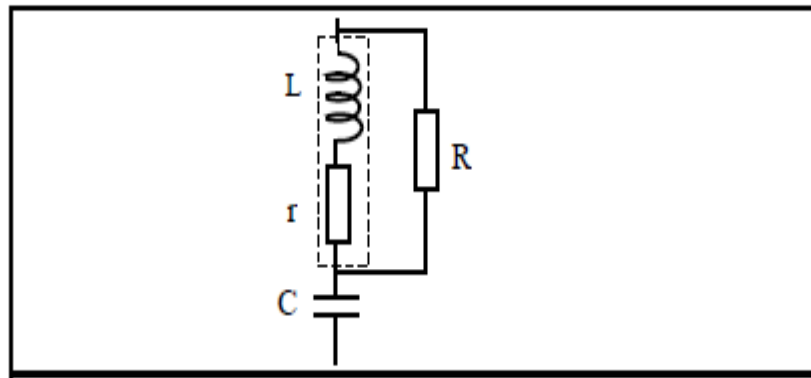


Fig. I.5.Schéma d'un filtre amorti [2]

Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive. Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients [6] :

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

I.6.2 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 [21].

I.6.2.1 Filtres actifs

Les filtres actifs sont méthode de solution de dépollution adoptée dans le réseau électriques L'utilisation des filtres actifs contribue à la minimisation des harmoniques survenant dans les réseaux de distribution de l'énergie électrique, causés par la connexion des charges non linéaires (les plus courantes sont les démarreurs électroniques des moteurs, les variateurs électroniques de vitesse, et autres dispositifs électroniques, les postes à souder et les alimentations sans interruption). Fournir de l'énergie réactive à la charge, donc la source ne produite que de la puissance active.

Le principe est d'injecter dans le réseau un signal harmonique, courant ou tension selon ce qu'on veut compenser. identique à celui existant sur ce dernier mais ayant une phase opposée, ainsi ils s'annuleront par superposition. Selon la façon dont il est connecté au réseau, on parle alors d'un filtre actif parallèle ou série [5].

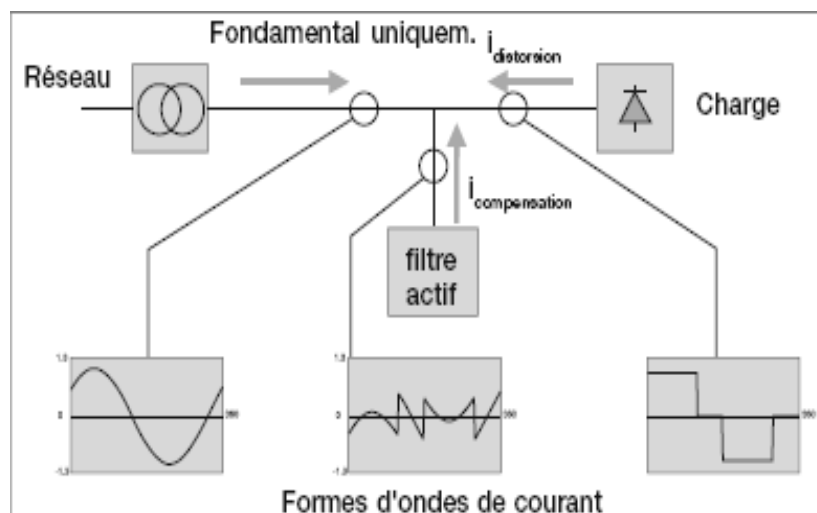


Fig. I.6.Schéma de principe d'un filtre actif [7]

I.6.2.1.1 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 [25].

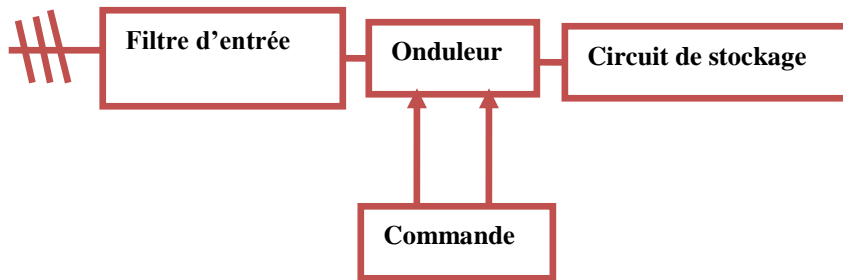


Fig. I.7.structure générale d'un filtre actif [25]

I.6.2.1.2 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 [1].

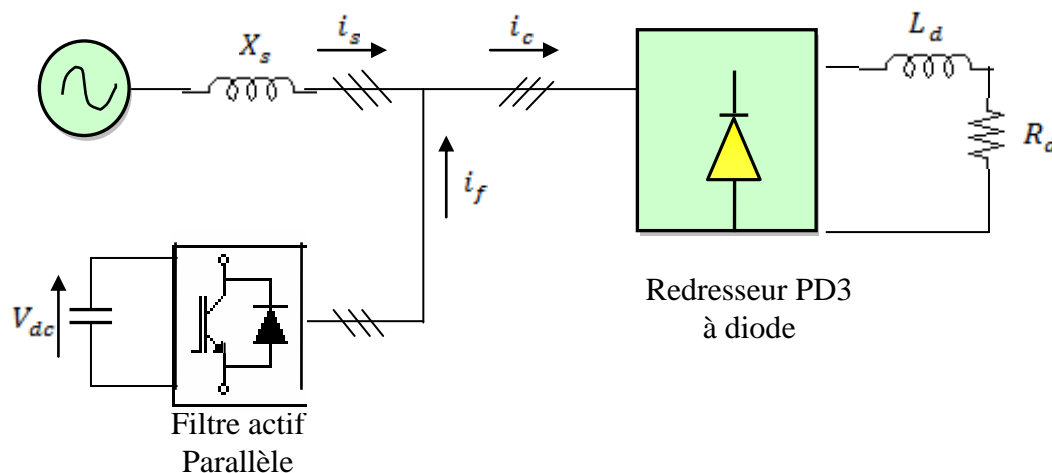


Fig. I.8.Filtre actif parallèle [29]

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 [23].

$$I_{ch} = I_s + I_h \quad (I.9)$$

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 [22]:

a) 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 [5][22].

b) 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[22].

I.6.2.1.3 Le filtre actif série (F.A.S)

C'est une solution pour protéger les charges sensibles contre les perturbations de tension du réseau électrique. Donc l'objectif pour le premier cas est de jouer le rôle d'une source de tension qui fournit la tension harmonique tel que, additionnée à la tension réseau, le résultat sera sinusoïdal [25], et pour le deuxième cas il se comporte comme une impédance infinie aux fréquences harmoniques et comme une impédance nulle à la fréquence fondamentale dont le rôle d'isolateur qui empêche les courants harmoniques de remonter vers le réseau [5] [1].

L'opération principale de ce dispositif qui est destiné à protéger les installations sensibles aux perturbations réseau : surtension.

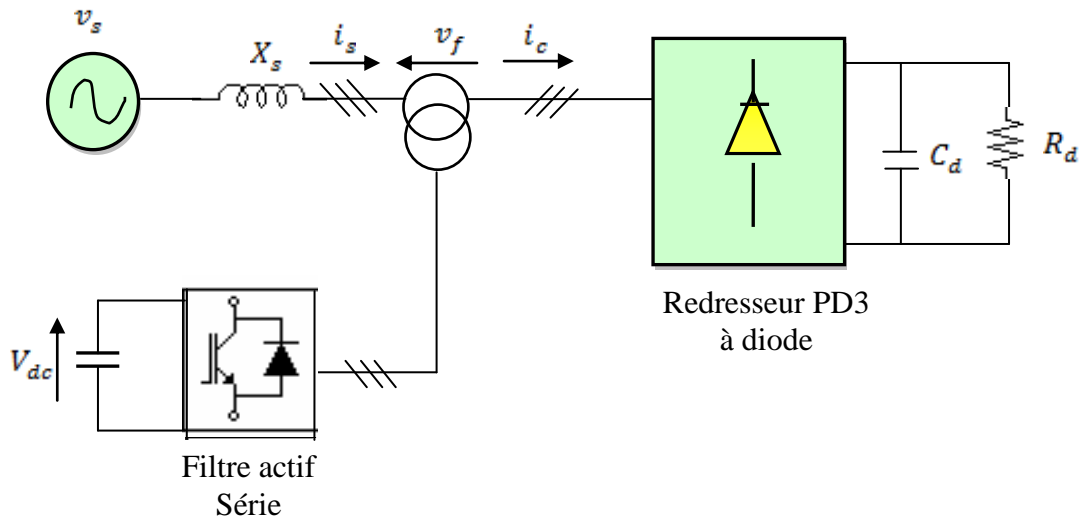


Fig. I.9. Filtre actif série [29]

I.6.2.1.4 Association d'un filtre actif série et parallèle

La combinaison parallèle-série actifs, 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, la combinaison parallèle-série actifs assure un courant et une tension sinusoïdaux du réseau électrique à partir d'un courant et d'une tension perturbés de celui-ci [1].

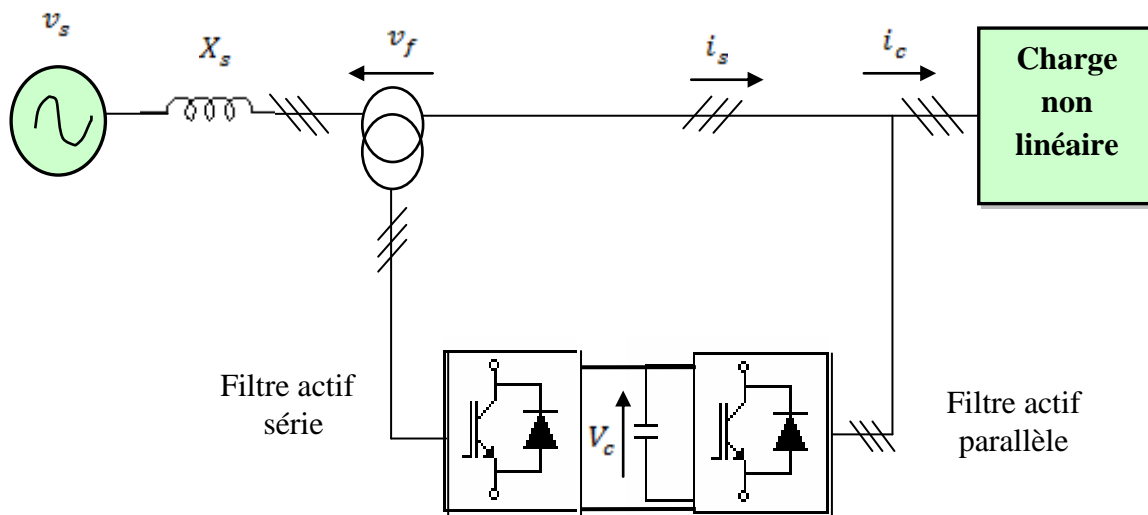


Fig. I.10. Conditionneur universel de la qualité d'onde [29]

I.6.2.2 filtrage hybride

Également, il y a l'association d'un filtre actif avec un filtre passif que l'on appelle filtre hybride. Le rôle du filtre actif est de maintenir et d'améliorer les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau, tandis que le filtre passif s'occupe de la compensation d'une bonne partie des harmoniques [23].

Au cours cette étude, nous avons choisi un réseau simplifié constitué d'une source triphasée (le poste de distribution) connecté a un redresseur triphasé tout diodes alimentant a une charge passive (R-L). L'ensemble convertisseur-charge est assimilable à une source de courants harmoniques [26].

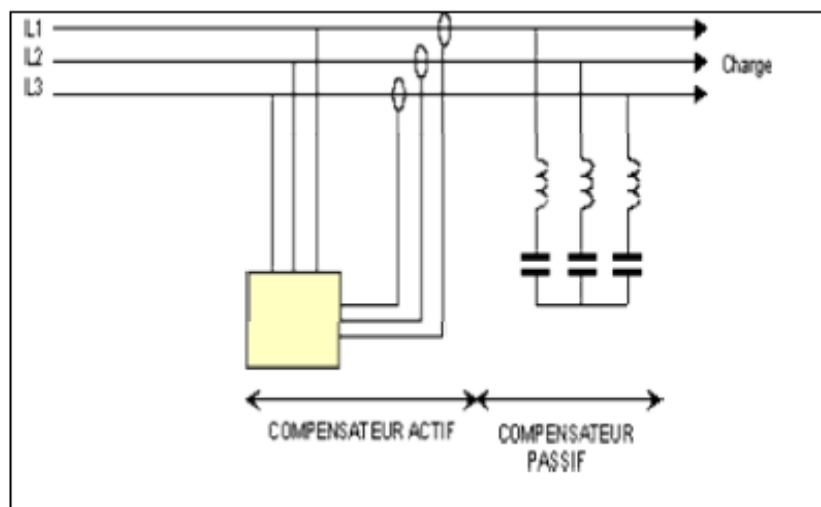


Fig. I.11.présente la structure de filtre hybride [26]

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

- Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.
- Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.
- Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles [1][5].

I.6.2.2.1 Association d'un filtre actif série avec un filtre passif parallèle

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 [14].

Cette configuration permet d'une part de minimiser la puissance du filtre actif car une grande partie des courants harmoniques est absorbée par les filtres passifs et d'autre part d'améliorer les performances des filtres passifs. Il réduit ainsi les risques d'anti-résonance entre les éléments du filtre passif et l'impédance du réseau [32].

Comme le montre la Figure (I.12) [1].

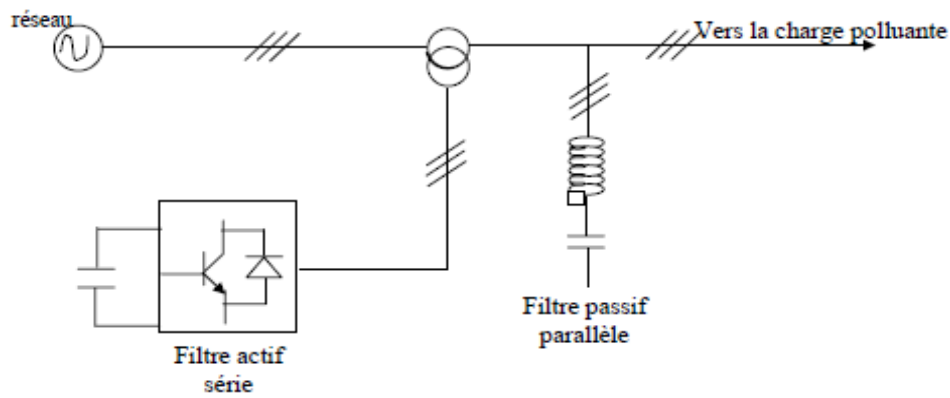


Fig. I.12. Filtre actif série et filtre passif parallèle [5]

I.6.2.2.2 Association d'un filtre actif parallèle et un filtre passif

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en Figure(I.13), est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif parallèle. Ce type de filtrage a déjà été appliqué à la compensation des courants harmoniques émis par un cycloconvertisseur de forte puissance.

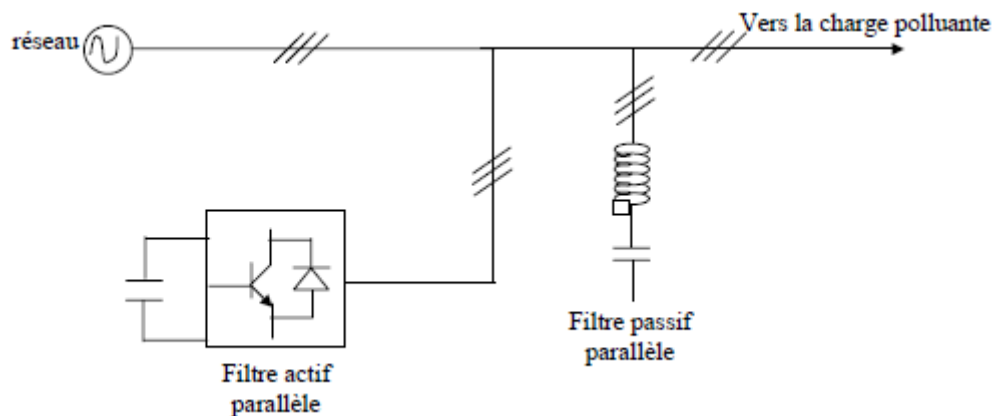


Fig. I.13. Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle [5]

I.6.2.2.3 Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en Figure(I.14), est le même que le précédent avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série c'est à dire la puissance de ce filtre est plus faible que celle du filtre hybride car le courant qui le traverse est moins important. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court circuit de la charge [5][1].

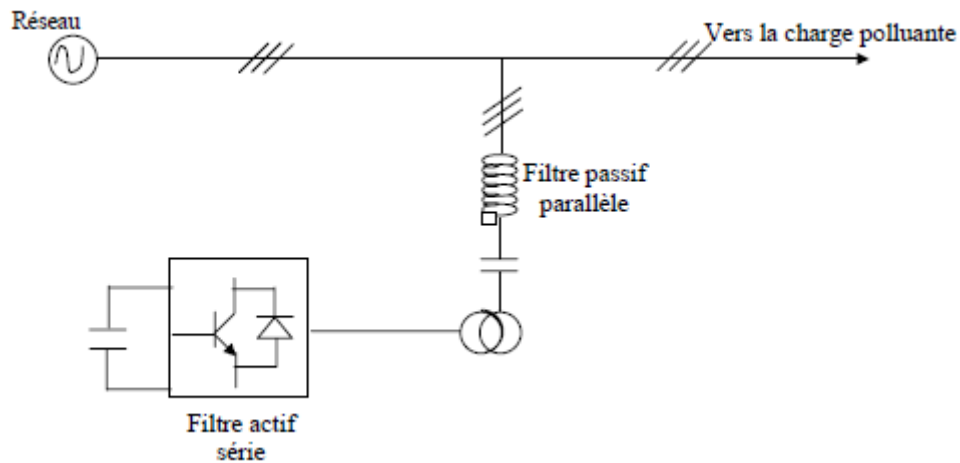


Fig. I.14. Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle [5]

I.6.3 Comparaison générale entre le filtre passif, filtre actif

Le Tableau (I.3) fournit une comparaison entre les deux types de filtrage (passif et actif) [29].

	Filtre passif	Filtre actif
Action sur les courants Harmoniques	Nécessite un filtre pour chaque fréquence (encombrant)	Agit simultanément sur plusieurs fréquences
Influence d'une variation de fréquence	Efficacité réduit	Aucune conséquence
Influence de la variation de l'impédance	Risque de résonance	Aucune conséquence
Influence d'une augmentation de courant	Risque de surcharge et de détérioration	Aucun risque de surcharge, mais efficacité diminuée
Ajout de matériel (augmentation de charge)	Nécessite des modifications sur le filtre, dans certains cas	Aucun problème
Action sur les harmoniques suivant leur ordre	Très difficile	Possible, grâce au paramétrage
Encombrement	Important	Faible
Modification de la fréquence fondamentale	Modification impossible	Possible, grâce à la reconfiguration
Compensation dans les réseaux haute puissance	Possible	Possible mais avec coût élevé
Compensation de puissance réactive	Possible	Possible, mais à coût plus élevé que pour le filtre passif.

Tableau. I.4. Comparaison entre le filtre actif et le filtre passif [29]

I.7 Conclusion

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

Nous avons 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 .

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) [33].

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 [7].

Soit le montage

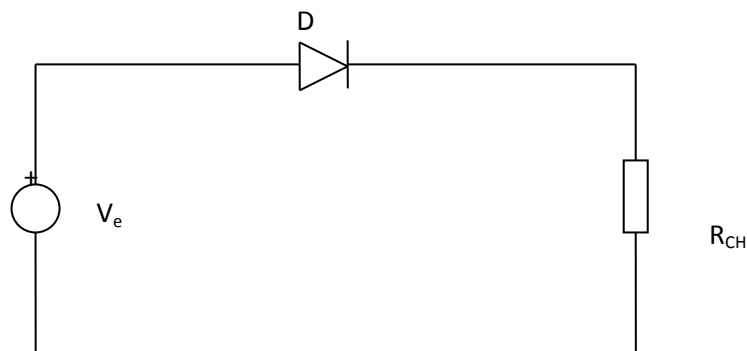


Fig. II.1.Redresseur monophasé [7]

Courbes obtenues

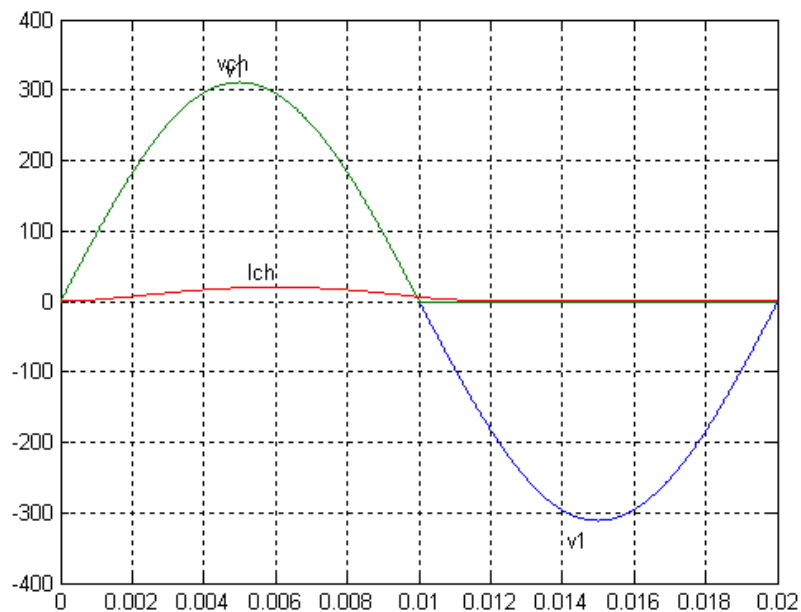


Fig. II.2.signal d'un redresseur monophasé [7]

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 [7][24].

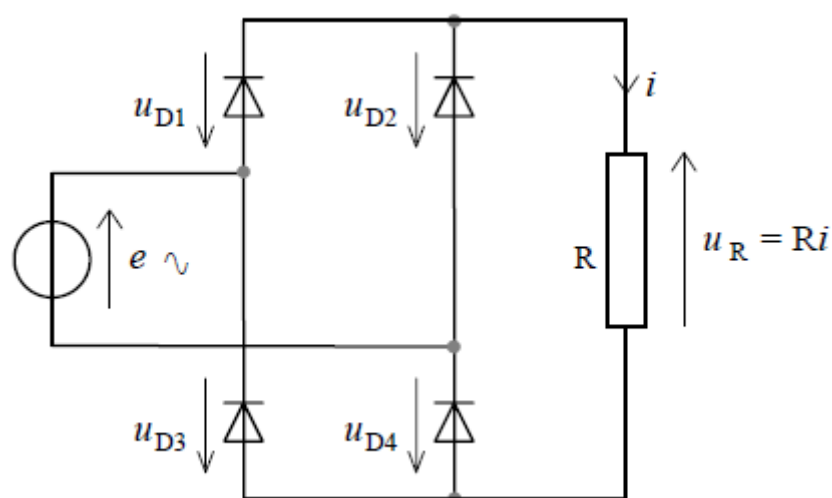


Fig. II.3.Redresseur de Graetz a diode

Courbes obtenues

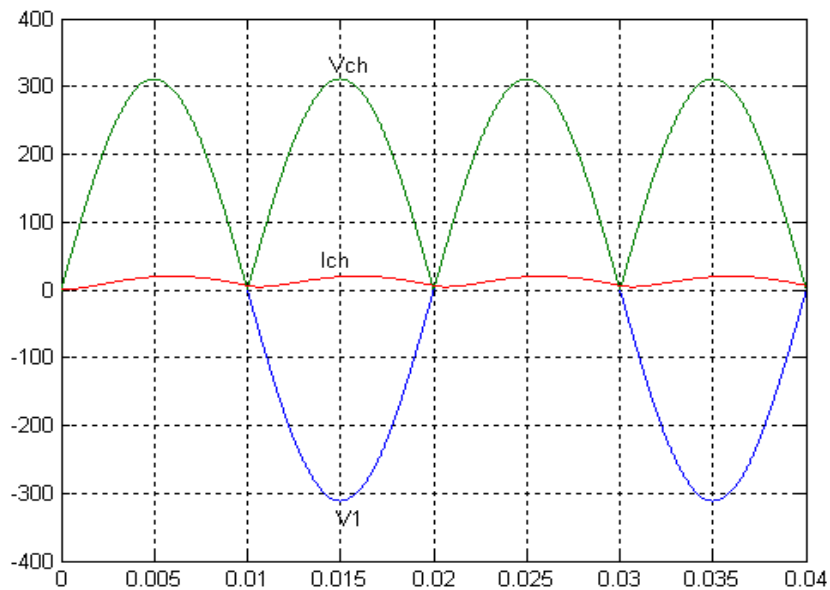


Fig. II.4. La tension ou borne de la charge [7]

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 [7][24].

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

$$V_{e^-} = -V_e$$

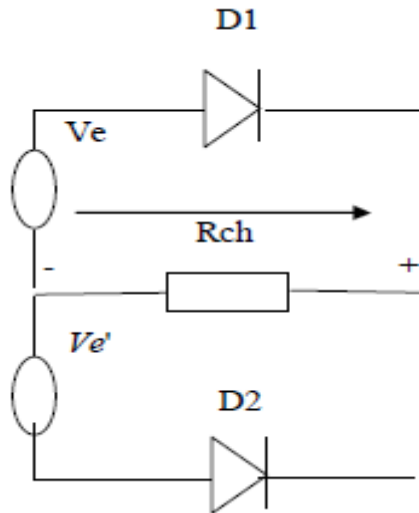


Fig. II.5.Redresseur à point milieu [24]

II.2.2 Redresseur a diodes triphasées

Nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées, schématisé par la Figure (II.7).

Les tensions simples des réseaux triphasés équilibrés directs sont [26][16] :

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

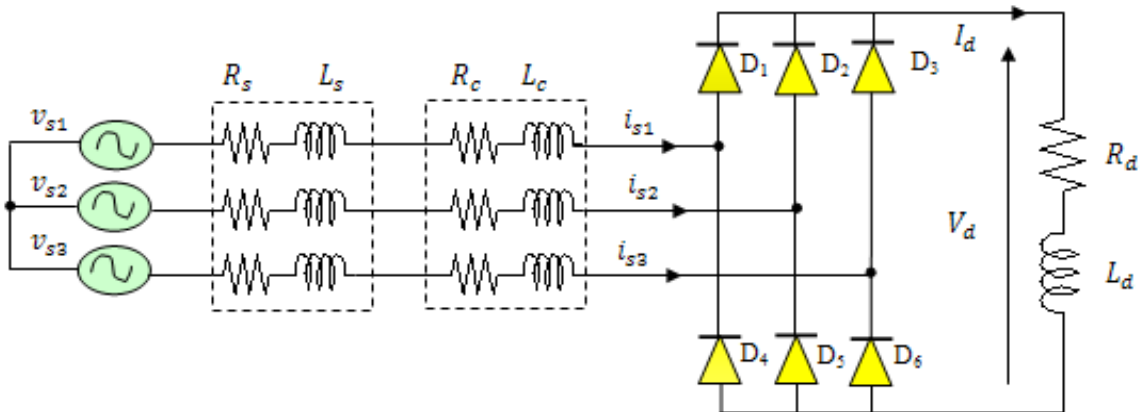


Fig. II.6.Redresseur triphasé a diode [29]

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 [16] :

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

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 :

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

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

$$V_3 \text{ Plus positive} \Rightarrow V D_3 > 0 \Rightarrow D_3 \text{ passant}$$

$$\Rightarrow U_d^+ = V_3$$

$$V_2 \text{ Plus négative} \Rightarrow V D'_2 > 0 \Rightarrow D'_2 \text{ passant}$$

$$\Rightarrow U_d^- = V_2$$

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

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

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

$$V_1 \text{ Plus positive} \Rightarrow D_1 \text{ conduit} \Rightarrow U_d^+ = V_1$$

$$V_2 \text{ Plus négative} \Rightarrow D'_2 \text{ conduit } U_d^- = V_2$$

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

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

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

$$Ud^+ = V_1$$

$$Ud^- = V_3$$

Donc
$$\begin{aligned} Ud &= Ud^+ - Ud^- = V_1 - V_3 \\ Ud &= \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi) = U_{13} \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

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

$$Ud^+ = V_2$$

$$Ud^- = V_3$$

Donc
$$\begin{aligned} Ud &= \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi) \\ Ud &= Ud^+ - Ud^- = V_2 - V_3 = U_{23} \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

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

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

$$V_1 \text{ plus négatif} \Rightarrow D'_1 \text{ Conduit} \Rightarrow Ud^- = V_1$$

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

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

$$Ud^+ = V_3$$

$$Ud^- = V_1$$

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

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

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

$$V_2 \text{ plus négatif} \Rightarrow D'_2 \text{ conduit} \Rightarrow Ud^- = V_2$$

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

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

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

$$I_{s1} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{q}} \tag{II.23}$$

Courbes obtenues

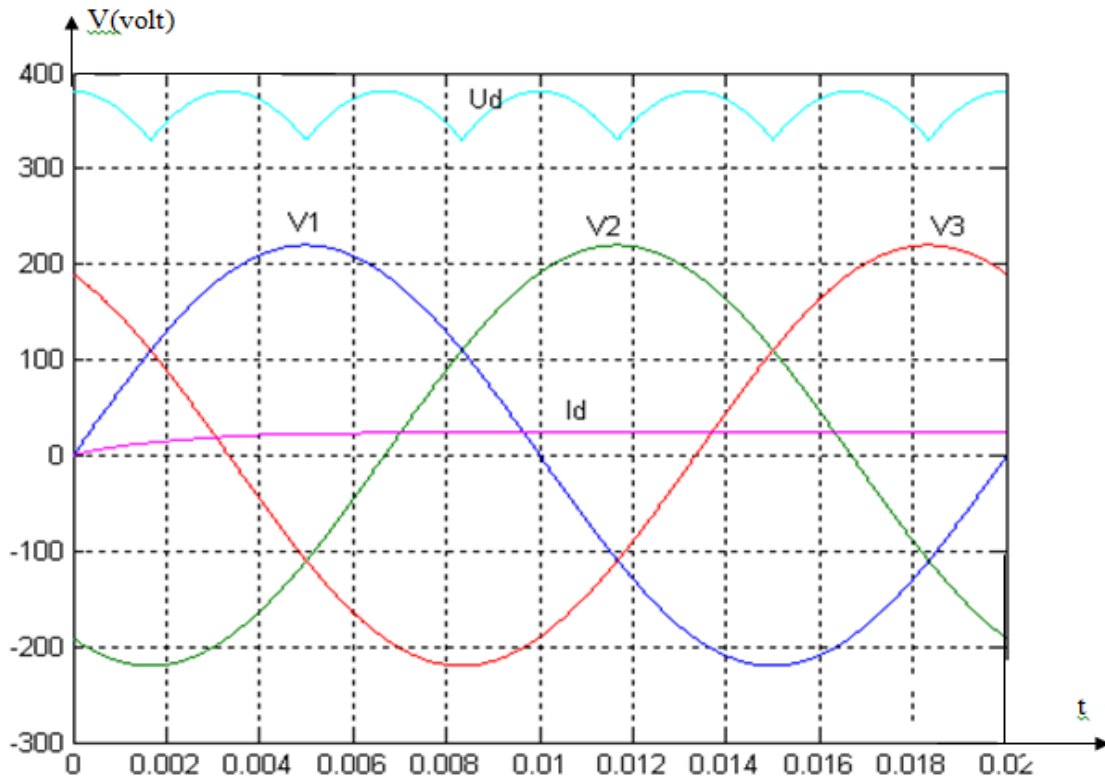


Fig. II.7. signal redresseur triphasé [7]

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

Un réseau alimentant un montage redresseur fournit à celui-ci courant presque rectangulaire[16][7].

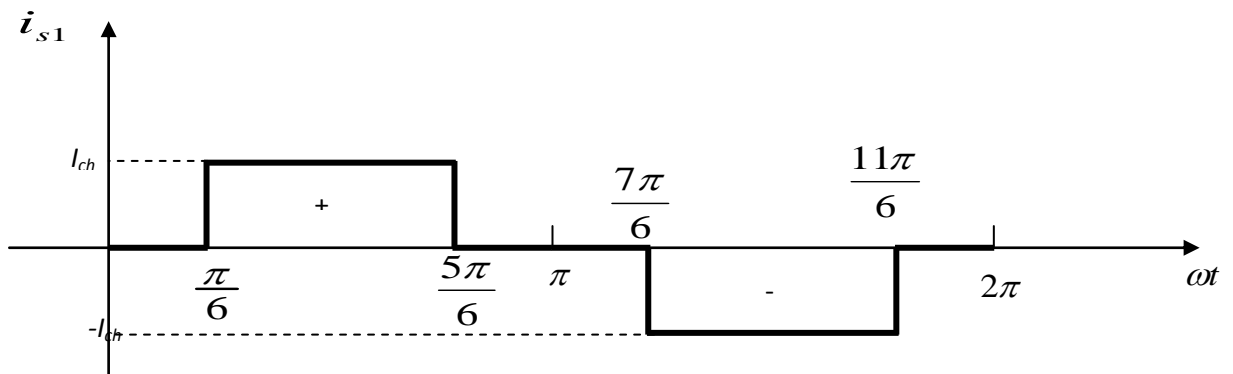


Fig. II.8. La forme rectangulaire de courant d'entrée de pont a diodes [16]

On peut appliqué le théorème de fourrier :

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

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

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

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

$I_a(t)$ 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:

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

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

$$(\text{II.36})$$

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

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 est

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

II.3.3 La valeur efficace de courant fondamental

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

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

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

II.3.4 La valeur efficace de courant harmoniques

$$I_{heff} = I_{eef} - I_{1eef} \quad (\text{II.42})$$

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

$$I_{heff} = 0.03I_d \cdot [17]$$

II.4 Conclusion

Nous avons cité dans le chapitre I que le courant absorbé par la charge polluante est composé d'un fondamental et d'harmoniques, à cause de ce dernier, il existe plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution. La solution classique à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

Après l'étude des équations des courants et des tensions du redresseur à diodes on passe au troisième chapitre pour expliquer et étudier les méthodes d'identifications du courant harmonique et spécifiquement la méthode P-Q.

Chapitre III. Identification des courants harmoniques

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 [2].

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

III.2 Principe du filtrage actif parallèle

Le principe du filtrage actif parallèle des harmoniques consiste à connecter en parallèle avec la charge non linéaire, une autre source d'énergie capable d'injecter, via un pont d'onduleur, un courant au point de connexion commun des usagers du réseau. Le courant injecté i_f doit être égal en amplitude et en opposition de phase avec la composante à éliminer du courant de la charge i_{ch} , de telle sorte le courant du réseau i_s doit être sinusoïdal. La Figure(III.1) illustre le principe de connexion d'un filtre actif parallèle. Les allures des courants illustrent un filtrage de toutes les harmoniques présentes dans le courant de la charge. L'absence de l'allure de la tension de la source nous empêche de comprendre s'il s'agit d'un filtrage avec correction du facteur de puissance ou non [29].

III.4 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.4.1 Méthodes du domaine fréquentiel

Les méthodes du domaine fréquentiel utilisent l'analyse de Fourier (la transformée discrète, la transformée rapide, la transformée discrète récursive, etc.) pour identifier les harmoniques de courant. Ces méthodes sont bien adaptées aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Par ailleurs, elles ont l'avantage d'identifier les harmoniques individuellement : elles permettent donc une compensation sélective [2].

Néanmoins, les inconvénients les plus importants de ces méthodes sont des résultats moyens en régime transitoire et un volume de calcul et une allocation de mémoire très considérables

III.4.2 Méthodes du domaine temporel

Les algorithmes de compensation dans le domaine temporel sont basés sur la détermination instantanée des grandeurs de compensation des courants/tensions harmoniques. Fondamentalement, les différents schémas proposés essayent d'inclure la composante réactive afin d'éliminer les courants harmoniques et de corriger le facteur de puissance [14].

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 du reste des harmoniques par filtrage. Les méthodes les plus importantes sont [31] :

- La théorie P-Q de la puissance instantanée.
- Algorithme du Repère de Référence Synchronisé (SRF).
- Algorithme de la détection synchronisée (SDA) [3],
- Algorithme Fryze-Bucholz Depenbanck (FBD)[3],
- La méthode sinusoïdale Généralisée de Fryze (SGF)[1],
- La méthode basée sur le courant actif [1],
- La méthode tri-monophasée.
- La méthode basée sur la régulation de la tension continue.

III.4.3 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 [2].

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 [2].

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 [2].

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 [2].

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 déséquilibrée 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 [2]

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.

D'après ces comparaisons (Tableau. III.1) on va opter à l'utilisation de la méthode P-Q pour l'identification des courants harmoniques pour la commande du filtre actif.

III.5 Méthode des 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) :

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

La première étape de l'identification consiste à transformer les courants et les tensions du repère triphasé (a, b, c) vers le repère diphasé (α , β). Cette transformation, appelée Transformation de Concordia Directe (TCD), permet essentiellement de réduire les contraintes de calcul [18].

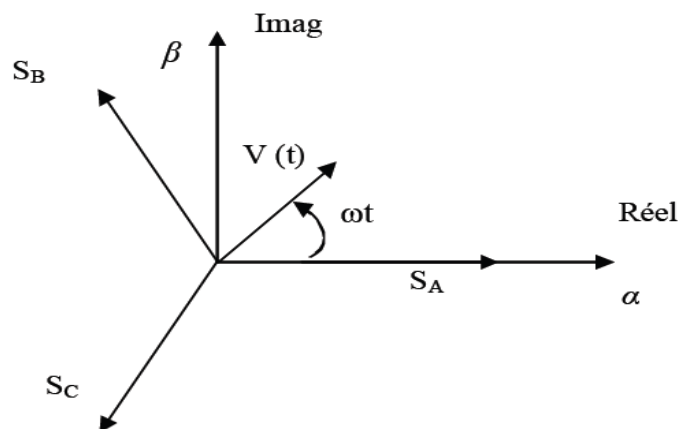


Fig. III.2. Diagramme de transformation du référentiel $a-b-c$ au référentiel $\alpha-\beta$

La transformation α - β -0 triphasée permet d'écrire la relation des tensions suivant [15][16].

$$\begin{bmatrix} V\alpha \\ V\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Et la relation des courants ci-dessous

$$\begin{bmatrix} I\alpha \\ I\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ia \\ Ib \\ Ic \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Les puissances réelle et imaginaire instantanées, notées respectivement P et q, sont définies par la relation matricielle suivante [17] :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V\alpha & V\beta \\ -V\beta & V\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i\alpha \\ i\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

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 :

$$\begin{cases} P(t) = V_{S1} I_{S1} + V_{S2} I_{S2} + V_{S3} I_{S3} = P(t) + P_0(t) \\ P(t) = V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta \quad ; \quad P_0(t) = V_0 I_0 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

$P_0(t)$: la puissance homolaire 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 suivante [16][1] :

$$q(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [(\nu_{S1} - \nu_{S2}) I_{S3} + (\nu_{S2} - \nu_{S3}) I_{S1} + (\nu_{S3} - \nu_{S1}) I_{S2}] = \nu_{\alpha} \cdot I_{\beta} - \nu_{\beta} \cdot I_{\alpha} \quad (\text{III.6})$$

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.

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

- \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.5.1 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 ou filtre passe bas.

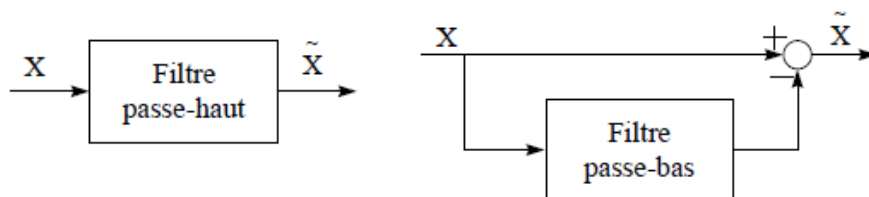


Fig. III.3. Schéma représentant le principe de séparation des puissances ($x = p$ ou q)

III.5.2 Calcul des courants perturbateurs

En inversant la relation (III.4), nous pouvons recalculer les courants dans le repère $(\alpha-\beta)$ comme le montre l'équation (II.8).

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{\alpha} & -V_{\beta} \\ V_{\beta} & V_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

repère (α - β) en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Ceci conduit à [1]:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Courant actif

Courant réactif

Courant harmonique

Avec $\Delta = V_\alpha^2 + V_\beta^2$, 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 :

$$\begin{bmatrix} i_{1h} \\ i_{2h} \\ i_{3h} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

$$\begin{bmatrix} i_{1h} \\ i_{2h} \\ i_{3h} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

III.6 Algorithme d'identification

Le schéma de la figure (III.4) illustre les différentes étapes permettant l'obtention des composantes harmoniques du courant d'une charge non linéaire [2].

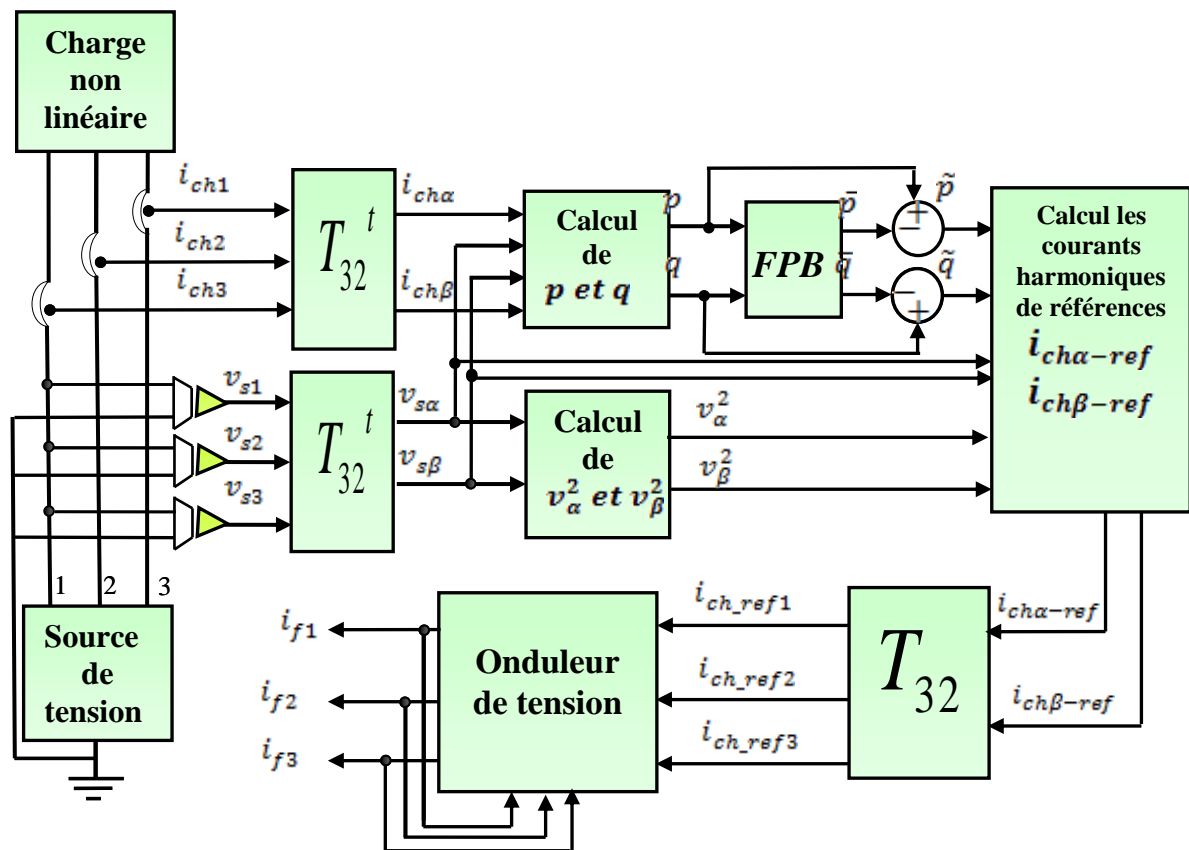


Fig. III.4. Diagramme de blocs de génération des courants harmoniques de référence selon la théorie pq [29]

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié une méthode d'identification des courants harmoniques et son application à la détermination des courants harmoniques de référence que doit générer le filtre actif. On a aussi présenté l'algorithme du filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive.

On a cité en suite d'autres méthodes utilisées pour l'identification des courants harmoniques. On peut conclure que la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées est une méthode très simple à mettre en oeuvre et conduit à de très bons résultats. Elle permet facilement, le passage d'un calcul des puissances active et réactive instantanées à la détermination des composantes harmoniques du courant de charge. Les résultats de simulation obtenus montrent la validité de la méthode de l'identification utilisée.

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, cela ne peut se faire que grâce à une stratégie de commande adéquate qui permet de fournir une consigne correspondant aux composantes (courant ou tension) de même amplitude mais en opposition de phase.

Les trois principales familles de commande des convertisseurs statiques sont [1]:

- 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 MLI vectorielle.

IV.2 Commande du filtre actif

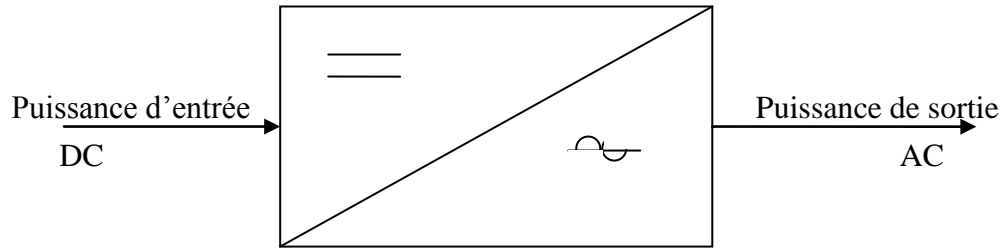
Les performances du filtre actif et notamment la diminution du THD du courant de source sont certes liées aux performances de la génération des références de courants harmoniques, mais dépendent également de la stratégie de commande de l'onduleur de tension (poursuite des références de courant). Deux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

- La commande dite directe dont le Principe est basé sur la comparaison du courant de référence i_f^* avec le courant réel i_f injecté par le filtre actif;
- La commande dite indirecte pour laquelle le courant de référence i_f^* est comparé avec le courant de source i_s [30].

IV.2.1 Définition d'un onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant le convertisseur continu –alternatif, alimenté en continu, il modifie la façon périodique les connections entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir d'alternatif à la sortie.

Dans un onduleur non autonome (ou assisté) relie à un réseau alternatif, c'est celui-ci qui imposé la fréquence dans les onduleurs autonomes, [19]



Convertisseur continu (DC)-alternatif (AC)

Fig. IV.1.Schéma de principe de l'onduleur [13]

IV.2.2 Propriété de l'onduleur

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et de récepteur entre les quels il est monté.

Cela conduit à distinguer :

- Les onduleurs de tension alimentés par une source de tension continue.
- Les onduleurs de courant alimenté par une source de courant continue.

La nature de la source est définie au point de vue des commutations. La nature de la source de tension continue imposée celle du récepteur de courant alternatif .un onduleur de courant alimente un récepteur de tension [19].

IV.3 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).

L'objectif de la commande, que se soit à MLI 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 [2].

IV.3.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence (i_f^*) et le courant produit par l'onduleur (i_f). L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de la mise en oeuvre, le schéma du principe est donné par la Figure (IV.2) En revanche, les commutations évoluant librement à l'intérieur de bande d'hystérésis, on ne peut maîtriser correctement le spectre haut fréquence dû aux fréquences de commutations[29].

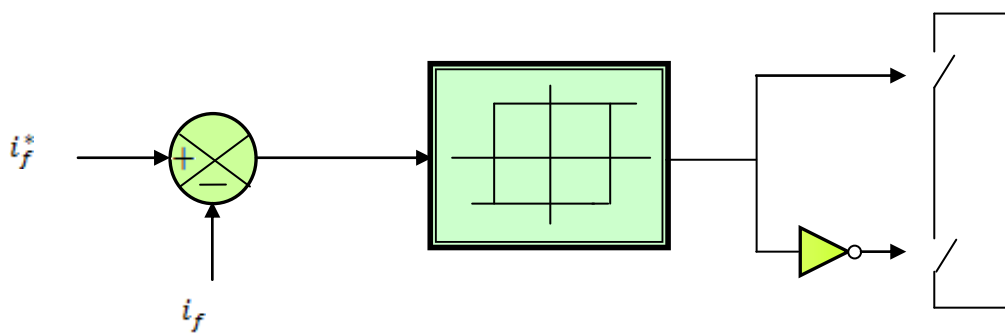


Fig. IV.2.Principe de commande des courants par hystérésis [29]

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 [5].

IV.3.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La méthode de la MLI à porteuse triangulaire, compare l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixées. L'erreur passe par un correcteur avant d'être comparée avec la porteuse triangulaire [6].

En triphasé, trois références sinusoïdales déphasés de $2\pi/3$ à la même fréquence f_s . Comme à la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité du

courant ne le soit pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seules responsables des parasites ce qui engendre des pertes supplémentaires [7].

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.

Le schéma de principe est donné par la Figure (IV.3).

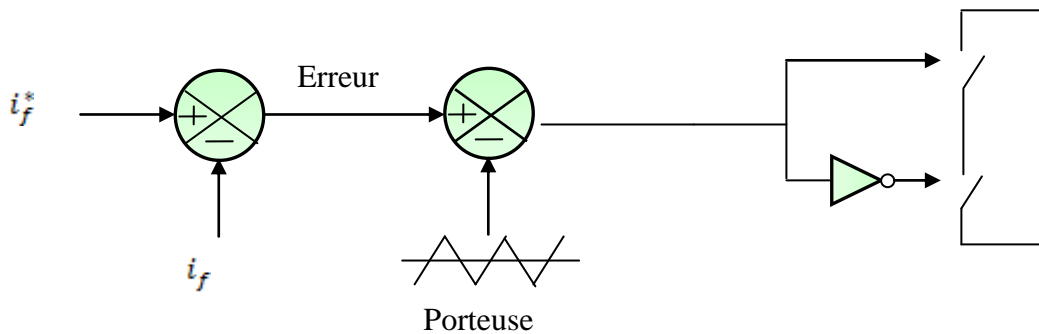


Fig. IV.3.Principe de commande des courants par MLI [29]

IV.4 Commande MLI vectorielle

La modulation vectorielle est utilisée dans les commandes modernes des machines pour obtenir des formes d'onde arbitraires non nécessairement sinusoïdales.

Il est devenu possible d'utiliser la technique MLI vectorielle pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur et par conséquent minimiser des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple [8].

IV.4.1 Onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux est composé de trois bras. Chaque bras a deux interrupteurs bidirectionnels, qui fonctionnent de manière complémentaire pour éviter le court circuit de la source de tension continue à l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture de la charge de l'onduleur considérée comme une source de courant (Fig.IV.4). L'interrupteur bidirectionnel peut être réalisé par un transistor de puissance en antiparallèle avec une diode de puissance. La source de tension continue à l'entrée de l'onduleur peut être obtenue à la sortie d'un redresseur lié à un réseau alternatif, en passant par un filtre capacitif. La charge de l'onduleur est une machine asynchrone [9].

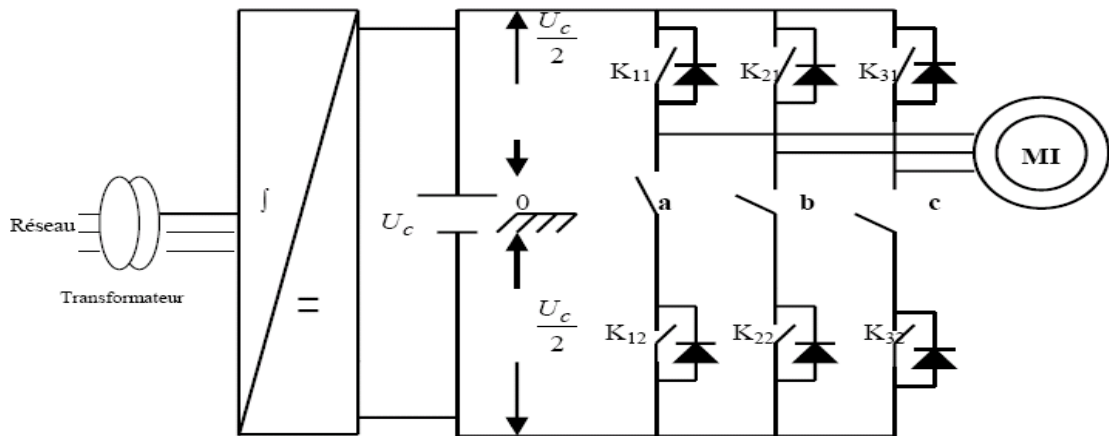


Fig. IV.4.Schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension [9]

IV.4.2 Fonctions de commutation

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.

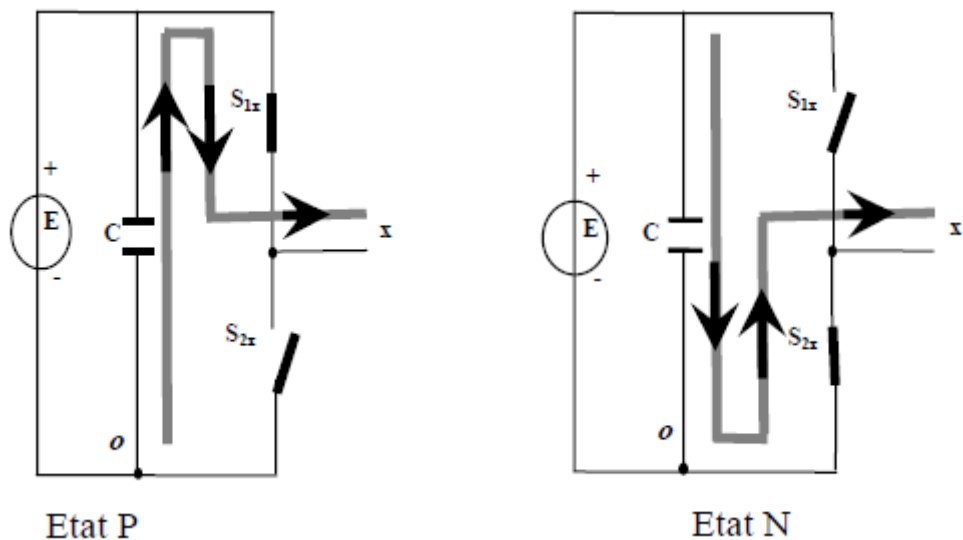


Fig. IV.5.Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux [9]

IV.4.3 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 ($v_{a0} = E$), le deuxième est à l'état N ($v_{b0} = 0$) et le troisième est à l'état N ($v_{c0} = 0$). La configuration de l'onduleur pour chacune de ces états est représentée à la Figure(IV.5) [9].

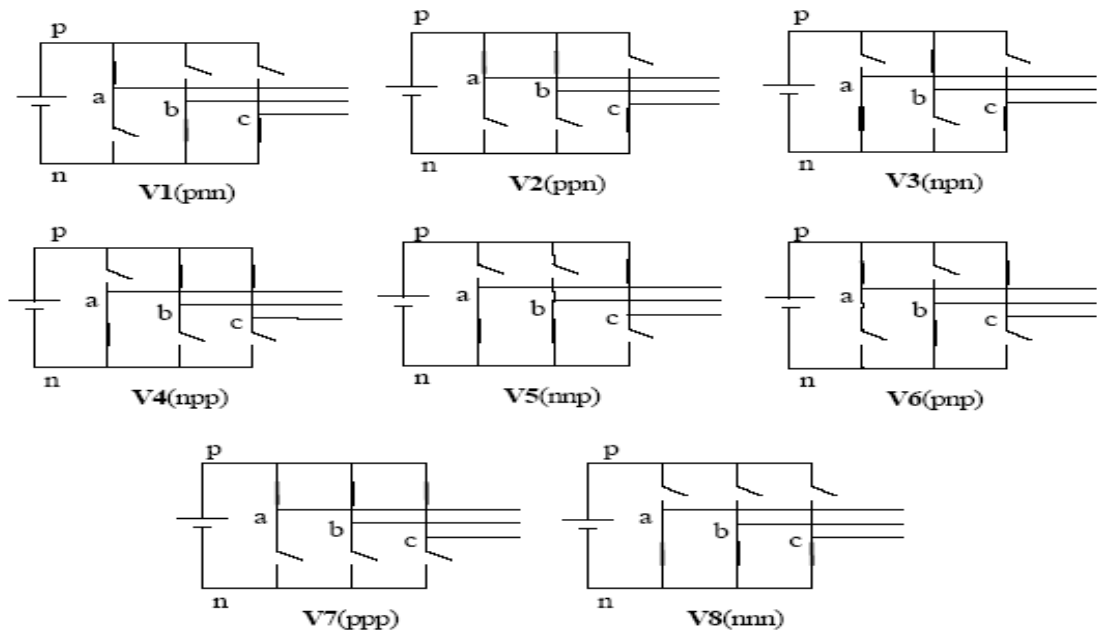


Fig. IV.6. Les huit états de l'onduleur à deux niveaux [13]

IV.4.4 Tensions de sortie de l'onduleur

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

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 :

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

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

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

Soit « n » le point neutre du coté alternatif (MAS), alors on a :

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

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

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

La substitution de (IV.2) dans (IV.1) nous donne [12]:

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

En remplace (IV.4) dans (IV.2) on obtient [12]:

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

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 :

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

Avec U_{a0} , U_{b0} , U_{c0} les tensions d'entrées de l'onduleur, et si U_{1n} , U_{2n} , U_{3n} sont les tensions de sortie de l'onduleur, par conséquent l'onduleur est modélisé par la matrice de transfert T donnée par [8] [13] :

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

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 $V1$ est lié à la séquence **(100)** ce qui correspond à la situation où les interrupteurs **Ka**, **Kb'** et **Kc'** sont fermés. [3]

IV.4.5 Schéma de modulation vectorielle

Les critères qui rentrent dans le choix d'un algorithme de modulation sont :

- 1) Le choix du vecteur zéro ;
- 2) Ordre des vecteurs de commutation ;
- 3) Diviser les rapports cycliques des vecteurs de commutation sans présenter des commutations additionnelle.

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)[8][13].

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.4.5.1 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 zéro soit divisé entre V0 (000) et V7 (111) également. Cet arrangement de commutation est montré sur la figure (IV.7) 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 [8][13].

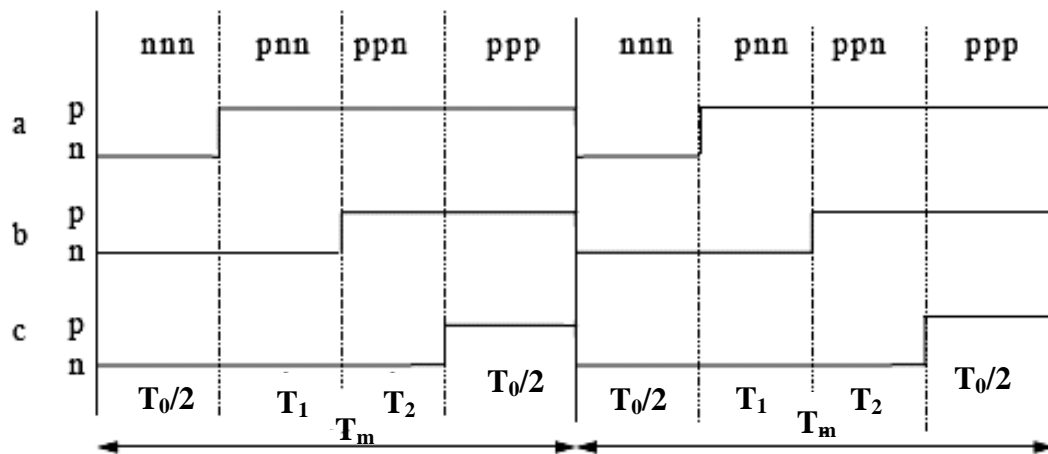


Fig. IV.7. Signaux de gâchette à SVM1 [13]

IV.4.5.2 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 [8].

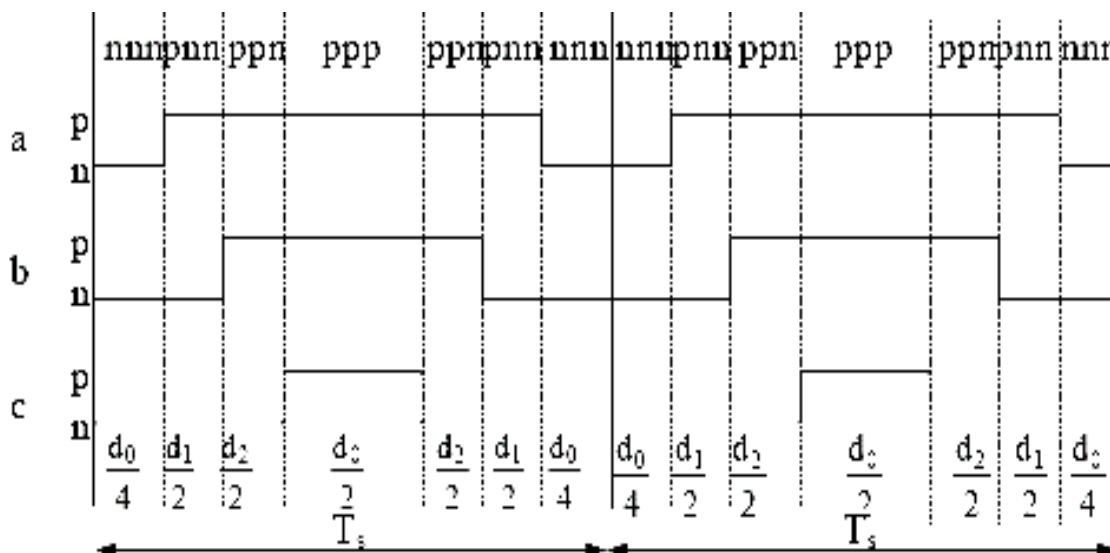


Fig. IV.8. Signaux des gâchettes dans SVM2 [13]

IV.4.5.3 Modulation vectorielle à séquence alternative du vecteur Zéro (SVM3)

Dans ce schéma, les vecteur zéro V0 (000) et V7 (111) sont employés alternativement dans les cycles adjacents de sorte que la fréquence de commutation soit divisée en deux, comme illustré sur la figure (IV.9) [8][13].

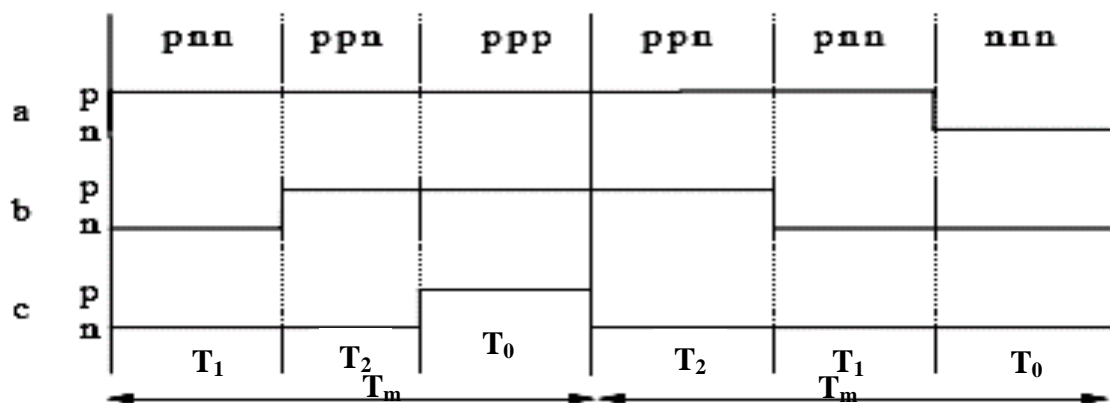


Fig. IV.9. Signaux des gâchettes dans SVM3 [13]

IV.4.5.4 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 zéro $V0$ (000) ou $V7$ (111) dans un secteur donné, avec un des bras ne doit pas être commuté, comme montré sur la figure (IV.10)[8][13].

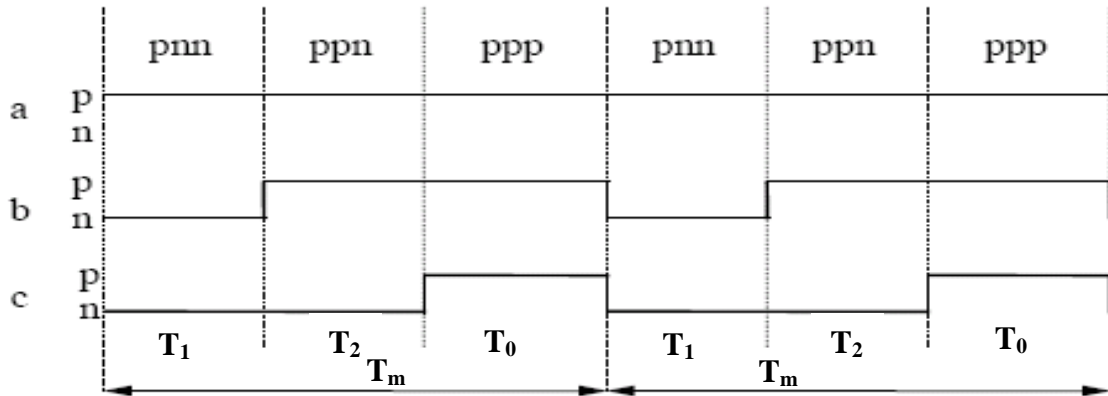


Fig. IV.10. Signaux des gâchettes dans SVM4 [13]

IV.4.6 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[4]:

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

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_{11}	K_{12}	K_{13}	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	v7
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	v0

Tableau. IV.1. Calcul des vecteurs de tensions

Deux de ses huit vecteurs sont identiquement nuls les six autres ont le même module, égale à $\sqrt{\frac{2}{3}}U_c$. Les extrémités de ces six vecteurs définissent les sommets d'un hexagone régulier, puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de 60° [8][13].

IV.4.7 Le vecteur de tension désirée

On peut également définir un vecteur V_{ref} dont les coordonnées sont les composants de Clarke

$U_{s\alpha}, U_{s\beta}$ du système triphasé de tension U_{an}, U_{bn}, U_{cn} que l'on veut obtenir en sortie.

Si:

$$\begin{aligned}
 u_{an} &= r \left(\frac{U_c}{2} \right) \sin(\omega t) \\
 u_{bn} &= r \left(\frac{U_c}{2} \right) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 u_{cn} &= r \left(\frac{U_c}{2} \right) \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{IV.10}$$

La transformation donne:

$$\begin{aligned}
 U_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(U_{an} - \frac{1}{2} U_{bn} - \frac{1}{2} U_{cn} \right) \\
 U_{s\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} U_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} U_{cn} \right)
 \end{aligned} \tag{IV.11}$$

Le vecteur est d'amplitude constante $r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2}$; tournant dans le sens antihoraire avec une vitesse angulaire égale à la pulsation ω des tensions désirées, à l'instant $t = 0$, il est dirigé suivant l'axe α . A chaque instant, le vecteur V_{ref} peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs de sortie qui lui adjacents [8].

IV.4.8 Calcul des temps de commutation

Pour cela, on considère un vecteur de référence V_{Fa}^* , tournant dans le cercle concentrique 3 de l'hexagone de tension, comme illustré dans la Figure (IV.11)[14].

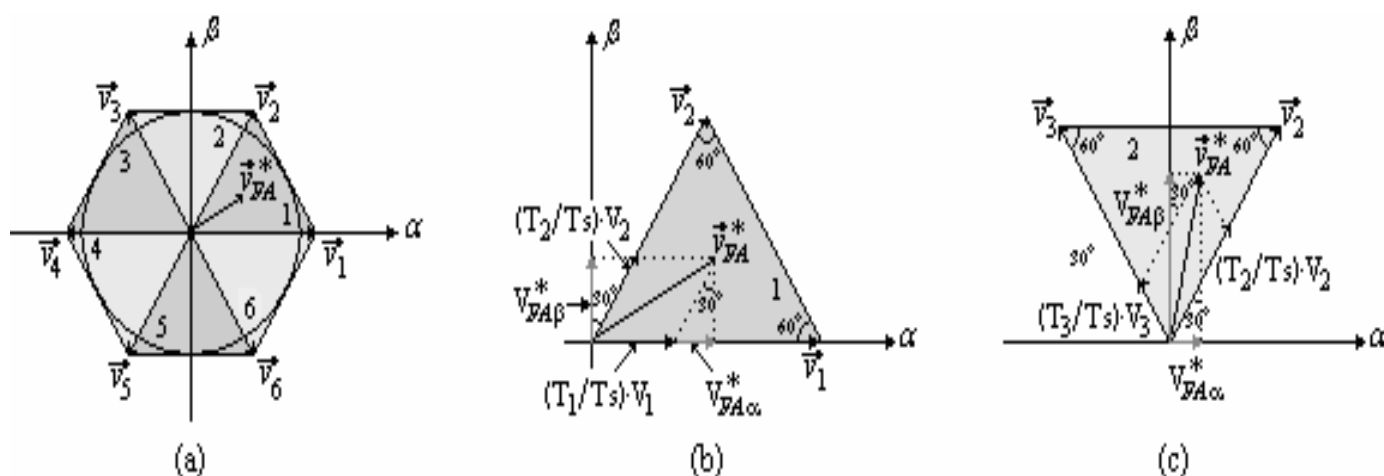


Fig. IV.11. (a): Rotation du vecteur de référence dans l'hexagone de tension. (b): Cas de la secteur 1. (c): Cas de la secteur 2 [14]

Pour réaliser ces conditions, et comme le vecteur V_{Fa}^* parcourt les 06 secteurs de l'hexagone de tension délimitées chacune par les 02 vecteurs adjacents V_K et V_{K+1} , alors le temps d'échantillonnage T_s fera intervenir les temps d'application des ces deux vecteurs tout en complétant le reste par le temps d'application des vecteurs nuls V_0 et V_7 , comme écrit dans la formule (IV.12) suivante[14]:

$$T_S = T_K + T_{K+1} + n.T_0 \quad (IV.12)$$

avec:

T_K, T_{K+1} : temps respectifs d'application des vecteurs V_K et V_{K+1} .

T_0 : temps d'application des vecteurs zero V_0 et V_7

n : nombre de T_0 contenus dans T_s .

Maintenant, on doit calculer les instants T_K, T_{K+1} et T_0 relatifs à chaque secteur de l'hexagone de la Figure (IV.11).a. Ceci ne peut être effectué que si on fait appel à la double projection géométrique du vecteur V_{Fa}^* sur les axes $\alpha-\beta$ et sur les vecteurs V_K, V_{K+1} . Ainsi V_{Fa}^* sera donné par:

$$V_{Fa}^* = \begin{cases} V_{Fa\alpha}^* + V_{Fa\beta}^* \\ \frac{T_K}{T_S} \cdot V_K + \frac{T_{K+1}}{T_S} \cdot V_{K+1} \end{cases} \quad (IV.13)$$

Puis, on doit identifier les longueurs $V_{Fa\alpha}^*, V_{Fa\beta}^*$ en fonction de T_K, T_{K+1} , et des longueurs V_K, V_{K+1} . Ainsi, le calcul des temps T_K, T_{K+1} , et T_0 deviendra très aisé.

Pour illustrer ce qui vient d'être décrit, prenant les exemples des deux cas des secteurs 1 et 2.

a) Cas de la secteur 1 :

Cette situation est montrée dans la Figure (IV.11).b. Dans ce cas, V_{Fa} est donné par[14]:

$$V_{Fa}^* = \begin{cases} V_{Fa\alpha}^* + V_{Fa\beta}^* \\ \frac{T_1}{T_S} \cdot V_1 + \frac{T_2}{T_S} \cdot V_2 \end{cases} \quad (IV.14)$$

Alors:

$$\begin{cases} V_{Fa\alpha}^* = \frac{T_1}{T_s} \cdot V_1 + \frac{T_2}{T_s} \cdot V_2 \cdot \sin(30) \\ V_{Fa\beta}^* = \frac{T_2}{T_s} \cdot V_2 \cdot \cos(30) \end{cases} \quad (IV.15)$$

$$\begin{cases} T_1 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot V_{Fa\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot V_{Fa\beta}^*}{2u_c} \\ T_2 = T_s \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{Fa\beta}^*}{u_c} \end{cases} \quad (IV.16)$$

L'impulsion durant une période d'échantillonnage T_s est présentée dans le chronogramme de la Figure (IV.12) (cas des trois impulsions des trois interrupteurs supérieurs).

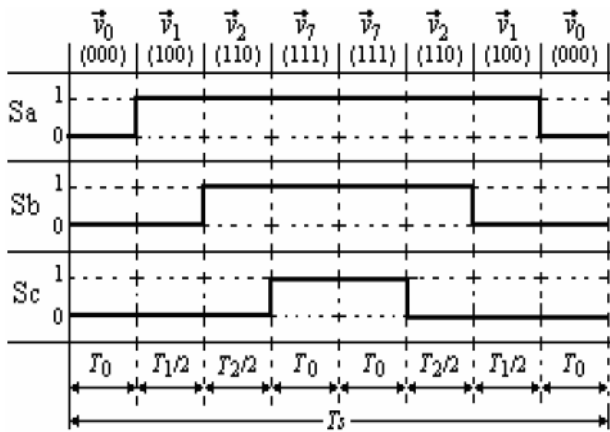


Fig. IV.12. Impulsions de la secteur 1 [14]

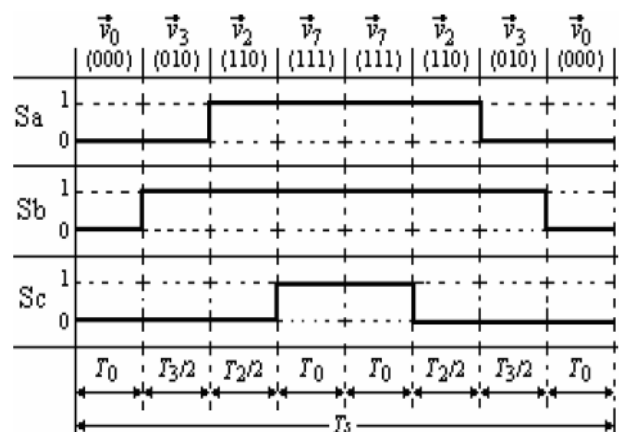


Fig. IV.13. Impulsions de la secteur 2 [14]

A partir du chronogramme de la Fig. (IV.12), on conclut que:

$$T_0 = (T_s - T_1 - T_2) / 4$$

b) Cas de la secteur 2 :

Cette situation est montrée dans la Figure (IV.11).c. Dans ce cas, V_{Fa}^* est donné par[14]:

$$V_{Fa}^* = \begin{cases} V_{Fa\alpha}^* + V_{Fa\beta}^* \\ \frac{T_2}{T_s} \cdot V_2 + \frac{T_3}{T_s} \cdot V_3 \end{cases} \quad (IV.17)$$

Alors:
$$\begin{cases} v_{Fa\alpha}^* = \left(\frac{T2}{T_s} \cdot V2 - \frac{T3}{T_s} \cdot V3\right) \cdot \sin(30) \\ v_{Fa\beta}^* = \left(\frac{T2}{T_s} \cdot V2 + \frac{T3}{T_s} \cdot V3\right) \cdot \cos(30) \end{cases} \quad (IV.18)$$

$$\begin{cases} T_2 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot v_{Fa\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot v_{Fa\beta}^*}{2u_c} \\ T_3 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot v_{Fa\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot v_{Fa\beta}^*}{2u_c} \end{cases} \quad (IV.19)$$

Secteur 3	Secteur 4
$\begin{cases} v_{Fa\alpha}^* = -\left(\frac{T4}{T_s} \cdot V4 + \frac{T3}{T_s} \cdot V3 \cdot \sin(30)\right) \\ v_{Fa\beta}^* = \frac{T3}{T_s} \cdot V3 \cdot \cos(30) \end{cases}$	$\begin{cases} v_{Fa\alpha}^* = -\left(\frac{T4}{T_s} \cdot V4 + \frac{T5}{T_s} \cdot V5 \cdot \sin(30)\right) \\ v_{Fa\beta}^* = -\frac{T5}{T_s} \cdot V5 \cdot \cos(30) \end{cases}$
$\begin{cases} T_3 = T_s \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{v_{Fa\beta}^*}{u_c} \\ T_4 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot v_{Fa\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot v_{Fa\beta}^*}{2u_c} \end{cases}$	$\begin{cases} T_4 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot v_{Fa\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot v_{Fa\beta}^*}{2u_c} \\ T_5 = T_s \cdot -\sqrt{2} \cdot \frac{v_{Fa\beta}^*}{u_c} \end{cases}$
$T_0 = (T_s - T_3 - T_4) / 4$	$T_0 = (T_s - T_4 - T_5) / 4$

Tableau. IV.2. Calcul des temps de commutation des secteurs 3 et 4 [14]

Secteur 5	Secteur 6
$\begin{cases} v_{Fa\alpha}^* = \left(-\frac{T5}{T_s} \cdot V5 + \frac{T6}{T_s} \cdot V6\right) \cdot \sin(30) \\ v_{Fa\beta}^* = -\left(\frac{T5}{T_s} \cdot V5 + \frac{T6}{T_s} \cdot V6\right) \cdot \cos(30) \end{cases}$	$\begin{cases} v_{Fa\alpha}^* = \frac{T1}{T_s} \cdot V1 + \frac{T6}{T_s} \cdot V6 \cdot \sin(30) \\ v_{Fa\beta}^* = -\frac{T6}{T_s} \cdot V6 \cdot \cos(30) \end{cases}$
$\begin{cases} T_5 = T_s \cdot \frac{-\sqrt{6} \cdot v_{Fa\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot v_{Fa\beta}^*}{2u_c} \\ T_6 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot v_{Fa\alpha}^* - \sqrt{2} \cdot v_{Fa\beta}^*}{2u_c} \end{cases}$	$\begin{cases} T_6 = T_s \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{v_{Fa\beta}^*}{u_c} \\ T_1 = T_s \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot v_{Fa\alpha}^* + \sqrt{2} \cdot v_{Fa\beta}^*}{2u_c} \end{cases}$
$T_0 = (T_s - T_5 - T_6) / 4$	$T_0 = (T_s - T_6 - T_1) / 4$

Tableau. IV.3. Calcul des temps de commutation des secteurs 5 et 6 [14]

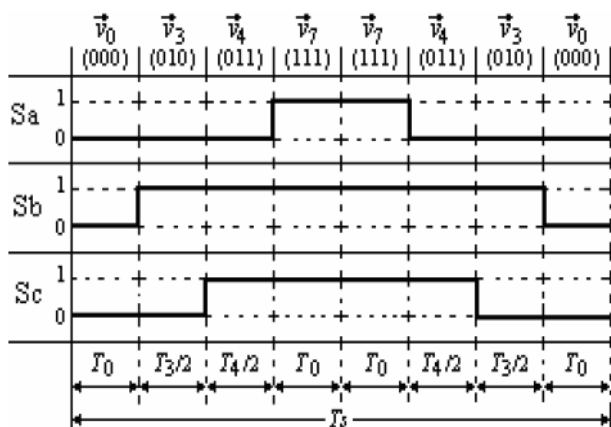


Fig. IV.14. Impulsions de la secteur 3 [14]

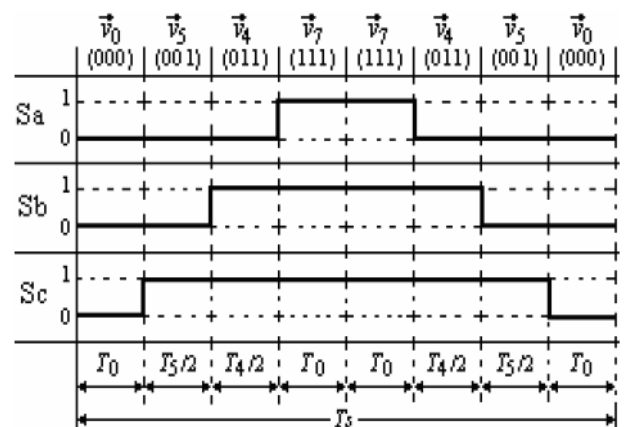


Fig. IV.15. Impulsions de la secteur 4 [14]

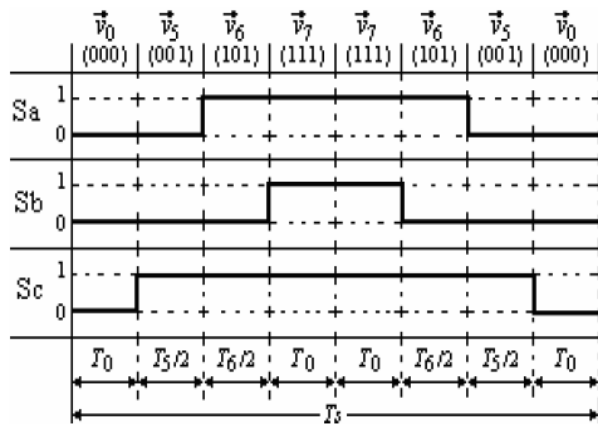


Fig. IV.16. Impulsions de la secteur 5 [14]

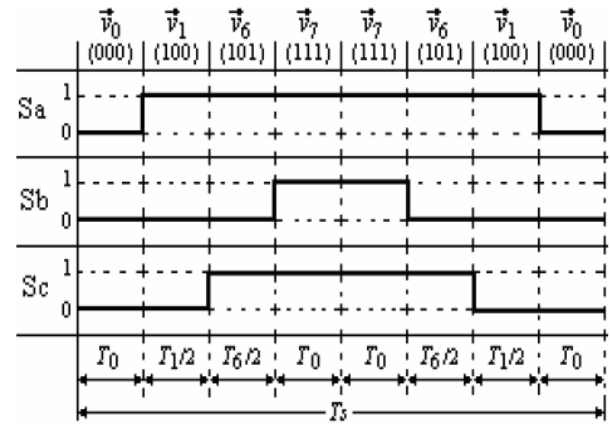


Fig. IV.17. Impulsions de la secteur 6 [14]

IV.4.9 Régulation de la tension continue

La tension aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixée. Les éléments à l'origine de la variation de la tension moyenne V_{dc} aux bornes du condensateur sont les suivants [29] :

- Les pertes statique et dynamique dans les semi-conducteurs de puissance de l'onduleur.
- Les pertes dans les inductances de découplage L_f et R_f .
- L'injection des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante.

Pour que cette tension V_{dc} soit maintenue constante, nous ajoutons à la puissance réelle instantanée une consigne de puissance active P_c . Cette régulation est plus lente que celle des courants harmoniques, ce qui permet de la considérer comme parfaite à l'échelle de la régulation des harmoniques [29].

IV.4.9.1 Régulateur proportionnel

En régime permanent, les courants de référence ne contiennent pas de composante fondamentale, et la puissance nécessaire pour compenser les pertes est faible. Dans ce cas, un simple gain est suffisant, et pour filtrer les fluctuations à 300Hz, nous proposons d'ajouter un filtre passe-bas du premier ordre en sortie du régulateur [30]. Dans notre travail, nous avons choisi le régulateur ci-dessous pour réguler la tension du condensateur V_{dc} à sa valeur de consigne V_{dc}^* [29]:

$$Ks = Kk \cdot \frac{1}{1 + \tau_c \cdot s} \quad (\text{IV.20})$$

Avec :

K_r : Gain du régulateur

τ_c : Constante de temps

La relation entre la puissance active absorbée par le condensateur et la tension aux bornes de celui-ci s'écrit :

$$P_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} \cdot V_{dc}^2 \right) \quad (\text{IV.21})$$

Après la transformation de Laplace de (IV.21), on obtient (IV.22) :

$$P_c = \frac{1}{2} \cdot C_{dc} \cdot S \cdot V_{dc}^2(S) \quad (\text{IV.22})$$

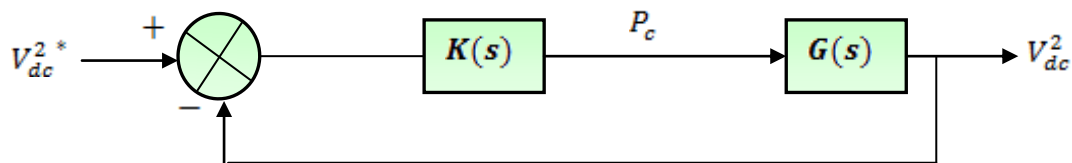


Fig. IV.18. Schéma fonctionnel de la régulation de V_{dc} avec le régulateur Proportionnel [29]

Le terme $G(s)$ a pour expression :

$$G(s) = \frac{2}{C_{dc} \cdot S} \quad (\text{IV.23})$$

Après le calcul, la fonction de transfert en boucle fermée est de la forme :

$$F(S) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\xi_c \cdot \omega_s + \omega^2} \quad (\text{IV.24})$$

$$F(s)_{BF} = \frac{\frac{2 \cdot k_r}{\tau_c}}{s^2 + \frac{1}{\tau_c} \cdot s + \left(\frac{2k_r}{\tau_c}\right)} \quad (IV.25)$$

Par identification de la (IV.24) avec (IV.25), on aura :

$$\omega = \sqrt{\frac{2 \cdot k_r}{C_{dc} \cdot \tau_c}} \quad \text{et} \quad \xi_c = \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{C_{dc}}{k_r \cdot \tau_c}} \quad (IV.26)$$

Pour réaliser un bon compromis entre les performances dynamique et statique nous choisirons une valeur de τ_c comprise entre 0.4 et 0.8, soit 0.7 et $2\pi \cdot 36 \cdot \left(\frac{rad}{s}\right)$ pour ω

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, suivi de l'aspect théorique des différentes stratégies de commande du filtre actif par l'onduleur triphasé en pont complet à savoir la stratégie de commande par hystérésis et commande MLI.

Nous avons fourni les relations génériques, pour la méthode MLI vectorielle (de séquence symétrique), permettant le calcul des différents 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. simulation

V.1 Introduction

MATLAB est un logiciel commercial de calcul interactif. Il permet de réaliser des simulations numériques basées sur des algorithmes d'analyse numérique. Il peut donc être utilisé pour la résolution approchée d'équations différentielles, d'équations aux dérivées partielles ou de systèmes linéaires, etc....

L'objectif de ces séances Matlab est double: la connaissance de ce logiciel est en soi indispensable parce qu'il est de plus en plus utilisé dans l'industrie et les banques pour développer des prototypes de logiciels et tester de nouveaux algorithmes.

Simulink outil additionnel à MATLAB, il est conçu pour résoudre numériquement les équations différentielles, linéaires ou non, qui régissent le comportement des systèmes physiques dynamiques représentés par leurs modèles mathématiques, ces systèmes peuvent être analogique discrets ou hybrides.

Dans ce chapitre nous sommes concerné à la partie de (SIMULINK) SIMULINK: outil additionnel à matlab permet modélisation la simulation et l'analyse de système dynamiques linéaires. Se systèmes peuvent être analogique discrets ou hybride discrets avoir plusieurs parties échantillonnées à des cadences différentes.

Les paramètres régissant le fonctionnement de ces systèmes peuvent être modifié en ligne, soit en cours de simulation, et l'on peut observer leur effet immédiatement.

SIMULINK possède une interface graphique pour visualiser les résultats se forme de graphique ou de valeur numérique en cours de simulation.

SIMULINK est bâti autour d'une bibliothèque de boucle classique par categories (système directe ou continue bloc linier ou non linier de connexion etc.) [15]

V.2 Simulation

Dans notre travail nous avons utilisé le simulink comme outil de simulation, le schema de simulation qui représente, la charge non linéaire, l'onduleur, bloc d'identification de courant harmonique, la source et en fin le schéma de commende par MLI vectorielle est représenté dans le schéma de la Figure(V.1). Le schéma a les paramètres suivants:

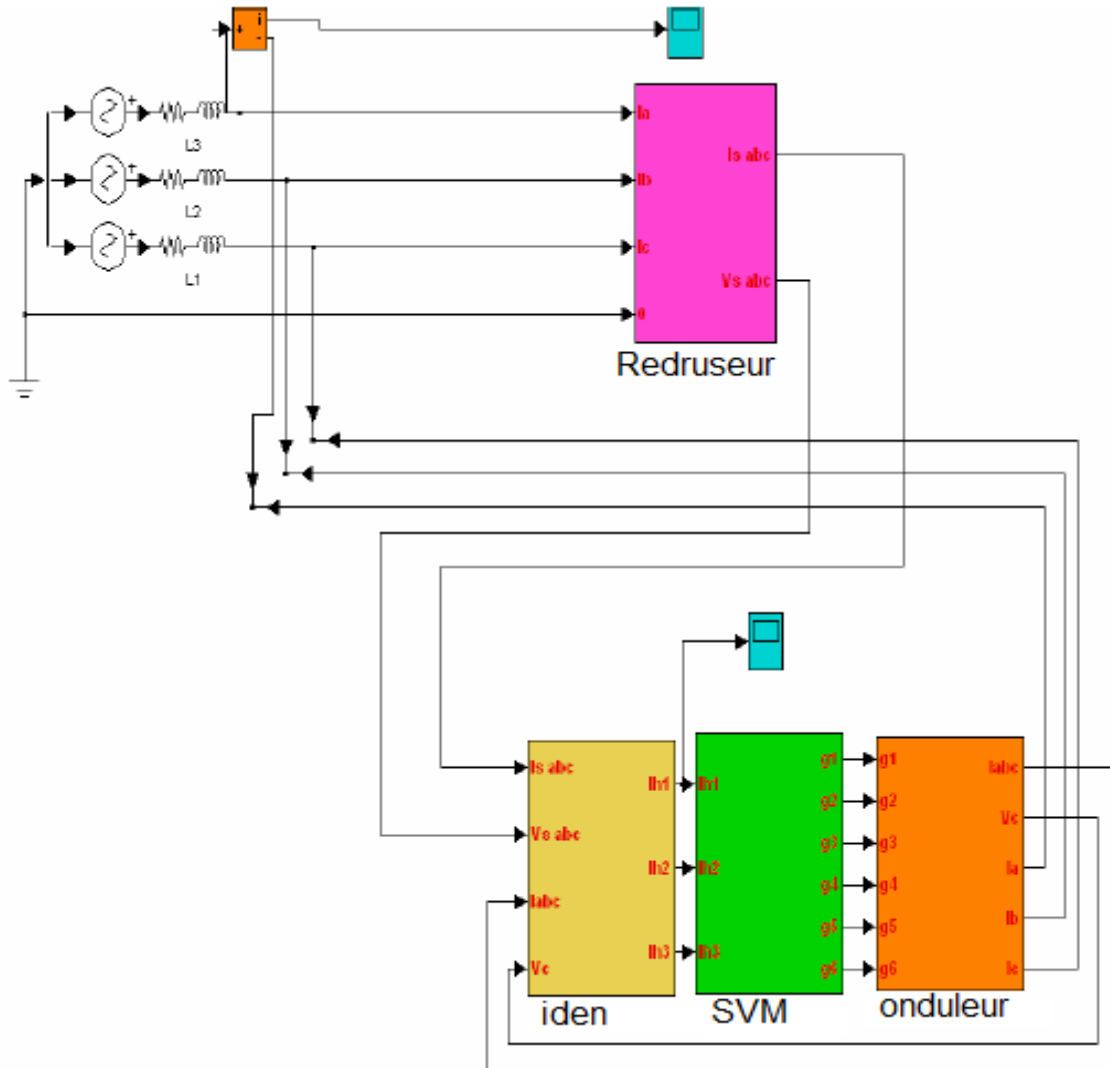


Fig. V.1.Schéma globale d'un filtre actif parallèle

V.3 Paramètres du réseau

Le réseau est un système de tension triphasé parfaitement sinusoïdal, tel que:

La tension simple: $V=220\text{ v}$ et la fréquence : $f=50\text{ hz}$ donc :

$$V1=220\sin (wt)$$

$$V2=220\sin (wt +120).$$

$$V3=220\sin (wt -120).$$

Inductance du réseau : $L_r = 19.4e^{-6}\text{H}$

Résistance du réseau : $R_r = 0.25e^{-3}\Omega$

V.4 Paramètres de la charge polluante

La charge polluante c'est un redresseur triphasé non commandé qui alimente une charge RL. Pour la simulation on va prendre par exemple les valeurs suivantes:

$$(L_{ch}, R_{ch}) = 25e^{-3} \text{H et } 6.7 \Omega$$

V.5 Paramètre du filtre actif

Le filtre actif c'est l'ensemble, onduleur de tension, filtre de sortie (L_f, R_f), et système de stockage de l'énergie avec:

$$(L_f, R_f) = (0.02\text{H}, 230 \Omega)$$

V.6 Résultat de Simulation

V.6.1 Les courants et tensions de charges

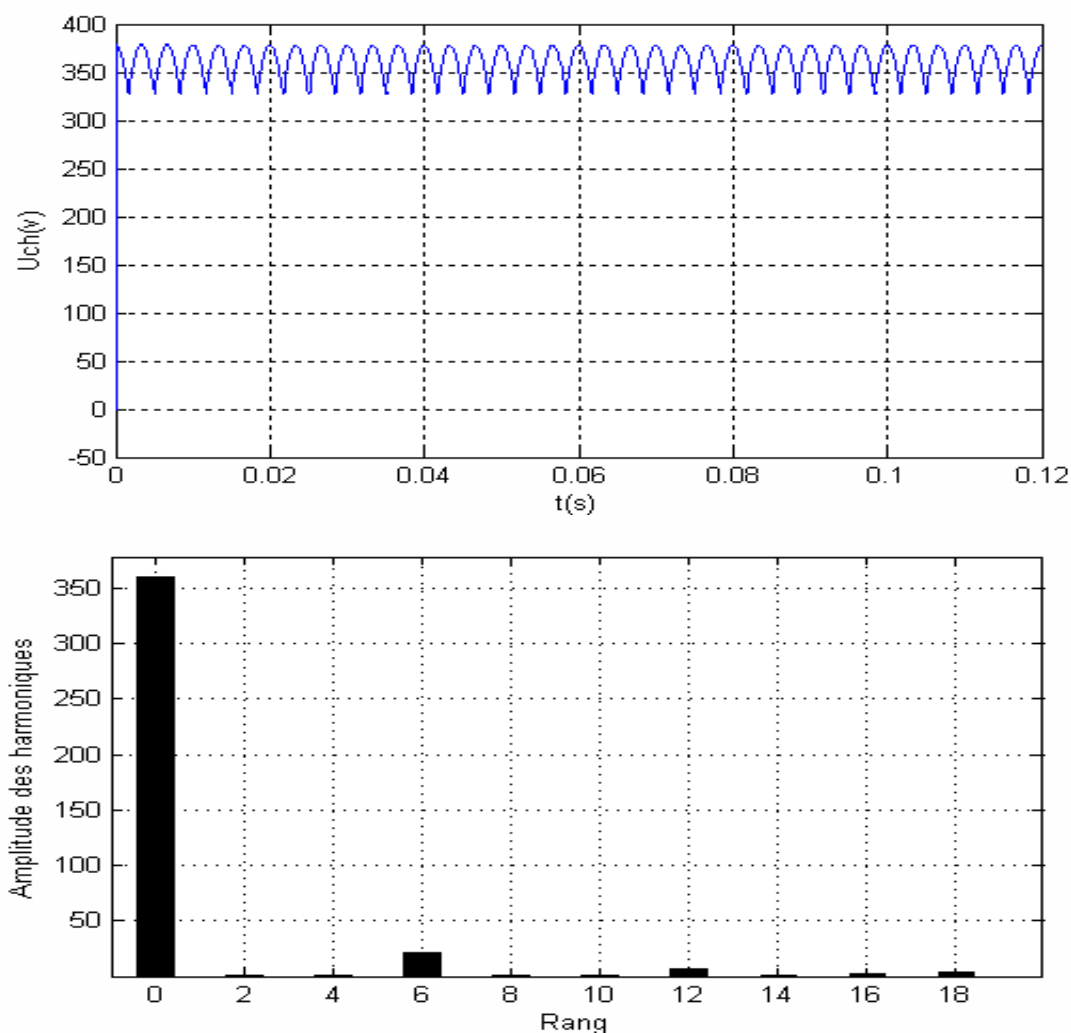


Fig. V.2. Tension de charge et son spectre de fréquence

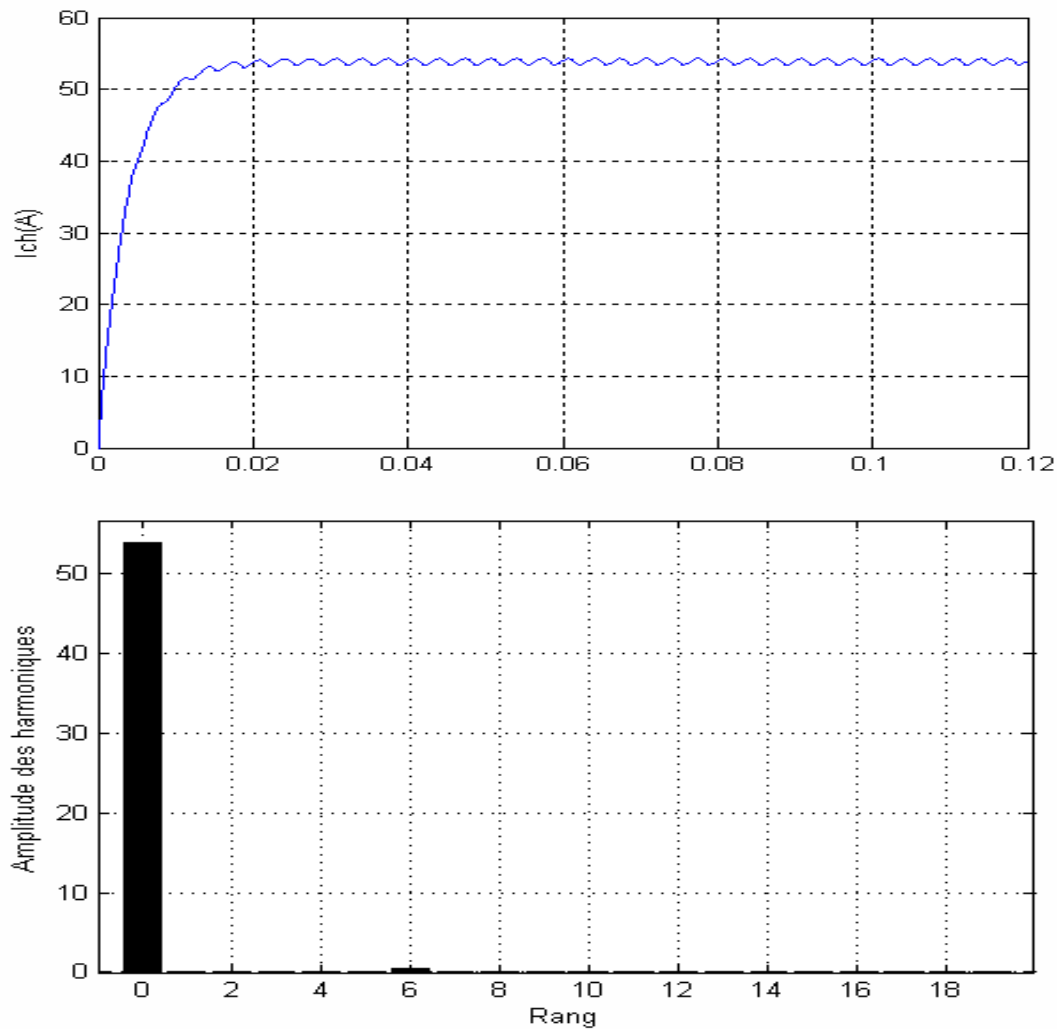


Fig. V.3. Courant de charge et son spectre de fréquence

Les courants avant le filtrage sont présentés dans les **Figure (V.4) 1, 2, 3** ont une forme quasi-rectangulaire cause par l'existence des harmoniques 5, 7, 11, 13, 19 ..., comme le montre le spectre.

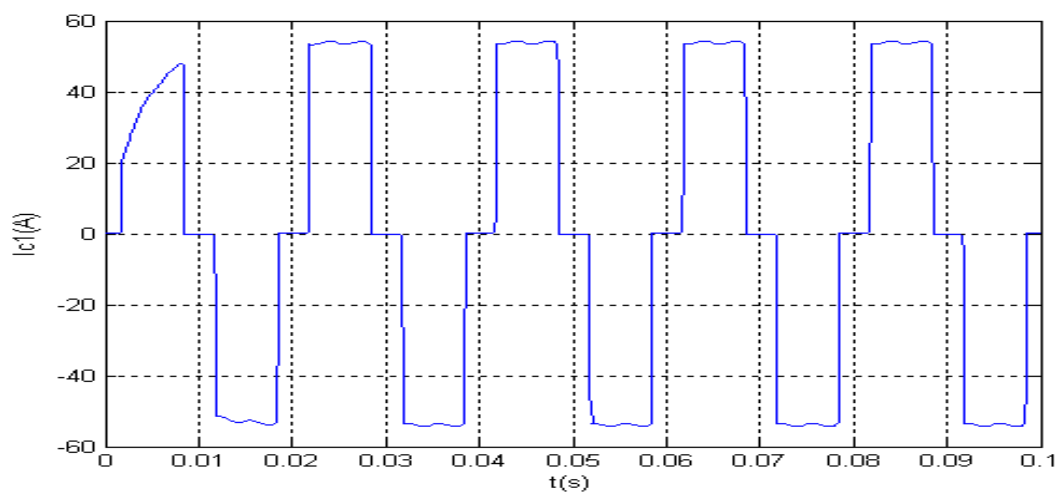


Fig. V.4. Le courant de ligne $I_{C1}(A)$

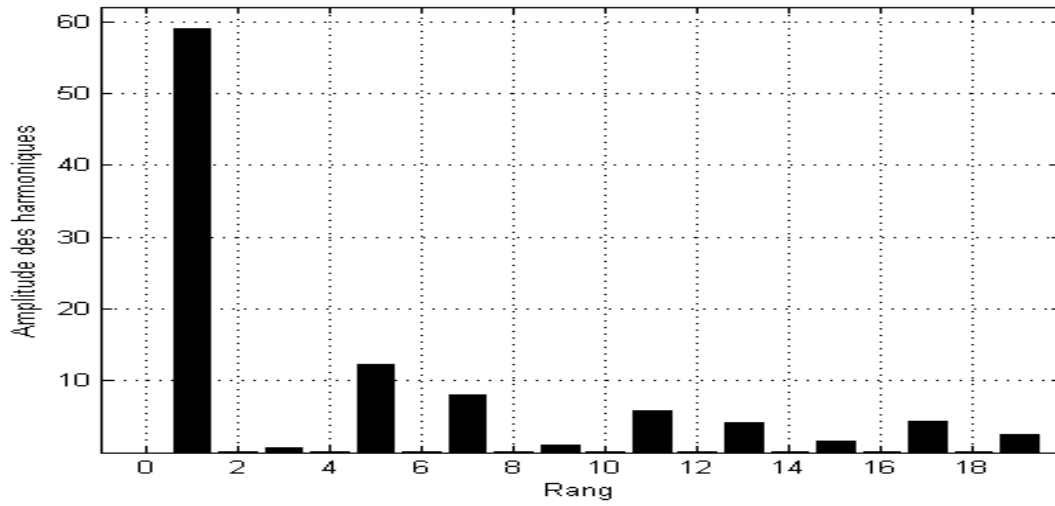


Fig. V.5. Le spectre de courant de ligne $I_{C1}(A)$

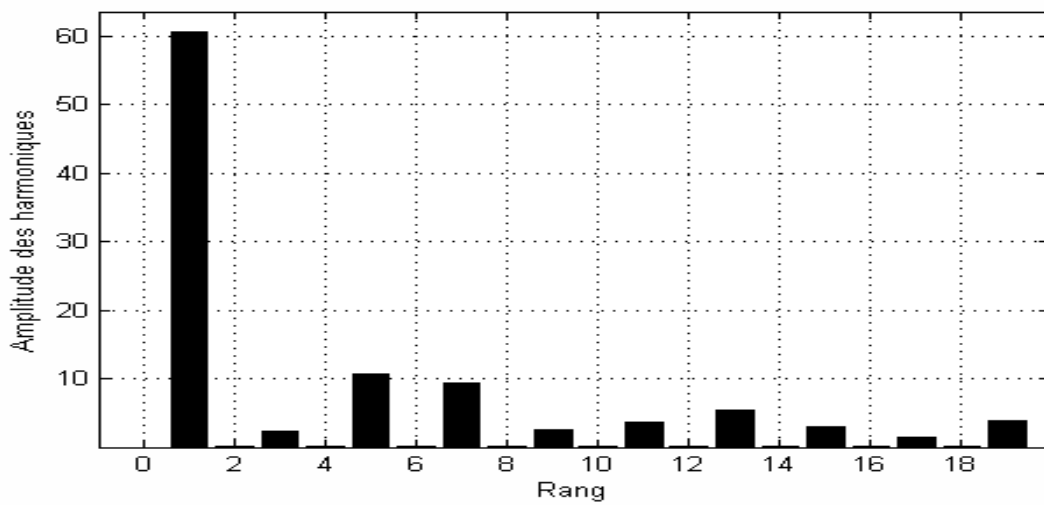
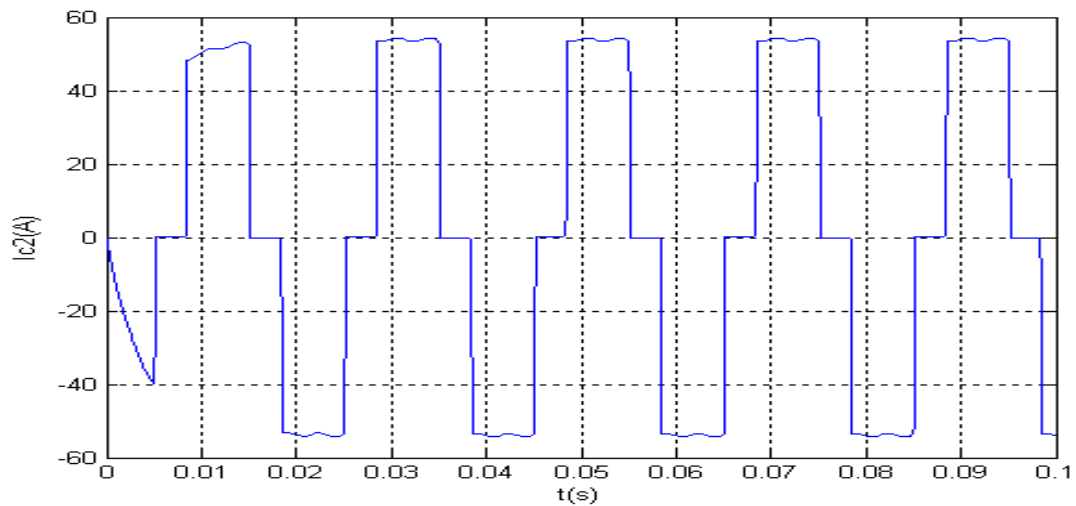


Fig. V.6. Le courant de ligne et leur spectre fréquentiel $I_{C2}(A)$

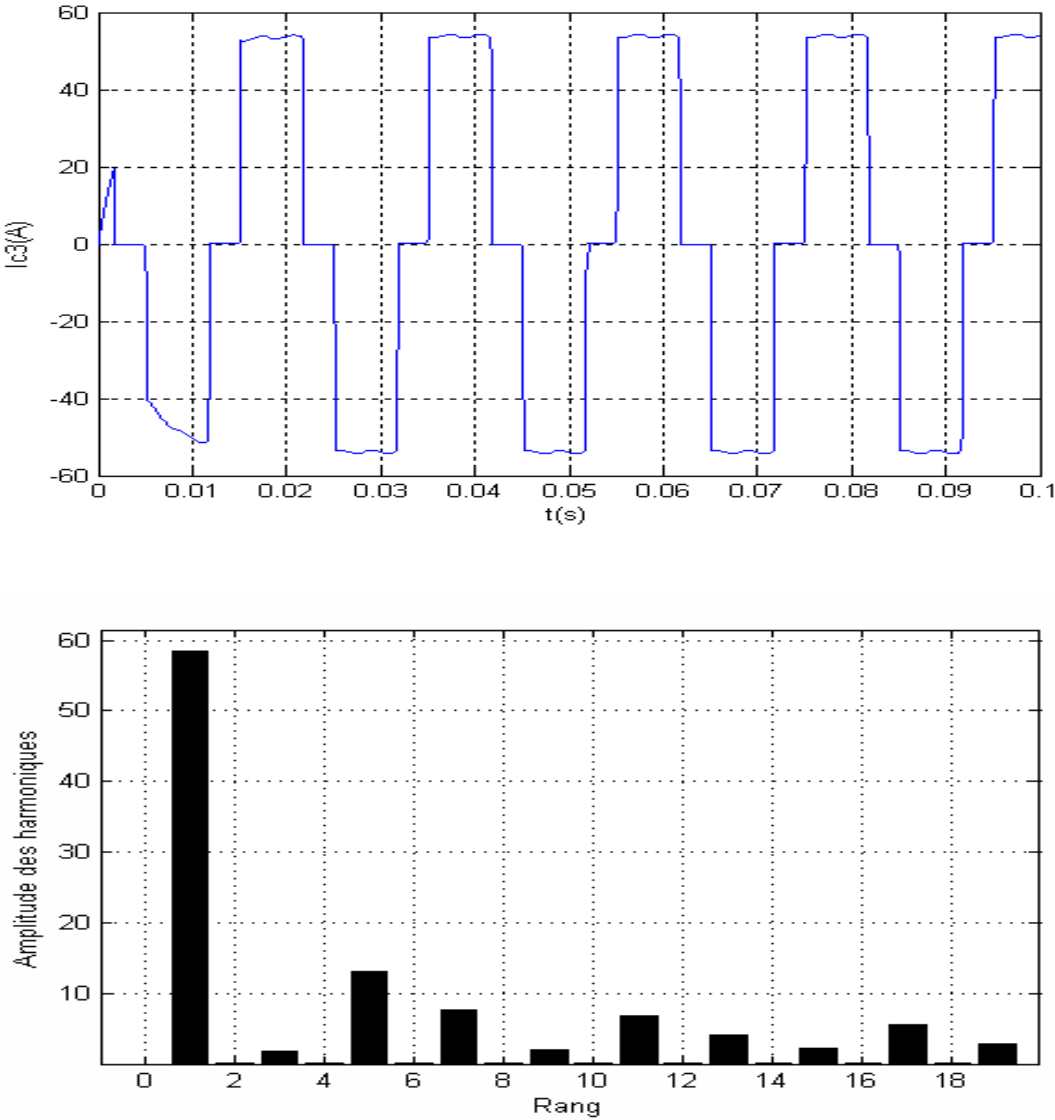


Fig. V.7. Le courant de ligne et leur spectre fréquentiel I_{c3} (A)

V.6.2 Identification de courant harmonique

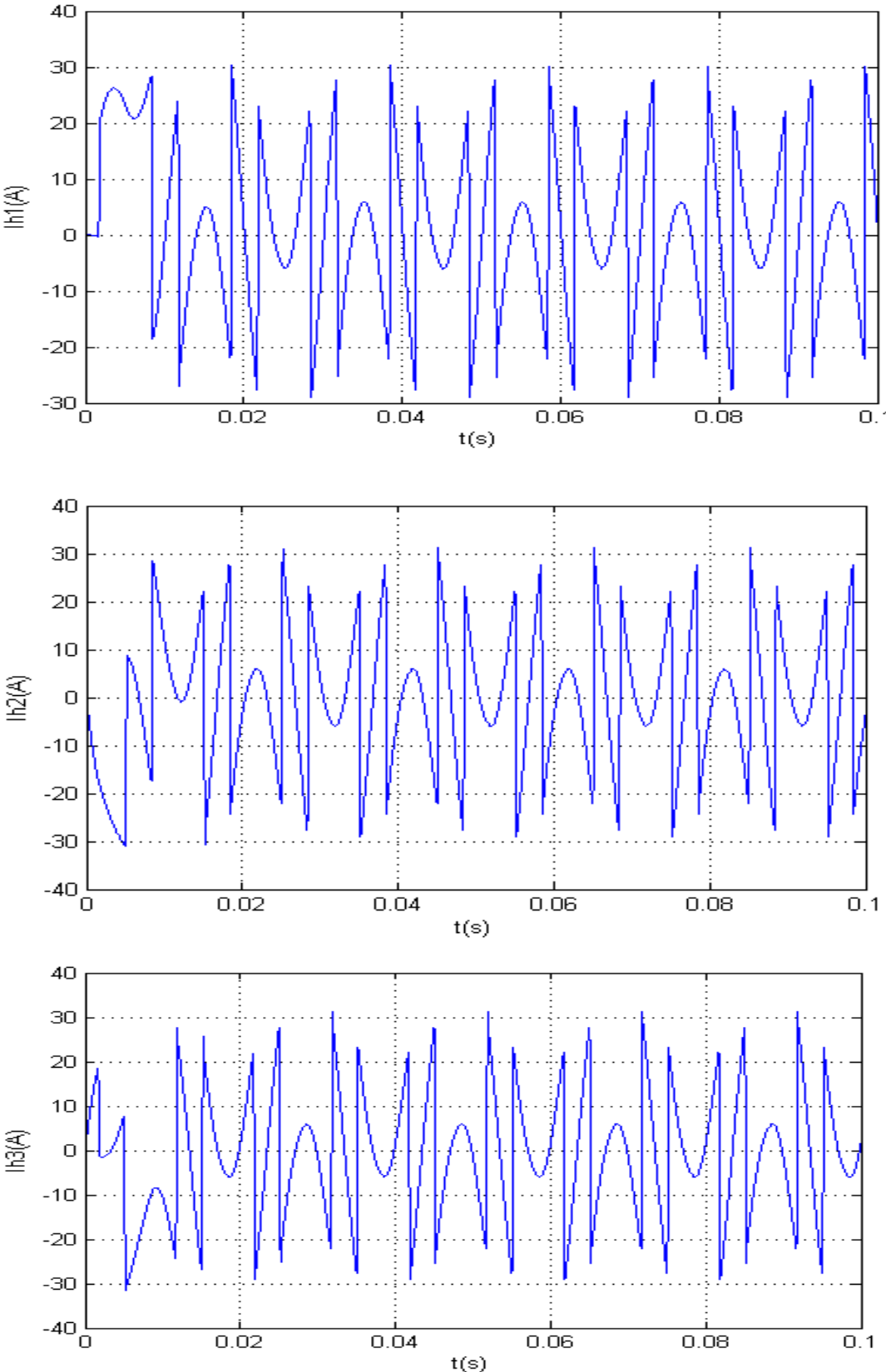


Fig. V.8.Les courants harmoniques de référence

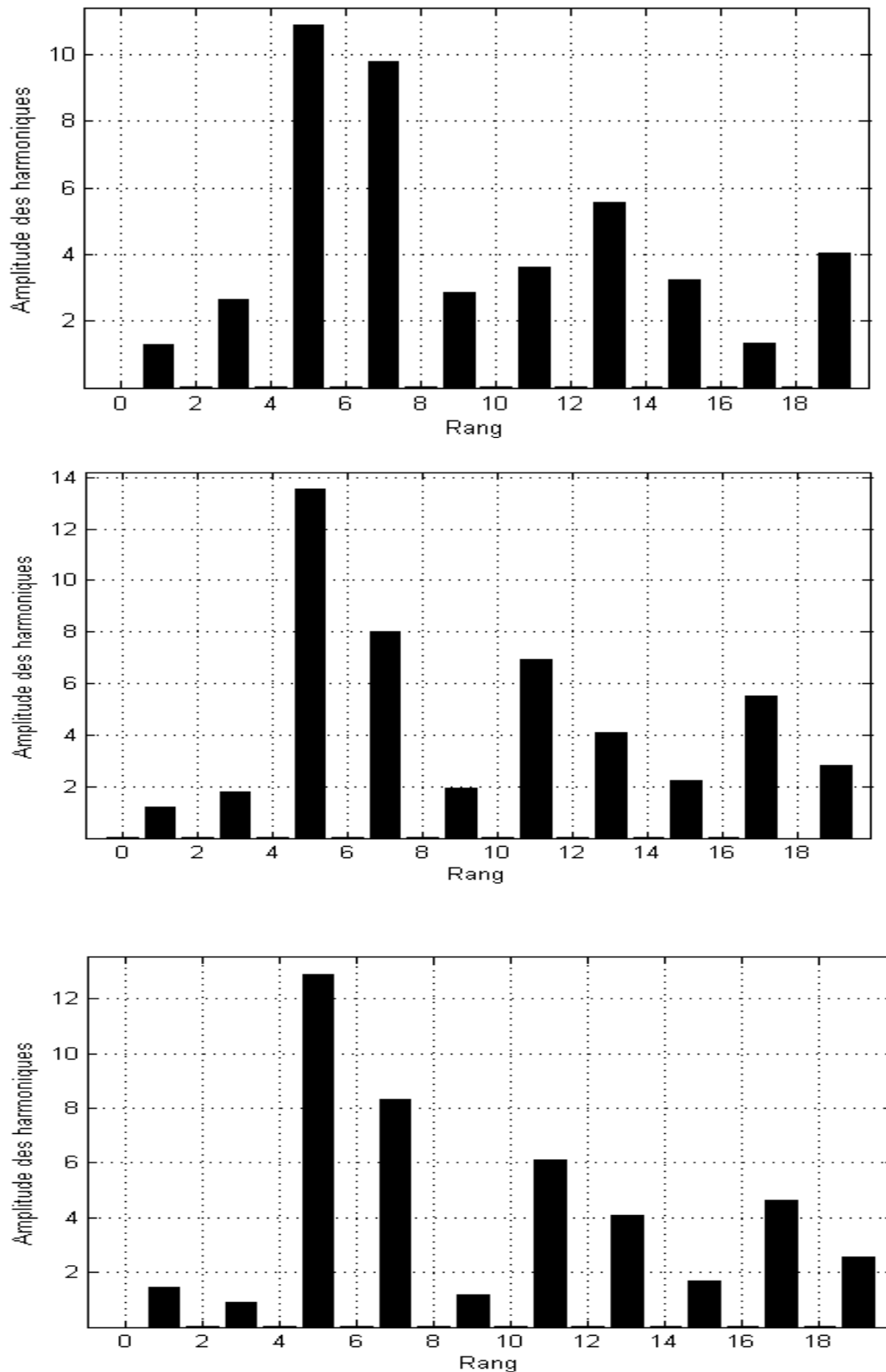


Fig. V.9. Les spectres des courants harmoniques de référence

On remarque que le spectre fréquentiel des courants identifiés $i_{h,1,2,3}$ coïncide avec le spectre des courants de lignes sauf la présence d'une composante fondamentale dans ce dernier, ce qui traduit que si notre onduleur puisse fournir un courant qui suit sa référence.

V.6.3 Résultats de la simulation par commande MLI vectorielle

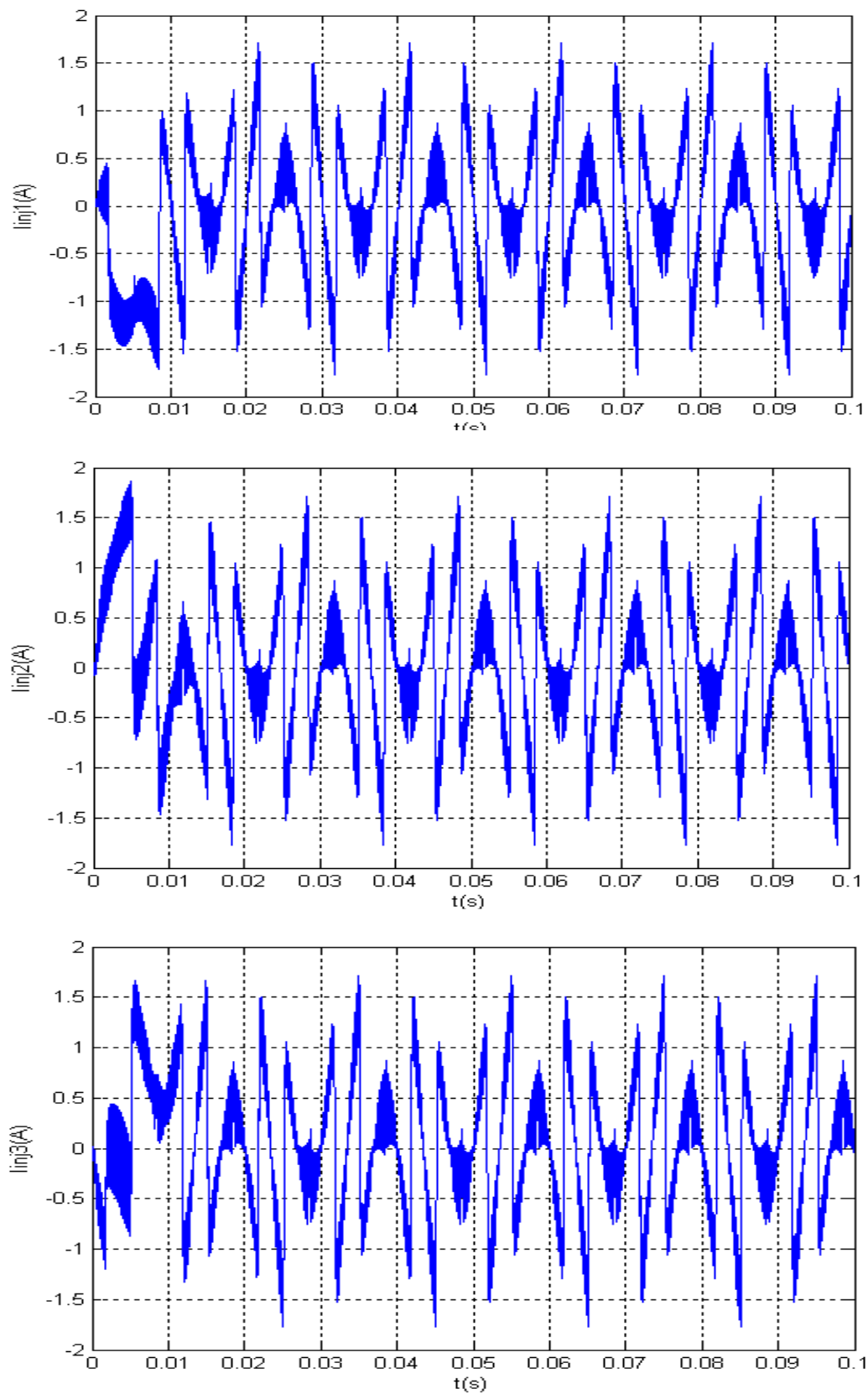


Fig. V.10. Les courants injectés par l'onduleur i_{inj1} , i_{inj2} et i_{inj3}

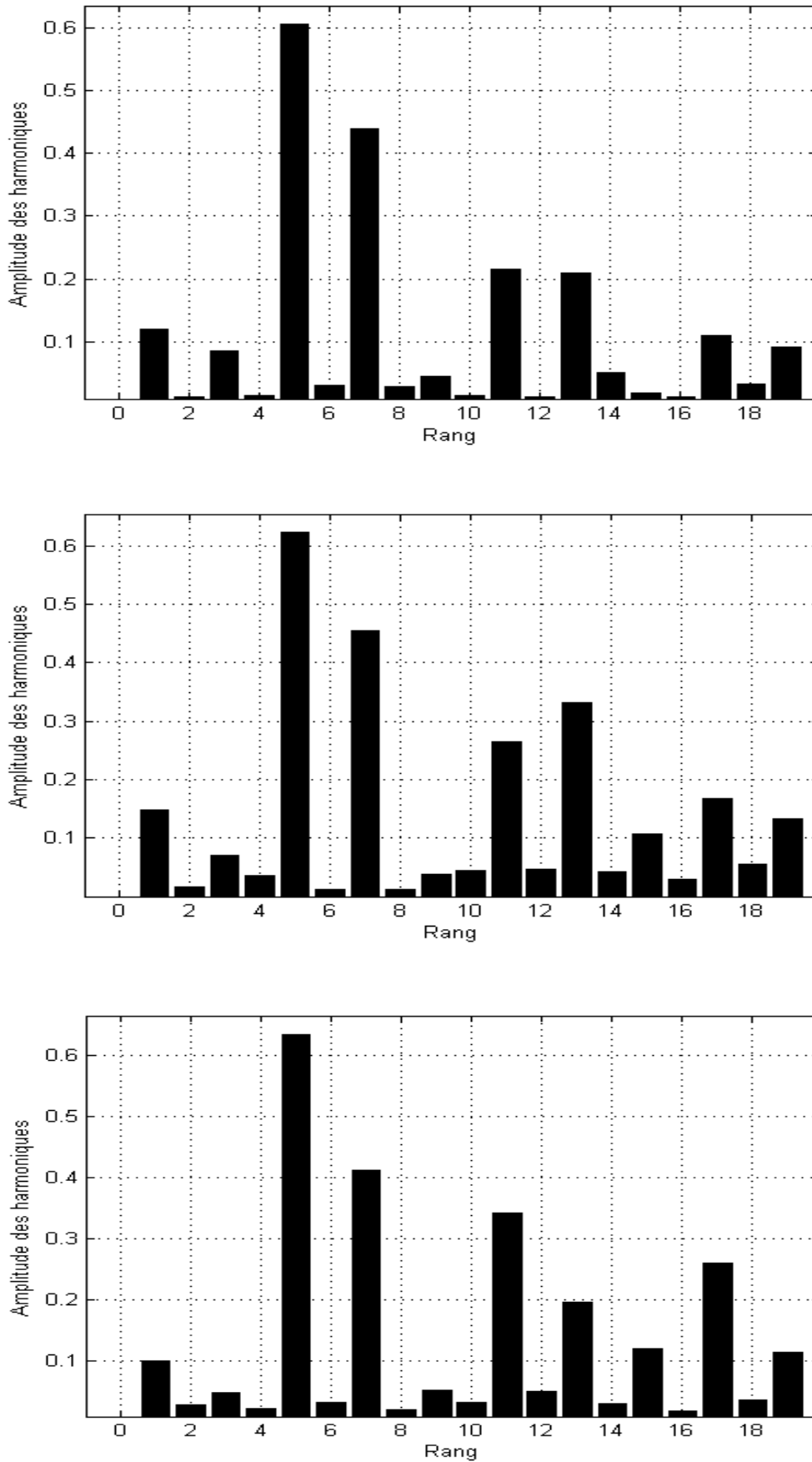


Fig. V.11. Les spectres des courants injectés par l'onduleur linj1, linj2 et linj3

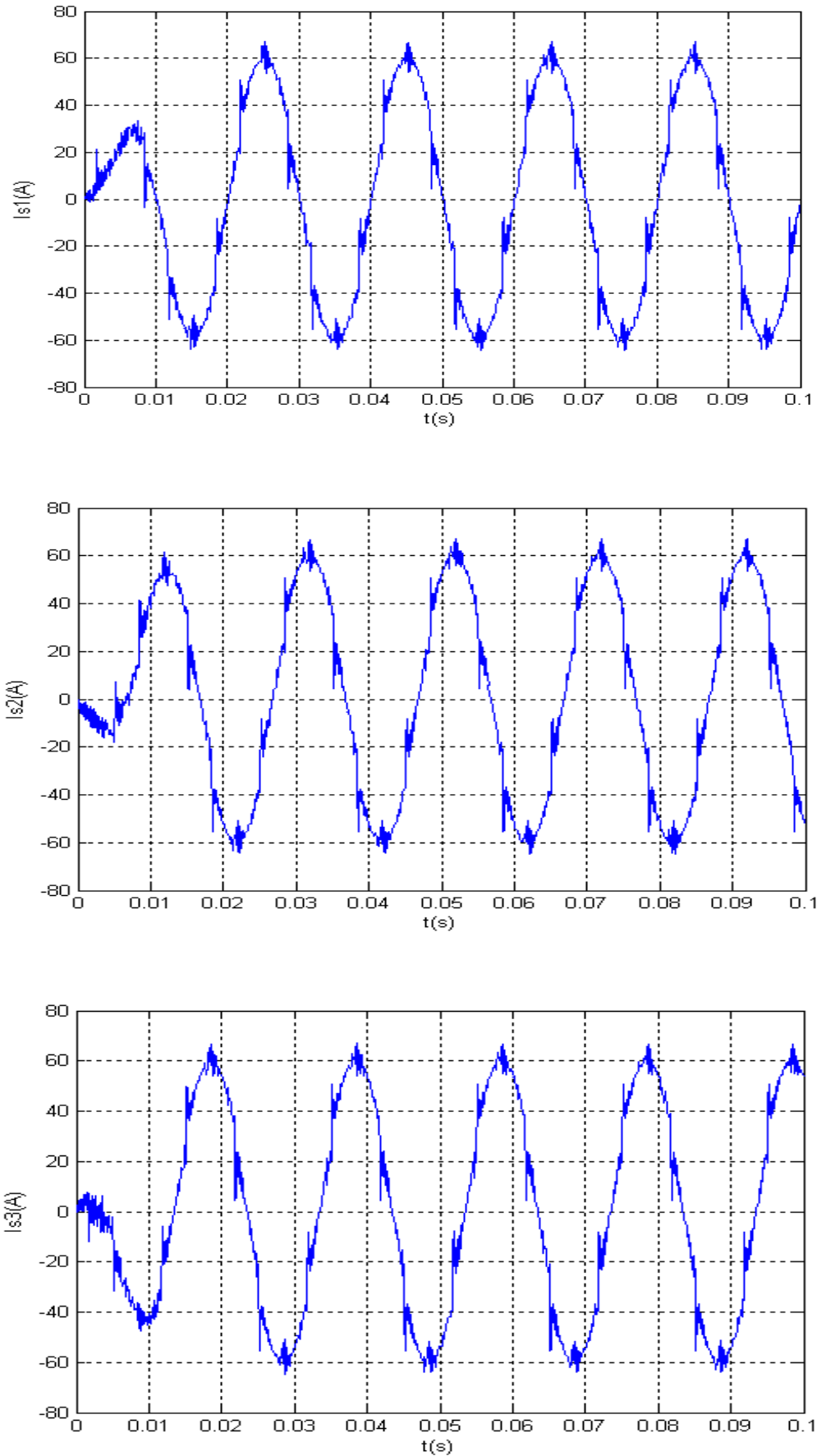


Fig. V.12.Courant de source Is1, Is2, Is3 après filtrage

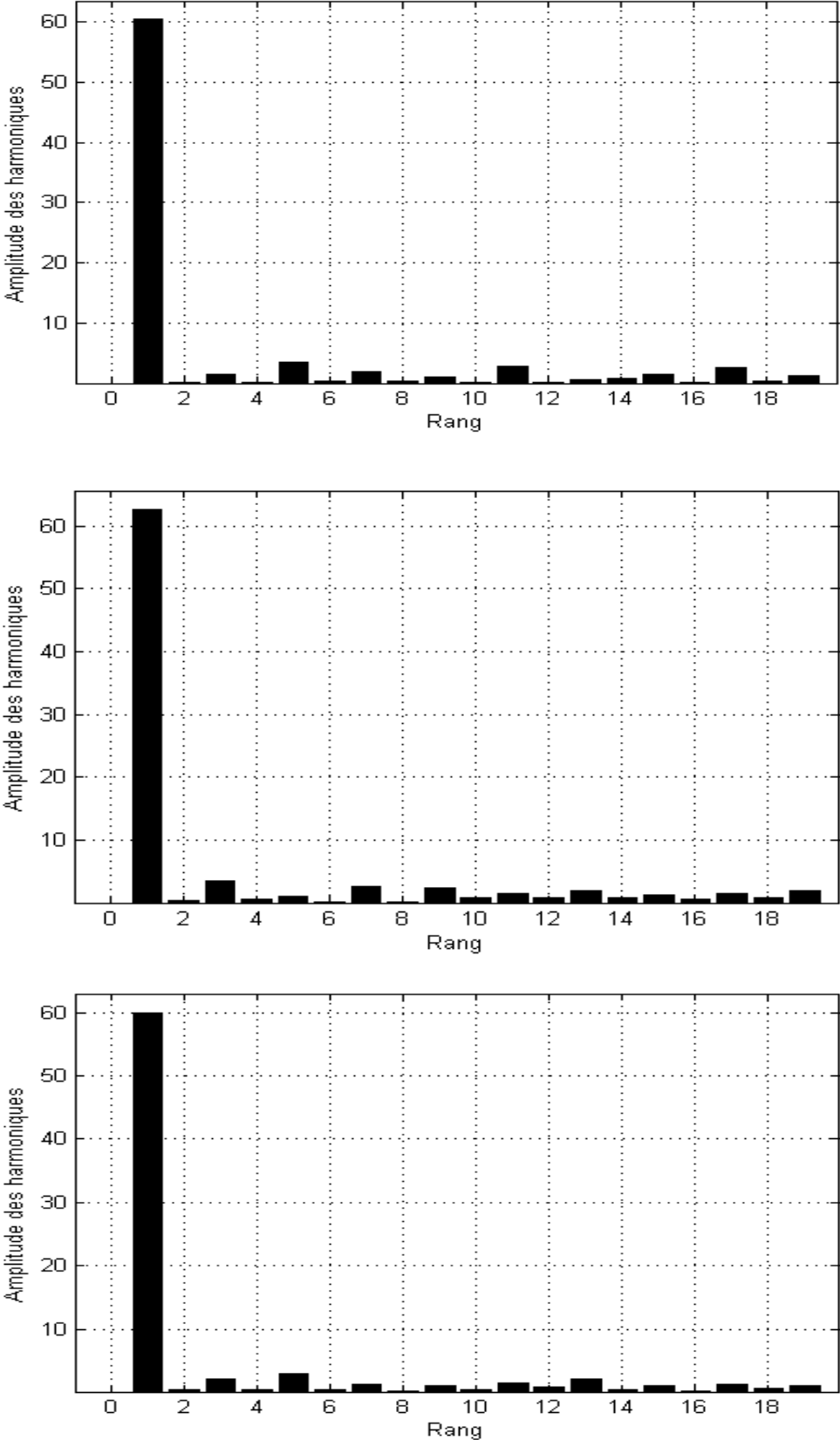


Fig. V.13.Spectre fréquentiel pour le courant de source Is1, Is2, Is3 après filtrage

On remarque d'après les courbes de simulation précédentes que le courant dans le réseau devient presque sinusoïdal dès l'intégration du filtre actif parallèle.

V.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté sous matlab (simulink) le model d'un filtre actif parallèle commandé par la méthode MLI vectorielle et leurs différent block (réseau triphasé , redresseur, identification du courant harmonique, onduleur de tension et la commande MLI vectorielle) pour la simulation et nous avons présenté aussi les courbes de tension redressé, le courant harmonique, Le courant injecté par le filtre et enfin le courant après le filtrage avec une analyse spectrale de ces courbes, malheureusement n'avions pas le temps pour faire un étude comparative entre la commande MLI vectorielle et les autre commandes comme MLI sinusoïdale, et hystérésis, pour voir les performances de cette commandes.

Conclusion générale

La consommation de l'énergie électrique est très répondeuse en courant continu, pour cela les redresseurs sont les plus utilisés. Mais le besoin croissant engendré 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 est 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 permet de nous offrir un réseau plus stable avec un facteur de puissance unitaire.

Nous avons cité plusieurs stratégies de dépollution des réseaux électriques, et avons particulièrement détaillé celle qui représente la meilleure solution pour la compensation de tous les types de perturbations susceptibles d'apparaître dans un réseau basse tension ; à savoir le filtrage actif parallèle qui a vu son développement avec l'évolution des organes de l'électronique de puissance. Ces derniers permettent de concevoir des dispositifs appelés onduleur de puissance permettant à leur tour l'injection des courants harmoniques dans le réseau. Par conséquent, la source fournira des courants sinusoïdaux en phase avec leurs tensions.

La méthode d'identification des puissances instantanées a été choisie ici pour identifier le plus grand nombre de perturbations en courant, tels que les courants harmoniques, déséquilibrés et réactifs. Cette méthode exige une tension de réseau sans perturbation, pour pouvoir fournir uniquement les perturbations en courant émises, par la charge polluante. Cette méthode est très efficace, simple et facile à implanter.

Nous avons aussi présenté les différentes méthodes de commande de l'onduleur triphasé en pont complet de tension à savoir la stratégie de commande MLI vectorielle.

En fin, on a vu avec simulation l'importance des filtres d'harmonique en général, pour dépolluer les réseaux électriques et améliorer leur qualité, malheureusement nous n'avons pas le temps pour faire une étude comparative entre la commande MLI vectorielle et les autres commandes comme MLI, et hystérésis, pour voir les performances de ces commandes.

Références bibliographiques

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] M.C. Benslimane, « Compensation générale des harmoniques « Etude dimensionnement et commande d'un filtre actif parallèle », Mémoire de Magister, Université M'Hamed Bougara de Boumerdes, 2002.
- [4] Brahimi Mohamed El Amine, Babah Azmi, « commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimentant un moteur à cage », mémoire d'ingénieur, Université de Msila, 2008.
- [5] 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.
- [6] Abdelmalek BOULAHIA, « Etude de convertisseur statique destinés à la qualité de l'Energie Electrique », Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2009.
- [7] BOUDACHE Abdelkrim, GALOUL Fayçal, « ETUDE PAR SIMULATION D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE », mémoire d'ingénieur, Université de Msila, 2006.
- [8] Zouggar, « commande vectorielle d'un onduleur alimentant une machine à induction», mémoire de magister, Université de Constantine, 2007.
- [9] Djafer LALILI, « MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux .Application à la Conduite de la Machine Asynchrone. », Thèse de Magister, Université de Jijel, 2009.
- [10] Bendaikha A. Malik, « commande vectorielle d'un moteur alimentant une machine à cage », Thèse de Magister, Université d'Annaba ,2007.
- [11] Madjid Boudjedaimi, Patrice Wira, Djaffar Ould Abdeslam, Said Djennoune, Jean-Philippe Urban, « Commande d'un onduleur avec des approches neuromimétiques pour la

compensation des courants harmoniques dans les réseaux électriques », Université Mouloud Mammeri, 2008.

[12] A. Chouder, A. Malek et F. Krim, « Modèle de Simulation d'une Commande en Temps Réel d'un Onduleur de Tension Triphasé », pp. 131-135, Université Ferhat Abbas, Sétif, 1999.

[13] Bezzalla Amel, Mohamdi Souad, « Commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimentant une machine à cage (Etude comparative entre la modulation à séquence alignée à droite et celle à séquence symétrique) », mémoire d'ingénieur, Université de Msila, 2009.

[14] Melle HIND DJEGHLOUD, « FILTRAGE ACTIF DE PUISSANCE », Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2007.

[15] KHEZZAR Abdelmalek, « Filtrage actif du couple de machines électriques de forte puissance », Thèse de Doctorat, Université de Batna, 1997.

[16] BADACHE Zohir, SACI Abdeslam, « Etude et simulation d'un filtrage actif parallèle en utilisant un onduleur à trois niveaux à structure NPC pour la compensation des courants harmoniques », mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf de Msila, 2006.

[17] Hideaki Fujita and Hirohmi Akagi, "A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems-Series Connection of Passive and Active Filters", IEEE Transaction On Industry Applications, VOL. 27, NO. 6, pp.1020-1025, NOVEMBER /DECEMBER 1991.

[18] Djaffar Ould Abdeslam, Patrice Wira, Jean Mercklé, Yves-André Chapuis, Damien Flieller, « Stratégie neuromimétique d'identification et de commande d'un filtre actif parallèle », RS - RIGE. Vol. 9, n°. 1, pp 35-64, 2006.

[19] site internet www.Google.com
-Institut Schneider formation / MDG9A152I/05-99
-Lycée Edouard Belin 70000 BTS Electrotechnique

[20] C. Collombet, J.M. Lupin, J. Schonek, « Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement », Cahier technique n° 152, édition septembre 1999.

[21] 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.

- [22] BOUFASSA Rabah, MEKARNIA Omar, « MODELISATION ET COMMANDE D'UN UPFC UTILISE EN FILTRAGE DES COURANTS HARMONIQUES D'UN RESEAU ELECTRIQUE », Mémoire d'ingénieur, Avenue Hassen-BADI, EL-Harrach, ALGER, Juin 2007
- [23] 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.
- [24] ZEBIRI Malek, RAHALI Antar, « Compensation des Harmonique par Filtre Hybride », mémoire d'ingénieur, Université de Msila, 2006.
- [25] C. Lott, O. Lapierre, H. Pouliquen et S. Saadate « Filtrage actif des harmoniques en courant et en tension des réseaux électriques : modélisation, simulation numérique et expérimentation », N°12, pp. 2433-2457, DECEMBER 1997.
- [26] Amadau Oury BA, Alpha Oumar BARRY « Active Filter Analysis by the Harmonic Impedance Compensation Method (Part 11) Analyse des Filtres Actifs par la Méthode de la Compensation par Impédances Harmoniques : Partie II - Analyse des performances », institut de Recherche Hydro-Québec, pp.457-461.
- [27] Mr BENKECHIDA NOUREDDINE, « Identification d'un courant harmonique généré par une charge non linéaire », mémoire d'ingénieur, Université de Msila, 2005.
- [28] Bedir Zouheir, Rhaskali Walid, Benlembarak Bilal, « COMPENSATION DU COURANT HARMONIQUE GENERE PAR UNE CHARGE NON LINEAIRE », mémoire d'ingénieur, Université de Msila, 2011.
- [29] Hamouda Noureddine, « Etude Comparative des Techniques de Filtrage des Harmoniques de Courant », Mémoire de Magister, Université FERHAT ABBAS – SETIF, 2010.
- [30] Mohamed Muftah ABDUSALAM, « Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales », Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, Mai 2008.
- [31] R. Kiffouche, « Identification des harmoniques et génération de courants de référence 'Application au convertisseur statiques » Mémoire de Magister, Université M'Hamed

Bougara de Boumerdes, Juillet 2006.

[32] BEN HABIB MOHAMED CHOUKRI, « Nouvelle stratégie de commande d'un conditionneur actif de puissance », thèse de Magister, Oran.

[33] Théodore WILDI,

"Electrotechnique" (ingénieur, institut de recherche d'Hydro-Québec) ,3^e édition

